

6^F
6,50

L' ANNÉE N 1495 DU 13 MARS 1975

SUISSE : 5 FS
ITALIE : 1000 Lires
ALGÉRIE : 6,50 Dinars
TUNISIE : 6,50 Mill
BELGIQUE : 65 FB

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

radio.TV.son
ELECTRONIQUE



- 1925-1975 les 50 ans du HAUT-PARLEUR
- Chaîne compacte CS400 Teleton
- Réalisation d'un détecteur d'intrus
- Un jeu de lumières psychédéliques ■



PHILIPS

Exclusivités...

LAG
électronic



MASHPRIBORINTORG
made in U.R.S.S.



**le « 4341 » CONTROLEUR MULTIMESURES
à transistormètre incorporé**

Résistance interne 16.700 Ω/volt.
V. continu : 0,3 V à 900 V en 7 cal.
V. altern. : 1,5 V à 750 V en 6 cal.
A. continu : 0,06 mA à 600 mA, 5 caf.
A. altern. : 0,3 mA à 300 mA, 4 cal.
Ohms : 0,5 Ω à 20. MΩ en 5 cal.

Transistormètre : mesures ICR, IER, ICI, courants, collecteur, base, en PNP et NPN. Le 4341 peut fonctionner de -10 à +50 degrés C. Livré en coffret métal. étanche, av. notice d'utilisation. Dimensions : 213 X 114 X 80 mm.

GARANTI 1 AN

PRIX : 189 F Port 12 F

« Rien d'équivalent sur le marché »

CONTROLEUR 4323

à générateur H.F. incorporé
20 000 ohms par volt continu
20 000 ohms par volt alternatif
de 45 à 20 000 Hz
Précision : ± 5 % c. continu et alternatif.

Prix **129 F** + port et emb. 6,00



Volts c. continu 0,5, 2,5, 10, 50, 250, 500, 1 000 V
Volts c. alternatif 2,5, 10, 50, 250, 500, 1 000 V
Ampère c. continu 50, 500 μA, 5, 50, 500 mA
Ampère c. alternatif 50 μA
Ohms c. continu 1, 10, 100 KΩ, 1 MΩ
Générateur : 1 kHz ± 20 % en onde entretenue pure, et 465 kHz ± 10 % en onde modulée 20 à 90 %. Contrôle, dim. 140 X 85 X 40 mm, en étui plastic choc, avec pointes de touche et pinces croco.

CONTROLEUR 4324

20 000 ohms par volt continu
4 000 ohms par volt alternatif
de 45 à 20 000 Hz

± 2,5 % c. continu
± 4 % c. alternatif
Volts c. : 0,6, 1,2, 3, 12, 30, 60, 120, 600, 3 000 V
Volts alt. : 3, 6, 15, 60, 150, 300, 600, 900 V
Amp. cont. : 60, 600 μA, 6, 60, 600 mA, 3 A
Amp. alt. : 300 μA, 3, 30, 300 mA, 3 A
Ohms c. c. : 5, 50, 500 KΩ (5 MΩ + pile add.)
0 à 500 ohms en échelle inversée
Décibels : -10 à +12 dB
Contrôle, dim. 145 X 95 X 60 mm, en boîte carton, avec pointes de touches et pinces croco.

Prix **149 F** + port et emballage : 8,00

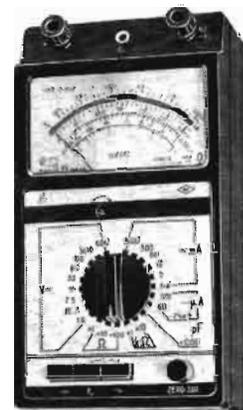


CONTROLEUR 4313

20 000 ohms par volt continu
2 000 ohms par volt alternatif
de 45 à 5 000 Hz

Précision :
± 1 % c. continu
± 2,5 % c. alternatif
Volts cont. : 75 mV, 1,5, 3, 7,5, 15, 30, 60, 150, 300, 600 V
Volts alt. : 1,5, 3, 7,5, 15, 30, 60, 150, 300, 600 V
Amp. cont. : 60, 120, 600 μA, 3, 15, 60, 300 mA, 1,5 A
Amp. alt. : 600 μA, 3, 15, 60, 300 mA, 1,5 A
Ohms c. c. : 0,5, 5, 50, 500 KΩ (5 mΩ + pile add.)
Capacités : 0 à 0,5 μF
Décibels : -10 à +12 dB
Contrôle, dim. 213 X 114 X 80 mm, cadran 90° à miroir, livré en malette alu étanche, avec cordons, pointes de touche et embouts grip-fil.

Prix **169 F** + port et emballage 12,00



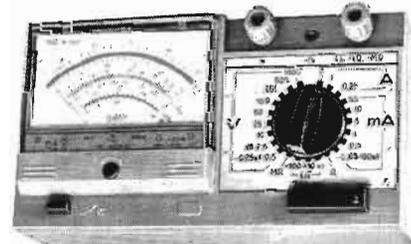
CONTROLEUR 4317

20 000 ohms par volt continu
4 000 ohms par volt alternatif
de 45 à 5 000 Hz

Précision :
± 1 % c. continu
± 1,5 % c. alternatif

Prix **219 F** + port et emb. 12,00

Volts cont. 0,1 - 0,5 - 2,5 - 10 - 25 - 50 - 100 - 250 - 500 - 1 000 V
Volts alt. 0,5 - 2,5 - 10 - 25 - 50 - 100 - 250 - 500 - 1 000 V
Amp. cont. 50, 500 μA, 1, 5, 10, 50, 250 mA, 1-5 A
Amp. alt. 250, 500 μA, 1, 5, 10, 50, 250 mA, 1-5 A
Ohms c. cont. 200 Ω, 3, 30, 300 KΩ, 3 MΩ
Décibels -5 à +10 dB - Fréquences 45, 1000, 5 000 Hz
Contrôle, dim. 203 X 110 X 75 mm, cadran 90° à miroir, livré en malette alu étanche, avec cordons, pointes de touche et embouts grip-fil.



LAG
électronic

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 :

14 numéros HAUT-PARLEUR
dont 2 numéros spécialisés.
Haut-Parleur Panorama Hi-Fi.
Haut-Parleur Spécial Sono
12 numéros HAUT-PARLEUR :
« ÉLECTRONIQUE PRATIQUE »
dont 1 numéro spécial radiocommande
11 numéros HAUT-PARLEUR :
« ÉLECTRONIQUE PROFESSIONNELLE »
12 numéros HAUT-PARLEUR :
« QUESTIONS ET RÉPONSES »

FRANCE 125 F

ÉTRANGER 190 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

Spécial cinquantenaire

● Le Haut-Parleur 1925	153
● Les radio amateurs et les ondes courtes	157
● Et s'il est permis de rêver	162
● La radio d'autrefois	166

B.F. Technique générale

● Le combiné ampli - tuner - tourne-disques Teleton CS400	179
● L'amplificateur de puissance APK240. Power panel kit	188
● Un magnétophone quadriphonique original : Le GX400 DSS Akai	339

B.F. Réalisations

● Un amplificateur stéréophonique modulaire	243
---	-----

Radio-Télévision audiovisuel

● La mesure précise de la puissance H.F.	169
● Un mini-studio de télévision : La chaîne studio Vidéo 10 Philips	
● Développement et transformation des vidéodisques	259
● La télévision par câbles	274
● Eurosignal : Système radioélectrique européen d'appel de personnes	345
● Une caméra miniature de TVC Akai CCS150	350

Electronique-Technique générale

● Les ordinateurs : Ces minis qui imitent les grands	171
● Transistors et Darlington de puissance	176
● Utilisation des circuits à transfert de charge en music électronique	190
● Nouveaux circuits intégrés pour orgues électroniques	196
● Électronique médicale : Microcaméra de télévision, endoscopique	217
● Applications des temporisateurs NE555 et NE556	222
● Quel est ce transistor ?	250
● Mise au point sur les transistors : L'effet de champ et ses applications	266
● ABC : Applications des amplificateurs opérationnels à circuits intégrés	301
● Initiation aux circuits intégrés logiques	312
● Les lasers : L'anémomètre à laser	320

Électronique réalisations

● Stabilisation de l'éclairage d'une lampe	183
● Allumage automatique des feux de stationnement	238
● Réalisation d'un détecteur d'intrus	251
● Un générateur d'ions négatifs	307
● Un modulateur de lumière psychédélique à 4 canaux	326

Mesure-Service

● La mini mire Centrad 382	193
● Un générateur de fonction BF : Le TBF 1038	227
● Utilisation pratique d'un oscilloscope	202

Photo-Ciné

● Nouveautés et conseils pratiques	209
● Sélection directe de diapositives	255

O.M.-Émission réception

● Générateur de message RTTY	363
● Transverter 28/144 MHz - 6 W ou 38 W à transistors	368
● Le Transceiter Heathkit SB 104	371

Divers

● Informations nouveautés	167
● Visite à la société Nord-Radio	352
● Sélection de chaîne Hi-Fi	354
● Notre courrier technique	357
● Petites annonces	376

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**

142 000

EXEMPLAIRES

EDITORIAL

Le 1^{er} avril 1925. Il y aura cinquante ans dans quelques jours, paraissait le premier numéro du Haut-Parleur. Fondé par M. J.-G. Poincignon, aujourd'hui disparu, ce journal avait pour but de mettre à la portée de tous les amateurs cette nouvelle technique qu'on appelait alors la T.S.F.

Dans son premier numéro Le Haut-Parleur lançait cet appel : « *En créant ce journal dans le but de vulgariser la T.S.F., nous pensons faire œuvre utile auprès des amateurs débutants en les aidant de nos conseils.* »

« *Nous demandons maintenant aux initiés, ceux qui ont déjà un poste, et qui ont cherché des améliorations, de nous faire part des « trucs » et « combinaisons » qui leur ont donné des résultats tant au point de vue rendement, qu'à celui des économies qu'ils ont pu réaliser en apportant telle ou telle modification, en fabriquant eux-mêmes tel ou tel accessoire.* »

Pour rendre hommage à tous ceux, lecteurs, annonceurs et collaborateurs, qui ont contribué à faire du Haut-Parleur la plus importante des revues de vulgarisation de l'électronique, nous reproduisons dans les pages suivantes ce tout premier numéro et consacrons quelques pages à une rétrospective sur l'évolution de la radio et de l'électronique au cours de ces cinquante années, une suite à cette rubrique sera donnée dans notre prochain numéro.

Chaque jour de nouveaux appareils faisant appel à l'électronique sont créés et envahissent tous les domaines de la vie courante. Pour mieux répondre à cette évolution et à sa mission de vulgarisation, Le Haut-Parleur vient de faire paraître une nouvelle édition : « Questions et réponses » qui comme l'indique clairement son titre répondra à toutes les questions que nos lecteurs se posent sur ces nouvelles applications. Cette édition vient donc s'ajouter aux deux précédentes Électronique Pratique et Électronique professionnelle.

Depuis cinquante ans, Le Haut-Parleur n'a pas dévié de la ligne de conduite tracée par son fondateur et reste au service de ses lecteurs qui, par leurs suggestions, déterminent les orientations prises par la rédaction. Gageons qu'il en sera de même dans les cinquante prochaines années.

Le Haut-Parleur

Journal Pratique, Artistique, Amusant
des Amis de la T.S.F.

Rédacteur en Chef:
ROGER PERFETTINI

50^{cs}

ABONNEMENTS: Un an (24 Numéros) France 10 frs. — Etranger 18 frs.

RÉDACTION - DIRECTIONS: 27, Rue Nicolo - PARIS (16^e)
Telephone: Auteuil 47 60

PUBLICITÉ: La ligne 8 frs. — Petites Annonces 3 frs.

SCIENCE ET NATURE

Les moyens que la nature met à la disposition de l'homme sont « limités »: sa voix est de faible portée, sa vue ne s'étend pas au delà d'un petit cercle, sa marche ne saurait le déplacer que lentement, l'essence des objets qui l'environnent lui est peu générale. Les moyens naturels de l'homme sont donc seuls, mais ceux nécessaires à l'entretien de la vie animale et ne sauraient justifier à eux seuls l'empire qu'il a peu à peu acquis sur la matière. Cet empire, il le doit à un moyen d'action indirect, l'intelligence, qui est le ressort de sa nature. La science, dont c'est l'œuvre de prolonger les pouvoirs naturellement faibles de l'homme, est l'outil que l'intelligence a forgé pour son usage.

Nous sommes nés dans un temps où cet outil merveilleux a transformé la vie. Il semble en effet que de nos jours, la science, prenant de plus en plus conscience de son rôle, envahisse de tous côtés le domaine pratique par des réalisations toujours nouvelles et dont les conséquences ont vu la civilisation une gigantesque influence.

Il semble que la méthode scientifique, les méthodes que solent ses entrepreneurs, soient toujours plus brillantes encore que ceux des sciences plus révolutionnaires. Quand les hommes ont déterminé la grandeur des astres et les lois de leur mouvement, n'ont-ils pas écrit la connaissance de leur matière leur demeure à jamais interdite? Et cependant, bientôt après, la spectroscopie ne parvenait-elle pas à dissocier le rayon lumineux au point d'y reconnaître la nature du corps qui l'avait émis?

Aujourd'hui la téléphonie sans fil, par l'habile valeur pratique de sa réalisation, vient d'illuminer la physique moderne avec un retentissement qui égale celui des plus remarquables découvertes. Avec elle c'est encore un moyen d'action de l'homme qui se trouve prolongé au delà des limites que lui assignait primitivement la nature. Certes, l'utilisation de la T. S. F. est dans l'inféance et son âge n'a guère encore dépassé le stade des prévisions. Mais que n'est-il pas permis d'attendre d'une science qui vient d'étendre la portée de la voix humaine aux limites de la terre

Les hommes de la T.S.F.



Edouard BRANLY

Né à Amiens en 1846, il meurt en 1900 un détecteur sensible des ondes électriques. Cet instrument était appelé « cohéreur ». Ses travaux furent exploités dans les postes à ondes courtes.



Général Gustave TERRIE

Le monde sans-filiste se réjouira d'apprendre la récente promotion de général Gustave Terrie, un rang de divisionnaire. On sait quel parti il a su tirer de la T.S.F. pour le service des armées. Nous devons au grand chef doublé d'un grand savant, membre de l'Académie des Sciences, et justement regardé à l'étranger comme une gloire de la T.S.F. française, toutes les félicitations des amateurs.



Nikola TESLA

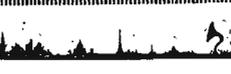
A donné son nom à un montage très apprécié des ondes courtes. Ses nombreuses expériences lui ont permis de constater que pour forcer le passage d'une vague électrique, il faut une pression énorme au niveau de la mer et considérablement moindre dans l'air rarefié au-dessus de la terre. En 1892, Tesla proposa d'élever des tours sur le sommet des montagnes entre lesquelles l'énergie électrique peut être transmise à travers l'atmosphère.



Cinq heures, nous sommes une dizaine d'amies en train de prendre le thé. Désormais un instant chiffons et fautes-fiches, la conversation nous entraîne à parler T. S. F. C'est un tollé général, il est facile de se convaincre que ces dames ne présentent guère la Radio. — Moi, dit l'une, je déteste ça! J'ai entendu un concert chez une amie qui a un poste à six lampes, quelle horreur! C'est criard, nasillard... j'ai failli avoir une attaque de nerfs! Sa voisine, qui caressait tendrement un autre roquet, surenchérit: — Si j'en juge par le haut-parleur que j'ai entendu au Salon de l'Automobile, vrai, c'est à vous dégoûter d'installer un appareil chez soi! Une troisième appuie encore sur la chancelle: — J'ai une de mes amies qui a une espèce de bolide, elle a voulu me faire scouter, l'autre soir, le concert de la Tour Eiffel, c'est à peine si j'ai entendu quelques bribes de chant. La conversation allait bon train et soudain un desec. — Excusez-moi, une fois, d'accord pour trouver le haut-parleur horriblement le casque trop lourd, sans compter qu'il enlève les crans de leurs consultations payés si cher au coiffeur se remon. — Moi seule ne disais rien, ne voulant pas envier les choses ou passer pour une originale et je pensais à moi-même que j'aurais certes beaucoup plus de plaisir à écouter ce brave Radio qu'à entendre ces papotages, dépourvus de bon sens. J'avais une envie folle de leur chanter: « Si vous n'aimez pas ça, n'en écoutez pas les autres, au lieu! »

Pour mon compte personnel j'avoue que le modeste petit poste de T. S. F. que je possède est un compagnon pendant les heures de solitude et que j'éprouve infiniment plus de joie à rester chez moi confortablement installée dans un fauteuil, en écoutant un concert, plutôt que d'aller me trémousser dans un dancing où de me faire bousculer par les grands magasins. — Ma santé y gagne... et mon portefeuille aussi!

RADIOLINE.



Voulez-vous être notre correspondant ?

Dans chaque ville, nous voudrions avoir un correspondant - à la page - qui nous tienne au courant de toutes les manifestations sans-filistes. Etes-vous Flamme que nous cherchons, donnez-nous quelques références. Il va sans dire que notre choix se portera de préférence sur un membre du Radio-Club.

Tous les correspondants agréés recevront, avec les instructions sur le rôle qu'ils auront à remplir, une carte de rédacteur qui leur servira de coupe-file.

LA DIRECTION.



Un haut-parleur du Palais-Bourbon artisan de la « réaction »



Molière aux P. T. T.

Tous les sans-filistes connaissent les efforts des jeunes amateurs du poste des P. T. T. qui, depuis deux ans, ont donné plus de deux cent cinquante représentations radiophoniques des répertoires français et étrangers. S'inspirant d'une formule essentiellement éducative, M. Alec Barthus, avec un aboult désintéressé, a initié le public sans-filiste aux chefs-d'œuvre des grands auteurs classiques. Il ouvre maintenant, avec ses collaborateurs habituels: Milles Lucienne Mignon, Odette Dalmont, Jeanne Preval, F. Lorival, MM Marcel Roma, Marie-Robert, Louis Charcou et Louis Bré, le « cycle Molière », qui, en quinze soignées, retracera dans l'ordre chronologique la vie et l'œuvre de Molière. Chaque émission sera accompagnée d'un commentaire par M. Eugène Jacob.

Des programmes consacrés aux gloires du théâtre français succéderont sans doute au cycle Molière.

Un Record

Le Radio-Club de France vient d'être informé que son délégué régional à Castres, M. Marcel Saez, l'ami de l'ami, a été « entendu » en plein jour sur 47 et 100 mètres de longueur d'onde par le poste américain à A. V. Y. appartenant à M. G. D. Rogers, de New-Bedford (Massachusetts).

C'est, pour nous, la première fois qu'un amateur envoier se fait entendre, en plein jour, de l'autre côté de l'Atlantique.

Avis aux Inventeurs

Un généreux amateur de T. S. F., le baron de Lestrage, vient de mettre à la disposition du Radio-Club de France une somme de 3.000 francs destinée à récompenser l'inventeur français du meilleur haut-parleur radiophonique spécialement étudié pour rendre avec fidélité le son du piano.

Un jury composé de deux membres du Radio-Club de France et de deux personnes désignées par le donateur examinera l'appareil; une cinquième personne pourra être demandée comme arbitre. Aucune date limite n'est fixée, et la seule condition est que le haut-parleur soit français.

La Société des Nations et la Radio

La deuxième conférence européenne pour l'entente internationale en radiophonie s'ouvrira le 3 avril prochain, au secrétariat de la S. D. N. à Genève. Cette conférence aura pour principaux sujets d'étude: la constitution d'une Union européenne des sociétés de broadcasting; l'entente au sujet des longueurs d'onde et des heures d'émission pour éviter les interférences; les relais et échanges de programmes; les écoutes d'émissions d'essai et la publication d'un bulletin mensuel des horaires.

Les Amis de la Tour

Les Amis des auditions artistiques de la Tour Eiffel ont fait, à partir du 21 mars, une émission spéciale, de 20 h. 30 à 21 h. 55, sur 1.500 mètres de longueur d'onde. Les émissions auront lieu tout d'abord deux fois par semaine, le mercredi et le dimanche soir.

A la Tour Eiffel

Les radio-concerts supplémentaires donnés par la station de la Tour Eiffel, les mercredis et dimanches, de 20 h. 30 à 21 h. 55, sur 1.500 mètres de longueur d'onde, avec les concours et aux frais des Amis des auditions artistiques de la Tour Eiffel, qui ont été accueillis avec faveur par la majorité des auditeurs. Cependant, des amateurs, modestement ouverts, se sont plaints de brouillages avec Châteaufort et Radio-Paris. La Tour continuera les essais des concerts le soir, sur 1.500 mètres de longueur d'onde, au lieu de 1.500 mètres.

Cette émission sera assurée sur la deuxième antenne, qui est attachée à la deuxième pile-forme de la tour, la première antenne, d'un tiers plus longue, servira à ces heures-là, au trafic télégraphique.

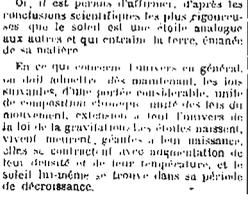
Les Radio-Conférences

La série des radio-conférences de vulgarisation scientifique organisées par la Science et la Vie a continué au poste du Petit Parisien, par un intéressant exposé du général Bourgeois, membre de l'Institut professeur d'astronomie à l'Ecole polytechnique, et séduisant du Haut-Bleu, sur la « constitution de l'univers, des plus récentes données de la science ».

Tres clair, reconstruit d'une étude approfondie poursuivie depuis de longues années, cette conférence exposa comment les moyens actuels d'investigation, de plus en plus nombreux et de plus en plus puissants, permettent d'avoir des idées assez avancées sur la constitution de l'univers et du monde sidéral. Trois notions se présentent aux chercheurs de la science, le système solaire, l'ensemble des étoiles et corps célestes dont le soleil fait partie, l'univers en général.

Et, ce qui est plus d'actualité, d'après les conclusions scientifiques les plus récentes, que le soleil est une étoile analogue aux autres et qui entoure la terre, émanée de sa matière.

En ce qui concerne l'univers en général, on doit admettre, d'après nos connaissances actuelles, d'une portée considérable, l'absence de composition chimique, au-delà des limites du système solaire, d'un tout l'univers de la loi de la gravitation. Les étoiles naissent, vivent, meurent, émettent, à leur naissance, d'après ce que nous savons, une quantité de leur densité et de leur température, et le soleil lui-même se trouve dans sa période de décroissance.



Un verser...

1925
LE HAUT-PARLEUR
1025

Cours et Concours

Un concours d'admission à l'emploi d'agent maniplant aura lieu à Paris, le 23 avril. (Clôture de la liste d'inscription le 20 mars). Pour renseignements, se présenter à la Direction des postes et des télégraphes de la Seine, 83, boulevard de Montparnasse.

Cours de monteuf-intallateur

L'Ecole de radio-électricité, 57, rue de Vanves, ouvrira, le 20 avril, la sixième session de ses cours du soir de monteuf-intallateur de postes radiotéléphoniques. Les inscriptions seront reçues jusqu'au 10 avril.

La T. S. F. et les pêcheurs

La navire-hôpital Sainte-Jeanne-d'Arc, ainsi que les mouillères qui viennent d'apparier pour Terre-Neuve, vont, en cours de route, donner leur plein développement à des essais de radiophonie pour la sauvegarde de la vie en mer.

Le mouillère « Patrie », notamment, a quitté Saint-Malo il y a quelques jours, à destination de Terre-Neuve, via Newport (Angleterre). Il a procédé, avec son poste de bord à des essais de réception radiotéléphonique dans des conditions atmosphériques et de distance variant, pour ainsi dire d'heure en heure.

Un Congrès de la Radio

La Société des auteurs espagnols vient de prendre l'initiative d'un congrès international de radiophonie ayant pour objet d'étudier l'application dans tous les pays des principes de la propriété intellectuelle aux œuvres littéraires et musicales exécutées ou reproduites par T. S. F.

Un nouveau poste d'essai

Une nouvelle station d'expériences a fait son apparition dans le monde sans-filiste. Il s'agit de celle de l'Ecole centrale des arts et manufactures à Paris, qui, sous l'inductif 8 D K, fait des essais autour de 300 mètres de longueur d'onde avec 250 watts. Comme pour tous les postes de la quatrième catégorie, les émissions ont lieu de minuit à 10 heures et de 13 h. à 16 h.

La qualité des émissions, radiotélégraphiques et radiotéléphoniques, est fort variable; le poste, installé spécialement pour l'instruction des élèves, a été récemment deux jours de suite le même montage, ce qui explique les irrégularités de fonctionnement.

France-Tonkin

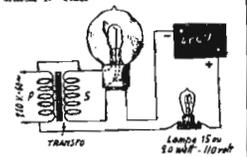
Le poste 8 B F, de M. Pierre Louis, l'almateur réputé, a été en liaison bidirectionnelle avec H. V. A. de Hanoi (Tonkin) pendant 2 h. 1/4 le 17 février; pendant une demi-heure les 23 et 24 février.

Mille et un Conseils



RECHARGER VOS ACCUMULATEURS

Un ami sans-filiste nous communique le schéma ci-dessous qu'il a adopté pour recharger ses accus, et qui lui donne satisfaction; il nous signale que la lampe qu'il emploie (celle du millieu) est une National. Marque N° 1124.



ARRÊTER UN FIL A 2 BRINS

C'est une chose assez difficile pour le non initié. Voici la façon la plus rationnelle de procéder.



Advertisement for 'Une visite au poste d'émission Radio-Paris' featuring a radio tower and the text 'Les pylones de Clichy'.

Advertisement for 'Victor Charpentier' featuring a portrait and the text 'M. La Comtesse de NOAILLES au Studio de Radio-Paris'.

UNE VISITE A RADIO-PARIS

A tout seigneur tout honneur, notre première visite a été pour le poste Radio-Paris qui compte d'innombrables amis dans le monde sans-filiste.



Poste d'émission « Radio-Paris »



Orchestre Radio-Paris dans le Studio

que de Radio-Paris, d'avoir bien voulu nous communiquer les documents qui leur permettent de connaître un peu les artistes qu'ils synthétisent « en dedans », et notre Radiolo national dont la voix chaude et prenante fait le charme des maris.

Advertisement for Mario Cazès featuring a portrait and the text 'MARIO CAZES'.

L'atterrissage des avions: Sir Philippe Sassoon, sous-secrétaire de l'Aéronautique, a annoncé aux Communes que l'on a procédé de nuit, et par temps de brouillard, à une escale de vol et d'atterrissage qui ont donné des résultats extrêmement satisfaisants, grâce à l'emploi de la T. S. F., qui permet aux aviateurs de se repérer.

La T. S. F. au service des religions: La T. S. F., qui est extrêmement répandue aux Etats-Unis, est la plus ou la plus utilisée par les différentes sectes religieuses. Chaque dimanche, des sermons sont prononcés par les plus grands prédicateurs et sont diffusés dans tout le pays.

Entre les bateaux et la terre: La compagnie Marconi, de concert avec l'administration des postes et la Southern Railway Company, poursuit, à Southampton, une série d'expériences en vue d'établir un service de radiophonie entre les bateaux en mer et la terre ferme.

La Station de Genève: Les travaux de la nouvelle station de Genève se poursuivent activement, et l'on espère commencer les émissions régulières au début du mois prochain.

1925 LE HAUT-PARLEUR NATIONAL

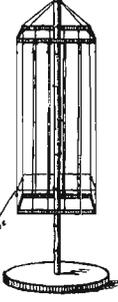


Parlons un peu de l'Antenne

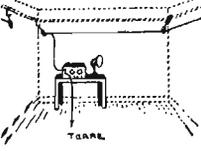
Nos bons propriétaires semblent des mendiants de la T. S. F. Pour vous en valoir, essayez donc d'aller demander un veto l'autorisation de monter sur le toit pour poser une antenne.

Je parie bien qu'il vous la refusera catégoriquement, non pas qu'il craigne moins du monde que vous cassiez la figure, mais bien parce qu'il a peur que vous endommagiez ses tuiles ou ses ornements. Et puis, si vous insistez, il sortira son suprême argument : « vous feriez tomber la foudre sur la maison ».

Votre sommier, s'il est métallique et votre lit s'il est en cuivre, vous servent parfaitement de collecteur d'ondes.



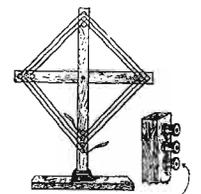
Si vous ne craignez pas pour l'esthétique il vous sera facile d'installer une antenne dans votre appartement, un fil tendu autour d'une pièce ou bien enroulé en balles.



Enfin, si aucune de ces solutions ne vous convient, vous aurez la ressource de construire un cadre au plafond, contre un mur, une porte, ou bien au-dessus d'un ostre portatif.



Le cadre est moins sensible qu'une antenne en cuivre qu'il capte moins d'énergie, mais aussi moins de parasites. Le cadre n'est, somme toute, qu'un simple cercle de grande dimension, et le nombre de spires sera proportionné à la longueur d'onde à recevoir. Il sera donc utile de sectionner le cadre en deux parties, grandes et petites ondes.



Un cadre normal peut avoir un mètre carré avec trente spires, dont dix seulement seront utilisées pour les petites ondes. Ce cadre sera proportionné à la longueur d'onde à recevoir. Il sera donc utile de sectionner le cadre en deux parties, grandes et petites ondes.

Nous reviendrons d'ailleurs sur ce sujet. (à suivre).

A BAS LES PATTES !

Où la Censure fait encore des siennes

La Censure est une vieille dame qui a une figure de clochette et qu'on représente, telle une sorcière, et même parfois avec une grande paire de sabots. Mais les avatars nombreux de sa vie agitée, elle vit encore, toujours, et ce fait dans quelques bureaux poussiéreux pour perpétuer la sinistre besogne qui lui est affectée.

Cette mégère a sévi de tous temps. Latéarateurs, auteurs dramatiques, peintres, sculpteurs, et même les faiseurs de vaudeville, ont la vue sautant au progrès dans toutes ses initiatives brisant les conventions, entravant l'art, fustigeant de son nez crochu les plus nobles idées s'agissant de trouver ce qu'elle pourrait bien couper.

A certains moments où sa monotonie prend un caractère aigu qui confine à la folie, la Censure est l'objet de vives attaques. Elle en arrive même par ses excentricités à être désavouée par ceux-là qui l'ont déchaînée. Elle se retire, telle une bête blessée fin la route morte. Ce n'est qu'une illusion. A la première occasion, elle surgit de l'ombre et recommence ses exploits.

La voici qui s'attaque à la T. S. F. Ce fait marque la consécration officielle, mondiale, de cette science et indique que sa puissance de diffusion est « en excellent état ». Déjà, la Censure s'était livrée contre elle à quelques tentatives fautes, au cours de ses dernières années. « A bas les pattes ! » lui avait-on crié. Elle montra les dents, et feignit de se retirer, mais elle est toujours là, dans l'ombre et qui guette.

Sa dernière manifestation a soulevé un tollé général, et évité, à bon droit, toutes les appréhensions.

Voici les faits :

L'autre soir, le docteur Gentil-Perum, médecin en chef des Asiles d'aliénés de la Seine, secrétaire général de la Ligue d'hygiène mentale avait accepté de faire une conférence devant la microphonie électro-phonique de la T. S. F. sur le sujet suivant : « Protégeons notre esprit mental contre les dangers de la vie moderne ».

Mais, depuis quelque temps l'Administration a sorti de son antre cette vieille sorcière de Censure. La mégère, prête à toutes les besognes, a agité ses crochets, et s'est jetée sur l'orateur, telle une bête sur sa proie. Elle a saisi le texte de la conférence en arret devant le mot « appâtis ». Ce mot lui est inconnu, elle le désire. La conférence ne sera acceptée qu'à la condition que ce vocabulaire ne soit pas prononcé. Ah ! mais, ce mot « chargé de la sécurité générale », l'amaïe je n'approprai ma griffe sur un semblable texte.

Pavair de la folie sans démentir cette maladie, qui est une des plus insaisissables pourvoyeuses des asiles d'aliénés, est le ridicule. Le docteur Gentil-Perum a refusé de se plier à cette nouvelle facétie. Il a rempoché son texte.

C'est à se demander si nous sommes en cela dans une voie de progrès. Je pense de cette sorte, probablement, alors que tous les modernes du monde ont découvert la nécessité d'instruire le public et de consacrer ce langage qui est l'essentiel même en l'absence des matheux inutiles des formes pédagogiques sur un écran, ou de l'intermédiaire par ses manifestations, alors que la reine des Belges, le cardinal Mercier, entre autres, se sont mis à la tête de la commission chargée de fixer qui ne pourra émettre que par l'intermédiaire du public.

Si on la laisse faire, la Censure va continuer ses méfaits. Et quand nous serons à court, mais il importe que le public se défende.

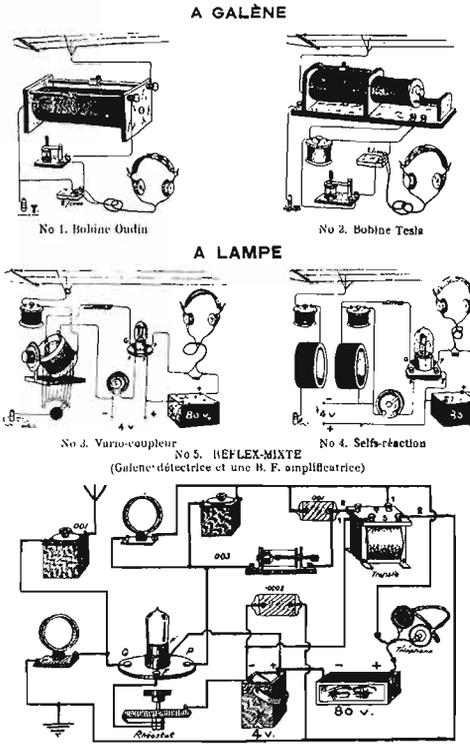
Haro sur la censure !

Notre Referendum

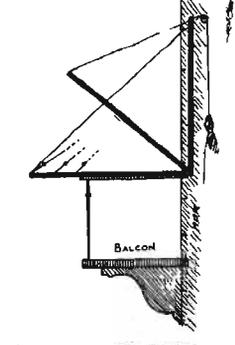
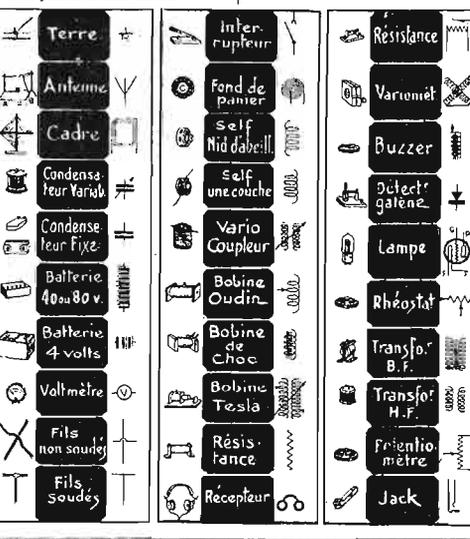
Amis lecteurs, une question ! Si vous devez choisir d'organiser les radio-concerts, quel serait votre choix ? Musique classique, opéras, opéras-comiques, opérettes ? Préférez-vous le chant ou la musique instrumentale ? Quel est votre instrument de préférence ? Peut-être aimeriez-vous mieux encore entendre des chansonsnettes, des monologues ? Répétez-nous nombreux, vos lettres seront publiées dans le « Haut-Parler », et elles serviront à guider le choix des directeurs artistiques de nos grands postes d'émission.

LA REDACTION.

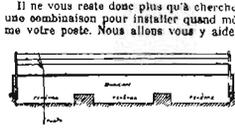
NOS MONTAGES



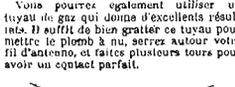
Les schémas ci-dessus sont suffisamment indiqués et il semble superflu de donner à nos lecteurs d'autres renseignements. Néanmoins, nous sommes à leur entière disposition pour leur fournir tous détails dont ils pourraient avoir besoin.



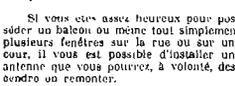
Et vous craignez chez vous tout contact, car le « proprio » est un type dans le genre d'un adjudant à qui il convient d'obéir sans remous. L'adjutant a du moins le mérite de vous le dire, alors que le « proprio » lui, ne demande qu'à vous flanquer dehors.



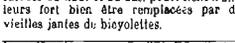
Il ne vous reste donc plus qu'à chercher une combinaison pour installer quand même votre poste. Nous allons vous y aider.



D'abord, vous avez la ressource, et vous habitez Paris, de prendre comme antenne le secteur électrique lumière en intercalant entre la prise de courant et le poste un bouchon intercept qui évite tout court-circuit.



Vous pourrez également utiliser un tuyau de gaz qui donne d'excellents résultats. Il suffit de bien gratter ce tuyau pour mettre le plomb à nu, serrer autour votre fil d'antenne, et faites plusieurs tours pour avoir un contact parfait.



Si vous êtes assez heureux pour posséder un balcon ou même tout simplement plusieurs fenêtres sur la rue ou sur un cours, il vous est possible d'installer une antenne que vous pouvez, à volonté, descendre un remonter.

Un montant en bois, une poutre et un cordon vous suffiront. Il vous sera possible ainsi d'abaisser votre antenne la nuit et de la remonter dans la journée.

D'autres sortes d'antennes existent à votre choix. Voici par exemple une sorte de cage que vous pourrez placer dans une pièce ou sur un balcon. Les deux montures carrées du haut et du bas, pourraient s'y installer fort bien être remplacées par de vieilles jantes de bicyclettes.

Un montant en bois, une poutre et un cordon vous suffiront. Il vous sera possible ainsi d'abaisser votre antenne la nuit et de la remonter dans la journée.

D'autres sortes d'antennes existent à votre choix. Voici par exemple une sorte de cage que vous pourrez placer dans une pièce ou sur un balcon. Les deux montures carrées du haut et du bas, pourraient s'y installer fort bien être remplacées par de vieilles jantes de bicyclettes.

L'AMOUR et T.S.F.

ROMAN INÉDIT en 6 épisodes par André CHARPENTIER

L'ENIGMATIQUE MESSAGE

1^{er} épisode

Il était exactement 21 h 43. Soyons précis. Romuald Bistouille, jeune homme sympathique de vingt-cinq ans environ, installé devant son « Radio-Gyge », le casque sur ses oreilles, se délectait à l'audition d'un sextour à cordes donné par les P. T. T. et son index, tel le balancier d'un métrologue, sonnait les accords mélodieux. Lorsque soudain, à sa grande stupefaction, il se vit en plein morceau, ces mots mystérieux :

« Romuald, mon ami, tu es en âge de te marier. Je me charge de te trouver une femme. Je suis ton bon génie. Sois mes copistes ! »

Puis le concert reprit, comme si de rien n'était. Le jeune homme avait laissé choir, dans son émoi, son casque dont les écouteurs...

— Ça c'est un peu fort ce répète pour la dixième fois l'animateur sans-filiste désorienté.

Puis, sans même prendre son casque il descendit, comme un foudre, vers le bureau de banque du deuxième étage qui possédait, comme lui un appareil. Il frappa chez ce brave homme, le jeune collègue, les yeux ronds, étonnés et les yeux ronds :

— Monsieur Brinluquet, lui cria-t-il de l'antichambre, avez-vous entendu ?

L'interpellé qui était confortablement assis dans un fauteuil, en face d'un haut-parleur, signifia à l'intrus, d'un geste énergique de la main qu'il n'entendait pas dire quoi que ce soit dans ses conditions. On l'approuva quand on saura qu'il recevait par le poste « Petit Loudouvan » sa leçon de chinois quotidiens. La manœuvre des syllabes de l'empire du Milieu qui comporte environ trois millions de vocabales est, comme on le sait, hérissée de difficultés, et M. Brinluquet n'avait pas le temps de suivre ces cours sans qu'on vienne lui couper la communication par des interventions saugrenues.

Mais notre héros se trouvait dans un état de surtaxation que ce détail ne l'ar-

— Tu es bien sûr, voyons ?... Rappelle-toi mon vieux ? Interrogé le jeune homme.

— Le sextour à cordes s'est déroulé sans une interruption, je te le jure ! répondit l'autre.

— Ça t'écrit du miracle ?

Romuald regarda sa petite chambre au sixième, l'esprit bouleversé. Il passa une nuit blanche, et les paroles venues d'un poste inconnu et que son appareil avait enregistré lui revenaient impitoyablement à la mémoire comme un leitmotiv.

Le lendemain, dans la maison de ses parents, il était comblé, il entourait tous ses collègues sans-filistes de l'événement. Personne n'avait entendu la fameuse phrase. C'était à lui qu'on reprochait le manque de précision. De fait, il déclina d'une pureté de pois et d'une sérénité.

A 20 heures 51 s'accablait à son poste, la seule aux lampes, le cœur battant la chambrade. Il entendit successivement, sans incident, un air pour violoncelle, une sonate en mineur, une sélection d'Hamlet. Et puis.

Et puis, à 21 h 43 précises, comme la veille — instant fatidique — le morceau en cours fut brusquement interrompu sur un appât, et Romuald, les yeux révulsés, entendit :

André CHARPENTIER.
(la suite au prochain numéro)

1925 LE HAUT-PARLER

Transfos B.F.

REM

PRIMAIRE et SECONDAIRE INDEPENDANTS à GROSSE AMPLIFICATION

51, Rue de Chailion, 51
MONTROUGE (Seine)

Votre poste sera toujours neuf... si vous l'alimentez avec la CIRE LIQUIDE SULTANE

qui donne instantanément un brillant incomparable aux dynamos, à l'électron et à l'électron.

Envoyez un bon contre mandat de 50

MAISONS RECOMMANDÉES

STE-MENEHOULD

DEPORS & ROUDIER

16, Rue Chanzy

Les meilleurs postes de T. S. F.

SENS (YONNE)

LA COOPERATION PHOTOGRAPHIQUE

31, Rue du Mail

RADIO PHOTO

ANIANE (HERAULT)

A. GRIHOM

ELECTRICITE

Vente et Installation de postes RADIO

BEAUCOURT (Territoire de Belfort)

ADOLPHE HANTZ

10, Rue Courbot

Spécialité en T.S.F. - Démonstrations

LOUVIERS (EURE)

Jacques FOSSAERT

8, Rue du Meubourg

POSTES - T.S.F. INSTALLATIONS - ACCESSOIRES - DEMONSTRATIONS

LES SANS-FILISTES du XII^e

Siège social : Rue Claude-Decaen, 79, Paris (18^e)

Le comité invite les amateurs sans-filistes du XII^e et des environs à assister très nombreux à la prochaine réunion qui aura

ÉMISSIONS EUROPÉENNES avec leur longueur d'onde

Tour Eiffel	2.600	Zurich	645
Genève	1.900	Quincy	1.500
Radio-Paris	1.750	Lausanne	850
P. T. T.	450	Rome	1.025
Paris	470	Rome (Catonella)	1.800
Paris	345	Barcelone	325
Radio L. E.	350	Carlsruhe	1.200
Radio-Ces	332	Madrid (Radio Iberica)	292
Toulouze	1.525	Seville	1.550
Montpellier	135	Bruxelles	3.150
Agde	320	Berlin (Vorbau)	430
Mont-de-Marsan	345	Moscou	1.900
Plo du Midi	350	Cherbourg	2.930
Ardennes	495	Frankfort-sur-le-Main	470
Nantes	435	Stuttgart	465
Birmingham	475	Konigsberg	482
Bourmannouh	385	Leipzig	451
Bradford	310	Munich	485
Cardiff	351	Amsterdam	2.103
Chelmsford	1.600	Bilversum	1.950
Croyden	900	Yankee	1.050
Dundee	731	Komarov	1.800
Frankfurt	445	Prague	1.550
Hull	335	Vienne	430
Glasgow	420	Kyng (Danemark)	2.400
Leeds	345	Copenhague	750
Liverpool	311	Göteborg	690
London	365		
Manchester	375		
Newcastle	400		
Nottingham	338		
Plymouth	391		
Sheffield	391		
Wicham	391		
Swansea	485		
Worcester	285		
Bristol	4.100		

12 h. 30 : Radio-concert.
13 h. 45 : Nouvelle de la Presse.
16 h. 45 : Radio-concert.
20 h. 30 : Nouvelles G&R&L. Cours
20 h. 45 : Radio-concert.

Eclair voici le Champion de la détectrice à réaction

RADIO-GYPÉ DE LUXE

AVEC CONDENSATEUR A VERRIERE EN L'ADRESSE DE HAUTE PRECISION QUI PERMET LE HAUT PARLEUR MONTREUR AU VERTICALE

1000 Watts 1000 Kilom. Toutes ondes.

420 - 275 - 500 - 125

38, rue Mont-Thabor, Paris 14^e

RADIO-GYPÉ

38 rue Mont-Thabor, Paris 14^e

DETECTICE AMPLIFICATEUR AJUSTABLE

Plaque à Lampe 500 - 600 - 1000 - 1500 - 2000 - 3000 - 4000 - 5000 - 6000 - 7000 - 8000 - 9000 - 10000 - 15000 - 20000 - 30000 - 40000 - 50000 - 60000 - 70000 - 80000 - 90000 - 100000

complet : 350 - 600

38, rue Mont-Thabor, Paris 14^e



Dans les Clubs

Nous insérerons sous cette rubrique tous les communiqués de nos Radio-Clubs. Nous prions les Secrétaires de nos clubs de bien vouloir nous adresser, le plus possible, leurs comptes-rendus afin que nous puissions les publier.

Le projet de fédération des sociétés d'amateurs et le Comité intersociétaire

Un certain nombre de groupements d'amateurs de province ayant entamé des pourparlers en vue de créer des fédérations régionales, « cellules » d'une Fédération française des radio-amateurs, la Société française d'études de T. S. F., le Radio Club de France et les Amis de la T. S. F. ont eu devoir signaler aux radio-clubs locaux qu'ils ont existé déjà virtuellement une véritable union des sociétés de T. S. F. de France dans le « Comité intersociétaire » qu'ils ont fondé il y a plus de deux ans.

Compte-rendu de l'assemblée générale constitutive du Radio-Club de Toulouse

L'assemblée générale constitutive du R. C. de Toulouse a eu lieu jeudi 10 mars 1925 à 21 heures à l'ancienne faculté des lettres, rue de Rémusat. Cette première réunion a réuni le plus grand succès au nombre de plus de soixante à l'invitation du Comité d'organisation.

LES SANS-FILISTES du XII^e

Siège social : Rue Claude-Decaen, 79, Paris (18^e)

Le comité invite les amateurs sans-filistes du XII^e et des environs à assister très nombreux à la prochaine réunion qui aura

Tribune libre

Sous cette rubrique nous publierons très volontiers toutes les suggestions de nos lecteurs et leurs revendications.

Notre Concours de RADIO-MOTS-CROISÉS

Le jeu se compose d'un damier analogue à un jeu de dames. Les cases noires et les cases blanches. Les cases noires sont à gauche et les cases blanches à droite. Les lettres des mots horizontaux ou verticaux se trouvent dans les cases blanches.

Notre Courrier

Dans chaque numéro les lecteurs du HAUT PARLEUR trouveront à cette place les réponses aux questions de tout ordre qu'ils auront bien voulu nous poser. Nos rédacteurs techniques sont à leur entière disposition.

UN CONCOURS

En créant ce journal dans le but de vulgariser la T. S. F., nous pensons faire œuvre utile auprès des amateurs débutants en les aidant de nos conseils.

Petites Annonces

ON DEMANDE jeunes gens connaissant bien la T. S. F. Bonne situation. Ecrire à M. B. au Journal JE LANCE concernant la Radio. A. B. C. Bureaux du Haut Parleur.

BULLETIN D'ABONNEMENT

Je soussigné _____ demeurant _____ déclare souscrire à un abonnement de _____ (24 numéros) au "HAUT PARLEUR".

Ci-inclus la somme de (s) _____

(Signature)

Francs : 20 francs. Etranger : 18 francs.

LE HAUT PARLEUR

No 1

Bon d'Achat de 0 fr. 50

les radio - amateurs et les ondes courtes

LA radio n'est pas l'œuvre d'un seul homme. Plusieurs chercheurs, savants ou amateurs ont apporté leur part à la construction de l'édifice et à son développement. Et l'on peut même dire ici qu'il s'agit d'un magnifique exemple de collaboration internationale.

Toutefois, dans cet exposé, nous nous limiterons au rôle important et à la contribution désormais incontestée des « radio-amateurs » notamment dans le domaine des ondes courtes, ces « ondes courtes » (au-dessous de 200 m !) qui ne valaient pas grand'chose, qui ne servaient à rien, et que l'on a allègrement donné en pâture aux bricoleurs des années 20...

Et pourtant, les ondes courtes (disons même de plus en plus courtes !) sont les seules qui, présentement, puissent encore nous apporter du nouveau, tant au point de vue émission très lointaine que télévision (pour ne citer que ces deux exemples). En fait, on peut aujourd'hui affirmer que ce sont les bénévoles et persévérants « radio-amateurs » qui, par leurs inlassables recherches et essais, ont montré précisément ce que « valaient » les ondes courtes, ce que l'on pouvait en attendre même avec des puissances réduites.

A l'honneur des radio-amateurs, citons les paroles du Prince Louis de Broglie prononcées au Congrès International organisé par le Réseau des Emetteurs français (R.E.F.) à Paris en 1950 :

« On donne souvent au mot « amateur » un sens péjoratif. Trop souvent l'amateur est considéré comme un dilettante qui recherche uniquement dans la pratique d'une certaine branche des lettres, des sciences, des arts ou des sports, la satisfaction d'un goût personnel, sans se soucier de faire profiter les autres de son expérience. Parfois aussi on oppose l'amateur au savant, au technicien, pour insinuer que, n'ayant pas des connaissances approfondies, il ne peut pas effectuer un travail vraiment utile. De telles appréciations malveillantes sont le plus souvent injustes, et s'il existe sans doute des amateurs qui méritent la critique par leur excès d'individualisme ou par un mépris volontaire de connaissances solides, il en est beaucoup d'autres qui ne méritent pas ces reproches. Si l'on juge les choses avec impartialité, on doit reconnaître qu'à toutes les époques, à tou-

tes les étapes du développement de la radio-électricité, les amateurs ont joué un rôle très important ».

En vérité, dans les appellations « radio-amateur » ou « amateur-émetteur », le terme « amateur » n'est pas péjoratif que pour celui qui se **croit** « professionnel » ! Et pourtant, les qualités que doit posséder tout **vrai amateur**, combien de professionnels les possèdent ? D'ailleurs, le règlement d'Atlantic-City définit le « service amateur » comme un service d'instruction individuelle, d'intercommunication et d'études techniques (effectué par des amateurs, c'est-à-dire des personnes dûment autorisées dans la technique de la radio-électricité, à titre

personnel, et sans intérêt pécuniaire).

Ce texte officiel semble donc bien reconnaître les services rendus par les amateurs et l'utilité de ceux-ci.

ROLE HISTORIQUE DES RADIO-AMATEURS

Depuis les essais de Turpain en 1894 à Bordeaux réalisant la première expérience de radio-télégraphie, la liaison Tour-Eiffel-Panthéon par Ducretet le 26 octobre 1898, et la traversée de la Manche entre Douvres (South-



Photo 1. - Poste émetteur-récepteur de radio E 13.

Foreland Phare) et Wimereux par le radio-télégramme de G. Marconi à E. Branly en 1899. La radio a fait des pas de géant ; mais son évolution a nettement été épaulée par l'activité intense de tous les radio-amateurs du globe qui participèrent, dès les premiers jours, aux grandes expériences.

Lorsque, les 12 et 13 décembre 1901, Marconi réussit à transmettre en morse, depuis Cornwall (station de Poldhu) à Saint-Johns de Terre-Neuve, les signaux de la lettre « S », en même temps que lui, un amateur américain détectait lesdits signaux avec un appareil de fortune de sa propre construction. Puis, un nombre croissant de fanatiques construisirent eux-mêmes émetteurs et récepteurs, si bien qu'en 1912, on pouvait compter aux U.S.A. plus de stations d'amateurs « expérimenters » que de stations officielles ! Dans un brûlant désir de coopération, des radio-clubs naissent en Amérique et en Europe :

En 1913, à Londres, la R.S.G.B. (Radio Society of Great Britain); en 1914, aux U.S.A., l'A.R.R.L. (American Radio Relay League) ; en 1925, le R.E.F. en France (Réseau des Emetteurs Français) ; toutes sociétés filiales de l'I.A.R.U. (International Amateurs Radio Union).

Pendant la guerre de 1914-1918, de nombreux amateurs sont enrôlés dans les services militaires de la T.S.F. Puis, c'est surtout à partir de 1920 que les amateurs mondiaux — dont le nombre augmente toujours — s'acharnent de plus bel à leurs essais.

Le 2 novembre 1920, un ingénieur américain eut l'idée originale de diffuser de sa station

expérimentale KDKA de Pittsburgh, installée dans un garage, les péripéties de l'élection du président Warren G. Harding contre son adversaire James C. Cox, et ce fut le signal du grand départ ! L'appareil récepteur était bon pour la masse du peuple ; on essayait le nouveau couplage à réaction préconisé par Meissner, etc. Mais les plus exigeants voulaient avoir leur propre station ; si bien qu'en 1923, les U.S.A. comptaient déjà 1 105 émetteurs !

Sans restriction, chacun opérait à son gré ; on imagine le résultat d'un tel état de choses : chaos pur et simple, effroyables interférences, etc. Ce régime ne pouvait plus durer ; il convenait d'apporter de l'ordre, et ce fut l'œuvre du « Radio Act » de 1927, sanctionnant l'exploitation privée et instituant un contrôle technique.

Mais en France aussi, les amateurs étaient de la partie en s'intéressant davantage aux ondes courtes de l'époque (au-dessous des 200 m), jugées longtemps sans valeur pour la radio commerciale.

On se remémore avec un certain plaisir ce QSO bilatéral effectué le 16 décembre 1923, sur une longueur d'onde de 100 m, par 8 BF (en rapport avec 8 AB) avec la station de l'amateur américain W 1 MO. Depuis, les amateurs n'ont cessé d'apporter leur concours désintéressé pour assister les offices gouvernementaux, seconder ingénieurs et techniciens, et répondre volontiers à toutes les demandes. Voici d'ailleurs classés chronologiquement, les plus importants travaux des amateurs depuis ces mémorables essais transatlantiques.

1924 - En avril, 8 BF réussit à contacter l'Afrique, sur 108 m, en radio-téléphonie, avec

une puissance de 80 W. En octobre, il réussit la première liaison bilatérale avec la Nouvelle-Zélande (c'est-à-dire aux antipodes de la France).

1925 - Ecoulement du trafic officiel par F 8 JN durant une panne du poste GO de Saïgon. Envoi par sa station de messages aux observatoires du monde entier, sur la demande du général Ferrié.

1926 - Liaisons sur 32 et 75 m avec les navires « Jacques Cartier » et « Ville d'Ys » à la demande de l'O.N.M.

1927 - Essais d'émission souterraine effectuée dans les mines de Bruay par F 8 DU, 8 JF et 8 JN.

1928 - a) Ecoutes des émissions radio-électriques de l'hydravion « La Frégate » sur le trajet Paris - Les Açores ;

b) Sur la demande du service de la T.S.F. écoute des stations JOAK (Japon) et YR (Lyon) ;

c) Ecoute de la station de Melbourne sur 31,60 m.

1929 - 1935 - Ecoutes des émissions radio-électriques des avions à l'occasion des raids suivants : Paris - Calcutta (Rossi et Le Brix) ; Paris - La Réunion (avion Saint-Didier) ; New-York - Rayack, Paris - New-York et Istres - Porto-Rico (Codos et Rossi).

1931 - Ecoutes de la mission Citroën au centre Asie.

1932 - 1933 - Ecoutes de l'expédition antarctique de la N.R.R.L. Ecoutes de la mission française polaire au Scoresby-Sund.

A l'occasion, citons également les **études de la propagation** sur les diverses bandes pendant les éclipses, aurores boréales, orages magnétiques, taches solaires, etc.

Les amateurs ne manquent jamais non plus de se mettre au service de la Croix-Rouge, pour l'identification des victimes ou la recherche et l'acheminement de médicaments rares ou d'urgence, par exemple dans le cas de catastrophes importantes : cas de l'incendie de l'hôtel Winscoff d'Atlanta, U.S.A. (7-12-1946) ; cas de la formidable tornade ravageant le West-Gulf au Texas et en Oklahoma (avril 1947) ; cas de l'explosion du navire français « Grand Camp » en rade de Texas-City le 16 avril 1947, etc.

ENTRE 1939 ET 1945

Nous ne pouvons pas passer sous silence, l'intense activité des « radios » devenus... clandestins pendant la dure épreuve de l'occupation ennemie.

De 1941 à 1943, la France combattante installa environ 500 postes émetteurs-récepteurs ; d'autre part, de nombreux amateurs réussirent à récupérer quelque matériel et à reconstruire de petites stations (on peut dire sans exagérer : une par département environ). Ne disposant que de bien faibles moyens de protection, ils travaillèrent au milieu des troupes d'occupation disposant cependant, elles, de moyens de police et de contre-espionnage puissants. Parmi tous ces volontaires, dont certains durent payer leur action par le peloton d'exécution, il en est qui sont restés dans l'obscurité sans que l'on sache



Photo 2. - Boîte de résistances HF S.E.L.T. Type 1262.

pourquoi, car leur travail n'était ni moins utile, ni moins dangereux, que celui des autres agents des réseaux de renseignements.

Le territoire fut divisé en régions dans lesquelles les réseaux d'action furent une « chaîne radio » et les réseaux de renseignements un « centre d'antenne » (deux appellations désignant d'ailleurs des organisations similaires). Une trentaine de postes puissants (nous ne parlons pas des émetteurs-valises) furent parachutés sur le territoire ; d'autres stations, construites de toutes pièces par certains OM, furent mises à la disposition des maquis (« pianos » et opérateurs !). C'est ainsi que le réseau de radio des F.F.C. fut organisé à la base, sous l'égide des commandants Panier et Valois. Et l'on peut dire que, par des moyens spéciaux de transmission, les postes et les voitures goniométriques de l'armée allemande furent tenus en échec (presque total) dès le printemps 1943. Un nombre imposant de liaisons avec Londres et Alger fut réalisé. Télégrammes, messages, ordres, demandes, etc., constituaient les signaux qui suivaient le contact établi après le passage répété de l'indicatif constitué par trois lettres (par exemple : B.O.S., V.W.O., etc.).

Parallèlement aux organisations militaires, des amateurs travaillaient également en liaison avec la Résistance civile, grâce à leur stations reconstruites ; ils transmettaient les programmes français de la B.B.C. C'est ainsi que l'on peut mentionner à titre indicatif, « Radio 41 » et « Radio Centre Liberté ». Depuis le début de 1942 jusqu'à la Libération, ce dernier émetteur a retransmis les programmes de Londres, Brazzaville, Léopoldville et même de la N.B.C., à la barbe de l'occupant, et avec une puissance de 230 W. Le lieu de l'émission ne varia jamais ; mais sa sauvegarde fut assurée probablement par la multiplicité des longueurs d'ondes employées, et les auditeurs régionaux purent obtenir une écoute puissante, confortable, exempte de brouillages.

Et maintenant, que sont devenus ces hommes ? Nous gardons le souvenir ému de ceux qui sont tombés en France ou en Allemagne, parmi lesquels Pierre Louis F 8 BF de l'époque héroïque des années 20. Nous avons accueilli avec joie le retour de certains des camps d'extermination. Les autres, ceux qui ont été vainqueurs de la Gestapo et de la Milice, ont vu le résultat de leurs travaux courageux et de leur belle initiative. Hommes aux pseudonymes inattendus, ils restent, pour beaucoup, des êtres mythiques, les héros d'une belle page d'histoire, dont l'épilogue fut la libération de la France. Aujourd'hui, ils ont repris paisiblement, et légalement cette fois, leurs infatigables recherches.

DEPUIS 1945

Nous croyons utile de rappeler ici un extrait de l'article 8 du règlement national des radio-communications (décret du 28 décembre 1926) précisant les conditions d'exploitation des émetteurs français (5^e catégorie) :

« Les postes émetteurs privés soumis à une autorisation officielle gouvernementale ne doivent servir exclusivement qu'à l'échange de messages utiles au fonctionnement des appareils entre stations d'amateurs, communications techniques, à l'exclusion de toute correspondance ayant un caractère d'utilité actuelle et personnelle, et de toute émission présentant un caractère de radio-diffusion ».

C'est peu, mais c'est suffisant, les amateurs contribuant, malgré ces restrictions, à l'évolution et à l'amélioration de la technique pure. En effet, non seulement un vrai « experimenter », un OM, construit lui-même sa propre station, mais bien souvent il en façonne les pièces détachées (transformateurs, bobinages, condensateurs variables, microphone même, etc.). L'amateur digne de ce nom passe autant de temps à essayer de nouveaux schémas, à réaliser de nouveaux montages (quelquefois de son idée) qu'à transmettre « sur l'air ». Après l'heureux aboutissement de ses essais, vite il démonte, pour essayer autre chose !

C'est hélas avec **beaucoup de nostalgie** que nous sommes obligés de dire que cela était surtout vrai avant 1939, puis encore durant une vingtaine d'années entre 1945 et 1965. Maintenant, il est extrêmement regrettable de devoir constater qu'en ce qui concerne la technique pure, l'amateur ne fait plus grand-chose ; il a trop tendance à tout acheter (tout prêt, tout fait) dans le commerce : émetteurs, récepteurs, ou transceivers, et même les antennes !

C'est évidemment une solution de facilité, et on se limite alors à aligner les QSO les uns au bout des autres... Le résultat est que, d'une part n'importe qui (ou presque) peut être radio-amateur, et que d'autre part le niveau technique

baisse non seulement lamentablement, mais aussi très **dangereusement**.

Comment en est-on arrivé là ? C'est très simple. Tout a débuté avec l'avènement et le développement de la B.L.U. (modulation en bande latérale unique).

Attention ! Que l'on ne nous fasse pas dire ce que nous ne voulons pas dire, car nous ne sommes pas contre ce mode de transmission, bien au contraire ; nous en reparlerons plus loin, et l'on verra que ses avantages sont nombreux.

Mais, il faut bien reconnaître qu'un émetteur et un récepteur à B.L.U. sont plus complexes et surtout beaucoup plus difficiles à mettre au point qu'un émetteur et un récepteur à modulation d'amplitude classique. Une certaine technicité est nécessaire pour le constructeur, sans oublier tous les appareils de mesure ou d'examen oscilloscopique indispensables. De ce fait, beaucoup d'amateurs se sont heurtés à un mur infranchissable pour mener à bien de telles réalisations home-made. Et comme parallèlement, divers constructeurs offraient sur le marché des appareils « transceivers » tout prêts à l'emploi, tout naturellement on a acheté du « tout fait ».

C'est aussi simple que cela... Et à l'heure actuelle, le radio-amateur qui (comme autrefois) construit à 100 % sa propre station, la transforme, la modifie et la répare, se fait de plus en plus rare, tellement rare que maintenant on le remarque !

Mais revenons à l'activité des radio-amateurs à partir de la fin des hostilités de 1945. Tout de suite, ils devaient se diriger vers les nouvelles techniques de radio-communication et vers l'amélioration de leurs équipements, tant émetteurs que récepteurs et antennes.

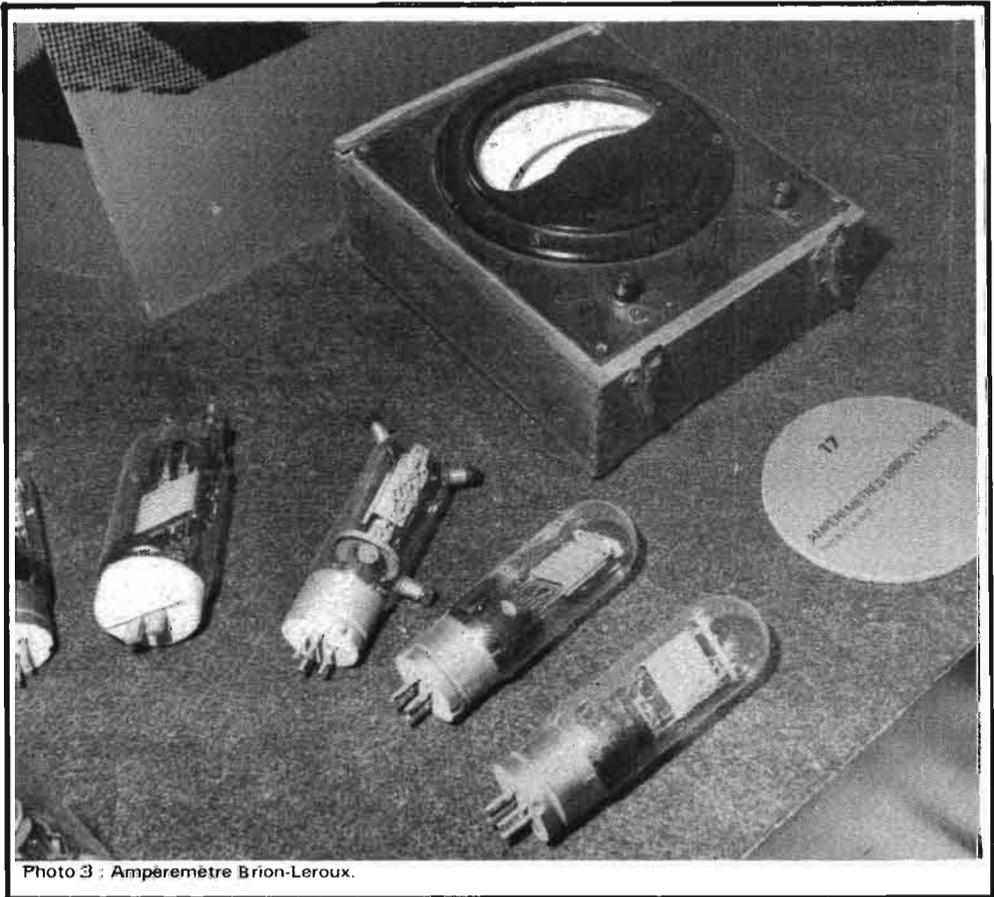


Photo 3 : Ampèremètre Brion-Leroux.

Nous avons vu les radio-amateurs participer de nouveau aux écoutes scientifiques organisées ; nous avons vu l'exploitation des stations portables ou mobiles se généraliser de plus en plus ; nous avons assisté au développement rapide des transmissions en B.L.U. ; nous avons suivi l'exploitation de plus en plus importante des bandes VHF et UHF ; nous avons assisté à la transistorisation partielle des équipements pour ondes décimétriques et souvent totale des équipements pour VHF, etc.

EQUIPEMENTS MOBILES

La transistorisation totale ou partielle des équipements, donc la réduction de leurs poids, de leur volume et de leur consommation, a permis le développement rapide des stations mobiles (ou portables) tant sur ondes décimétriques que sur VHF... avec tout le plaisir que cela comporte, à savoir l'alliance de la cure d'air et du plaisir de l'émission d'amateur !

Sur ondes décimétriques, l'émetteur-récepteur (ou transceiver) n'est généralement que partiellement transistorisé. En fait, des lampes sont toujours maintenues aux étages driver HF et PA-HF ; c'est encore le moyen le plus simple pour obtenir de la **puissance** à bon marché (TS520, TS288 A, etc.).

Par contre, sur VHF (sur 144 MHz en particulier), la transistorisation des transceivers modernes est totale (TS700, par exemple).

Pour la modulation (BF), il n'y a aucune difficulté, les transistors excellents dans ce domaine quant au rapport « puissance/prix » ne manquent pas.

Pour l'alimentation, elle est fournie, soit directement, soit par l'intermédiaire d'un convertisseur à transistors, à partir de l'accumulateur 12 V du véhicule (tension délivrée stabilisée). Notons que dans la plupart des cas, l'alimentation des transceivers mobiles (décimétriques ou VHF) peut également se faire à partir du réseau électrique (dans le cas d'utilisation en poste fixe).

Quant à l'antenne pour l'exploitation en mobile, il en existe maintenant un grand choix, tant pour les bandes décimétriques que pour VHF.

TRANSMISSION EN B.L.U.

Depuis 1960 environ, parallèlement à la modulation d'amplitude et à la modulation de fréquence, nous avons vu se développer rapidement les transmissions effectuées en bande latérale unique de modulation (B.L.U.) Rappelons brièvement qu'en modulation d'amplitude, nous avons une onde porteuse servant de « support » à deux bandes latérales modulées, l'une inférieure, l'autre supérieure, par rapport à la fréquence porteuse. En transmission B.L.U. (on dit aussi S.S.B. : single side band), on supprime l'onde porteuse et l'une des bandes latérales (soit la supérieure, soit l'inférieure) ;

toute la puissance de l'émetteur peut donc être concentrée dans la seule bande de modulation conservée et transmise.

Ce procédé présente de nombreux avantages parmi lesquels nous pouvons citer :

— Occupation dans les bandes d'un spectre de fréquences inférieur à 50 % du spectre d'une émission modulée en amplitude.

— Plus grande efficacité, donc plus grande portée. Comparé à un émetteur B.L.U. donné, un émetteur AM devrait être huit fois plus puissant pour avoir la même efficacité. Les mêmes possibilités de DX en **phonie** sont maintenant possibles en B.L.U. que celles autrefois réservées à la télégraphie.

— Suppression des sifflements d'interférences entre stations B.L.U. voisines (puisque'il n'y a pas de « porteuse »).

— Plus faible consommation d'énergie de l'émetteur et plus faible puissance d'excitation requise ; possibilité d'utiliser des tubes PA-HF fonctionnant au-delà de leur puissance normale en service continu prévu en régime de modulation d'amplitude.

— Possibilité de break-in automatique avec le fonctionnement dit en VOX.

Il va sans dire que ces mêmes avantages se retrouvent aussi bien sur ondes décimétriques que sur VHF où la B.L.U. se développe maintenant avec la même rapidité.

Les transceivers commerciaux modernes sont prévus pour fonctionner en B.L.U. (soit bande latérale inférieure LSB, soit bande laté-

rale supérieure USB) ; ils comportent également une position AM.

La transistorisation est totale pour les appareils VHF, nous l'avons dit. Pour les bandes décimétriques, la transistorisation n'est que partielle tant à l'émission qu'à la réception ; en réception, la transmodulation est pratiquement nulle avec les lampes modernes, alors qu'on ne saurait en dire autant même avec des transistors MOS-FET à double porte (du moins dans l'état actuel de la technique). Evidemment, on rencontre parfois des sections BF totalement transistorisées (ou à circuit intégré). De toutes façons, le V.F.O. pilote est maintenant toujours équipé de transistors, ce qui lui confère une remarquable stabilité en fréquence. Le « FT-DX-505 » est un exemple remarquable de réalisation de transceiver (pour ondes décimétriques) à lampes et à transistors.

VHF

Depuis 25 ou 30 ans, le domaine des VHF et des UHF permet à beaucoup de radio-amateurs de vivre des expériences tout aussi exaltantes que celles que connurent les radio-amateurs avant 1939 lors de la mise en valeur des bandes décimétriques.

On doit dire que les pionniers des VHF ont eu tout le mérite en accumulant les premières observations concernant la propagation au-delà

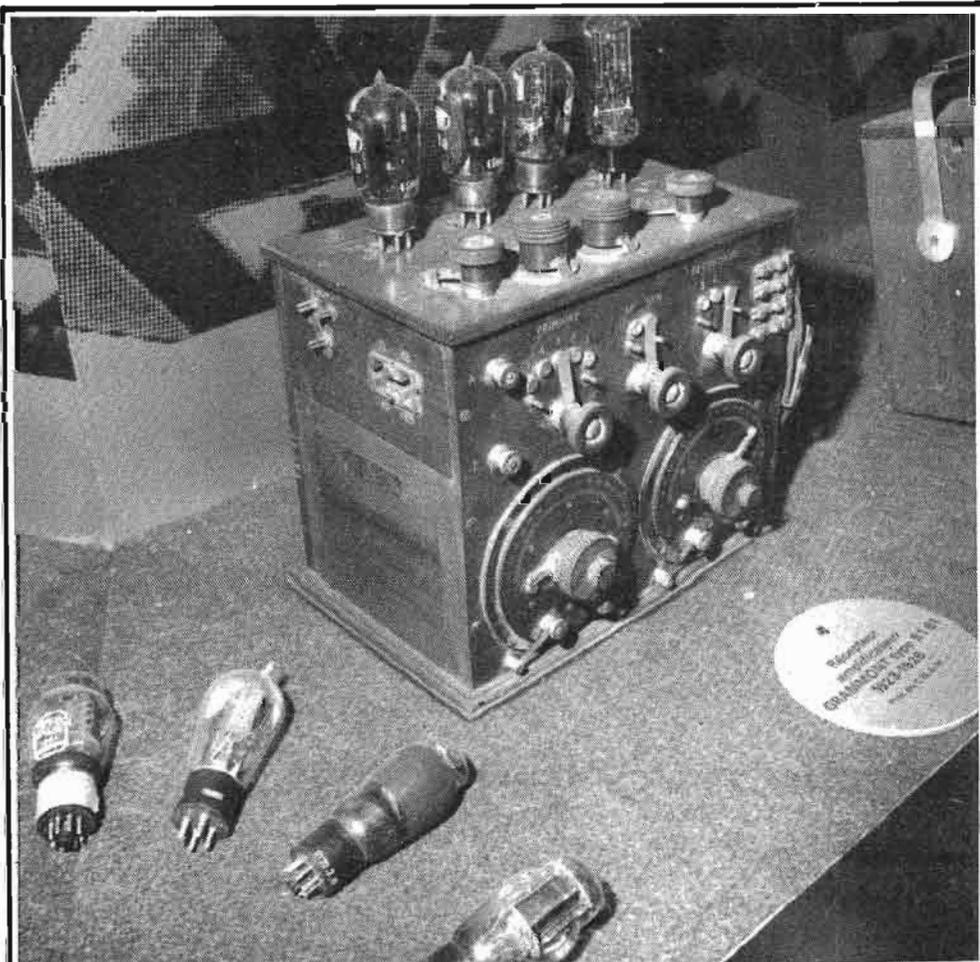


Photo 4 : Récepteur amplificateur Grammont, type B 161, 1923-1926.

de l'horizon et autrement que la soi-disant portée optique.

Parallèlement, avec le développement des équipements mobiles sur 144 MHz (voire sur 432 MHz), les « expéditions » sur les points hauts se sont multipliées.

Mais il s'agit là de liaisons réalisées par propagation dite « normale » ou « troposphérique ». Nous devons donc mentionner aussi les liaisons effectuées grâce à des réflexions sur des traînées de météorites, sur satellite naturel (la Lune) et sur satellites artificiels, et qui ont été terriblement démonstratives et spectaculaires.

Outre les réflexions sur satellites artificiels, nous devons également citer l'utilisation des satellites de télécommunication pour « amateurs » ou satellites répéteurs (les « Oscar »). On transmet sur 435 MHz, puis le satellite « Oscar » convertit et retransmet vers 145,9 MHz ; ou bien, on transmet vers 145,9 MHz à destination d'Oscar et après conversion, il retransmet vers 29,5 MHz.

Des liaisons VHF dépassant toutes les espérances (qu'il serait long de détailler ici) ont été réalisées par ce procédé ultra-moderne de radio-communication.

L'AVENIR...

Nous l'avons vu, depuis 1920, on peut dire que l'activité des radio-amateurs a été intense et qu'elle n'a guère cessé, dans tous les domai-

nes. Pourtant, il ne faut pas croire que tout a été vu, que tout a été dit et expérimenté, et qu'il ne reste plus qu'à tirer l'échelle !

La première liaison bilatérale France - Nouvelle-Zélande (les antipodes) remonte à 1924, nous l'avons dit ; cela se passait sur une longueur d'onde de l'ordre de 100 m. avec une puissance de 80 W, et comme antenne... un long fil quelconque !

De nos jours, une telle liaison France - Nouvelle-Zélande est fréquente chez les radio-amateurs polarisés sur le DX ; lorsqu'on la réalise, on ne pavoise plus... Et pourtant, il ne faut pas croire qu'une telle liaison est plus facile qu'autrefois... Certainement pas ! La preuve est que maintenant, on doit utiliser des puissances beaucoup plus importantes, des antennes directives qui concentrent le faisceau dans la direction souhaitée, etc. Et bien sûr, tout cela se passe en B.L.U., soit sur 20 m, soit sur 15 m. En fait, la propagation actuelle n'a plus aucune commune mesure avec ce qu'elle était en 1924 où il n'y avait que quelques rares émetteurs sur OC ; présentement, avec la multiplicité des stations et les puissances mises en œuvre, les bandes, les ondes, l'éther, sont saturés... et pour « passer », il faut y mettre le prix et jouer des coudes. Mais disons aussi que maintenant, on connaît les bandes les plus favorables, le moment le plus opportun (heure, mois, saison) pour contacter de la façon la plus certaine telle ou telle partie du globe. Ceci compense heureusement cela, mais on constate cependant que certaines liaisons n'en demeurent pas moins assez « sportives » !

L'amélioration de la technique de nos appa-

reils (1), de nos équipements, de nos antennes. le trafic de grande qualité, les communications par réflexion sur les traînées de météores, par réflexion sur la Lune, par utilisation des satellites répéteurs, l'utilisation et l'expérimentation des nouveaux transistors, etc., sont autant de points qui permettent encore de mettre en avant la valeur, le rôle et l'utilité des radio-amateurs.

Dans un but d'impartialité, nous devons citer ici les deux associations françaises d'amateurs-émetteurs (et récepteurs) :

— Réseau des Emetteurs Français (R.E.F.), 60, boulevard de Bercy - 75012 Paris.

— Union des Radio-Clubs, 32, avenue Pierre-Ier-de-Serbie - 75008 Paris.

Tous renseignements concernant ces associations, leurs activités, etc., peuvent être obtenus en écrivant directement aux adresses indiquées.

Si les radio-communications internationales ont, depuis 40 ou 50 ans, progressé à grands pas, n'ayons pas peur de dire qu'elles le doivent en bonne partie à la patience et à la ténacité des premiers radio-amateurs d'ondes courtes, ces « mordus » qui ont prouvé aux savants et autres techniciens de l'époque que les gammes d'ondes qu'on leur avait **abandonnées** étaient cependant l'âme des liaisons-radio à longue distance.

« Quoi qu'il en soit, l'amateurisme est une excellente école, tant pour la pratique et la théorie que pour le caractère et les qualités morales » (J.-G. Poincignon).

« A tous ces titres, l'amateurisme mérite vivement d'être encouragé et, particulièrement, dans les écoles techniques et les grandes écoles, où il contribue puissamment à la formation des ingénieurs et techniciens » (M. Lehman).

Roger A. RAFFIN
F3AV

Bibliographie :

- La Radio, puissance mondiale.
- L'Emission et la Réception d'Amateur.
- Bulletins « Radio R.E.F ».

— Les photographies qui illustrent cet article nous ont été communiqués par le SDSA et représentent des appareils prêtés par le CNAM à l'occasion du cinquantième salon des composants électroniques.

(1) Même un appareil du commerce est perfectible !



Photo 5. - Boîte de capacité P.T.T. Les photographies qui illustrent cet article nous ont été communiquées par le SIERE et représentent des appareils prêtés par le C.N.A.M. à l'occasion du cinquantième salon des composants électroniques.

ET S'IL EST PERMIS

DE REVER ...

C'EST donc en 1975 que « Le Haut-Parleur » fête son 50^e anniversaire. Pour cette année-là, l'électronique fête, elle, sa 68^e année, elle naquit en 1907 (invention de la triode par Lee de Forest). En réalité, il y aura donc, cette année, soixante-huit ans que l'électronique est née et vingt-sept ans que s'est dessiné son visage actuel, car c'est en 1948 qu'est né le transistor, cette naissance étant, en quelque sorte, l'arrivée de l'électronique à un âge que beaucoup on qualifié d'« adulte ». Il nous semble que donner un tel qualificatif est un peu présomptueux, car, comment pouvons-nous admettre qu'il n'y aura pas, dans les années à venir, une découverte au moins aussi fondamentale que celle qui, en 1948, nous dota de la fameuse « bête à trois pattes », grâce aux travaux de Shockley, Bardeen et Brattain ? Si l'on fait une telle découverte, comment appellera-t-on alors l'âge qui suivra pour l'électronique ?

Des « historiques de l'électronique », on en trouve partout (plus ou moins exacts d'ailleurs...) et notre propos n'est pas d'en ajouter un (n + 1)^e à tous ceux qui ont déjà été écrits. Mais, si l'on a le droit de rêver, on peut essayer de deviner ce que va être l'évolution de l'électronique dans les années à venir.

Il y a des gens à demi-pessimistes dans ce domaine. Le grand physicien américain, Casimir, disait, il y a une dizaine d'années « On peut dire que la « lune de miel » de l'électronique est terminée, les découvertes ne se font plus au rythme ahurissant des années 1955-1965, mais, rappelons-nous que, lorsque la lune de miel est terminée, la famille commence à s'accroître... »

Tout en admirant beaucoup la sagesse de Casimir, cette vision nous semble un peu pessimiste, car elle suppose que l'électronique va se broner, dans les années à venir, à récolter les fruits de ce que les pionniers ont semé. Il y a sans doute beaucoup plus à attendre que cela. Le ralentissement sans doute (peut-être apparent) des découvertes fondamentales en électronique n'est qu'un phénomène passager, lié probablement à la grande « désillusion techni-

que » des années 70. On avait cru, en effet, jusque là, que la technique allait tout résoudre, tout apporter et l'on s'est brutalement aperçu que cette technique comportait des contreparties terribles (gaspillage d'énergie, de matières premières, pollution, etc.). Alors, beaucoup de gens ont changé le nom du « Dieu Technique » en celui de « Diable Technique ».

Sans tomber dans l'admiration inconditionnelle, ni dans le mépris systématique du progrès, deux attitudes aussi idiotes l'une que l'autre, il nous semble qu'il y a tout à attendre des années à venir, et il est intéressant d'essayer de se faire une idée des nouveautés qu'elles nous promettent.

LE FUTUR PROCHE

Si on ne parle que d'extrapolation sur quelques années, on peut le faire sans trop de risques.

On peut s'attendre à une forte progression du taux d'intégration des circuits intégrés. Dès maintenant, on peut loger plus de 20 000 transistors dans un morceau de silicium. Il est déjà possible de faire toute une calculatrice compliquée autour d'un seul circuit intégré.

Il y aura une grande augmentation du nombre de transistors intégrables quand on va se mettre à utiliser en grand le masquage électro-

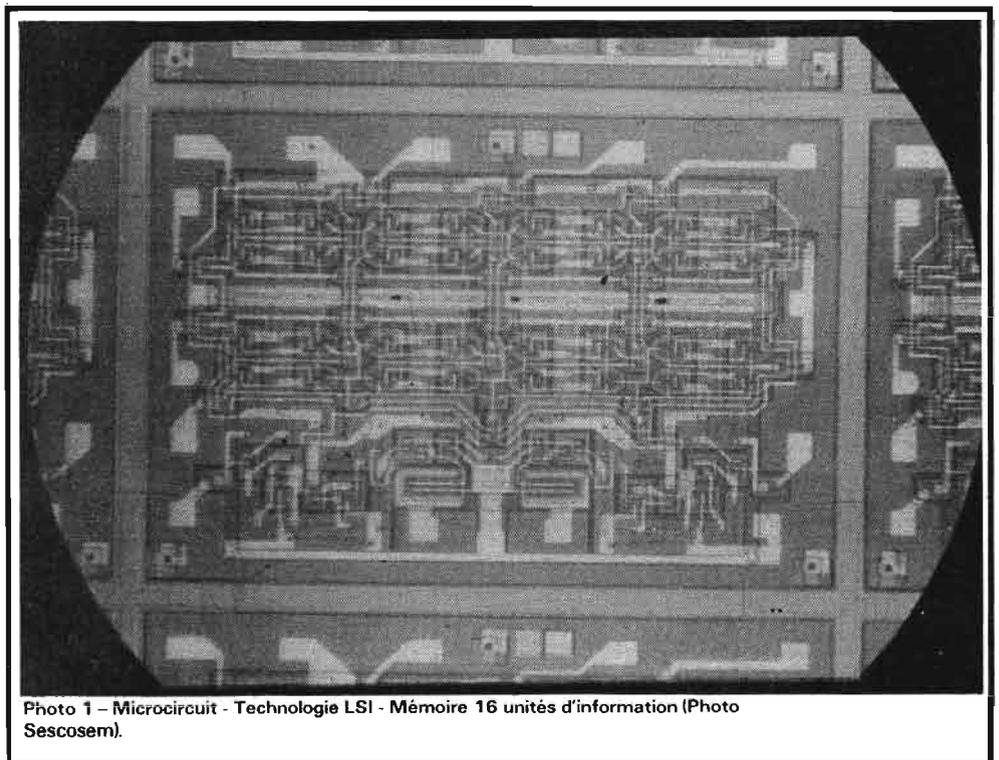


Photo 1 - Microcircuit - Technologie LSI - Mémoire 16 unités d'information (Photo Sescosem).

nique, c'est-à-dire quand on guidera, sur la résistance photosensible qui permet l'attaque localisée de la silice en des fenêtres par où passent les gaz dopants, les zones à impressionner, non plus par de la lumière mais par des faisceaux d'électrons. Il est probable qu'alors, par suite de l'augmentation du taux d'intégration, on arrivera à un véritable ordinateur de poche. On n'en est d'ailleurs pas très loin avec un instrument comme la calculatrice programmable HP65, déjà en vente en 1974. Les problèmes que posera un tel instrument sont d'ailleurs dès maintenant localisés hors du circuit intégré : il s'agit de miniaturiser le clavier et les systèmes d'affichage, tout en leur gardant une dimension compatible avec les possibilités de l'utilisateur : si l'on veut faire un clavier de 225 touches sur un panneau de 7 x 7 cm, les touches seront à 5 mm les unes des autres. Indépendamment de la nécessité de les commander par un objet du genre crayon (le doigt est trop gros), il reste à écrire, à côté de chaque touche, ou sur la touche, sa fonction et ce avec des caractères que l'on puisse lire sans loupe !

Un progrès important à attendre dans ces domaines, bien moins technique (en apparence) que d'autres, sera la baisse du prix de revient des circuits intégrés. Si les calculatrices 4 opérations se vendaient moins de 50 F et les calculatrices évoluées (mémoires, logarithmes, trigonométrie) à moins de 200 F, l'influence de ces instruments serait énorme. Or, il paraît que l'on pourrait arriver à des calculatrices simples se vendant au prix de sept carnets de métré d'ici quelques années, donc il est souhaitable que cela se fasse vite.

On pense généralement qu'un progrès dans le taux d'intégration des circuits ne serait guère utilisable : il faudrait trop de connexions d'entrée et de sortie pour profiter pleinement des 100 000 ou 200 000 transistors intégrés

dans la pastille de silicium. Nous ne sommes pas de cet avis : on peut fort bien, par exemple, imaginer un registre à décalage comprenant en fait douze registres de 2 048 bits chacun, plus un codeur analogique digital à l'entrée et un décodeur digital-analogique en sortie. On aurait ainsi réalisé une ligne à retard qui remplacerait très avantageusement celle que l'on emploie pour la télévision en couleurs dans le système SECAM.

Allons un peu plus loin. Un tel système de registre à décalage pourrait fort bien commander un réseau matriciel de diodes électro-luminescentes : ce serait enfin l'écran plat, accroché au mur, pour le téléviseur. Il y aurait donc la partie classique du téléviseur, de très petite dimension, reliée par câble à l'écran plat, qui pourrait être en couleurs si l'on a bien dominé la réalisation de L.E.D. bleues (il paraît qu'on y est presque maintenant).

ET LES MEMOIRES

Les progrès de l'intégration vont amener un grand développement des mémoires. Il est probable que l'on pourra, sous peu, stocker dans une mémoire à semi-conducteurs la totalité d'une image de télévision. On pourra alors, quand on le désire, appuyer sur un bouton en cours de réception d'une émission et l'on aura logé dans la mémoire une image unique, qu'il sera possible de revoir longuement par la suite.

Pour préciser que ce n'est pas tellement du futur éloigné que nous parlons, il paraît que l'on envisage déjà une application de ce genre aux téléviseurs. On enverrait alors une information lentement par exemple en plusieurs fragments pendant les tops de retour de trame, et l'on aurait la possibilité, à un moment donné d'un

film (si on a manqué le début), en commandant un rappel de mémoire, de voir le titre du film ainsi qu'un résumé du début, mis « à jour » toutes les dix minutes par exemple. De même, les possesseurs de téléviseurs spécialement équipés pourraient rappeler une page de journal d'une mémoire pour prendre connaissance des dernières nouvelles, à un moment peu intéressant d'une autre émission.

On peut aussi envisager une application domestique des mémoires dites REPRON (mémoires re-programmables). On inscrirait dans une telle mémoire tout le « processus » de cuisine d'un plat déterminé dont la maîtresse de maison veut garder le secret, et tout cela serait reproduit par une cuisinière hautement automatisée.

COMMENT ALLER PLUS LOIN DANS L'INTEGRATION ?

Quand on y réfléchit, un circuit intégré occupe une certaine surface sur le silicium, mais un volume quasi-nul, puisque toute la partie active du circuit se loge dans quelques microns d'épaisseur. C'est vraiment dommage de ne pas profiter du silicium plus complètement. Comme on sait déjà maintenant faire des diffusions puis déposer dessus une couche épitaxiale (technique des « semelles enterrées »), on peut penser que, un jour, on fera des « circuits intégrés multicouches ». On réaliserait un circuit intégré par la méthode actuelle, puis on déposerait une couche de silicium, du genre épitaxial, sur le circuit déjà fait, et l'on ferait un nouveau circuit... et ainsi de suite. Actuellement, les spécialistes du semi-conducteur vous expliquent que c'est impossible pour de nombreuses raisons, mais pensons un peu à la maxime américaine : « Si c'est possible, c'est déjà fait ; si c'est impossible, ce sera un petit peu plus long ».

De toutes façons, étant donné ce que l'on demande en général à chaque élément actif dans un circuit intégré, on conclut qu'il y a un terrible gâchis de place pour faire un transistor. Il faudrait arriver à le réaliser avec quelques atomes de silicium, en arriver à cette échelle de l'électronique « moléculaire » au lieu de la micro-électronique.

Rêvons encore un peu plus. Il paraît que les recherches sur les semi-conducteurs organiques n'ont encore rien donné de net, mais qu'il y a quelques espoirs dans ce genre. Si oui, ne peut-on envisager de faire « pousser » des circuits intégrés, suivant des schémas donnés, qui seraient ceux de l'architecture de molécules organiques, influencées par des variations de l'acidité et de la température du milieu, en faisant intervenir des ferments et des enzymes ? Ce serait alors de la « bio-électronique », un peu comme on fait maintenant la synthèse de certaines molécules organiques en se faisant « aider » par des micro-organismes.

Puisque l'on commence à produire de la lumière cohérente, à compter les longueurs

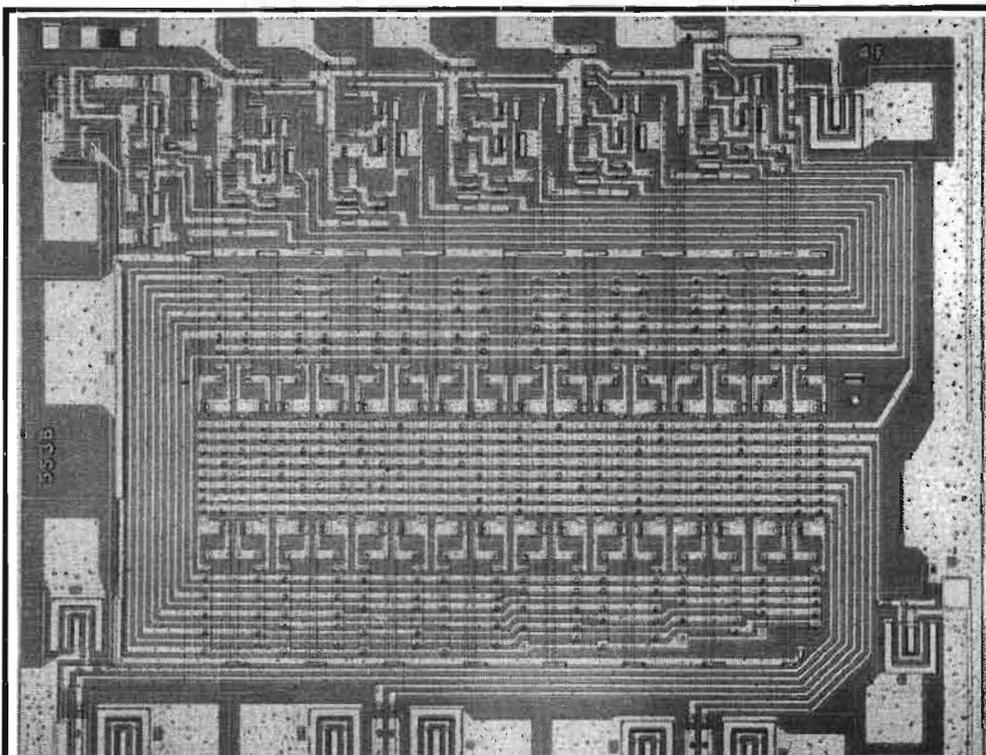


Photo 2 - CI Signetic 8224.

d'ondes des faisceaux lumineux sans difficultés grâce au laser, il n'est pas interdit de penser que l'on pourra un jour orienter le développement de cristaux tenant la limite entre l'inanimé et l'animé, un peu comme la fameuse « mosaïque du tabac », qui est à la fois une substance cristallisable et un virus vivant.

Il y a fort à parier que l'on tirera demain des avantages certains, pour le développement des éléments actifs, de l'étude détaillée des cellules nerveuses, dont certaines jouent le rôle d'amplificateurs. Ce serait alors l'avènement de ces fameux « neuristors », si chers aux auteurs de science-fiction.

CONSEQUENCES DE LA MICRO-MINIATURISATION

On n'aurait même pas pu penser sérieusement, au temps des tubes, à la réalisation du stimulateur cardiaque (le « pace maker »). Il est devenu envisageable grâce aux transistors, tant du point de vue de l'encombrement que de celui de la consommation.

Que fera-t-on avec les circuits intégrés complexes à haute densité et à faible consommation ? On peut envisager parfaitement, dans un avenir pas tellement lointain, une sorte de caméra de télévision, située à la place d'un œil, liée directement par les sorties de signal au nerf optique, et ce serait la possibilité pour les aveugles de voir. De même, une liaison directe entre un système microphone-amplificateur avec les zones auditives du cerveau permettrait aux sourds d'entendre, même à ceux qui ne sont pas « appareillables » comme on dit actuellement, parce que leur oreille interne ne permet pas l'emploi d'un simple appareil de prothèse auditive « classique ».

Ne pourrait-on pas envisager ce que ces systèmes implantés peuvent donner pour des gens « normaux » ? Il serait possible, par exemple, de prévoir pour celui qui le souhaite un « sixième sens » qui peut être d'une énorme importance pour lui et même signifier la sauvegarde de sa vie. Pour être plus concret, imaginons un ingénieur qui travaille dans l'énergie nucléaire : il serait peut-être très heureux d'avoir un minuscule système implanté, qui lui signale, par une sensation particulière et identifiable, la présence d'un rayonnement nucléaire, avant que ce rayonnement n'ait atteint un seuil dangereux.

Puisque nous rêvons, nous pouvons même imaginer que ce détecteur n'est activé que lorsque son porteur le souhaite : un ensemble décodeur incorporé réagit à certaines ondes cérébrales et met le système en route sur ordre (mental) de l'homme à prévenir. Pourquoi ? Parce que l'on doit toujours garder le droit d'utiliser ses sens quand on le veut : n'importe qui peut fermer les yeux quand il ne désire pas voir.

Allons plus loin : ne pourrait-on pas envisager que, réagissant à certaines stimulations cérébrales, un « micro-ordinateur » implanté puisse se mettre en route et communiquer directement ses résultats au cerveau. Il suffira de « penser » deux nombres, par exemple, et de souhaiter en connaître le produit pour que ce produit soit immédiatement présent à l'esprit. On pourrait même envisager une banque de données presque illimitée, disponible sur ordre mental, donnant à son porteur une capacité de mémoire quasi-infinie.

Que le lecteur se rassure : nous ne souhaitons nullement que l'Homme devienne un de ces « cyborgs », toujours présents dans les romans (pessimistes) de science-fiction. Il s'agit simplement d'une « aide à la pensée », exactement comme les lunettes et verres de contact sont une « aide à la vue ».

L'ELECTRONIQUE SUR QUATRE ROUES

Il faut bien reconnaître que la pénétration de l'électronique dans l'automobile a été, jusqu'ici, fort timide. On peut facilement imaginer ce que donnerait un emploi plus généralisé de cette technique dans les véhicules.

Il faut l'affecter en premier à ce qui concerne la sécurité : on sait déjà comment réaliser le freinage optimal, en maintenant toujours chaque roue au couple de freinage qui est juste à la limite du dérapage. Si ce n'est pas assez généralisé, c'est en partie parce que les impératifs de prix interviennent en sens opposé des impératifs de sécurité. C'est aussi parce que l'on pense qu'une voiture ainsi équipée d'un freinage optimal risque de recevoir dans le dos une autre voiture qui n'en serait pas équipée. Quel curieux argument !

Beaucoup ont déjà pensé à la réalisation de systèmes de calcul de trajectoire, d'anti-collision, de pilotage automatique, sur une route balisée de repères électro-magnétiques. Il est à prévoir que cela se fera, tout au moins en partie.

Mais on pense automatiquement au problème de la pénurie d'hydrocarbures. Dans cette optique, l'électronique est des plus intéressante pour le futur proche, car elle conditionne l'emploi optimal de l'électricité pour la traction. On doit développer le moteur à commutation électronique, et les derniers perfectionnements en matière de semi-conducteurs de puissance doivent amener une évolution très profonde dans ce sens.

D'ailleurs, d'une façon générale, on devra utiliser en grand l'électronique pour réduire au strict minimum le gaspillage d'énergie. On doit, y arriver, par exemple, en assouplissant le système des « heures creuses » pratiqué par l'E.D.F. maintenant. On pourrait, entre autres, prévoir pour chaque région, les moments où l'on a intérêt à réduire et à augmenter la consommation d'électricité. Un système d'impulsions codées, envoyées par les fils du secteur, déclencherait, par quartier, la mise en route ou l'arrêt des systèmes fonctionnant « par accumulation », pour maintenir la consommation près de l'optimum.

L'ELECTRONIQUE SUR DEUX AILES

Dans la navigation aérienne, il y a déjà de très nombreux emplois des dispositifs électroniques, mais cela n'est rien en comparaison de ce qui doit se faire.

Sait-on, par exemple, que l'on pourra, sous peu, doter tous les avions d'un système anti-collision universel ? Il « suffit » pour cela que chaque avion émette un top bref à chaque seconde ronde, tous en même temps, avec une précision de l'ordre de la micro-seconde. Si un avion reçoit un top ainsi émis avec un retard de 10 μ s seulement par rapport à une seconde ronde, il saura qu'il y a un autre avion à 3 km de lui. Le seul problème (si l'on ose s'exprimer ainsi) est d'avoir une base de temps qui donne

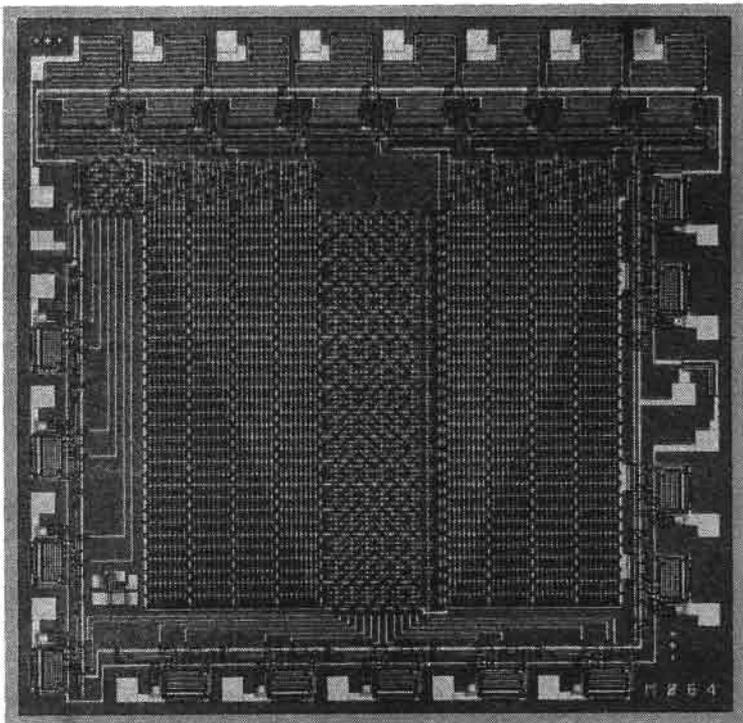


Photo 3

des tops avec une précision de la micro-seconde, sans recalage, pendant plus de 24 heures éventuellement, ce qui représente une précision relative de 10^{-11} (un cent-milliardième). Seule, l'horloge à résonance nucléaire peut donner une telle précision, mais elle est encore relativement encombrante, lourde et chère.

Si, comme on peut l'espérer, les horloges nucléaires de demain peuvent se loger dans une poche, ne pas coûter cher et consommer quelques microwatts, on les affectera sans difficulté à la sécurité aérienne (et pourquoi pas aux montres bracelet, encore que nous ne voyons pas que ce que l'on gagnerait à savoir l'heure à la micro-seconde près ?).

Le radar a été un progrès capital dans la navigation aérienne, comme les dispositifs d'atterrissage sans visibilité. Mais il est hors de doute que ces systèmes sont dans l'enfance. Nous pensons que, dans peu de temps, les gens ne pourront même plus imaginer que, autrefois, les avions ne pouvaient pas décoller ou atterrir par temps de brouillard.

Demain, les avions, guidés par des systèmes électroniques d'une sécurité parfaite, arriveront comme sur des rails à l'aéroport, sans se soucier le moins du monde de la visibilité ni du plafond.

Tant que nous sommes dans le ciel, restons-y, mais cette fois il ne s'agit plus d'éléments électroniques renforçant la sécurité, mais de systèmes de repérage et de détection. Il est presque certain que l'on va développer les méthodes de mesure et de surveillance par des appareils aéroportés, permettant de déceler, dans des zones désertiques, les points où la nappe d'eau souterraine est proche, et qui sont, de ce fait, susceptibles d'une fertilisation moins coûteuse qu'ailleurs.

L'HOPITAL DE L'AN 2025

Imaginons, dans un futur un peu moins proche, ce que l'on pourra faire dans le domaine médical avec l'électronique à venir.

Le stimulateur cardiaque implanté ne fonctionnera plus à un rythme fixe : il fera varier la fréquence des battements du cœur suivant un petit ordinateur commandé par des capteurs qui rendront compte de l'état physiologique du porteur. Bien entendu, on aura réalisé l'extraction de l'électricité d'alimentation à partir de production du type « biologique », comme cela se passe dans l'organisme humain naturel.

Le médecin dispose d'une aide au diagnostic grâce à un ensemble de traitement des données, qui ne se substitue aucunement à lui, mais l'aide en tenant compte de tous les examens et en établissant des corrélations immédiates, les réponses étant « personnalisées » en fonction des caractéristiques personnelles du malade.

Le même médecin n'a plus aucune hésitation à faire des radioscopies, car les amplificateurs de luminance ont permis de réduire la dose de rayonnement reçue par le malade pendant l'examen à un niveau imperceptible.

Il a, d'autre part, des instruments à sondage ultra-sonore qui lui dressent une carte détaillée des désordres organiques du malade, ainsi

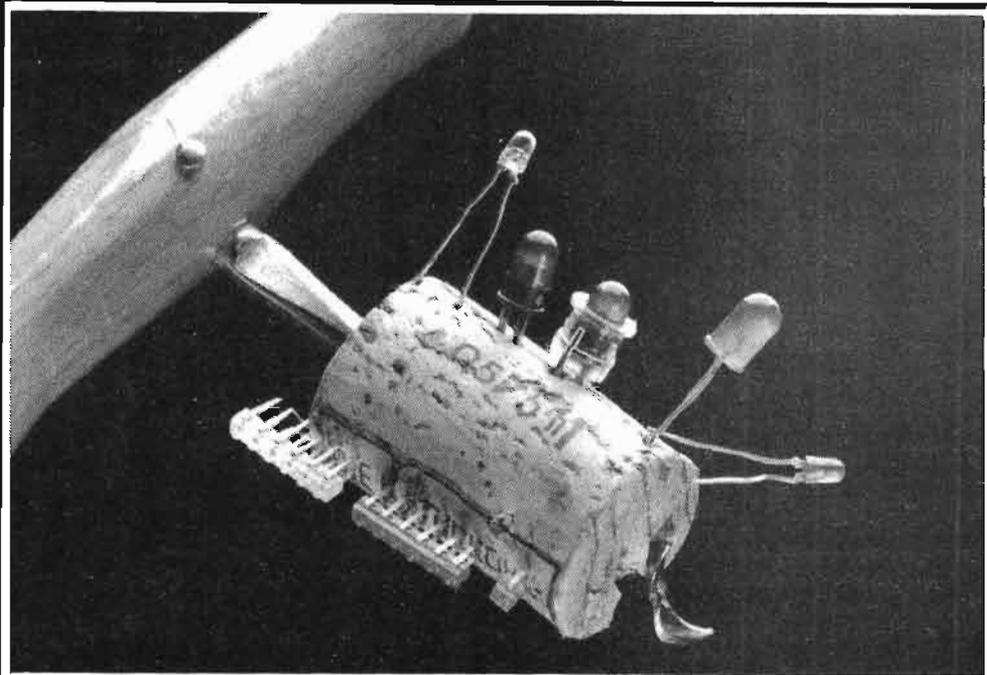


Photo 4 - Diodes électroluminescentes à Ga As (Photo Siemens).

qu'un ensemble de simulation des fonctions nerveuses, qui fait apparaître immédiatement les points anormaux du fonctionnement de ces fonctions. Les enregistreurs ultra-sensibles et sélectifs montrent le parcours des impulsions motrices et sensibles révélant toutes les anomalies.

Doit-on passer à la salle d'opérations ? Le chirurgien dispose, à chaque instant, de toutes les informations souhaitables, de celles qui lui manquaient tellement dans les années lointaines de 1975 : sur des écrans, il lit les réactions de son patient comme s'il conversait avec ce dernier. Coiffé d'un casque léger qui détecte ses ondes cérébrales, il est sûr de disposer à la seconde de l'instrument qu'il souhaite mentalement tenir en main. Il a dû, bien sûr, s'entraîner à cela, pour avoir la réponse qu'il souhaite, et apprendre à domestiquer ses forces de pensées. Cet apprentissage est d'ailleurs l'un des points les plus importants de la technique chirurgicale des années 2025.

Pendant l'opération, le malade est maintenu en anesthésie exacte, grâce à un contrôle permanent de son activité corticale, commandant automatiquement la dose juste suffisante de produit anesthésique. Pendant, et après l'opération, toutes ses fonctions vitales sont contrôlées et analysées par un ordinateur qui signale instantanément s'il y a une alerte et où elle se localise.

Toutes ces aides ne sont jamais substituées au savoir-faire du médecin ni à celui du chirurgien, elles lui ont « seulement » permis de mettre le maximum de chances de son côté.

L'USINE FUTURE

À la fin du vingtième siècle, l'industrialisation a atteint de plus en plus les zones en voie de développement. Les habitants de ces zones, dans de nombreux cas, ne sont pas habitués, par attavisme, aux problèmes que pose l'indus-

trie. C'est pourquoi l'électronique est venue, là tout particulièrement, aider les travailleurs en renforçant leur sécurité, en indiquant plus clairement ce qu'il faut faire, en faisant appel au maximum à la forme spécifique d'intelligence des utilisateurs, laquelle peut différer, par ses méthodes de procéder, de celles d'autres hommes, plus conditionnés par des siècles de civilisation industrielle.

Dans les usines d'autrefois, il y avait un énorme gaspillage d'énergie, autant sur le simple point de vue de l'énergie motrice, que sur celui de l'énergie intellectuelle des gens qui y travaillaient. Une rationalisation des méthodes par l'emploi généralisé de l'informatique a permis de faire en sorte que les différentes énergies des travailleurs de l'usine ne s'annihilent plus les unes les autres, par des contradictions stupides, mais soient utilisées au maximum.

Bien entendu, l'électronique est là pour surveiller ce qui sort de l'usine, en particulier pour s'assurer qu'il n'y a pas de rejet de produit polluant.

On peut également gagner du temps sur les problèmes d'approvisionnement, de circulation des informations, de documentation.

QU'EST-CE QUI SERA FAIT DE TOUT CELA ?

Bien entendu, quand on se laisse aller à rêver, on passe à côté de progrès fondamentaux qui seront réalisés sous peu, et l'on imagine des utopies qui ne sont pas près de voir le jour, mais il nous a semblé intéressant de deviner un peu dans quel sens on pourrait aller. Une seule conclusion s'en dégage : il semble qu'il y ait énormément à faire et que ce serait un peu prématuré, pour les électroniciens de 1975, de dire, comme certains le disent : « Nous sommes venus trop tard, il n'y a plus rien à inventer ! »

J.P. Oehmichen
Ingénieur E.P.C.I.

LA

RADIO

D' AUTREFOIS...

AUJOURD'HUI, je vais quelque peu vous surprendre en affirmant, au sens littéral des mots, que l'Empereur Napoléon I^{er} utilisait... la télévision.

Oui, j'ai bien écrit « la télévision sous Napoléon-I^{er} », et penchons nous d'abord sur les racines : « Télé » vient du grec et veut dire « loin ».

« Graphô », toujours du grec, se traduit par « écrire ».

Voici donc pourquoi, et par exemple, dans notre langue française le mot « télégramme » signifie « écrire au loin ».

Conservons alors la première racine « télé », ajoutons « vision », ce qui n'est pas bien malin allez-vous me dire puisque cela donne « télévision », littéralement « voir au loin » et c'est là que je voulais en venir, en écrivant qu'il y avait de la « télévision » sous Napoléon-I^{er}.

Claude Chappe, né en 1766, inventa le télégraphe aérien puisque, sur des hauteurs visibles entre elles, étaient disposés des mâts qui, prenant des positions variables, correspondant aux lettres de l'alphabet, permettaient de transmettre rapidement des messages à très longues distances.

C'est ainsi que pendant la Révolution, la nouvelle de la prise de Lille put parvenir à Paris en **huit minutes**, grâce au télégraphe Chappe.

Dans la capitale, le poste central, à la fois émetteur et récepteur, était situé sur les hauteurs de Belleville, dans un grand jardin aujourd'hui disparu, c'est pourquoi la rue qui passe à cet endroit est appelée la « rue du Télégraphe ».

De Paris vers le nord, le premier relais était monté sur la butte de Sannois, d'autres sur les hauteurs de Meudon, et ainsi de suite, suivant les directions.

A proprement parler, ce n'était pas une totale invention mais une

énorme amélioration, puisqu'aux temps anciens, par exemple pendant la guerre des Gaules, les soldats de Jules César correspondaient à grande distance grâce à des feux allumés le soir venu sur des points culminants choisis à l'avance, feux dont on masquait l'intensité à des intervalles irréguliers, d'après un code plus ou moins secret.

Revenons un instant à Paris pour rappeler que pendant la révolution, la machine de Chappe fut détruite par la foule, certains prétendant qu'elle servait aux royalistes pour correspondre avec les émigrés...

Puis, sous le premier Empire, Napoléon allait de victoire en victoire, ses adversaires étant toujours surpris de la rapidité avec laquelle ses troupes se déplaçaient et mieux encore, fonçaient au moment propice... on se demandait d'où provenaient les ordres, lorsque aucune estafette ne pouvant traverser les lignes adverses.

Alors, si nous nous en rapportons à certaines archives ultra-secrètes de Fouché, nous apprendrons qu'un matériel portatif et réduit de Télégraphe Chappe suivait l'Empereur dans des fourgons spéciaux... de nuit, des pylônes étaient montés, plus ou moins dissimulés dans les arbres ou par des arbres et, le jour venu, il était ainsi possible de recevoir de brefs renseignements et de transmettre des ordres... quelques kilomètres seulement séparaient parfois les deux postes... on observait à la longue-vue (la jumelle n'existait pas) et, la transmission finie, lorsqu'il était impossible de démonter l'engin pour l'emporter, ou en cas de départ forcé et rapide : une petite bombe réduisait le tout en cendres, et l'ennemi ne trouvait que des débris informés devant lesquels il se perdait en conjectures.

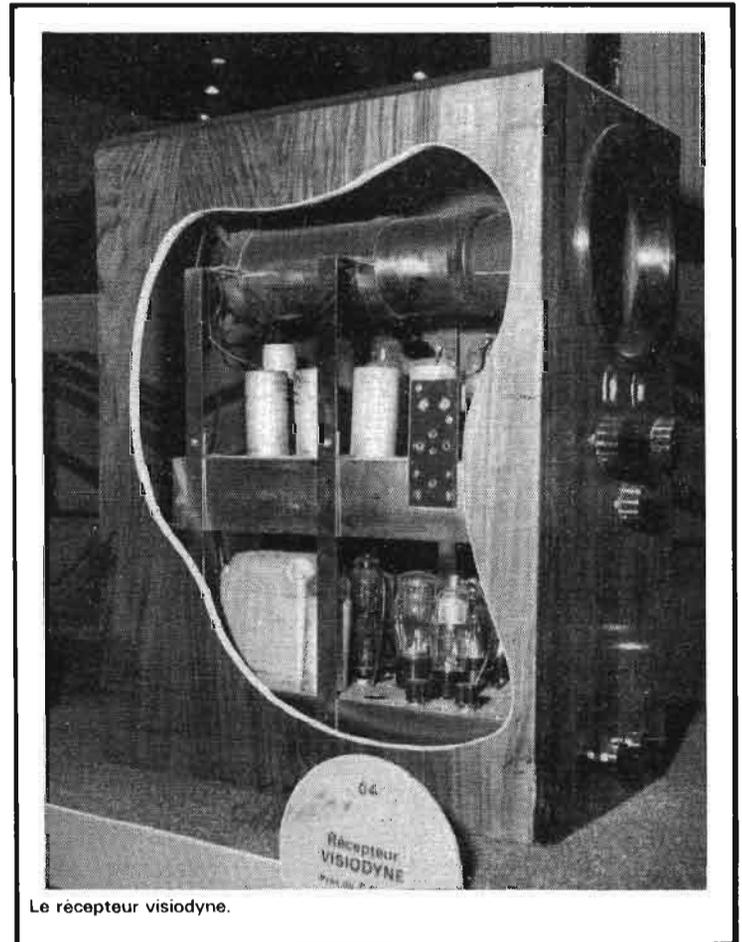
Mais, en 1815, l'Empereur n'eut que quelques semaines pour

reconstituer la Grande Armée... Fouché, qui mangeait à tous les rateliers ne l'aida guère et, à Waterloo, les précieuses machines manquèrent... Elles auraient pourtant fait merveille, prévenant Napoléon que c'était Blücher et non Grouchy qui arrivait de l'est sous un nuage de poussière et qu'à un certain moment, près des Quatre-Bras, on pouvait attaquer le P.C. de Wellington qui prenait tranquillement le « thé », abrité de la pluie par son ordonnance tenant un grand parapluie, car, à cette époque, les officiers de Sa Gracieuse Majesté étaient suivis d'un bidasse portant un énorme parapluie, comme le por-

tier de chez Maxim's... aucun courrier ne put passer à travers les lignes, et si, ce jour-là, l'Empereur avait eu sa « télévision », la victoire aurait pu changer de camp...

Napoléon connaissait très bien la signification des signaux donnés par les diverses positions du télégraphe Chappe... on a même prétendu qu'un jour, à Sainte-Hélène, l'Empereur observa attentivement un certain bateau dont les mâts avaient de curieux mouvements... ce fut, prétend-on, un des épisodes du complot de l'Échiquier... mais ceci est une toute autre histoire...

Francis BLEIVEL



Le récepteur visiodyne.

INFORMATIONS – NOUVEAUTÉS

LE PROCHAIN SALON DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

Le prochain Salon des composants électroniques se tiendra comme chaque année au parc des expositions de la Porte de Versailles à Paris du 2 au 8 avril 1975.

Le Salon Audiovisuel et Communication qui se tiendra aux mêmes dates et dans le même cadre sur le thème : « L'audiovisuel est entré dans votre vie quotidienne ».

Couvrant les domaines de l'information, de la formation, de la promotion et des loisirs, ce Salon apporte la démonstration pratique de l'importance capitale que prend l'audiovisuel dans le monde d'aujourd'hui.

Pour permettre aux utilisateurs de constater l'efficacité des moyens audiovisuels et de choisir les équipements et les programmes adaptés à leurs besoins, des cas concrets seront présentés à la fois sur les stands et dans une salle-forum (« Illustration de l'Audiovisuel ») édifiée spécialement au centre du hall d'exposition.

Le Salon sera ouvert du mercredi 2 avril au mardi 8 avril inclus, de 9 h à 18 h. Fermeture le dimanche 6 avril. Nocturne jusqu'à 22 h le lundi 7 avril.

SIGNATURE D'OUVRAGES TECHNIQUES

M. R. Brault, ingénieur E.S.E., ex-professeur au lycée technique de Montargis, signera ses ouvrages parus aux Éditions Techniques et Scientifiques Françaises à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris, le samedi 12 avril de 15 h à 18 h.

UN LESLIE ÉLECTRONIQUE



Ce nouvel appareil présenté par la société BST sous le numéro de modèle LM200 permet d'obtenir l'effet de Leslie (haut-parleurs tournant) électroniquement.

Caractéristiques techniques

Impédance de sortie : 50 k Ω .

Impédance d'entrée : 100 k Ω .

Sensibilité maximum : 4 volts crête à crête (entrée), 7,5 volts crête à crête (sortie).

Sensibilité moyenne : 500 mV crête à crête (entrée), 400 mV crête à crête (sortie).

LE MAGNÉTOPHONE STÉRÉO A CASSETTE SABA 335

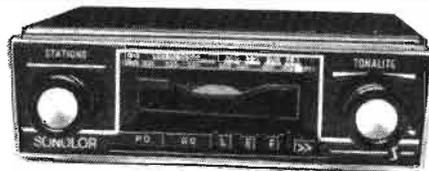


Cet appareil enregistreur/lecteur avec écoute sur haut-parleur en mono, fonctionne avec les bandes standard ou au bioxyde de chrome, un commutateur a été prévu à cet effet. Cet appareil fonctionne sur piles et secteur avec commutation automatique. Réglage de niveau automatique ou manuel. Potentiomètres linéaires pour contrôle de tonalité, volume et niveau d'enregistrement. Compteur à 3 chiffres à remise à zéro. Arrêt automatique en fin de bande. Témoin de contrôle des piles. Présentation : couleur noyer naturel. Dimensions : 240 x 75 x 260 mm.

LE MAGNÉTOPHONE AIWA TM 305

Ce magnétophone englobe trois appareils :
— un **appareil à musique** : enregistrement par le microphone incorporé à condensateur ou directement par la fiche DIN, norme européenne. Possibilité d'écoute pendant l'enregistrement. Haut-parleur de grande dimension incorporé ;
— un **appareil de dictée** avec possibilité de branchement d'une commande à distance (départ/arrêt).
— un **appareil d'étude de langue** pour la reproduction de la voix du professeur et l'enregistrement simultané de la voix de l'étudiant. Ce dialogue avec l'appareil permet l'écoute des deux voix mélangées ou séparées.

L'AUTORADIO SONOLOR FUGUE



Autoradio lecteur de cassettes.

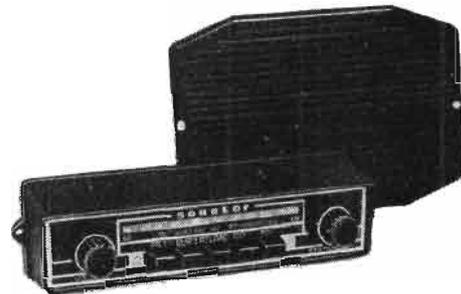
Gammes : PO-GO.

3 stations préréglées : Luxembourg, Europe 1, France 1

Sa présentation très compacte permet l'encastrement dans les emplacements standards des tableaux de bord. Il est également équipé d'un contrôle de tonalité.

On notera que le lecteur est prévu pour tous les modèles de cassettes longue durée.

L'AUTORADIO SONOLOR SUPER-RUSH

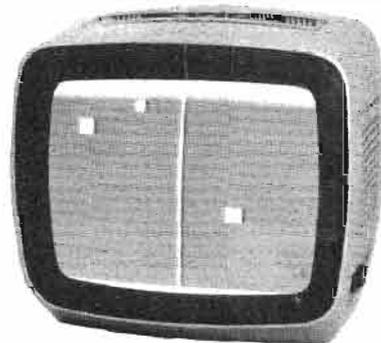


Récepteur à modulation d'amplitude PO-GO, le Super-Rush sort avec des stations préréglées électroniquement : France Inter, Europe 1, R.T.L. ou Monte-Carlo.

La conception ultra compacte de l'appareil (19 cm de largeur, 5 cm de hauteur, 4 cm de profondeur) assure à l'utilisateur une installation simplifiée, sans encastrement, soit en façade sur le tableau de bord, soit sous le tableau de bord avec équerre de fixation.

Le Super-Rush est livré en ensemble complet avec coffret acoustique équipé d'un haut-parleur elliptique de 12 x 19 cm, avec un mode de fixation permettant toutes les orientations désirées.

LE VIDEO-MASTER : UN NOUVEAU JEU T.V.



Ce nouveau jeu T.V regroupe en fait trois jeux : football, tennis et pelote basque.

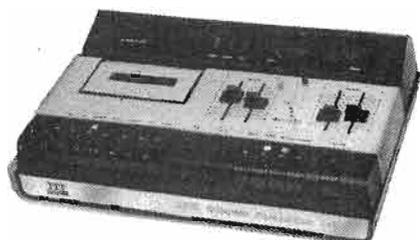
L'appareil se présente sous la forme d'un ensemble compact qui se branche directement sur le téléviseur. Pour le jeu de football : les joueurs sur l'écran ont une mobilité totale sur toute la surface, ils se déplacent en tous sens et non pas seulement horizontalement et verticalement.

Les autres jeux donnent les mêmes possibilités de mobilité, un son double tonalité anime les phases de tous les jeux.

L'appareil lui-même est léger, compact. Il comporte 20 transistors, 17 circuits intégrés et contrôles de jeux. Une commande à distance par joueur en fait un jeu très facile à manipuler. L'appareil est alimenté par une pile standard de 9 volts. Distributeur : Mathé Electronique.

INFORMATIONS – NOUVEAUTÉS

LE MAGNÉTOPHONE ITT SCHAUB-LORENTZ SR 88 HI-FI – DOLBY



Présentation

Magnétocassette répondant aux normes Hi-Fi, équipé du système « Dolby ».

Présentation « type professionnel » en pupitre.

Finition noire et aluminium satiné.

Dimensions : L. 390 mm x H. 120 mm x P. 280 mm.

Poids : 5,2 kg.

Caractéristiques techniques

Vitesse de défilement : 4,75 cm/s.

Deux voyants lumineux pour le contrôle des fonctions :

- Enregistrement,
- Dolby
- Surimpression (TRICK).

Bande passante : 40 à 12 000 Hz (Bande Fe 2 03) ; 40 à 14 000 Hz (Bande Cr 02).

Rapport Signal/bruit : ≥ 50 db ; ≥ 60 db avec « Dolby ».

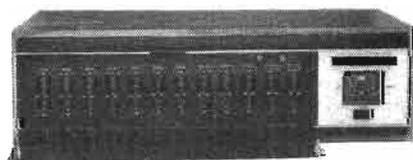
Niveau d'enregistrement et de reproduction : manuel, réglable par potentiomètre à curseur linéaire.

Arrêt automatique de fin de bande avec débrayage du mécanisme et des touches correspondant aux fonctions :

- marche
- défilement dans les deux sens.

Prise de raccordement (normes DIN) : radio, magnétophone, platine-disques, amplificateur, microphone, casque.

DEUX ÉGALISEURS DE FRÉQUENCE B.S.R.



Few III – Égaliseur stéréo professionnel

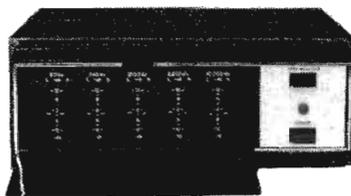
24 contrôles de fréquences - 12 gammes de fréquences sur 2 voies - Hz : 30, 50, 90, 160, 300, 500, 900, 1600, 3000, 9000 et 16000 Hz.

Contrôles : tonalité ± 12 dB min.

Page 168 - No 1495

Contrôle de la puissance : 2 canaux séparément - Enregistrement, monitor, vu-mètres.

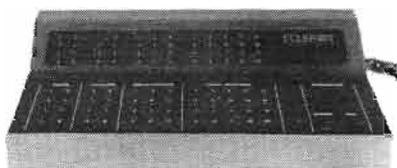
Distorsion harmonique à 2 volts de sortie : 0,05 %.



Few II – Égaliseur stéréo

10 contrôles de fréquences - 5 gammes de fréquences sur 2 voies - Hz : 60, 240, 1000, 3500, 10000 Hz.

LE DISPATCHING DIGITAL ECLER C



Le dispatching digital modèle C est une unité d'interconnexion qui permet de commuter différents appareils, tels que : platines, magnétophones, amplificateurs, enceintes acoustiques et tuners.

Modèles :

— DC 8 8 12 20. Combinaisons possibles : 8 platines, 8 magnétophones ou tuners, 12 amplificateurs : 8 stéréophoniques, 4 quadripophoniques, 20 paires d'enceintes.

— DC 12 12 20 24 - Combinaisons possibles : 12 platines, 12 magnétophones ou tuners, 20 amplificateurs (12 stéréophoniques, 8 quadripophoniques), 24 paires d'enceintes acoustiques.

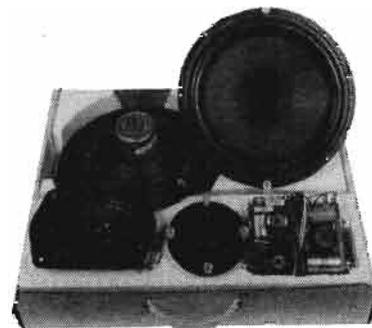
— Le dispatching digital modèle C est composé de deux éléments : 1) le pupitre de commande à distance ; 2) L'unité d'interconnexion.

La commutation des différents appareils s'effectue par simple effleurement du doigt sur le clavier.

Les différents appareils en service sont repérés grâce à des lampes témoins auxiliaires et à une visualisation sur le pupitre à l'aide d'une numérotation.

ENCEINTES ACOUSTIQUES EN KIT SEAS

SEAS propose 5 modèles d'enceintes acoustiques en Kit :



Modèle 10-2 : Enceinte 2 voies à 2 haut-parleurs. Puissance nominale : 20 W.

Modèle 18 : Enceinte 2 voies à 2 haut-parleurs. Puissance nominale : 30 W.

Modèle 30 : Enceinte 2 voies à 2 haut-parleurs. Puissance nominale : 35 W.

Modèle 35 : Enceinte 2 voies à 3 haut-parleurs. Puissance nominale : 60 W.

Modèle 60 : Enceinte 3 voies à 4 haut-parleurs. Puissance nominale : 70 W.

LE MICROPHONE A ELECTRET C 505 – AKG



Type : Microphone électrostatique à technique électret avec pré-ampli FET (récepteur à gradient de pression).

Gamme de transmission : 30... 20 000 Hz.

Tolérance avec la courbe idéale : max. $\pm 3,5$ dB.

Sensibilité à 1 000 Hz : $0,25 \text{ mV}/\mu\text{bar} \approx 2,5 \text{ mV}/\text{Pa}$.

Impédance (dans la gamme de 30 Hz... 10 kHz) : $200 \text{ ohms} \pm 15\%$.

Impédance de charge réelle min. : 500 ohms.
Réponse polaire directionnelle : cardioïde (voir diagramme polaire).

Niveau de bruit pondéré : $1 \mu\text{Veff}$ (filtre CCITT.C/DIN 45 405).

Niveau de bruit non pondéré : $2 \mu\text{Veff}$.

Niveau de pression sonore max. à un facteur de distorsion $\leq 1\%$: pour une charge aux bornes $RL > 10 \text{ kohms}$: $2500 \mu\text{bar}$; pour une charge aux bornes $RL > 500 \text{ ohms}$: $200 \mu\text{bar}$.

Pile : type MALLORY PX 23 ; 5,6 C.V. en C.C. (IEC 4 F 16).

Durée : en fonctionnement continu : 550 heures ; en fonctionnement par intermittences : ≥ 1000 heures.

Consommation de courant : $\leq 150 \mu\text{A}$.

LA MESURE PRÉCISE DE LA PUISSANCE H.F.

PARMI les différents systèmes proposés dans la littérature spécialisée et qui donnent satisfaction, le plus simple est, sans doute, celui que nous allons décrire et qui comporte deux parties distinctes :

1) Une charge fictive, non inductive, faite d'une combinaison de résistances au carbone, capable de supporter la puissance qui lui sera appliquée.

2) Un circuit de mesure sensible destiné à lire la tension développée aux bornes de la charge après redressement par une diode (fig. 1).

Ce circuit est constitué par un micro-ampèremètre (0-200 μ A) en série avec une résistance appropriée et non par un voltmètre dont la faible résistance interne, en parallèle sur la charge perturberait la nature de celle-ci. Toutefois un contrôleur à forte résistance interne ou mieux un voltmètre électronique pourrait parfaitement faire l'affaire. La solution du micro-ampèremètre présente l'avantage, sur le plan pratique, de pouvoir réaliser un appareil compact et autonome. Pratiquement, la diode redresseuse est suivie d'une cellule de découplage, formée par un découplage de 10 nF en tête et d'une bobine de choc 22 μ H. Un écran métallique la sépare du micro-ampèremètre et de sa résistance. Ainsi toute trace de haute fréquence est écartée, ce qui augmente la précision de la lecture.

REALISATION DE LA CHARGE D'ENTREE

Elle doit naturellement pouvoir supporter sans augmentation de température excessive et au moins pendant la mesure — ou mieux pendant toute la durée d'éventuels essais — la puissance qui lui sera appliquée. Pour obtenir 50 Ω on groupera en parallèle 20 résistances de 1 k Ω - 2 W soigneusement triées de manière à ce qu'elles soient très près de la valeur nominale et que la différence de valeur de l'une compense d'aussi près que possible la différence de valeur de l'autre (1 025 Ω compensant 975 Ω , par exemple).

L'assemblage s'effectue sur deux disques (laiton, cuivre, fer blanc ou clad) de 80 mm de diamètre sur lesquels sont tracés deux cercles concentriques de 40 et 70 mm de diamètre comme le montre la figure 2. Le plus grand est divisé en 12 parties égales et le plus petit en 8, ce qui permet de percer ainsi dans chaque cercle 20 trous sensiblement équidistants dans lesquels les résistances seront assemblées comme le suggère la figure 3. Pour un travail satisfaisant, on veillera à ce que les deux disques soient bien parallèles, à 35 mm l'un de l'autre environ, et on soudera, une à une, les résistances en place, avec des fils de longueur égale de chaque côté. L'ensemble est alors d'une

rigidité absolue. On procédera alors à la mesure de la résistance résultante, mesure très précise qui devra être effectuée au moyen d'un appareil très précis, de manière à faire intervenir dans le calcul une donnée serrant la réalité au plus près. Nous avons personnellement, avec un peu de

patience, obtenu 50 Ω — à quelques dixièmes près. On peut sans doute faire mieux, mais ce n'est pas impératif, 51 Ω pouvant parfaitement charger un appareil sortant par définition sur 50 Ω . Pour réaliser une charge de 75 Ω identique à celle-ci, on partirait de 20 résistances de 1 500 Ω 2 W

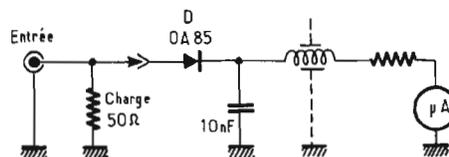


Fig. 1

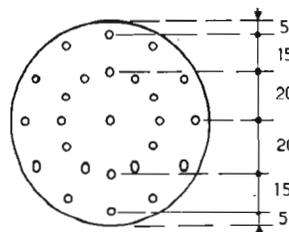


Fig. 2

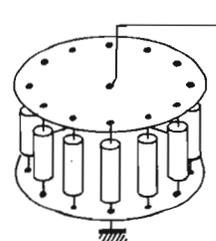


Fig. 3

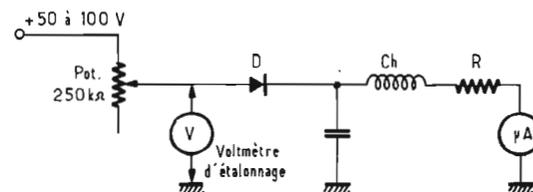


Fig. 4

ETALONNAGE

On commencera par réaliser la bobine d'arrêt de 22 μ H qui sera effectuée sur un petit mandrin de 10 mm, sur lequel on bobinera à spires jointives, 70 tours de fil émaillé de 30/100 mm. Ce mandrin, pour plus de commodité, pourrait être une résistance de valeur très élevée (470 k Ω - 2 W). On mettra alors en série, la diode, la bobine d'arrêt, la résistance-série et le micro-ampèremètre et on disposera l'ensemble, comme figure 4, en parallèle sur une source, ajustée à la lecture maxima et que l'on contrôle par un voltmètre de qualité. Nous nous étions fixé 40 V, ce qui correspond en 50 Ω à une puissance HF de :

$$P = \frac{V^2}{2R} = \frac{40 \times 40}{2 \times 50} = 16 \text{ W}$$

Cette puissance est intéressante car elle concerne tous les étages à l'exclusion toutefois des étages de sortie, pour lesquels il faudrait voir les choses différemment. La valeur de 40 V est comode car l'appareil de mesure

propose comporte 40 divisions (de 5 μ A chacune) ce qui procure une lecture aisée de 1 V par division et permet d'apprécier facilement le 1/2 V.

Le potentiomètre de tarage, en parallèle sur une source quelconque de 50 à 100 V maximum, est ajusté de manière à faire apparaître 40 V, très précisément. Le courant traverse alors la chaîne diode-bobine - résistance - micro-ampèremètre. Il restera à trouver par tâtonnement une résistance laissant passer, très précisément 200 μ A. Disons tout de suite que sa valeur se situera aux environs de 200 k Ω et qu'à défaut, on pourra mettre en série, deux ou plusieurs résistances permettant d'atteindre ce résultat, ce qui ne demande qu'un peu de temps. Après quoi on vérifiera que 20 V correspondent à 100 μ A, 10 V à 50 μ A, etc.

C'est alors que la charge fictive sera mise en place, entre la prise d'entrée et la masse du boîtier qui renferme le tout, l'appareil de mesure apparaissant sur le panneau avant. Pour effectuer une mesure, la liaison à l'émetteur ou au circuit de l'étage à mesurer sera selon la règle un brin de câble coaxial 50 Ω .

Voici les points de calibration obtenus qui, par application de la formule

$$P = \frac{V^2}{2R}$$

correspondent aux puissances suivantes :

sion à lire aux extrémités de la charge, à choisir celle-ci de manière qu'elle puisse admettre la puissance à mesurer. Même observation en ce qui concerne une autre valeur de charge. La façon de conduire le calcul reste la même et le travail entrepris

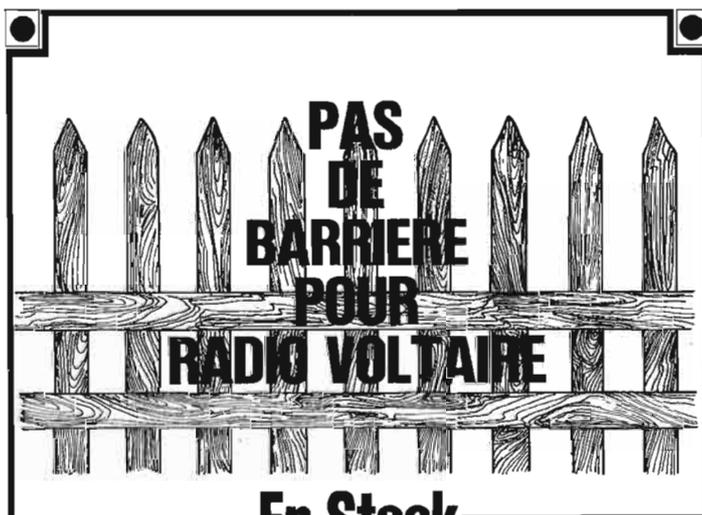
Lecture (A)	Tension (V)	Puissance HF (W)
200	40	16
180	36	13
160	32	10
140	28	7,8
120	24	5,8
100	20	4
80	16	2,5
60	12	1,5
40	8	0,64
20	4	0,16
10	2	0,04
8	1,6	0,025
6	1,2	0,014
4	0,8	0,006
2	0,4	0,0016
1	0,2	0,0004

L'opération pourrait être conduite avec tout micro-ampèremètre plus sensible, ce qui amènerait à déterminer une valeur différente de R, en fonction de la puissance à mesurer et donc de la ten-

conduit à un appareil de laboratoire indispensable au radio-amateur.

(Inspiré de Ham-Radio)

Robert PIAT F3XY



En Stock

TEXAS INSTRUMENTS

RTC COGECO

INTERNATIONAL RECTIFIER

GENERAL INSTRUMENT
EUROPE

A. JAHNICHEN & C^{ie}

RADIO VOLTAIRE

Division Electronique Industrielle

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

TOUT DOIT DISPARAITRE AVANT LES TRAVAUX

PRIX A DEBATTRE
SUR LES MATERIELS
DE GRANDES MARQUES

Korting • Yamaha • Saba • Héco • BSR
Philips • Ferguson • Voxson • Intel
Telefunken • Goldring • Dual • Etc.

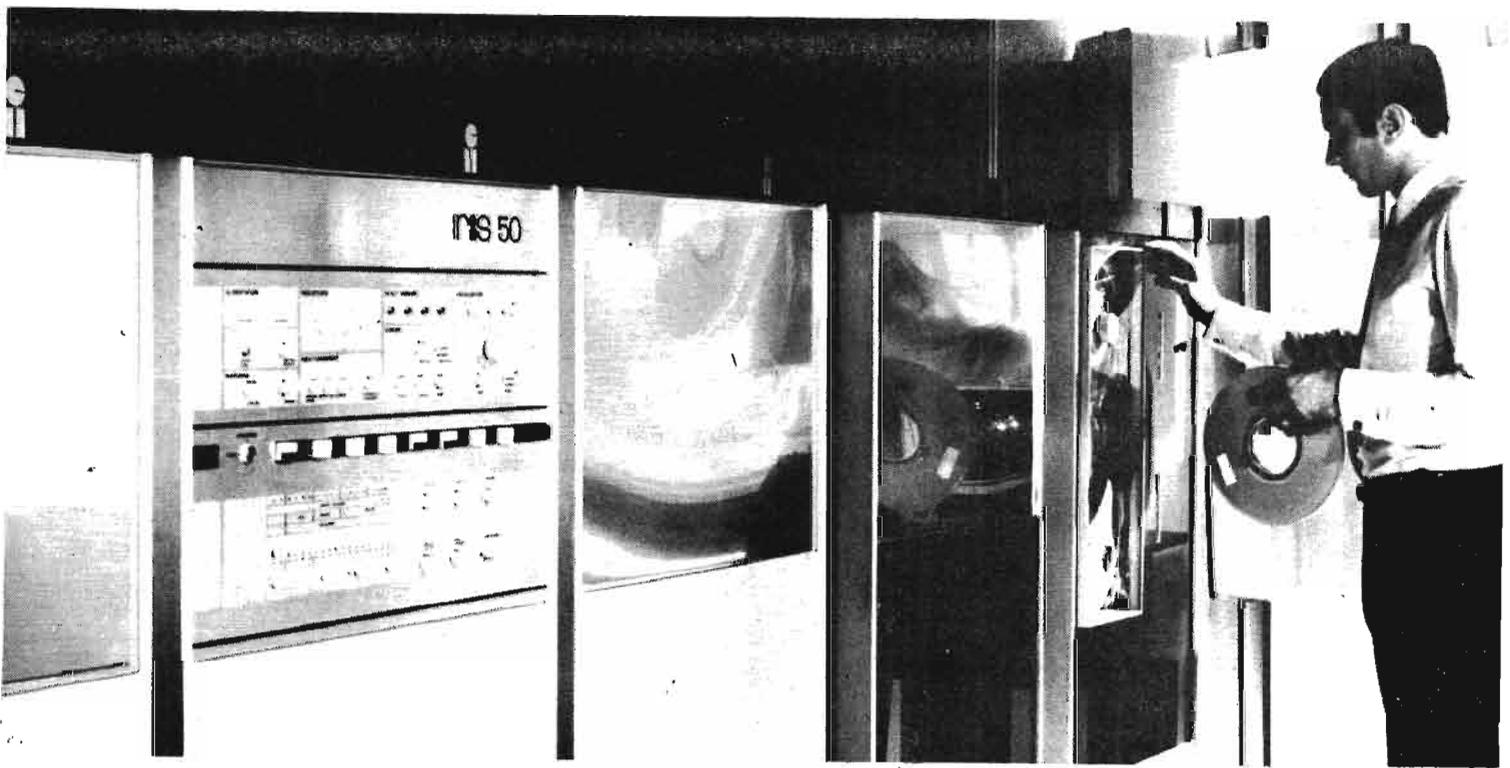
Accessoires et pièces détachées pour HI-FI



MAGNETIC-FRANCE

175, rue du Temple 75003 PARIS
Tél. : 272-99-92

A PRENDRE SUR PLACE UNIQUEMENT



MARC FERRETTI

LES ORDINATEURS : CES MINIS QUI IMITENT LES GRANDS LES SPÉCIALISTES

Le microcalculateur électronique se spécialise. Il ne sert pas uniquement au calcul des fonctions mathématiques : logarithmes, exponentielles, fonctions trigonométriques ou autres ; il peut aussi exécuter des chaînes d'opérations souvent utilisées par tel ou tel corps de métier.

Ainsi, pour les statisticiens, il convient de trouver celle des valeurs qui reflète le mieux un ensemble de valeurs tirées de nombreuses observations. On définit, pour chaque observation, un « écart » représentant la différence entre la valeur représentative de cette observation et la valeur la plus représentative de l'ensemble des observations.

Considérons n observations caractérisées par les n valeurs $x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$, et soit a la valeur la plus représentative de celles-ci. Les n écarts seront, évidemment : $(x_1 - a), (x_2 - a), (x_3 - a), \dots, (x_n - a)$. Pour définir cette valeur la plus représentative, on a recours au principe des moindres carrés ; on cherche la valeur minimale de la somme des carrés des écarts, c'est-à-dire la valeur minimale de l'expression :

$$S = (x_1 - a)^2 + (x_2 - a)^2 + \dots + (x_n - a)^2$$

Pour trouver cette valeur minimale, le nombre a doit être traité comme une variable, et les valeurs x_i doivent être fixées. On obtient, ainsi, une fonction S de la

variable a , et il faut minimaliser cette fonction S . Pour ce faire, on calcule les dérivées de S par rapport à la variable a . Cette dérivée est égale à la somme des dérivées de chacun des carrés, soit la somme de $-2(x_1 - a), -2(x_2 - a), -2(x_3 - a), \dots, (-2x_n - a)$. Lorsque S sera minimale, la dérivée de S sera nulle, et l'on aura donc :

$$-2(x_1 - a) - 2(x_2 - a) - \dots - 2(x_n - a) = 0$$

si bien que finalement, en opérant un regroupement et en simplifiant :

$$a = (x_1 + x_2 + \dots + x_n)/n$$

La valeur la plus représentative

des n observations, celle qui permet d'obtenir les moindres carrés, est la moyenne arithmétique des n valeurs tirées des observations.

La moyenne arithmétique des carrés des écarts est appelée la variance ; l'écart-type est la racine carrée de la variance.

Par exemple, prenons un lot de cinq résistances électriques dont les valeurs sont, respectivement, 61, 63, 69, 64 et 68 ohms.

La moyenne arithmétique de ces résistances est :

$$(61 + 63 + 69 + 64 + 68)/5$$

soit 65 ohms.

Les valeurs des écarts entre chaque résistance et cette valeur moyenne sont, respectivement

égales à -4, -2, 4, -1 et 3 ohms.

Les carrés de ces écarts sont donc, respectivement : 16, 4, 16, 1 et 9. La somme de ces carrés vaut 46.

Si l'on avait pris pour valeur représentative des cinq résistances, une valeur différente de la moyenne valant 65 ohms, on aurait trouvé que la somme des carrés des écarts est supérieure à 46. La valeur 46 est donc la valeur qui obéit au principe des moindres carrés.

La variance de l'échantillon des cinq résistances considérées vaut : 46/5, soit 9,2.

Enfin l'écart-type est la racine carrée de 9,2, soit dans le cas présent, 3,035 ohms.

Les calculs de moyenne, de variance et d'écart-type peuvent aisément être programmés sur un calculateur : ils sont « micro-programmés » sur les calculateurs « statisticiens » tels que les modèles 340, 342 et 344 de Compucorp : il suffit d'appuyer sur une touche pour disposer de l'écart-type et de la moyenne d'un échantillon de valeurs.

REGRESSIONS LINEAIRES

Les trois modèles cités ont certains points communs avec les autres modèles dits « scientifiques » de Compucorp : même bloc arithmétique, fonctions mathématiques similaires, mémoires accessibles au clavier, calcul arithmétique en entrée et en sortie dans chaque mémoire, possibilité de programmation à partir du clavier (le modèle 342 dispose de 80 pas de programme, et le 344 de deux mémoires stockant chacune 80 pas de programme) ; le modèle 340 diffère du 342, en ce qu'il ne possède pas de mémoire-programme.

Ces micro-calculateurs sont pourvus de fonctions statistiques intégrées (fig. 13) ; parmi celles-ci figurent le calcul de coefficients de corrélation.

Le principe des moindres carrés peut être appliqué à la recherche de la meilleure estimation d'une relation linéaire entre deux séries de variables : à partir de n observations, on tire n valeurs d'une variable x et n valeurs d'une autre variable y, et l'on cherche une relation linéaire entre y et x. Par exemple, un fabricant de composants élec-



Photo 3 - Le micro-calculateur statistique programmable COMPUCORP.

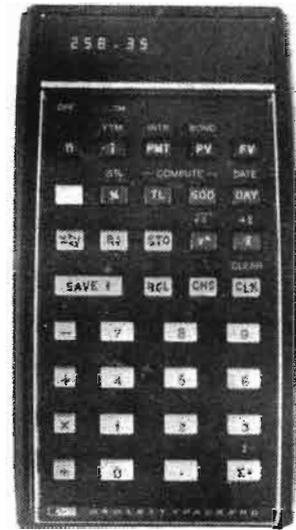


Photo 13 - Le HP-80 à vocation financière.

troniques établira chaque mois, l'évolution de sa production de circuits intégrés, et l'évolution des coûts de production ; en une année, il disposera de douze observations (une par mois) ; à chaque observation, il connaîtra une quantité x de circuits intégrés produits dans le mois considéré, et le total mensuel y des coûts de fabrication ; il peut alors chercher à lier y à x, en traçant la droite

telle que, pour toutes valeurs de x, on obtienne la meilleure approximation de la variable y. Il est évident que ce sera la droite qui passera la plus près de l'ensemble des points M_i , d'abscisse x_i et y_i (x_i et y_i étant les 2 valeurs des variables x et y, trouvées lors d'une même observation). Cette droite aura pour équation générale :

$$y' = a + bx$$

On établit ainsi une régression linéaire de y sur x.

A chaque valeur de x_i , correspond une observation y_i et une approximation y'_i . La différence entre y'_i et y_i est dénommée le résidu. Il est clair que si l'on a :

$$r_i = y_i - y'_i$$

on a également :

$$r_i = y_i - a - bx_i$$

Si nous introduisons une série de valeurs x et y comme suit :

- x_1 au clavier, touche XY, y_1 au clavier, touche =
- x_2 au clavier, touche XY, y_2 au clavier, touche =
-
- x_n au clavier, touche XY, y_n au clavier, touche =

On pourra obtenir les résultats successifs suivants en enfonceant les touches désignées ci-après :

Touche **LIN REG** on aura : $r = \frac{\sum xy - \frac{\sum x \sum y}{n}}{\sqrt{[\sum x^2 - \frac{(\sum x)^2}{n}][\sum y^2 - \frac{(\sum y)^2}{n}]}}$ (Coefficient de corrélation)

Touche **2ND FUNC** on aura : $m = \frac{\sum xy - \frac{\sum x \sum y}{n}}{\sum x^2 - \frac{(\sum x)^2}{n}}$ (Pente de la droite)

Touche **1 dep 1 ind** on aura $t_{dep} = \frac{\bar{x} - \bar{y}}{\sqrt{\frac{\sum x^2 - \sum y^2 - 2\sum xy}{n}}}$ (t statistique dépendant)

Touche **2ND FUNC** on aura $t_{ind} = \frac{\bar{x} - \bar{y}}{\sqrt{\frac{(\sum x - 1)^2 \sum y^2 + (\sum y - 1)^2 \sum x^2}{n-2}}}$ (t Test statistique indépendant)

Sélecteur GROUP sur 1
Pose d'une valeur x et touche **Z** on aura : $Z = \frac{\sum x - \bar{x}}{n}$ (Ecart réduit de x)

Sélecteur GROUP sur 2
Pose d'une valeur y et touche **Z** on aura : $Z = \frac{y - \bar{y}}{s_y}$ (Ecart réduit de y)

Compucorp 344 Statistician

Sélecteur GROUP sur 2

Touche **SD MEAN** on aura : $s_y = \sqrt{\frac{\sum y^2}{n}}$ (Ecart-type de y)

Touche **2ND FUNC** on aura $\bar{y} = \frac{\sum y}{n}$ (Moyenne de y)

Sélecteur GROUP sur 1

Touche **SD MEAN** on aura : $s_x = \sqrt{\frac{\sum x^2}{n-1}}$ (Ecart-type de x)

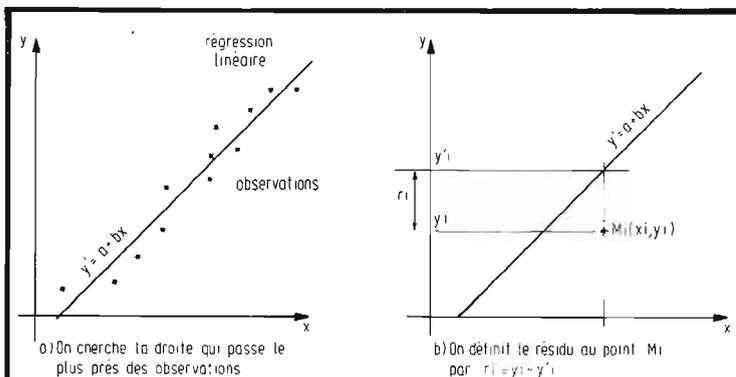
Touche **2ND FUNC** on aura : $\bar{x} = \frac{\sum x}{n}$ (Moyenne de x)

(Pose au clavier de 0 (et touche **LIN**) on aura : $i = \frac{\sum y - m \sum x}{n}$ (Point d'intersection avec l'axe des y)

(Pose au clavier d'une valeur x (et touche **LIN**) on aura : $y = mx + i$ (Ordonnée correspondant à l'abscisse x)

Fig. 13. - Le compucorp 344

Page 172 - N° 1495



a) On cherche la droite qui passe le plus près des observations

b) On définit le résidu au point M_1 par $r_1 = y_1 - y'_1$

Minimalisation de $S = \sum_{i=1}^n (y_i - a - bx_i)^2 = \sum r_i^2$

① $\frac{\delta S}{\delta a} = 0$, soit $\sum_{i=1}^n (y_i - a - bx_i) = 0$

que l'on simplifie en $\sum_{i=1}^n y_i - na - b \sum_{i=1}^n x_i = 0$

② $\frac{\delta S}{\delta b} = 0$, soit $\sum_{i=1}^n x_i (y_i - a - bx_i) = 0$

que l'on simplifie en $\sum_{i=1}^n x_i y_i - a \sum_{i=1}^n x_i - b \sum_{i=1}^n x_i^2 = 0$

On dispose ainsi de deux équations à deux inconnues a'et b que l'on peut résoudre aisément.

Fig. 14

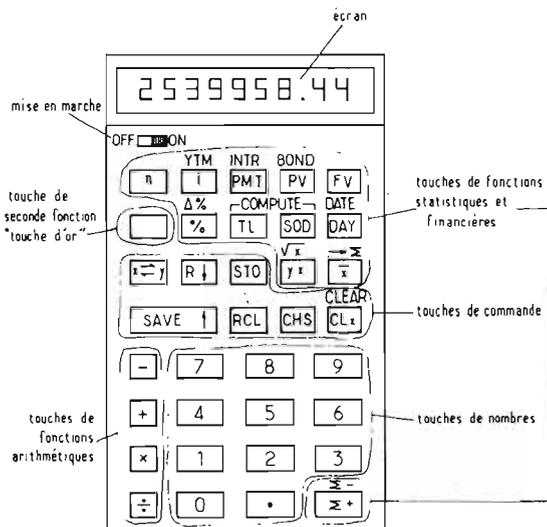


Fig. 15. - L'architecture du HP-80

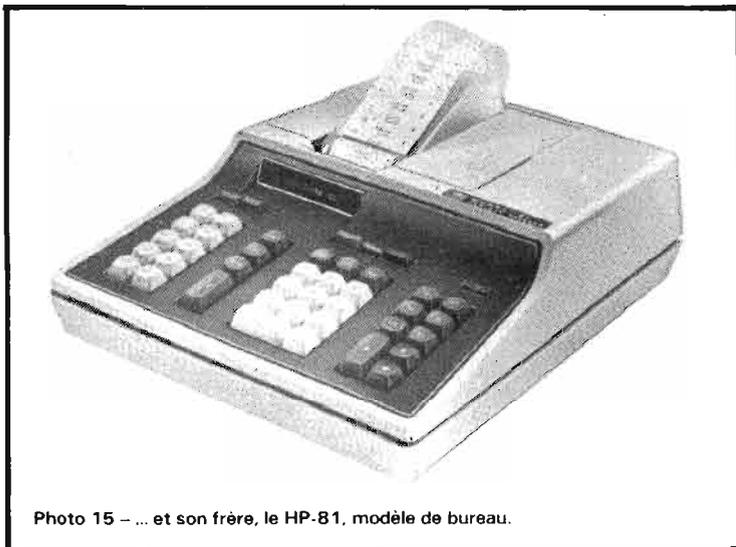


Photo 15 - ... et son frère, le HP-81, modèle de bureau.

Il faut trouver les coefficients a et b qui permettent de minimiser la somme des carrés des résidus, c'est-à-dire l'expression :

$$S = r_1^2 + r_2^2 + r_3^2 + \dots + r_n^2$$

On peut procéder comme dans la méthode des moindres carrés, en fixant y_i et x_i et en calculant des dérivées partielles de la fonction S, par rapport aux coefficients a et b pris comme variables. On démontre qu'il n'existe qu'un seul couple de valeurs (a, b) pour lequel la somme S est minimale ; dans ces conditions, on peut effectuer deux différenciations : d'une part, par rapport au coefficient a en supposant b fixé ; d'autre part, par rapport à b, en se fixant a. Chacune de ces deux dérivées de S sera nulle lorsque la fonction sera minimale. On trouve ainsi deux séries d'équations dites normales de la régression que l'on peut résoudre algébriquement (fig. 14).

C'est ce processus qui se trouve intégré dans les calculateurs CompuCorp de la série 340.

L'emploi d'une régression linéaire constitue souvent une première approximation, simplifiée, de la relation existente deux variables x et y. Dans bien des cas, il convient d'adopter une régression non-linéaire, polynomiale ou non, pour que l'expression mathématique soit plus proche de la réalité. De tels calculs nécessitent l'emploi de calculateurs plus puissants.

DU 445-STATISTIQUE

CompuCorp a commercialisé un tel calculateur, le modèle 445, contenant dix registres de mémoire dites « bloc-notes » et 64 registres de stockage extensible jusqu'à 512. Le calculateur dispose en outre d'une mémoire-programme, où peuvent être stockés 512 pas de programmes ; la mémoire-programme est extensible jusqu'à 4096 pas. Il se programme par introduction de cartes magnétiques d'une capacité de 512 instructions.

Le 445 est doté de nombreuses fonctions statistiques : sommation de données, de carrés, de produits de couples de données (x, y) et de triplets (x, y, z) de données ; calculs de moyenne, d'écart-types, de coefficients de corrélation et de régression ; calculs de probabilité (permutations et combinaisons), etc.

Plus performant que les modèles 340, 342 et 344, le 445-Statisti-

rien est aussi environ quatre fois plus cher. On doit le considérer comme un micro-ordinateur, puisqu'il est possible d'y connecter des périphériques : machine à écrire, lecteur de cartes perforées ou graphitées, cassette de bandes magnétiques, table traçante.

... AU 485 FINANCIER

Dans la même série que la 445, figure un autre calculateur spécialisé, le modèle 485 financier. Ses propriétés de stockage dans les mémoires et de programmation sont identiques au 445 ; les fonctions statistiques sont remplacées par des fonctions financières : calcul d'intérêts simples, d'intérêts composés, de pourcentages, d'annuités ; décompte de jours entre deux dates, nombre de termes entre deux dates, pourcentage de ventes annuelles, prix et rapport d'obligations.

Les périphériques connectables à ce modèle sont : le lecteur de cartes perforées ou graphitées, les cassettes de bande magnétique servant de mémoires de masse, l'imprimante alphanumérique, le téletype et la mémoire à disques.

UN MODÈLE D'AFFAIRES CHEZ HEWLETT-PACKARD : LE HP-80

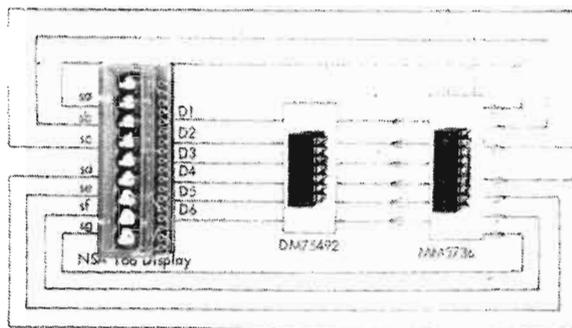
Chez Hewlett-Packard, le HP-80 est un calculateur de poche conçu spécialement pour l'homme d'affaires ; sa présentation est similaire à celle de HP-35 scientifique. Du point de vue arithmétique, ces deux calculateurs sont d'ailleurs identiques ; ils diffèrent essentiellement sur le mode d'utilisation de la puissance de calcul disponible : dans le HP-80, cette puissance est entièrement transparente, le calculateur est simplement une « machine à répondre » ; au contraire, le HP-35 est une « machine à résoudre » des problèmes et l'utilisateur fait appel à la puissance de calcul qui lui est offerte par le constructeur. Toutes les tables utilisées couramment dans le monde des finances (intérêts composés, annuités...), tous les calculs (calcul en série, pourcentages...) ainsi qu'un calendrier de 200 ans sont préprogrammés dans le HP-80 ; en outre, certaines fonctions statistiques (moyenne, écart-type, régression linéaire) sont disponibles par simple pression de touches.



Photo 16 - Innovation... Informatique.

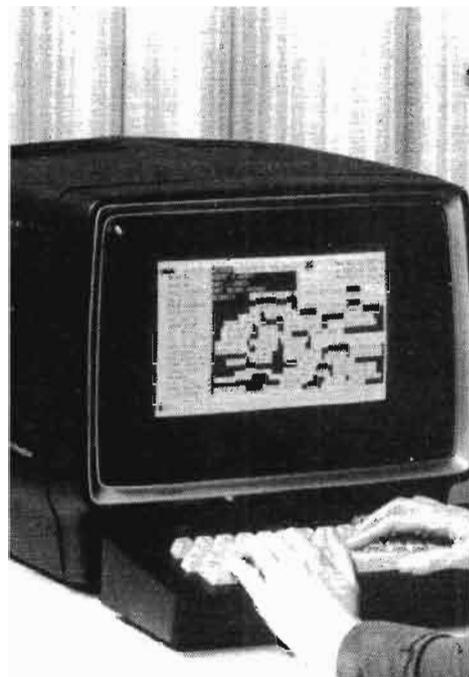
a) 1 104 pages recensent 2 500 sociétés du marché de l'Informatique, leurs dirigeants, leurs structures, leurs services et produits : c'est la première édition d'Informatique Digest, véritable annuaire de l'informatique. On y trouve : la liste alphabétique des sociétés, la ventilation, sur 165 rubriques, des produits de l'année, 300 nouveaux produits, des fiches signalétiques, la notice biographique (qui est qui ? qui fait quoi ?), les cartes de la France informatique, la liste des organisations professionnelles, la liste des éditeurs en informatique, la bibliothèque informatique, le lexique anglais-français, etc., l'ensemble signé Joseph Kleiman et Jean-Pierre Montagné.

ZÄHLERBAUSATZ



b) Pour toutes applications nécessitant une séquence de comptage, voici un « kit » contenant : 1 calculateur six chiffres MOS/LSI, un circuit interface, et un affichage à diodes électro-luminescentes de six chiffres. L'alimentation peut se faire par batterie (tension requise : 6,5 à 9 V). Son prix est équivalent au prix d'un compteur mécanique.

(Cliché National Semiconductor)



c) L'ensemble d'entrée et d'affichage TD820 permet d'afficher les informations et communiquer avec un ordinateur et de réunir des données dans les centres éloignés en vue de leur transmission ultérieure à grande vitesse. Pour le stockage de données, il peut être équipé de cassettes ou de mini-disques flexibles.

(Cliché Burroughs)

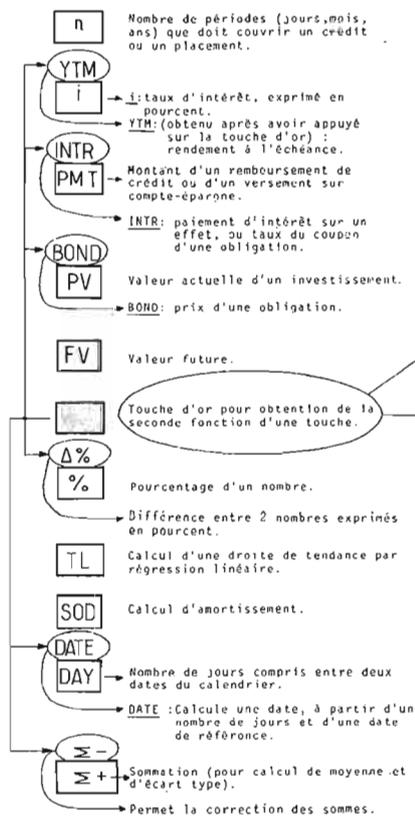


Fig. 16. - Les touches spéciales du HP-80

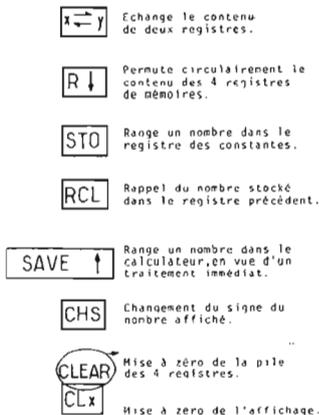
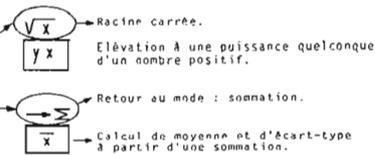


Fig. 17. - Les touches de commande du HP-80

Tout comme le HP-35, le modèle d'affaires HP-80 est bâti autour d'une pile de quatre registres x, y, z et t ; le contenu du registre x est toujours affiché. Une touche permet de permuer les contenus des registres. Un cinquième registre est prévu pour le stockage de facteurs constants.

Tout comme le HP-45, le modèle HP-80 possède une touche spéciale (la touche d'or) qui permet de doubler le rôle de certaines touches.

L'un des aspects les plus spectaculaires du HP-80 est sa faculté de travailler sur des dates. Cependant, n'oubliez pas que ce calculateur est conçu aux Etats-Unis et, qu'Outre-Atlantique, la présentation d'une date diffère de la présentation française : on ne dit pas : « 8 décembre 1974 », mais « december 8, 1974 » ; en abrégé, on n'écrit pas « 08/12/1974 », mais « 12/08/1974 ». En effet, on mentionne, en anglais, d'abord le mois, puis le jour, enfin l'année ; pour introduire une date dans le HP-80, il faudra donc respecter cet ordre. On tapera ainsi sur le clavier : « 12/08/1974 » ; si la date est fautive, le HP-80 s'opposera automatiquement à son introduction.

Problème
En un an vos bénéfices sont passés de 178000 à 211500. Quel fut votre pourcentage de croissance?

Introduisez: 178000 [SAVE] 211500 [Δ%] Taux de croissance en % Affichage: 18.82

Problème
Quelle serait la valeur future de 2253,75 investis pour une période de 480 jours à un taux d'intérêt mensuel de 0,75%?

Introduisez: 480 [SAVE] 30 [÷] [n] .75 [·] 2253.75 [PV] [FV] Affichage: 2539.96

Problème
Combien d'argent aurez vous au bout de 9 ans si vous déposez 1400 par mois dans un compte d'épargne offrant un intérêt composé de 5,25% mensuellement?

Introduisez: 12 [STO] 9 [RCL] [X] [n] 5.25 [RCL] [÷] [·] 1400 [PMT] [FV] Affichage: 192751.03

Problème
En combien de mois un prêt de 23000 pourra-t-il être remboursé sachant que le taux d'intérêt annuel est de 9,25% et que chaque mensualité est de 1078 ?

Introduisez: 9.25 [SAVE] 12 [÷] [n] 1078 [PMT] 23000 [PV] [n] mois Affichage: 23.40

Problème
Vous voulez escompter une traite de 9700 venant à échéance dans 83-jours. Quel est l'escompte et le taux effectif de l'opération (avec une année de 360 et une année de 365 jours), le taux d'escompte étant de 5 1/2%?

Introduisez: 83 [n] 5.25 [·] 9700 [·] [PMT] escompte (360 jours) 117.41 [R] taux effectif (360 jours) 5.31 [R] escompte (365 jours) 115.80 [R] taux effectif (365 jours) 5.31

Problème
Quel taux annuel d'intérêt doit être obtenu pour amasser un total de 235500 en 12 versements annuels de 12000 ?

Introduisez: 12 [n] 12000 [PMT] 235500 [FV] Affichage: 8.56

Problème
Quel est le prix d'une obligation achetée le 24 Février 1972 qui viendra à échéance le 7 Avril 1977 avec un coupon semestriel de 4 1/4% et un rendement à l'échéance de 4,22%?

Introduisez: 2.241972 [SAVE] 4.071977 [DATE] 4.22 [·] 4.25 [PMT] [FV] 4 Affichage: 100.13 100.1328

Problème
Le revenu net sur une période de 4 ans s'établit:

Année	1969	1970	1971	1972
Revenu net	37280	39420	38760	41120

Donnez une extrapolation linéaire pour le revenu de 1973 et 1974 fondée sur les quatre dernières années.

Introduisez: 37280 [TL] 39420 [TL] 38760 [TL] 41120 [TL] Extrapolé à la période 0 36430.00 5 [n] Extrapolé à la période 5 (1973) 41860.00 [TL] Extrapolé à la période 6 (1974) 42946.00 Affichage:

39 autres possibilités de calcul sont offertes aux utilisateurs de HP-80: calcul de pourcentages; calcul en chaînes; calcul de la valeur future d'un montant à intérêts composés, du taux de rapport affectif d'un placement à intérêts composés, de la valeur future d'un plan d'épargne; l'analyse de valeur escompté sur flux de trésorerie; etc. la micro-programmation interne utilise les fonctions arithmétiques programmées, mais aussi des sous-programmes faisant appel à des méthodes itératives. Ces micro-programmes sont stockés dans sept circuits intégrés servant de mémoires à «lecteur seulement». (Fig. 19).

Le modèle HP-80 existe dans une version de table: c'est le HP-81. Il est équipé d'une imprimante alphanumérique, à frappe, qui permet de conserver une trace de toutes les questions.

(à suivre)

Marc FERRETTI

PETIT DICTIONNAIRE D'INFORMATIQUE

- L (suite)
- Load: charge, «load address»: adresse d'implantation.
- to load: charger (un programme).
- Loading: chargement d'un programme.
- Location: implantation, emplacement, adresse (d'un programme en mémoire).
- to lock: verrouiller, bloquer.
- Logic: logique.
- Look-up: «look-up table»: table à consulter.
- Loop: boucle (d'itération)

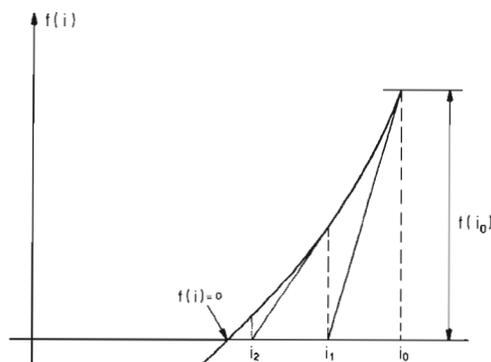


Fig. 19 - Un processus itératif microprogrammé dans le HP-80.

Pour évaluer le taux d'intérêt i , connaissant la valeur actuelle PV d'un investissement, le montant PMT d'un remboursement de crédit, et le nombre n de périodes, il faut résoudre l'équation:

$$PV = PMT \frac{1 - (1 + i)^{-n}}{i}$$

Posons:

$$f(i) = \frac{PV}{PMT} - \frac{1 - (1 + i)^{-n}}{i}; \quad (1)$$

Le problème consiste à trouver la valeur de i qui annule $f(i)$. Le processus de résolution est itératif. On part d'une première valeur de i :

$$i_0 = \frac{2(n - PV/PMT)}{n(n + 1)}$$

qui permet d'évaluer $f(i_0)$ par l'équation (1). On calcule la dérivée de la fonction $f(i)$ au point i_0 , soit:

$$f'(i_0) = -\frac{n(1 + i_0)^{-n}}{i_0(1 + i_0)} + \frac{1 - (1 + i_0)^{-n}}{i_0^2}; \quad (2)$$

La tangente à la courbe représentative de $f(i)$ au point i_0 , coupe l'axe des abscisses au point:

$$i_1 = i_0 - \frac{f(i_0)}{f'(i_0)}$$

Cette valeur i_1 constitue une seconde approximation de la racine de l'équation $f(i) = 0$. On la prendra pour valeur définitive si, et seulement si, la valeur absolue de la différence $i_1 - i_0$ est inférieure à 10^{-6} . Si ce n'est pas le cas, il faut itérer le calcul, déterminer la pente de la tangente à la courbe représentative de $f(i)$ au point i_1 , pour trouver une autre approximation i_2 , et ainsi de suite. Le calcul s'arrêtera obligatoirement lorsqu'on aura trouvé une valeur i_k et l'approximation précédente (soit $i_{(k-1)}$) se trouve inférieure à 10^{-6} .

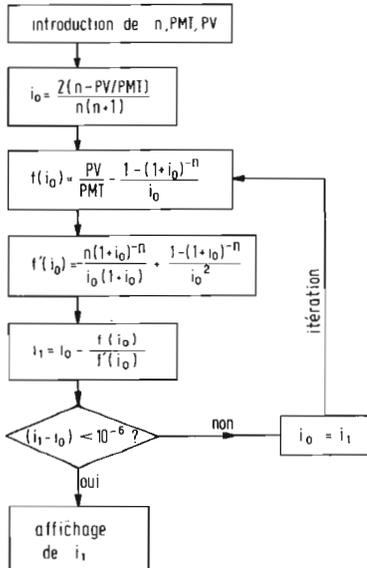


Fig. 18. - Des problèmes pour le HP-80

TRANSISTORS & DARLINGTONS DE PUISSANCE

LES transistors classiques de puissance et les transistors « darlington » de puissance produits par la R.T.C. couvrent un large éventail de courants et de tensions et peuvent être utilisés dans tous les domaines industriels et grand public.

Cependant, la technologie utilisée pour la construction de ces transistors leur confère des propriétés spécifiques qui les rendent plus aptes à certaines applications.

Le tableau ci-dessous montre les propriétés des différentes technologies utilisées pour ces transistors classiques et ces transistors darlington.

Examinons les diverses et principales applications de ces semi-conducteurs selon la technologie mise en œuvre.

BASE HOMOGENE

Son utilisation est recommandée quand le transistor doit dissiper une forte puissance, soit en continu, soit en commutation :

- alimentation « ballast »,
- commande de charges inductives,

	Base homogène	Base épitaxiée	Mesa haute tension	Planar
Aire de fonctionnement de sécurité	excellente	très bonne	bonne	moyenne
Fréquence (F_T)	basse (1 MHz)	moyenne	moyenne	très élevée > 50 MHz
Existence de PNP	non	oui	non	oui
Tension maximale de la technologie	150 V	600 V	supérieure à 2 000 V	300 V

— découpage à basse fréquence. Les types les plus représentatifs sont les 2 N 3771, 2 N 3772 (30 ampères) 2 N 3055, etc.

MESA HAUTE TENSION

Cette technologie a été développée par R.T.C. pour obtenir des transistors à pouvoir de coupure élevé et capables de commuter de forts courants et de fortes tensions.

Deux séries de transistors sont représentatives de cette famille : — BDY 93 à 95 ; BDY 96 à 99 ; pour les applications de convertisseurs, onduleurs, allumage électronique, alimentations à décou-

page fonctionnant directement sur le réseau 220 volts.

— BU 105 - 204/205 - 108 - 207/208 ; BU 126/133 pour les circuits de balayage lignes de téléviseurs couleur ou noir et blanc, ainsi que leur alimentations à découpage.

PLANAR

Cette technologie est nécessaire quand la fréquence d'utilisation est très élevée : convertisseurs continus, circuits de radio et de télévision.

La figure 1 montre un exemple d'utilisation des BDY 92 dans un convertisseur symétrique alimenté sous 28 volts :

BASE EPITAXIÉE

Cette technologie permet d'obtenir des transistors, et des darlington, qui allient de bonnes performances en fréquence à une excellente tenue en aire de fonctionnement de sécurité.

TRANSISTORS

Il s'agit, essentiellement, de transistors à usages généraux industriels et grand public, tels que les alimentations de puissance moyenne, les commandes de marteaux d'imprimantes, les amplificateurs haute-fidélité... (séries BD 233 à 238, BD 201 à 204, BDX 77, 78).

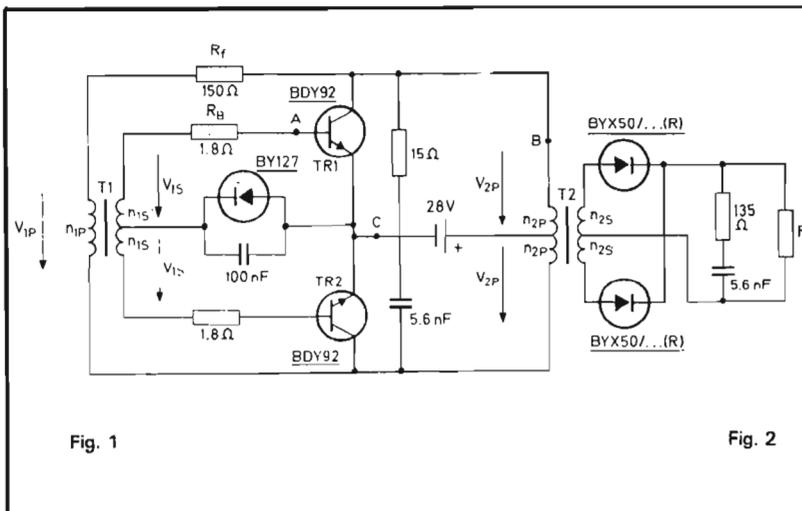


Fig. 1

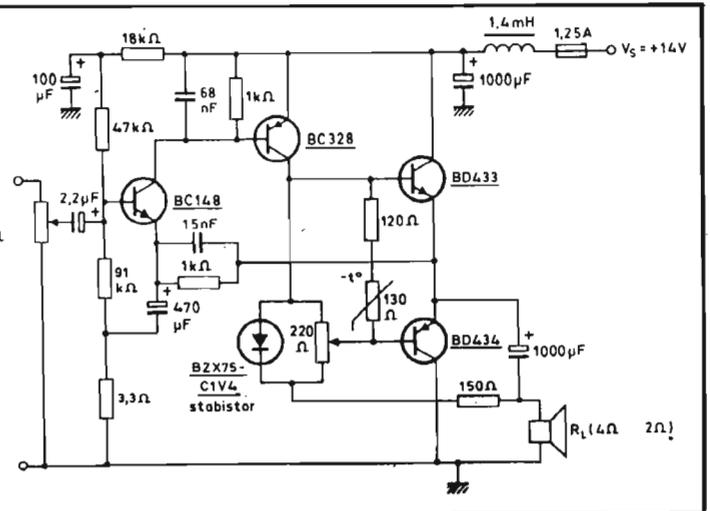


Fig. 2

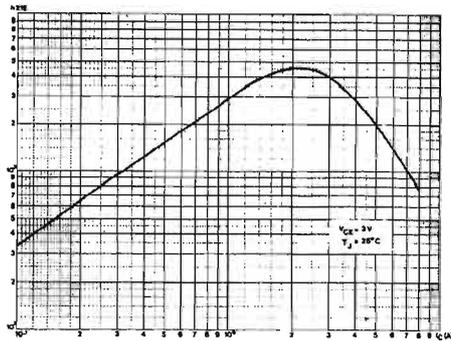
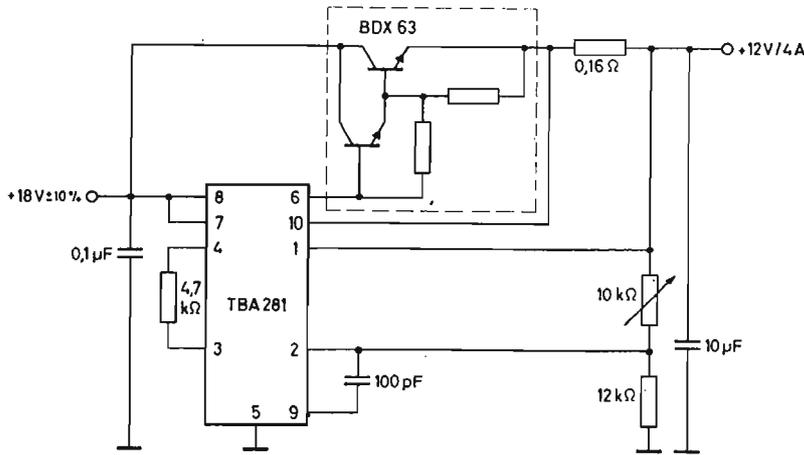


Fig. 3

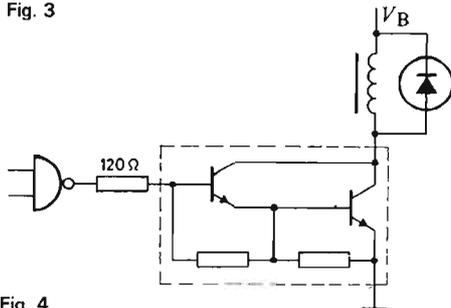


Fig. 4

PNP	NPN	HFE à IC	
BD 262	BD 263	> 750	1.5 A
BD 266	BD 267	> 750	3 A
BDX 62	BDX 63	> 1 000	3 A
BDX 64	BDX 65	> 1 000	5 A
BDX 66	BDX 67	> 1 000	10 A

Ces darlington sont de construction monolithique et comprennent sur le même cristal de silicium :

- le transistor de puissance proprement dit,
- son transistor de commande,
- deux résistances de stabilisation,
- une diode de sortie.

L'utilisation de darlington monolithiques permet de réduire le nombre de composants et de connexions d'un système, ce qui a pour effet d'en augmenter la fiabilité.

Ces darlington ont des gains supérieurs à 750 ou 1 000 pour des courants de 1,5 à 10 ampères :

A noter, la série BD 433 à 438 qui comporte des transistors à fort gain et très faibles tensions de saturation indispensable quand le transistor est alimenté sous très faible tension.

Exemple : amplificateur de 6 W sous 12 à 14 volts pour auto-radio (voir figure 2).

DARLINGTONS

Dans cette même technologie, R.T.C. a conçu, réalisé et industrialisé une gamme complète de darlington en boîtiers plastique (TO 126, TO 220) et métalliques (TO 3).

Ces transistors darlington sont utilisables dans la majorité des applications des transistors ordinaires de puissance, et en particulier dans les cas suivants :

- alimentations (exemple donné sur la figure 3 avec un transistor darlington type BDX 63 dont la courbe du gain en courant est également représentée à titre documentaire);
- commutation sur charges inductives;
- commande de moteurs, de marteaux d'imprimantes (exemple, figure 14);
- régulation par découpage;
- circuits de télévision « couleurs » ou « noir et blanc »;
- amplificateurs BF haute fidélité de 25, 50 ou 100 watts (exemple donné sur la figure 5 avec un amplificateur de 25 watts).

R.A. RAFFIN

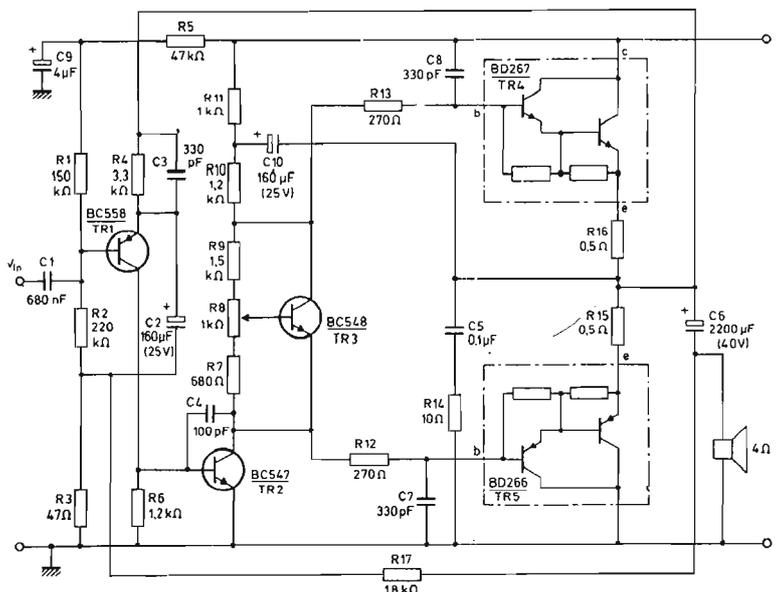


Fig. 5

(d'après Actualités R.T.C.)

UN MINI-STUDIO DE TÉLÉVISION

LA CHAÎNE STUDIO VIDEO 10 PHILIPS

APRÈS les mini-transistors, les mini-ordinateurs, voici qu'apparaît le mini-studio de télévision transportable dans deux valises classiques.

Cet ensemble, mis au point par les ingénieurs de chez Philips, comprend deux caméras, l'une « studio » à objectif zoom, la seconde à poste fixe, destinée à la lecture de documents. Pour cette seconde caméra sont prévus trois objectifs : passe-documents, microscopie et télécinéma-diapositives. A ces deux caméras s'ajoutent une unité de régie pour la sélection et le mélange des images des caméras, trois moniteurs à écran de 10 cm réunis sur console, un mélangeur pour la partie son ainsi que les appareils d'alimentation, casques d'écoute, microphone et câbles de liaisons. C'est donc une unité de travail absolument complète que l'on transporte et installe rapidement

partout où le besoin s'en fait sentir. Le mini-studio peut se raccorder à des éléments fixes tels que magnétoscopes, V.C.R., caméras supplémentaires, etc.

Un tel équipement est appelé à développer considérablement la possibilité d'utilisation de la télévision, notamment dans les écoles et les universités à des fins pédagogiques, et dans les entreprises pour la formation et le recyclage du personnel. Il peut également constituer un outil pédagogique intéressant pour apprendre à manipuler les images.

Le magnétoscope à cassettes VCR ne fait pas partie de la chaîne studio à deux caméras, ce qui est un avantage pour l'utilisateur qui n'envisage pas au départ un enregistrement sur magnétoscope ou qui possède déjà un équipement d'enregistrement vidéo. Les appareils de prise de vue qui équipent la chaîne sont une

caméra studio sur trépied mobile et une caméra à poste fixe. La caméra à poste fixe sert à la photographie, par exemple de documents, et peut être connectée à un microscope, un projecteur de films ou de diapositives à l'aide des accessoires optiques fournis. Les signaux émis par la caméra sont transmis à un centre de régie où il est possible d'observer les images sur des moniteurs de « preview » et de les choisir, avec utilisation ou non d'effets spéciaux.

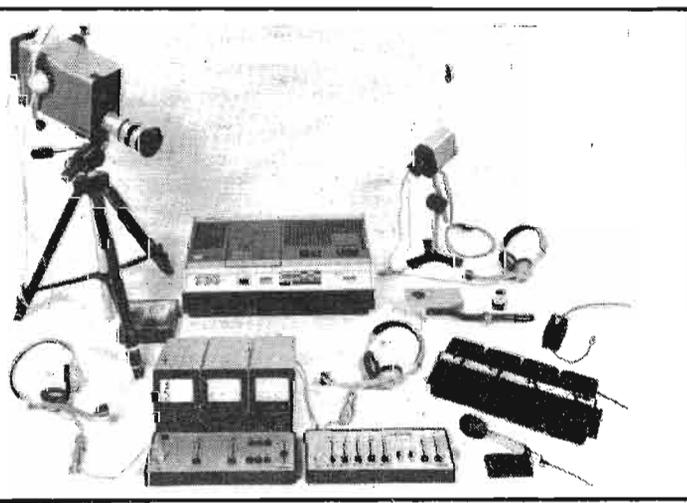
Une liaison parole-écoute est prévue entre les diverses caméras et le centre de régie. Un pupitre mélangeur audio à cinq entrées permet au départ le raccordement du microphone fourni.

Il est possible de transmettre aussi bien le signal son que le signal image à une installation à antenne collective (par l'intermédiaire d'un modulateur haute fréquence approprié) ou à un récep-

teur de télévision (par l'intermédiaire du modulateur fourni). De plus, il est possible de transmettre les signaux de sortie à un magnétoscope à cassettes VCR pour fixer le programme sur bande magnétique, ou, par l'intermédiaire de l'adaptateur DIN-BNC fourni, à un moniteur et à un amplificateur audio.

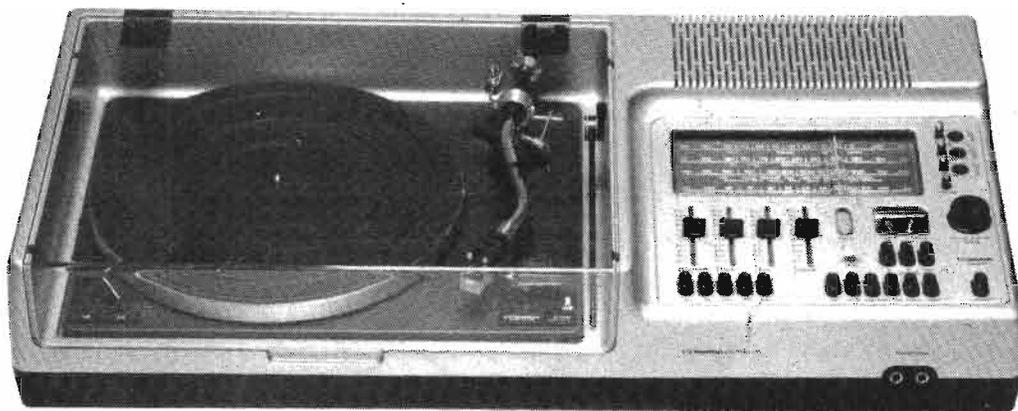
Le mode d'utilisation des équipements est très simple et, avec un peu de pratique, l'on peut effectuer soi-même très rapidement le branchement des divers appareils et composants.

Une sécurité optimale est garantie, grâce au fait que les câbles connectés aux caméras ne sont pas le siège de tensions dangereuses. L'ensemble des équipements est très léger de manière à pouvoir être transporté commodément d'un endroit à un autre, deux mallettes ont été prévues à cet effet.



LE COMBINE

ampli - tuner - tourne - disque



TELETON

CS 400

TELETON est une marque sous laquelle sont vendus, dans plusieurs pays européens, une série d'appareils fabriqués au Japon par Mitsubishi et réalisés en fonction des besoins de ces européens. C'est ainsi que l'on pourra trouver sur ce combiné une gamme d'ondes longues et trois stations préréglées pour la gamme modulation de fréquence. Les Japonais sont en général des adeptes du condensateur d'accord, ici, ils ont fait un effort très méritoire au bénéfice de la clientèle française. Trois stations préréglées, c'est juste ce qu'il faut pour Radio-France.

L'ensemble se présente sous la forme d'un bloc aux angles arrondis ; à gauche la table de lecture, protégée par un couvercle, à droite le tuner et l'amplificateur de commande, avec tous les boutons que cela implique. La partie arrière de ce tableau de bord est relevée, elle est ajourée de façon à ménager un passage pour l'air de ventilation de l'ampli de puissance.

Le tourne-disques. La manière la plus simple de réaliser un tourne-disques est de prendre un moteur synchrone, lent de préférence, de placer une poulie sur son axe, poulie de dimensions convenables, qui entraînera par courroie, en général rectifiée et plate, un plateau d'un certain poids. Voilà, ce n'est pas pour autant que les performances de l'ensemble ainsi constitué seront bonnes. Il existe un certain nombre de règles de mécanique à respecter pour que le rapport de masse entre le moteur et le plateau soit compatible avec l'élasticité propre de la courroie. Une fois ces trois éléments déterminés, ce qui n'est pas si simple que l'on pourrait le penser, il reste à construire le modèle en série. Dans ce domaine, les Japonais prennent une part de plus en plus importante du gâteau du marché européen. Nous sommes d'ailleurs obligés de reconnaître que pour la présentation, l'Europe reste encore à la traîne et n'offre pas le luxe apparent des nippons.

La table de lecture de cet ensemble ne manque pas à la tradition japonaise, elle est aussi bien construite que la plupart de ses consœurs. Le bras, en S, est équilibré statiquement, l'antiskating est assuré par un levier auxiliaire placé sur le côté droit de la table de lecture. Ce tourne-disques est un modèle semi-automatique, il dispose d'un mécanisme automatique de retour de bras, en fin de disque.

Le tuner. Il se subdivise en deux sections : modulation de fréquence et d'amplitude. Le tuner à modulation de fréquence possède un étage d'entrée Q_{101} à transistor à effet de champ. Sa porte est polarisée, via la résistance R_{102} par une tension issue du circuit intégré IC_{101} . Après redressement, cette tension est appliquée sur le transistor à effet de champ. Le gain de cet étage varie donc en fonction du signal d'entrée, et a pour but d'éviter la saturation des étages suivants par un émetteur proche. L'oscillateur local est accordé par la diode Varicap D_{103} ,

cette diode sert exclusivement pour l'accord. Une seconde diode, toujours à capacité variable assure la commande automatique de fréquence. Sa tension de commande est prise sur le discriminateur MF. L'étage convertisseur, ou changeur de fréquence est classique. Par contre, le constructeur a pris un soin plus important que de coutume pour filtrer son signal à fréquence intermédiaire. Le transfo FI de sortie de la tête HF est un circuit couplé, là où on trouve d'habitude un seul enroulement accordé. L'étage suivant est un simple amplificateur à charge résistive qui attaque un filtre céramique. Le circuit intégré assure une partie de l'amplification. Là encore, le constructeur a introduit d'autres circuits couplés, T_{108} et T_{109} ainsi que T_{106} et T_{107} . Un second circuit intégré plus classique, puisqu'il s'agit d'un circuit équivalent au $\mu A 703$, attaque alors le discriminateur. Une fraction de la tension de sortie du transformateur FI T_{109} est dérivée puis redressée pour ali-

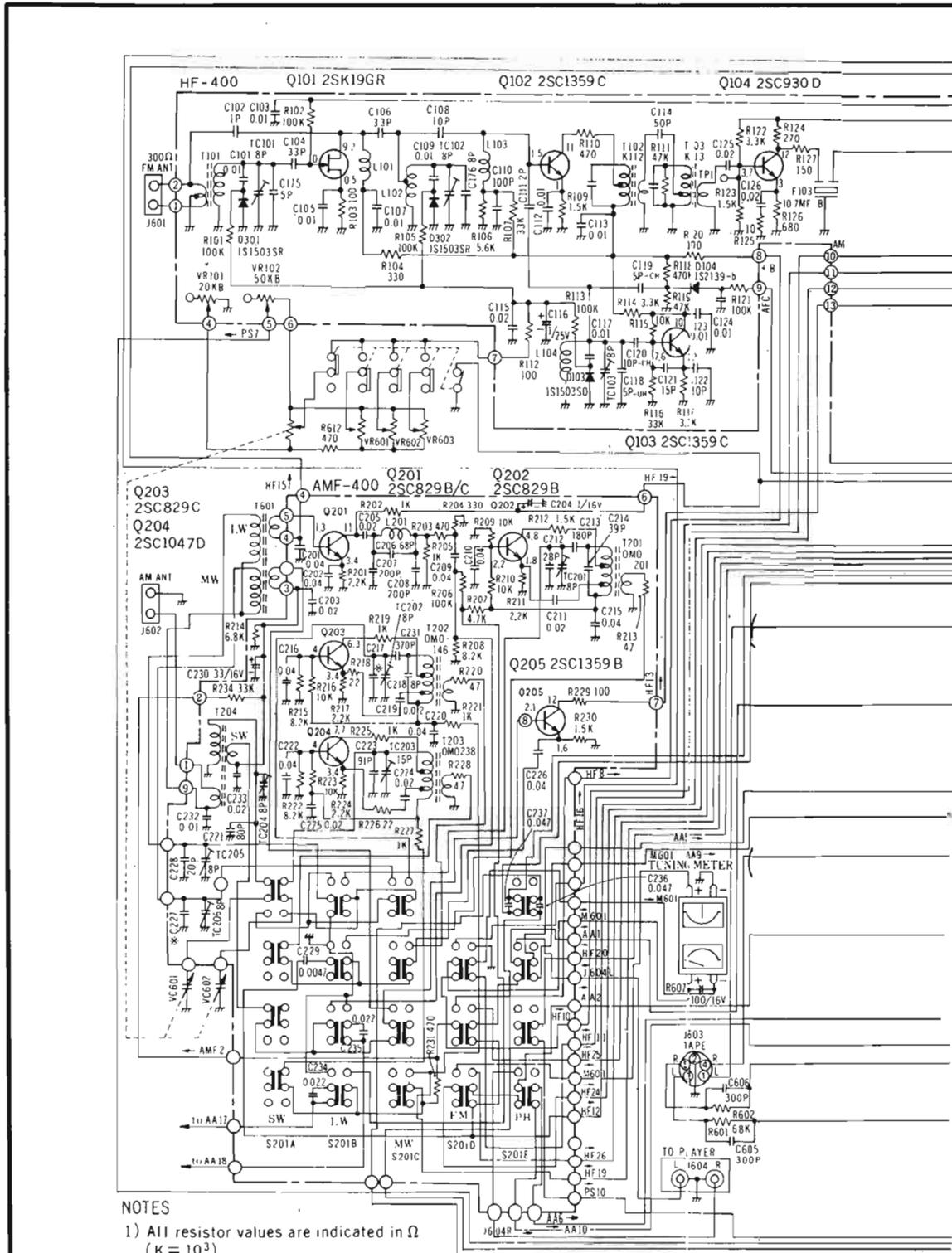
menter d'une part, l'indicateur de champ, d'autre part le circuit électronique de muting.

Ce circuit de muting agit de deux façons, sur le décodeur stéréophonique par l'intermédiaire du transistor Q107 monté en résistance variable et sur le circuit intégré IC102 par l'intermédiaire du commutateur de muting. Le décodeur stéréophonique est soumis en permanence à l'action du circuit de muting qui élimine ainsi le décodage lorsque le signal reçu est d'un niveau insuffisant. Le décodeur stéréo est à circuit intégré, mais sans asservissement de phase. Deux bobines servent à assurer l'accord et la mise en phase de la sous-porteuse. Les filtres de sorties, symbolisés par de petits rectangles éliminent les résidus de 19 et de 38 kHz qui pourraient nuire à la qualité des enregistrements d'émissions stéréophoniques. La commande automatique de fréquence est commutable.

L'accord de la tête VHF se fait par diodes à capacité variable, comme nous l'avons vu précédemment. Trois potentiomètres ajustables, alimentés par un circuit intégré de stabilisation sont commutés par trois touches. Un quatrième potentiomètre d'accord, variable cette fois est monté sur le condensateur variable utilisé en modulation d'amplitude.

La section modulation d'amplitude est équipée de transistors conventionnels. Une partie de l'amplification est assurée par le circuit intégré IC101 déjà utilisé dans l'amplification FI de la modulation de fréquence. Trois gammes de fréquence figurent sur cet appareil : les grandes ondes, les ondes moyennes et les ondes courtes. Les ondes moyennes et les grandes ondes sont reçues sur un cadre ferrite incorporé. Une prise d'antenne installée à l'arrière peut recevoir une antenne externe, indispensable, en particulier pour les ondes courtes. La sortie du signal se fait par le transistor Q205 qui attaque un filtre hybride associant un filtre céramique à deux circuits accordés. La commande automatique de gain, appliquée sur la base du transistor Q201 est délivrée par la diode D107. Les signaux démodulés sortent directement du circuit intégré IC101 avant d'être traités par le sélecteur d'entrée.

Les indicateurs d'accord sont au nombre de deux, l'un est réservé uniquement à l'accord, il



NOTES

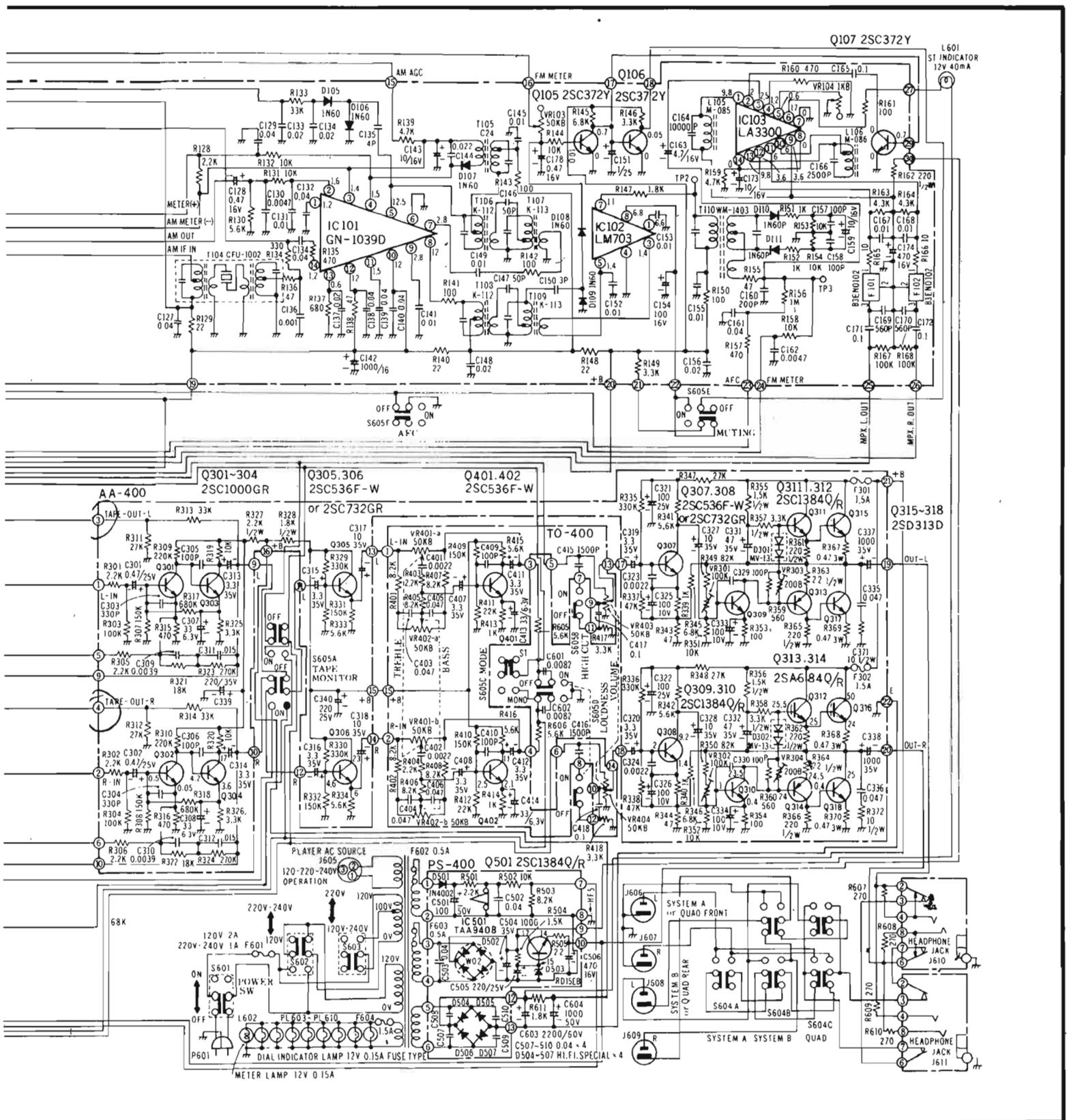
- 1) All resistor values are indicated in Ω ($K = 10^3$).
- 2) All capacitor values are indicated in μF ($P = 10^{-6}$).
- 3) Function switch shows in SW position.
- 4) Voltage unit . Volt.

est du type à zéro central ; le second, indicateur de champ est tantôt relié à l'amplificateur FI de la section modulation de fréquence, tantôt à celui de la section modulation d'amplitude.

L'amplificateur. Le préamplificateur d'entrée, correcteur RIAA est également utilisé

comme amplificateur à haut niveau. Pour ce faire, la résistance R305 (ou R306) shunte le réseau de contre-réaction sélective. Dans cette position, le taux de contre-réaction augmente, le gain diminue et la réponse en fréquence devient linéaire. A la sortie de ce préamplificateur, une prise DIN

permet l'enregistrement, soit à partir de la radio, soit à partir du tourne-disques. Le commutateur « monitor » sera employé pour la lecture d'une bande, le constructeur n'ayant pas prévu d'entrée « magnétophone ». L'étage correcteur de timbre est un Baxandall très classique. Un filtre coupe



haut, un dispositif de compensation physiologique commutable, un commutateur de mode (mono ou stéréo) complète le préamplificateur. L'amplificateur de puissance est du type à symétrie quasi complémentaire. Les transistors sont en boîtier plastique TO 220. Leur structure est très

classique, la liaison vers les enceintes se fait par condensateur. La protection des amplificateurs est assurée par fusible de 1,5 A placés dans la ligne d'alimentation. Signalons une disposition particulière des prises de sortie, trois touches permettent de mettre en service soit chaque

paire d'enceintes, soit les deux à la fois, soit enfin les quatre enceintes, raccordées de façon à créer un effet ambiophonique.

Le transformateur d'alimentation possède toute une série d'enroulements secondaire. L'un sert exclusivement à l'éclairage des 9 ampoules du cadran, le

second alimente le moteur du tourne-disques, il n'y a donc pas besoin de changer la tension de fonctionnement du tourne-disques lors du passage de 127 en 220 V ou vice-versa. Le troisième secondaire alimente les étages de puissance. Les quatrième et cinquième, tous deux pourvus d'une

annonces

INSTITUT PRIVÉ CONTROL DATA

CONTROL DATA

France

LES INSTITUTS

Organisés sur le principe universitaires, les instituts dispensent chaque année plus de 12 000 "formations de base".

Il y a, à ce jour, 27 Instituts dans le monde, et le gouvernement hongrois dispense notre enseignement depuis 3 ans.

De plus, nous proposons des séminaires de perfectionnement pour les cadres et dirigeants (180 000 séminaristes en 1974).

RELATIONS INDUSTRIELLES

Deux personnes sont en permanente relation avec des centaines d'entreprises et les anciens élèves.

Ainsi, tant l'information que la formation sont actualisées.

La preuve : en 1974, plus de 96% de nos élèves avaient un emploi dans leur spécialité dans les 3 mois suivant leur sortie de cours.

LES METIERS

Ils ont un point commun. Ils ont tous rapport à ce que nous savons le mieux faire : l'informatique.

Il vous faut entrer par diverses portes dans cette industrie en pleine évolution. Mais, par la suite, l'évolution de votre carrière ne dépendra que de vous, et de vous seul.

Des formations solides qui vous mettent à même de faire carrière dans l'informatique.

LES ENSEIGNANTS

A Paris, ils sont 18 à plein temps pour nos élèves.

Ils ont la double expérience de l'entreprise et de l'éducation. Ils peuvent ainsi dispenser un enseignement adapté au métier choisi.

LA FORMATION

Elle se définit par sa rapidité, son intensité, sa qualité. Elle est essentiellement pratique et technique : pas de superflu. C'est la meilleure formation que vous puissiez trouver car elle débouche directement sur un métier.

Tout ce que vous apprenez est directement utilisable et vous rend opérationnel.

La diversification des produits étudiés, CDC et IBM, vous ouvre un large éventail d'employeurs.

INFORMATION

Votre problème de reconversion ou d'orientation mérite un conseil individuel.

Cinq conseillers sont à votre disposition pour examiner votre problème. Ils connaissent le marché du travail; ils peuvent vous informer et vous conseiller (2000 entretiens en 1974).



CONTROL DATA

C'est le premier constructeur mondial de super-ordinateurs. En France, Control Data a installé les machines les plus puissantes d'Europe.

Les clients (EDF, P et T, SEMA, FRANLAB, METEO, MATRA, etc.) se placent parmi les plus grandes entreprises françaises.

LES TECHNICIENS DE MAINTENANCE

Ce sont eux qui démontent, entretiennent, mettent au point, débloquent l'ordinateur. Ils reçoivent une formation HARDWARE et SOFTWARE. Ils passent plus de 300 heures en travaux pratiques sur tous les équipements d'ordinateurs modernes (2 ordinateurs complets sur place + 1 à Rungis). Ainsi, dès leur sortie, ils peuvent prétendre à un emploi chez n'importe lequel des constructeurs.



vous êtes peut-être celui que nous recherchons

L'ANALYSE

Elle permet à un programmeur ou à un jeune diplômé d'IUT de prendre rapidement une autre dimension.

LES TECHNICIENS DE LA PROGRAMMATION

Ils connaissent les machines, les langages et assez d'analyse organique pour pouvoir être les programmeurs que recherchent les entreprises.

APPELEZ LE :

583 46 72

M. HELY

VOUS RENSEIGNERA

INSTITUT PRIVÉ CONTROL DATA

46, rue ALBERT 75013 PARIS

CONTROL DATA

France

Monsieur Veuillez m'envoyer votre brochure sur l'Institut

NOM _____

Prénom _____

Adresse _____

Age _____ Profession _____

régulation, l'un par transistor, l'autre par circuit intégré sont employés pour les étages à faible consommation.

PERFORMANCES ANNONCEES PAR LE CONSTRUCTEUR

TUNER

Gammes de fréquences : FM : 87,5 - 104 MHz ; PO : 520 - 1 605 kHz ; GO : 145 - 350 kHz ; OC : 5,8 - 12,5 MHz.

Fréquence intermédiaire : FM : 10,7 MHz ; AM : 460 kHz.

Sensibilité FM : 2 μ V à 30 dB.

Commutation mono/stéréo à 10 μ V.

Suppression fréquences harmoniques : 70 dB.

Suppression AM : 40 dB.

Rapport signal/bruit : 60 dB.

Distorsion : < 1%.

Antennes : FM prise DIN pour antenne extérieure 240/300 Ω symétrique ; AM antenne ferrite incorporée.

Particularités : décodeur stéréo automatique AFC Muting ; 3 ations pré réglables en FM ; double indicateur d'accord.

AMPLIFICATEUR

Puissances : 46 W (2 x 23 W sinus) impédance sortie 8 Ω .

Distorsions : < 0,8% à 2 x 23 W/1 kHz.

Bande passante : 20 - 30 000 Hz. Courbe de réponse : 20 - 30 000 Hz.

Réglage des basses : 100 Hz \pm 11 dB.

Réglage des aigues : 10 kHz \pm 11 dB.

Loudness (cor. physiologique) : 100 + 5,5 dB.

Filtres d'aigues : 10 kHz - 7 dB.

Rapport de diaphonie : > 50 dB à 1 000 Hz.

Entrées/sorties : phono MAG = 2,5 mV, 47 k Ω RIAA (platine incorporée) ; magnéto (reproduction) = 250 mV, 47 k Ω - (enregistrement) = 45 mV, 22 k Ω ; enceintes = 2 x 2, enceintes 8 Ω avec effet quadraphonie ; casques = 2 prises jacks, 8 Ω .

Particularités : prise pour magnétophone, Tape-Monitor ; prise pour 2 groupes d'enceintes (4 enceintes) avec effet quadri pour le 2^e groupe ; protections séparées des étages de sortie.

PLATINE TOURNE-DISQUES

Plateau : 300 m/m, poids 750 g. Entraînement : moteur synchrone 4 pôles avec suspension caoutchouc, entraînement par courroie, 33 et 45 tours (+ 1,5 - 1%) ; rumble et fluctuations < 0,15%.

Bras : antiskating - pose-bras automatique ; retour automatique en fin de disque ou commande manuelle en cours de lecture.

Tête de lecture : magnétique avec diamant - pression de la tête 2,5 g ; fixée sur un support enfichable conçu pour tous les systèmes internationaux avec un poids de 4 à 11 g.

Rapport de diaphonie : 25 dB à 1 kHz.

Equilibrage des canaux : < 2 dB à 1 kHz.

GENERALITES

Alimentation : 120/220/240 V - 50 Hz.

Consommation : 150 W maxi. Dimensions : L x H x P - 780 x 155 x 366 mm.

Poids : 14 kg.

Équipement : 1 FET - 4 circuits intégrés ; 32 transistors silicium - 20 diodes.

CONCLUSION

La chaîne Hi-Fi n'est pas toujours un ensemble encombrant, et il peut très bien y avoir des chaînes d'une haute qualité sans être en éléments séparés. Cette chaîne Téléton s'adresse donc aux fanatiques de Hi-Fi mais qui ne disposent pas obligatoirement d'un salon d'audition de 200 m². La présentation eedeuropéenne et les commodités, elles aussi européennes, stations pré réglées et grandes ondes seront des atouts pour cet appareil.

STABILISATION DE L'ECLAIREMENT D'UNE LAMPE

LA régulation d'une tension d'alimentation continue est un problème souvent rencontré en électronique. Habituellement il n'y a pas de difficultés particulières à réaliser de telles alimentations : il existe en effet, outre les montages bien connus utilisant des éléments discrets, toute une gamme de régulateurs de tension, positifs ou négatifs, qui permettent d'obtenir une stabilité de tension remarquable. Ces éléments se présentent sous forme de circuits intégrés monolithiques avec lesquels on obtient couramment un taux de stabilisation meilleur que 0,5 % et même 0,05 % pour les modèles les plus récents.

Avec ces circuits et par l'adjonction de transistors extérieurs, il est facile de porter le courant de sortie jusqu'à 10 A ou plus, mais la valeur de la tension de sortie, qui est variable suivant les types, ne peut cependant être supérieure à 40 V. La plupart du temps cette limitation n'est pas gênante, mais il est parfois nécessaire de stabiliser des tensions plus élevées, une centaine de volts par exemple.

Cette éventualité peut se présenter, notamment en photographie, quand on souhaite disposer d'un éclairage constant. En effet, on constate que la tension du secteur présente des fluctuations rapides dues à des appels de courant soudains et intenses, ainsi que des différences existant au cours de la journée entre la tension disponible aux heures creuses et celle existant aux heures de pointe de consommation.

L'éclairage produit par une lampe alimentée directement sur le réseau (ou par l'intermédiaire d'un transformateur) est donc susceptible de varier selon la tension qui lui est appliquée (voir fig. 1)

Pour pallier cet inconvénient, il

est souhaitable de stabiliser la tension d'alimentation de la lampe.

La régulation de la tension alternative elle-même, bien que possible, a été écartée, la conception d'un tel circuit laissant apparaître une trop grande complexité. On a donc choisi d'ali-

menter la lampe par une tension continue plus facile à réguler.

Bien que l'on puisse effectuer une telle réalisation au moyen d'éléments discrets, on souhaite, le plus souvent, utiliser un régulateur intégré afin de bénéficier de ses excellentes qualités de régula-

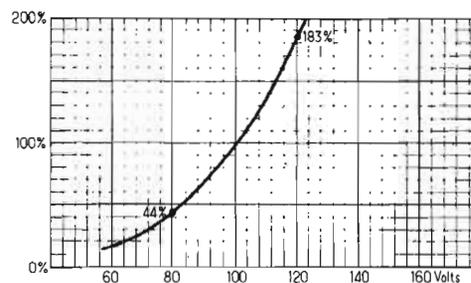


Fig. 1

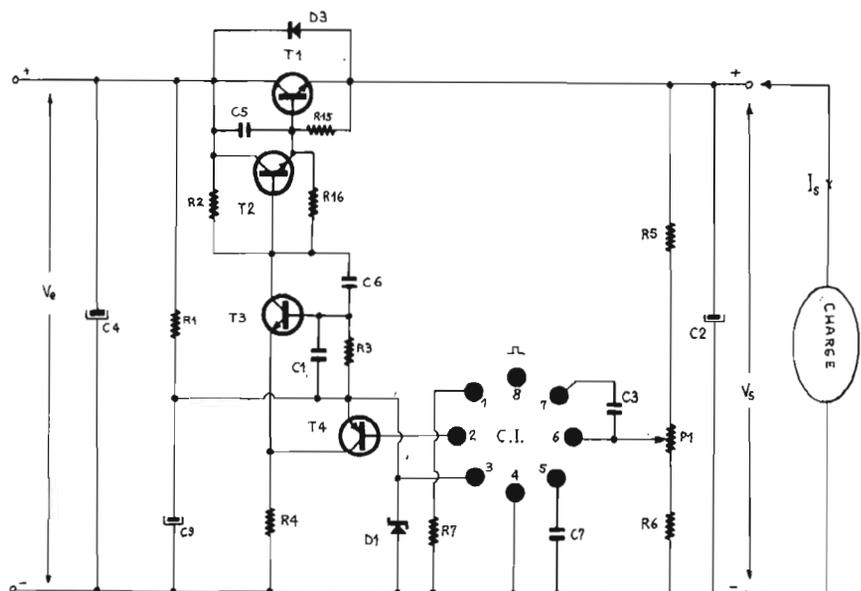


Fig. 2

tion. A première vue, cela ne semble guère possible avec les circuits usuels, du fait des limitations imposées par ces dispositifs.

Nous allons décrire ici une alimentation régulée 100 V, 0,5 A, protégée contre les courts-circuits, réalisée à partir d'un circuit SFC 2 300 C et caractérisée par un très bon taux de stabilisation, tant en fonction des variations de la charge qu'en fonction de celles du secteur.

DESCRIPTION DU MONTAGE

Le schéma est celui représenté sur la **figure 2**. Le transistor T_1 est l'élément « ballast », fonctionnant comme une résistance variable. Il est commandé par le transistor T_2 ; l'ensemble est monté en configuration « Darlington » et de ce fait présente un gain en courant élevé. Le transistor T_2 reçoit son courant base par l'intermédiaire de la résistance R_2 . Si le transistor T_3 n'est pas rendu conducteur, il ne dérive aucun courant, et la totalité du courant traversant la résistance R_2 circule dans la base du transis-

NOMENCLATURE DES ELEMENTS DE LA FIGURE 2

$R_1 = 4\ 700\ \Omega\ 5\ W\ 10\ \%$
 $R_3 = 2\ 200\ \Omega\ 1/2\ W\ 10\ \%$
 $R_5 = 110\ k\Omega\ 1/2\ W\ 5\ \%$
 $R_7 = 1\ 500\ \Omega\ 1/2\ W\ 10\ \%$
 $R_{16} = 100\ \Omega\ 1/2\ W\ 10\ \%$
 $R_2 = 18\ k\Omega\ 1/2\ W\ 10\ \%$
 $R_4 = 1\ 000\ \Omega\ 1/2\ W\ 10\ \%$
 $R_6 = 1\ 500\ \Omega\ 1/2\ W\ 5\ \%$
 $R_{15} = 100\ \Omega\ 1/2\ W\ 10\ \%$
 $P_1 = 2\ 500\ \Omega$ linéaire

$T_1 = 2N3442$ Sescossem
 $T_3 = 2N3440$ Sescossem
 CI = SFC 2300 C
 $D_3 = ESM\ 181\ 300\ R$
 Sescossem

$C_1 = 47\ nF\ 63\ V$
 $C_3 = 68\ pF\ 63\ V$
 $C_5 = 470\ pF\ 200\ V$
 $C_7 = 0,1\ \mu F\ 63\ V$
 $C_2 = 50\ \mu F\ 150\ V$
 $C_4 = 500\ \mu F\ 160\ V$
 $C_6 = 470\ pF\ 200\ V$
 $C_9 = 100\ \mu F\ 25\ V$

$T_2 = 2N3441$ Sescossem
 $T_4 = BCW\ 92\ B$ Sescossem
 $D_1 = BZX\ 85\ C\ 12$ Sescossem

tor T_2 . Le choix de la résistance R_2 est déterminé de telle sorte que la saturation de l'ensemble T_1, T_2 soit encore possible pour le courant de sortie maximum et pour la tension d'entrée V_e la plus faible.

La tension de sortie stabilisée V_s est réduite à la valeur convenable V_s/n par le moyen d'un diviseur potentiométrique R_5, P_1 et R_6 , de rapport n . Cette tension V_s/n est comparée, dans le circuit intégré, à une tension de référence très précise de l'ordre de 1,7 V. Le circuit SFC 2300 C comporte également des étages d'amplification et un étage d'entrée différentiel compensé à grand gain. C'est sur une de ses entrées (n° 6) que l'on applique la tension V_s/n . Après amplification, on obtient en sortie (entre les bornes n° 2 et n° 3), une tension d'erreur qui est rigoureusement proportionnelle à l'erreur de la tension de sortie. La tension d'erreur en sortie attaque le transistor T_4 entre émetteur et base. Sur le collecteur de celui-ci, on retrouve cette même tension amplifiée qui commande T_2 et T_1 par l'intermédiaire du transistor T_3 . Ce dernier est un dispositif acceptant de fonctionner sous une tension relativement élevée; il assure, en quelque sorte, l'isolement électrique entre le circuit intégré et les étages de puissance portés au potentiel de la haute tension. Le montage du transistor T_3 rappelle un peu la configuration base-commune. Le potentiel de la base est fixé, à travers la résistance R_3 , par rapport à la tension auxiliaire de 12 V, stabilisée par la diode zener D_1 . La tension présente sur le collecteur du transistor T_4 détermine le passage d'un courant base dans le transistor T_3 . Celui-ci est plus ou moins important selon que l'écart entre la tension collecteur de T_4 et le +12 V est plus ou moins accentué.

Le courant base du transistor T_3 provoque un courant collecteur dans ce même dispositif. Ce courant collecteur détermine lui-même une tension sur le collecteur du transistor T_3 , tension variable selon l'intensité du courant collecteur par chute de tension dans la résistance R_2 . Cette dernière est donc, en fait, la résistance de charge du transistor T_3 .

Le fonctionnement de l'ensemble est le suivant :

Supposons que la tension de sortie V_s tende à augmenter par suite d'une diminution du courant d'utilisation I_s . La tension

V_s/n , appliquée à l'entrée de l'étage différentiel, augmente. La tension d'erreur en sortie diminue, ce qui contribue à diminuer le courant collecteur du transistor T_4 , donc à augmenter sa tension collecteur-émetteur. Comme c'est cette tension qui, à travers la résistance R_3 , détermine le courant base du transistor T_3 , le courant collecteur de ce dernier augmentera donc également, ce qui en revanche diminuera la tension présente sur son collecteur. Cette dernière impose directement l'amplitude de la tension de sortie V_s . En effet, celle-ci prend une valeur qui correspond à la somme de la tension collecteur de T_3 et des tensions de seuil émetteur-base de T_2 et de T_1 .

De cette manière, l'amplitude de la tension de sortie qui, au départ avait subi une augmentation, se trouve rétablie à sa valeur originelle. Notons que la valeur de la tension de sortie est proportionnelle à la quantité V_s/n . Toute modification de n entraîne donc ipso-facto une variation de la tension de sortie. Le potentiomètre

P_1 permet donc de faire varier le niveau de la tension de sortie.

Il est courant de caractériser l'efficacité d'une régulation en définissant la résistance interne de l'alimentation. Celle-ci peut être évaluée approximativement en utilisant la relation suivante :

$$R_o = n \times R_c / G$$

dans laquelle R_c est la résistance interne de la source et G le gain de l'ensemble. Cette relation fait apparaître l'importance du terme G . Le facteur de régulation d'une alimentation stabilisée sera d'autant meilleur que le gain de l'amplificateur sera grand. Dans notre cas, le gain de l'ensemble T_3, T_4 est de l'ordre de 4 000, auquel il convient d'ajouter le gain de l'amplificateur intégré et celui de l'étage « Darlington » constitué par les transistors T_1 et T_2 . Le gain en boucle ouverte du montage de la **figure 2** est donc considérable, ce qui est la condition pour une bonne régulation, comme nous venons de le voir.

En ce qui concerne la tension, il faut remarquer que les transistors

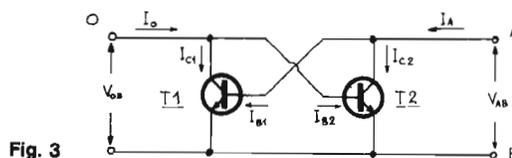


Fig. 3

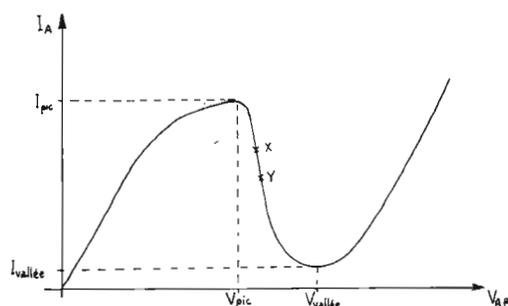


Fig. 4

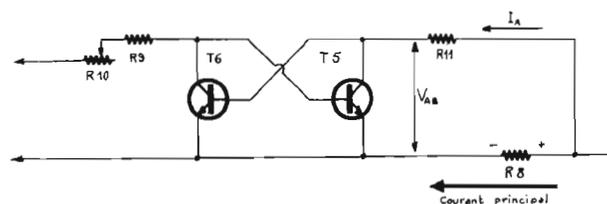


Fig. 5

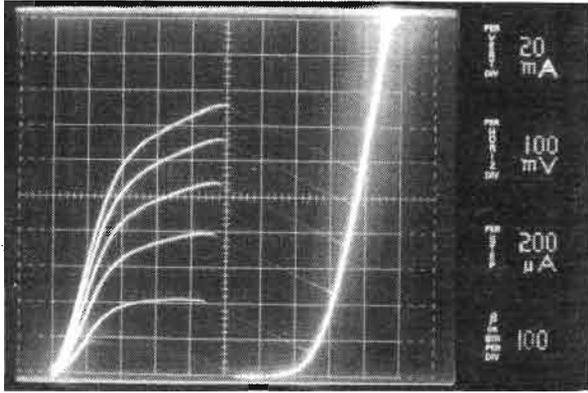


Fig. 6

NOMENCLATURE DES ELEMENTS DE LA FIGURE 7

- $R_1 = 4\,700\ \Omega\ 5\ W\ 10\ \%$
- $R_3 = 2\,200\ \Omega\ 1/2\ W\ 10\ \%$
- $R_5 = 110\ k\Omega\ 1/2\ W\ 5\ \%$
- $R_7 = 1\,500\ \Omega\ 1/2\ W\ 10\ \%$
- $R_9 = 47\ k\Omega\ 1/2\ W\ 10\ \%$
- $R_{11} = 27\ \Omega\ 1/2\ W\ 10\ \%$
- $R_{13} = 220\ \Omega\ 1\ W\ 10\ \%$
- $R_{15} = 100\ \Omega\ 1/2\ W\ 10\ \%$
- $R_2 = 18\ k\Omega\ 1/2\ W\ 10\ \%$
- $R_4 = 1\,000\ \Omega\ 1/2\ W\ 10\ \%$
- $R_6 = 1\,500\ \Omega\ 1/2\ W\ 5\ \%$
- $R_8 = 10\ \Omega\ 5\ W\ 10\ \%$
- $R_{10} = 500\ k\Omega\ \text{linéaire}$
- $R_{12} = 33\ \Omega\ 1/2\ W\ 10\ \%$
- $R_{14} = 10\ \Omega\ 1/2\ W\ 10\ \%$
- $R_{16} = 100\ \Omega\ 1/2\ W\ 10\ \%$

- $C_1 = 47\ nF\ 63\ V$
- $C_3 = 68\ pF\ 63\ V$
- $C_5 = 470\ pF\ 200\ V$
- $C_7 = 0,1\ \mu F\ 63\ V$
- $C_9 = 100\ \mu F\ 25\ V$
- $C_2 = 50\ \mu F\ 150\ V$
- $C_4 = 500\ \mu F\ 160\ V$
- $C_6 = 470\ pF\ 200\ V$
- $C_8 = 2\,000\ \mu F\ 16\ V$
- $C_{10} = 47\ \mu F\ 25\ V$

- $P_1 = 2\,500\ \Omega\ \text{linéaire}$

- $T_1 = 2N3442\ \text{Sescosem}$
- $T_3 = 2N3440\ \text{Sescosem}$
- $T_5 = BCW\ 90\ B\ \text{Sescosem}$
- $T_7 = 2N3440\ \text{Sescosem}$
- $D_2 = ESM\ 181\ 300\ R$
- $CI = SFC\ 2300\ C\ \text{Sescosem}$

- $T_2 = 2N3441\ \text{Sescosem}$
- $T_4 = BCW\ 92\ B\ \text{Sescosem}$
- $T_6 = BCW\ 90\ B\ \text{Sescosem}$
- $D_1 = BZX\ 85\ C\ 12\ \text{Sescosem}$
- $D_3 = ESM\ 181\ 300\ R$
- Sescosem

T_1 , T_2 et T_3 sont les seuls dispositifs qui doivent pouvoir supporter une tension élevée. Si l'alimentation ne comporte pas de sécurité fonctionnant par limitation du courant maximal, les transistors T_1 et T_2 doivent pouvoir accepter, en fonctionnement normal, une tension V_{CE} égale à $V_e - V_s$. Cette dernière est maximale lorsque la tension du réseau est elle-même à sa valeur maximale. La tension collecteur-émetteur maximale $V_{CE(max)}$ qui se trouve appliquée au transistor T_3 est, à peu de chose près, identique à la tension de sortie V_s .

On remarquera que le circuit intégré ainsi que le transistor T_4 sont alimentés à partir d'une tension stabilisée par la diode zener D_1 (de l'ordre de 12 V); il n'y a donc pas de contraintes de tension de ce côté là.

La capacité C_7 est un découplage pour la tension de référence

interne du SFC 2300, de façon à maintenir le bruit en sortie de l'alimentation à une valeur très faible. Les condensateurs C_3 , C_5 et C_6 sont des compensations en fréquence qui permettent à l'ensemble de garder une bonne stabilité en dépit du gain élevé.

La diode D_3 est une protection qui joue lors d'une coupure brusque de la tension d'entrée V_e . Dans ce cas, en l'absence de la diode, la tension de sortie V_e polarise en inverse les jonctions émetteur-base des transistors T_1 et T_2 , les amenant ainsi à fonctionner dans la partie d'avalanche de leurs caractéristiques. Le fait que, simultanément, le circuit intégré et le transistor T_4 ne soient plus alimentés peut amener la destruction de certains semi-conducteurs. La présence de la diode D_3 permet d'écouler vers l'entrée la tension résiduelle V_e et limite la tension inverse appliquée aux bornes des transistors T_1 et T_2 à une valeur de 1 V environ.

Notons que pour conserver un bon taux de stabilisation, le fabricant recommande de ne pas dépasser 12 mA pour le courant de commande sortant par la borne n° 2 du circuit intégré; dans notre cas, il est au maximum de 4 mA à pleine charge.

REDRESSEMENT DE LA TENSION ALTERNATIVE

La tension non régulée V_e appliquée à l'entrée de l'alimenta-

tion doit se tenir entre deux limites de tension. La différence de potentiel maximale est déterminée par la tension V_{CER} que peuvent supporter les transistors T_1 et T_2 ; c'est le cas le plus défavorable qui puisse exister; il se présente lors d'un court-circuit de la tension de sortie stabilisée V_s . Les dispositifs utilisés ici (2N3442, 2N3441) acceptent une tension maximale V_{CER} de 150 V, pour une résistance émetteur-base de $100\ \Omega$ (R_{15} et R_{16}). Cette valeur de 150 V sera donc la limite supérieure de la tension d'entrée V_e .

La limite inférieure est conditionnée par la tension de sortie stabilisée V_s . La valeur minimale de la tension d'entrée non régulée doit toujours être supérieure de 7 V au moins à la valeur de la tension de sortie, ceci pour qu'il reste toujours aux bornes de l'étage « Darlington » une tension égale ou supérieure à 7 V. On devra donc s'assurer que la valeur de la capacité de filtrage C_4 est suffisante pour que les creux de la tension non stabilisée ne descendent pas au-dessous d'une valeur égale à $V_s + 7\ V$.

D'autre part, il n'est pas nécessaire que la tension d'entrée V_e , tout en restant à l'intérieur des deux limites indiquées plus haut, soit beaucoup plus élevée que la tension V_s , car dans ce cas, la dissipation de puissance, sous forme calorifique, dans le transistor T_1 augmente considérablement. Une valeur d'une douzaine de volts est habituellement considérée comme satisfaisante.

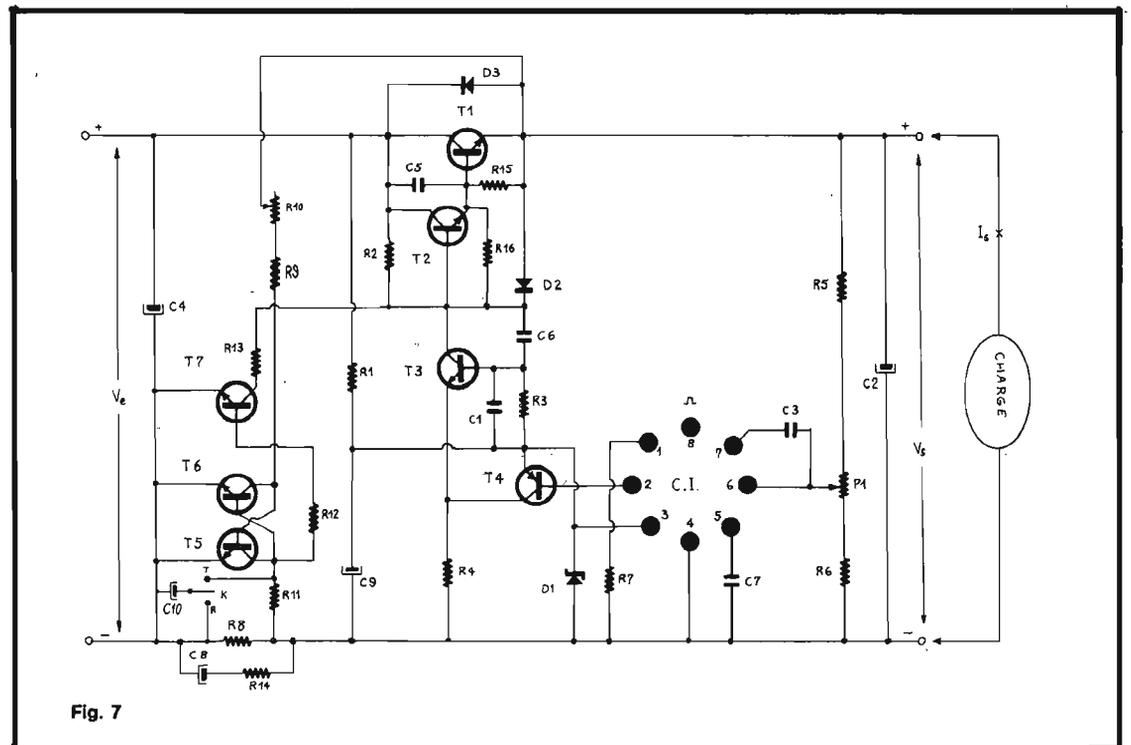


Fig. 7

PROTECTION DE L'ALIMENTATION CONTRE LES SURINTENSITES

L'alimentation telle que nous venons de la décrire ne comporte pas de protection contre les surintensités en sortie. Il est évident que s'il se produit une surintensité ou un court-circuit en sortie, même d'une façon transitoire, l'ensemble de l'alimentation (ou pour le moins T_1 , T_2 et T_3) risquera d'être irrémédiablement détruit. Pour protéger l'alimentation contre de tels dangers, il faut lui adjoindre un système de sécurité qui coupera le courant de sortie dès qu'il sera supérieur à une intensité déterminée. Tant que la tension de sortie reste inférieure à 40 V, il est commode d'utiliser pour ce faire la limitation automatique du courant de sortie qui est incluse dans le circuit intégré lui-même. Cependant, lorsque la tension de sortie dépasse largement les limites absolues d'utilisation du SFC 2300 C, il n'est plus possible d'utiliser le limiteur incorporé. D'un autre côté, il n'est plus possible non plus d'employer une limitation du courant de sortie à sa valeur maximale, c'est-à-dire, en fait, de transformer l'alimentation à tension de sortie constante en une alimentation à courant de sortie constant au-dessus d'une certaine valeur de I_s . Dans le cas d'un court-circuit en sortie, ce genre de limitation conduit à appliquer entre le collecteur et l'émetteur du transistor T_1 la totalité de la tension d'entrée V_e , et ce pour le courant maximum de sortie.

En d'autres termes, dans notre cas par exemple, il faudrait que le transistor T_1 puisse accepter simultanément et d'une manière continue une tension V_{CE} de 140 V et un courant collecteur de 0,5 A.

L'aire de sécurité des transistors de puissance actuellement sur le marché doit être examinée avec soin et la technologie de fabrication de ce dispositif choisie judicieusement. En effet, ce type d'alimentation est dit à fonctionnement linéaire, par opposition aux alimentations à découpage : ces dernières nécessitent des transistors rapides ce qui n'est pas le cas dans les alimentations du premier type. On aura donc tout intérêt, dans notre cas, à choisir un transistor à structure Homobase qui, tout en étant moins rapide en

commutation qu'un dispositif à structure Planar ou Triple-diffusée, présente l'avantage d'offrir une aire de sécurité plus avantageuse que les dispositifs rapides.

Notre choix s'est porté, pour le transistor T_1 , sur un dispositif Sescossem à structure Homobase du type 2N3441, qui accepte simultanément un courant de 0,5 A et une tension collecteur-émetteur de 140 V. Ces caractéristiques maximales sont très voisines de celles que l'on peut rencontrer en cas de court-circuit sur le montage ; de plus, elles ne s'appliquent que si la température du boîtier est maintenue à 25 °C. En limitation d'intensité à 0,5 A, le transistor fonctionnerait donc à l'extrême limite de ses possibilités, ce qui peut se révéler dangereux.

Il est donc nécessaire de réaliser une protection qui, au-dessus d'un seuil déterminé, ramène brusquement l'intensité I_s à une faible valeur, tandis que la tension de sortie V_s chute simultanément jusqu'à une valeur résiduelle peu importante.

Ce mode de fonctionnement fait appel à un élément détecteur de surintensité dont la caractéristique $V = f(I)$ présente une partie à résistance négative. Il existe plusieurs types de ces dispositifs : transistor unijonction, diode tunnel, diodes 4 couches, thyristor à gâchette d'anode, SUS (Silicon Unilateral Switch) etc. Cependant, pour obtenir cette caractéristique, nous avons choisi un montage à transistors à cause de sa grande souplesse de fonctionnement.

Le schéma de principe est représenté sur la **figure 3**, tandis que la caractéristique $V = f(I)$ est donnée sur la **figure 4**. Comme le courant « pic » de cette diode

tunnel paradoxale est fonction d'un courant continu de polarisation I_0 , il est possible de faire varier le courant « pic » (I_{pic}) dans d'assez grandes proportions, en agissant sur I_0 , et par là même d'ajuster le seuil de déclenchement du limiteur.

Le fonctionnement de ce montage peut s'expliquer comme suit :

Admettons que T_1 et T_2 soient deux transistors identiques et que le circuit soit dans un état tel que $I_A = I_0$ et que $V_{AB} = V_{OB}$ (point X de la **figure 4**). On en déduit que $I_{B1} = I_{B2}$. Précisons que l'intensité I_0 est produite par une source à courant constant.

Si maintenant on donne une légère augmentation positive à la tension V_{AB} , l'intensité I_{B1} augmente, ce qui crée une augmentation de I_{C1} . Puisque I_0 est constant par définition, il y a diminution de I_{B2} ; mais I_{B2} diminuera dans une proportion beaucoup plus grande que I_{B1} n'augmentera, à cause du gain en courant h_{21E} du transistor T_1 .

Donc, après l'augmentation de V_{AB} est restée petite, le courant collecteur de T_2 dépendra fortement de son courant base et très peu de sa tension collecteur-émetteur. Une diminution de I_B se traduira par une diminution de I_{C2} . Le courant I_{C2} diminuera plus que I_{B1} n'augmentera (en gros dans un rapport $(h_{21E})^2$). Il résulte de tout cela que le courant I_A a diminué et qu'il est passé du point X au point Y de la **figure 4**. Si l'on néglige les fuites on trouve que le courant I_{pic} est à peu près égal à $h_{21E} \times I_0$, et que le courant de vallée est voisin de I_0/h_{21E} .

Le montage effectif est celui de la **figure 5**. La résistance R_8 (10 Ω) est située dans le retour de la tension régulée ; à ses bornes

apparaît une tension proportionnelle à I_s , avec les polarités indiquées sur la **figure 5**. La résistance R_{11} évite d'envoyer dans le circuit un courant trop important quand la tension aux bornes de la résistance R_8 prend une valeur excessive (cas d'un court-circuit). L'ajustage du courant I_0 entre 200 μ A et 2 mA s'effectue au moyen du potentiomètre R_{10} . On peut considérer que le courant I_0 est constant, car il est obtenu à partir d'une tension élevée, et qu'il ne dépend que de la valeur des résistances R_9 et R_{10} . Les transistors T_5 et T_6 ont un gain en courant moyen h_{21E} de l'ordre de 100 à $I_C = 100$ mA et $V_{CE} = 0,5$ V.

Les caractéristiques $V_{AB} = f(I_A)$ de ce montage sont représentées sur la **figure 6** pour différentes valeurs de I_0 .

DESCRIPTION DU SCHEMA DE L'ALIMENTATION PROTEGEE

Le schéma complet de l'alimentation avec protection est celui de la **figure 7**. La partie régulation proprement dite reste inchangée par rapport au schéma de la **figure 2**. Ainsi qu'on l'a déjà dit, la résistance R_8 est placée dans le retour du courant I_s ; c'est à ses bornes qu'apparaît la tension qui assure le basculement de T_5 et de T_6 . La tension V_{AB} est appliquée à la base de T_7 à travers la résistance R_{12} . Aussi longtemps qu'elle reste inférieure à V_{pic} , le transistor T_7 est bloqué. Il est rendu brusquement conducteur lorsque la tension passe de V_{pic} à une tension supérieure à V_{vallee} , selon la droite de charge choisie. La saturation du transistor T_7 réunit le collecteur du transistor T_3 à la ligne négative, par l'intermédiaire de la résistance R_{13} , bloquant ainsi tout courant de sortie.

La présence de la diode D_2 est rendue obligatoire, car lors du fonctionnement de la sécurité, la capacité C_2 peut être encore chargée à une fraction de la tension de sortie. Cette dernière viendrait polariser en inverse les jonctions émetteur-base des transistors T_1 et T_2 , provoquant leur claquage et leur destruction par passage d'un courant trop important. La diode D_2 , qui ne conduit pas en fonctionnement normal, permet de refermer le courant de décharge du condensateur C_2 directement par le collecteur du transistor T_7 . La résistance R_{13} a été ajoutée

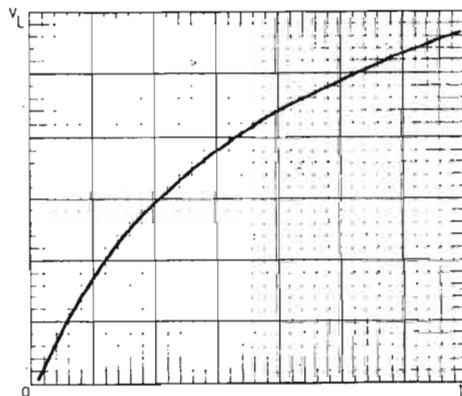


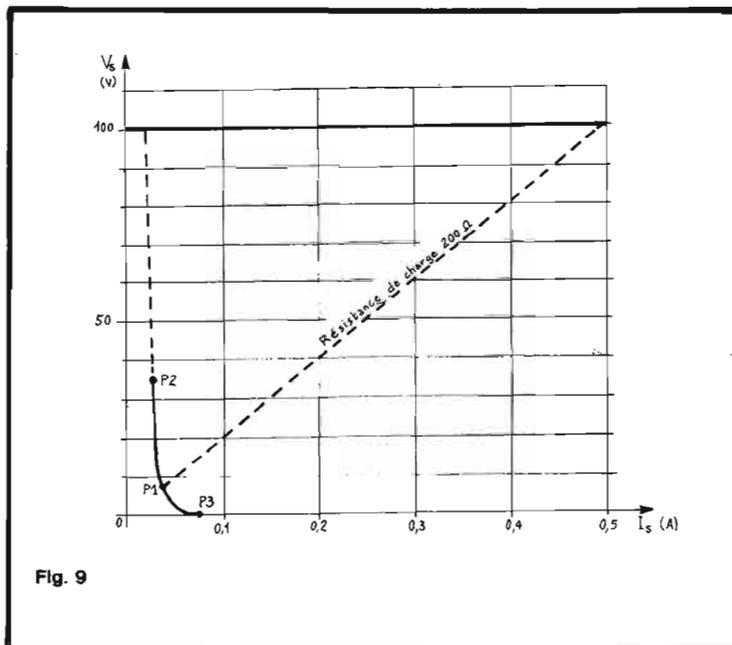
Fig. 8

afin de modérer l'amplitude du courant de décharge de C_2 à travers le transistor T_7 et de permettre ainsi l'utilisation d'un transistor de petite puissance. Etant données les conditions de fonctionnement de ce dispositif, il doit pouvoir accepter, entre collecteur et émetteur, une tension égale à la tension de sortie augmentée d'environ 5 V.

La résistance R_{14} ainsi que le condensateur C_8 ont été ajoutés en parallèle sur la résistance d'échantillonnage de courant R_8 afin que la disjonction du système de sécurité ne se produise pas sur une surintensité transitoire. Ceci peut se produire, notamment à la mise sous tension de l'alimentation, lorsque la charge présente une composante fortement capacitive ou si la charge est constituée par une lampe. Il est bien connu, en effet, que la résistance à froid d'un filament de lampe est considérablement inférieure à celle qu'il présente quand il est chaud (le rapport entre les deux valeurs pouvant atteindre 10 fois, voir fig. 8).

A la mise en route, ou bien dans le cas d'une surintensité brève, la capacité C_8 se charge à travers la résistance R_{14} , diminuant temporairement la résistance équivalente du réseau R_8 , C_8 et R_{14} , donc la tension V_{AB} , donc la sensibilité du détecteur de surintensité. Une fois la capacité C_8 chargée, l'ensemble C_8 , R_{12} ne joue plus aucun rôle, et si la surintensité persiste après la charge de C_8 , alors la sécurité agit. La constante de temps C_8 , R_{12} conditionne le temps de retard à la disjonction; il sera à déterminer expérimentalement en fonction de la charge utilisée.

Le cycle de fonctionnement de la limitation d'intensité est indiqué sur la figure 9, pour une résistance de charge de 200Ω ($V_s = 100$ V, $I_s = 0,5$ A). La tension de sortie se maintient constante pour des intensités I_s croissantes. A l'instant où le courant de sortie atteint 0,5 A la tension de sortie chute brutalement jusqu'en un point P_1 (environ 8 V) tandis que simultanément l'intensité I_s est ramenée à environ 40 mA. Si l'on veut faire repartir l'alimentation, il faut soit débrancher la charge, soit diminuer encore I_s pour l'amener jusqu'en un point P_2 . A partir de cet endroit, la tension V_s passe rapidement de 35 V environ à sa valeur nominale. On peut aussi utiliser l'inverseur K (voir fig. 7). En position repos, la capa-



cité C_{10} est maintenue déchargée. Au moment de la remise en route, le condensateur C_{10} se trouve aux bornes de V_{AB} : la charge de C_{10} s'effectuant à travers la résistance R_{11} , la tension V_{ab} s'annule pendant un court instant. A ce moment, si le court-circuit en sortie est supprimé,

l'alimentation reprend son fonctionnement normal, si non, une fois la charge de la capacité C_{10} achevée, la disjonction s'opère à nouveau.

Lorsque la sécurité a fonctionné, dans le cas où il existe un court-circuit en sortie, la tension de sortie deviendra nulle, par

définition, tandis que la courant de sortie I_s se maintiendra à environ 75 mA (point P_3 de la figure 9). C'est dans ces conditions que le transistor T_1 aura à supporter simultanément la totalité de la tension d'entrée non régulée V_e et un courant I_C de 75 mA, ce que le transistor 2N3441 accepte parfaitement. Bien entendu, ce dernier devra être muni d'un radiateur suffisant pour lui permettre d'évacuer la chaleur correspondant à une puissance dissipée dans le transistor d'environ 40 W au maximum ($V_s = 50$ V, $I_s = 0,5$ A)

PERFORMANCES

- Régulation en fonction des variations de la charge, pour un courant I_s variant de 10 mA à 500 mA : 0,008 %.
- Régulation en fonction de la tension d'entrée, celle-ci étant nominale de 125 V et variant de 107 V à 142 V, $I_s = 400$ mA : + 0,007 %.
- Résistance interne : $\approx 0,02 \Omega$.
- Bruit en sortie : ≈ 3 mV cr.cr.
- Courant I_s dans le cas d'un court-circuit en sortie : ≈ 75 mA.
- Réglage possible de la tension de sortie par P_1 de 50 V à 130 V environ.

G.L.

Le son incomparable de l'ORGUE électronique

Dr. Böhm

a enchanté tous nos clients

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

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

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

Dr. Böhm

CENTRE COMMERCIAL
DE LA VERBOISE

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



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

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

Joindre 3 timbres à 0,80 F ou 5 timbres à 0,80 F pour envoi urgent
BON A DECOUPER OU A RECOPIER ET A RETOURNER A :

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

NOM

Adresse

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

NOTA : Les valeurs mentionnées dans le texte se rapportent à une tension de sortie V_s de 100 V, ce qui suppose une tension d'entrée au moins égale à 107 V. D'une façon générale, on peut considérer que $V_e = V_s + 7$ V. Cependant, si l'on fonctionnait avec une tension de sortie voisine de 50 V, il conviendrait de diminuer la valeur des résistances R_{11} , R_2 , R_9 et R_{10} de telle sorte que les courants déterminés par ces résistances conservent les valeurs calculées.

l'ampli de puissance



APK 240

POWER PANEL KIT

COMME tous les appareils de la série Power Panel kit, l'amplificateur à deux canaux APK240 se distingue par une présentation très originale propre à ce constructeur. D'abord, il s'agit d'un appareil en rack, autrement dit, il est encastrable, dans un meuble, dans un pupitre ou dans une baie. Ses dimensions sont normalisées, en hauteur comme en largeur, il s'agit du standard 19 pouces, la largeur totale de cet amplificateur est de 485 mm. Sa hauteur est de 5 unités, il mesure 132 mm. Deux poignées chromées permettent, lors d'un démontage pour une opération de maintenance, la manipulation de l'appareil.

Face avant noire mate, décorée de sérigraphie orange et blanche. Les inscriptions sont en anglais (ce qui vous permettra de mystifier vos amis). Les unités de mesures restent internationales, vous n'aurez aucun problème de branchement ; les prises où il y a marqué $40\text{ W}/4\ \Omega$ sont bien sûr des bornes de sortie tandis que celles repérées 800 mV, 50 k Ω sont celles d'entrée. Ces prises sont des jacks, comme toutes celles du système Power Panel kit. Ces jacks sont en matière plasti-

que noire robuste et une colle-rette blanche isole l'écrou de masse de la façade. Sur la droite de l'amplificateur : un interrupteur, un voyant et un porte-fusible. Le fil d'alimentation est resté à l'arrière.

Au centre, deux boutons de couleur assortis aux écritures de la face avant (noir et orange) servent à régler le gain de chaque amplificateur, au cas où le niveau du préamplificateur ne serait pas exactement adapté à celui de l'ampli.

Deux amplificateurs sont placés dans un même coffret. Cela fait aussitôt penser à stéréophonie, c'est en effet l'une des premières utilisations d'un amplificateur de ce type. En fait, il peut servir dans des cas de multi-amplification, ou par exemple un amplificateur seul attaque un haut-parleur de basse, un autre ampli un haut-parleur de médium et d'aigus. Le filtrage des fréquences respectives peut alors être réalisé au moyen de circuit RC ou de filtres actifs appelés aussi filtres électroniques. Lors d'un tel emploi, les potentiomètres de volume permettent d'agir sur le niveau de chaque transducteur, de remonter le niveau des graves

par rapport à celui des aigus par exemple, ou le contraire, ou tout simplement pour compenser une différence de rendement entre plusieurs haut-parleurs. Cet amplificateur peut aussi servir en sonorisation où il est parfois intéressant, pour des raisons de fiabilité de multiplier le nombre des amplificateurs. Si l'un d'entre eux tombe en panne, il est rare que les autres le suivent.

LE SCHEMA DE PRINCIPE

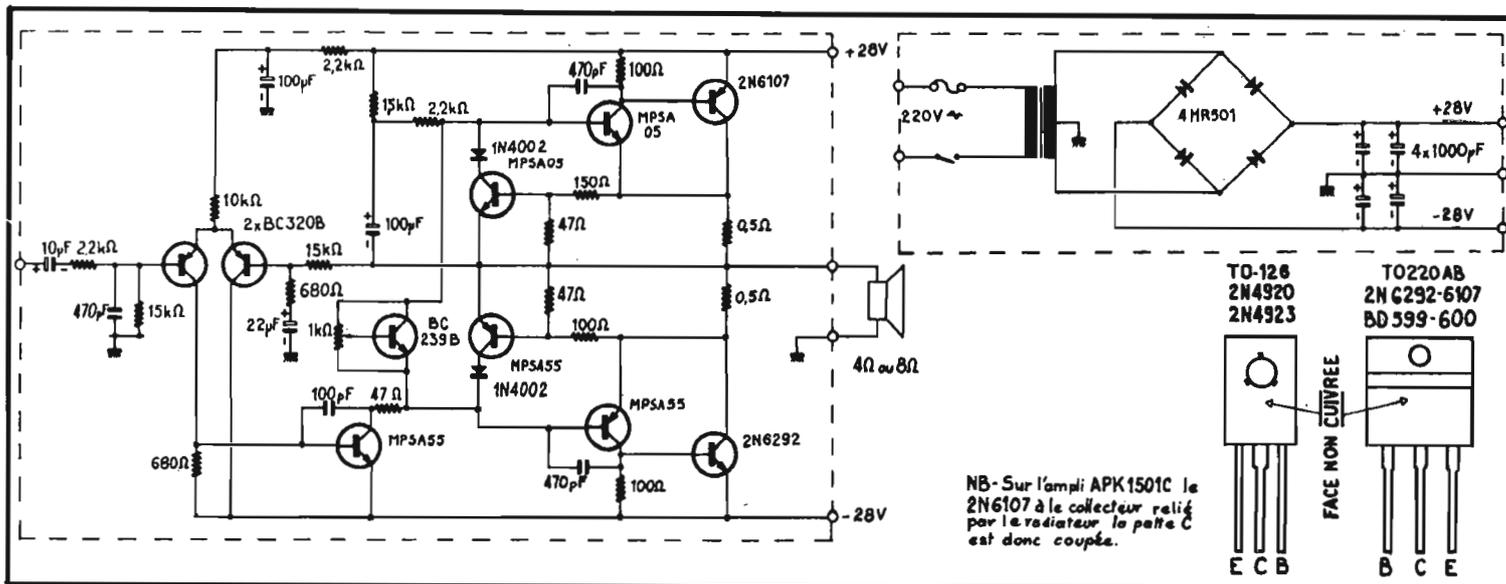
L'alimentation de l'amplificateur APK240 est assurée par un transformateur possédant un seul primaire recevant la tension du secteur, ici 220 V, qui est maintenant la tension la plus répandue. Un fusible protège l'ensemble de l'appareil. Le redressement est un double-alternance qui utilise un pont et un secondaire à point milieu. Le filtrage se fait par les quatre condensateurs de 1 000 μF qui, particularité intéressante sont montés directement sur le circuit imprimé de l'amplificateur.

Cet amplificateur (il y en a deux sur la même plaquette, est symé-

trique, les transistors de sortie sont un PNP et NPN de puissance. Chaque paire de transistors driver et de puissance est montée en super-émettodyne et se comporte comme un étage collecteur commun, bien que la sortie se fasse sur les collecteurs des transistors de puissance.

Les résistances de 0,5 Ω insérées dans les lignes d'émetteur de chaque driver sont mises à profit pour assurer une protection électronique. Le principe en est simple, lorsque le courant de collecteur des transistors de puissance devient un peu trop élevé, la tension qui se développe à leurs bornes devient suffisante pour rendre conductrice la jonction base-émetteur des transistors MPSA 05 et MPSA 55 de protection. Ces transistors court-circuitent les bases des transistors drivers, limitant ainsi le courant de sortie. Les résistances du pont permettent de régler éventuellement la valeur du courant, ici, le courant de court-circuit est de 5 A.

La stabilisation thermique du point de repos des transistors de puissance est assurée par un transistor dont le potentiel de base est fixé par un potentiomètre ajusta-



ble. Ce potentiomètre permet de rendre le transistor de polarisation complètement conducteur ou complètement bloqué, dans ce dernier cas, un courant très élevé risque de traverser la charge, attention, il ne faut donc manœuvrer ce potentiomètre qu'avec la plus grande circonspection.

L'entrée de cet amplificateur est reliée à un étage différentiel. C'est un montage désormais classique. Sur l'une des bases de ce montage on envoie le signal d'entrée tandis que l'autre reçoit la contre-réaction. Il existe d'ailleurs deux taux de contre-réaction différents, l'un en continu qui permet d'assurer un point de fonctionnement, indépendant de la température, aux transistors de sortie. La moindre variation de tension à la sortie se répercute à l'entrée en sens inverse, si bien que l'équilibre tend à se rétablir aussitôt. En alternatif, le pont de résistances de 15 k Ω et 680 Ω a son point froid relié à la masse par le condensateur de 22 μ F. Ainsi, seule une partie de la tension alternative de sortie sera réinjectée sur l'entrée de l'amplificateur. Le gain en tension de cet ampli-

ificateur est déterminé par la valeur des résistances de ce pont.

Les potentiomètres, qui ne figurent pas sur le schéma sont directement reliés au jack d'entrée. Ces jacks sont, de surcroît munis d'un contact qui ferme l'entrée de l'amplificateur sur une résistance de 22 000 Ω lorsque rien n'est branché sur les entrées.

FABRICATION

Les transistors sont montés sur un radiateur de dimensions suffisantes. Nous avons essayé cet amplificateur en régime sinusoïdal, à pleine puissance, ce radiateur chauffe, ce qui est normal mais sa température ne devient pas excessive. Ce radiateur a un profil particulier qui permet le montage du circuit imprimé grâce à une rainure pratiquée sur l'une des ailes. Deux vis suffisent à maintenir ce circuit en place. Les transistors de puissance, BDX77 et 78 de RTC, ils remplacent les 2N6292 et 6107, sont montés avec interposition d'une plaquette isolante. Une couche de graisse silicone améliore le contact ther-

mique. Les transistors de stabilisation en température sont, eux aussi en contact thermique avec le radiateur. Les composants sont d'une qualité industrielle; les condensateurs d'entrée sont au tantale, formule que l'on ne trouve, en principe que sur des appareils de classe professionnelle. Les soudures sont d'une qualité satisfaisante. Donc, en résumé une fabrication sérieuse et honnête, si l'on considère le prix de vente de l'appareil.

MESURES

La première mesure que nous avons faite sur cet amplificateur est celle de la puissance de sortie. Cette puissance est de 38 W par canal, sur 4 Ω un seul canal étant excité; pour cette puissance, le taux de distorsion harmonique est de 0,09 %, ce qui constitue une performance tout à fait intéressante. Lorsque les deux canaux sont en service à la fois, la puissance diminue de 1 dB environ. La puissance est alors de 29 W par canal sur une impédance de charge de 8 Ω , la puissance est de 27 W par canal, un seul étant excité, elle passe à 23 W par canal lorsque les deux canaux sont en service. Ces valeurs, sur 4 Ω sont un peu inférieures à celles annoncées par le constructeur. En régime musical, où la puissance moyenne est nettement inférieure, les pointes pourront atteindre les 40 W annoncés. La bande passante de cet amplificateur est nettement suffisante pour assurer une reproduction musicale de haute qualité. Le temps de montée est en effet de 1 μ s, performance très intéressante. La bande passante est, pour

la puissance maximale de 20 Hz à 80 kHz à -1 dB, donc bande passante excellente. La fréquence de coupure basée, à -3 dB est de 8 Hz environ. Pour les fréquences hautes, elle est supérieure à 100 kHz. Le taux de distorsion harmonique est très faible, pour une puissance de sortie de 30 W, il est de 0,03 %, valeur également atteinte à 10 000 Hz. A 40 Hz, le taux de distorsion reste inférieure à 0,1 % pour cette même puissance.

Le rapport signal/bruit est lui aussi excellent, il est de 102 dB non pondéré, c'est-à-dire sur toute l'étendue de la bande passante, ce chiffre passe à 106 dB en mesure pondérée.

CONCLUSIONS

Mise à part la réserve que nous pouvons faire sur la puissance de sortie, cet amplificateur offre des performances d'un haut niveau, digne de celles d'un appareil Hi-Fi. Sa protection électronique est efficace, nous avons les sorties en court-circuit à pleine excitation. Une réserve de ce côté, il ne faut pas laisser l'amplificateur en court-circuit trop longtemps, il risque de s'échauffer dangereusement. Avec une présentation originale et une réalisation sérieuse pour un matériel destiné à un large public, l'amplificateur APK240 permettra de satisfaire tous ceux qui désireront se constituer un ensemble sortant un peu de l'ordinaire et offrant des performances plus que simplement valables. A signaler aussi, cet appareil est disponible sans son rack. Ce kit comprend le bloc d'amplification et le transformateur d'alimentation.



UTILISATION des CIRCUITS à TRANSFERT de CHARGE en MUSIQUE ELECTRONIQUE

PLUSIEURS fabricants étudient actuellement des circuits intégrés à transfert de charges électriques composés d'un grand nombre de transistors MOS associés à des condensateurs.

Ces circuits ont la particularité de retarder les signaux BF d'un délai pouvant atteindre plusieurs dizaines de millisecondes.

Leur principe consiste à prélever un bref échantillon du signal BF à l'entrée, à le stocker sous forme de charge électrique, puis à le propager d'un condensateur à l'autre au rythme d'un signal d'horloge, et enfin à recueillir ce qu'il reste de la tension BF aux bornes du dernier condensateur.

On désigne de tels circuits sous les termes de « lignes à retard pour signaux analogiques » ou « registres à décalage pour signaux analogiques ».

La dénomination anglaise « bucket brigade circuits » est beaucoup plus imagée (littéralement : chaîne à seaux de pompiers).

Les circuits proposés (actuellement ou dans un proche (?) avenir) sont, à la connaissance de l'auteur :

- les TCA 350 et 350X (I.T.T.) comportant 185 éléments ;
- le MN 3001 (Matsushita - Phi-

lips) qui comporte 2 x 512 éléments dans un même boîtier.

De tels circuits permettent de remplacer les systèmes à retard à ressort ou même à bande magnétique. On peut aussi obtenir un véritable vibrato électronique, modifier les effets d'attaque d'un orgue électronique, imiter l'effet tournant du « leslie », etc.

Leur principal défaut est de conduire à des montages assez compliqués et relativement coûteux.

A l'heure où ces lignes sont écrites, l'auteur n'a pas encore réussi à se procurer ni un de ces circuits, ni une documentation technique détaillée les concernant.

Les considérations qui vont suivre sont donc plutôt « philosophiques » et demandent à être vérifiées. Mais les expériences, les recherches, ne constituent-elles pas la partie la plus passionnante de l'électronique ?

I - UTILISATION DES CIRCUITS A TRANSFERT DE CHARGE

De par leur conception, ces circuits ne peuvent s'employer seuls : il est nécessaire de leur

adjoindre une horloge (« timer » en anglais) qui détermine les temps de retard et la bande passante BF comme nous le verrons un peu plus loin. Par ailleurs, le signal BF issu du circuit à retard se trouve « haché » à la fréquence du signal d'horloge, et il est nécessaire de le filtrer pour lui redonner sa forme originale.

La figure 1 donne le schéma synoptique d'un tel ensemble.

1) **Horloge** : il s'agit ici d'un générateur de signaux rectangulaires un peu particulier qui doit fournir des impulsions (négatives dans le cas du TCA 350) en opposition de phase sur les deux entrées T₁ et T₂, et « non recouvrantes », c'est-à-dire semblables à celle de la figure 2.

Un multivibrateur classique ne peut pas convenir, et il faut utiliser un montage plus compliqué, utilisant par exemple un transistor unijonction oscillant à la fréquence 8 f, suivi de trois bascules et de portes « ou » ou « et » utilisant des diodes.

L'auteur pense toutefois qu'il existe actuellement (ou existera) des circuits intégrés étudiés spécialement pour cet usage.

2) **Filtre** : il s'agit d'éliminer le signal d'horloge à fréquence f beaucoup plus élevée que celle du signal BF à transmettre.

Un filtre passe-bas efficace conviendra parfaitement et on pourra utiliser un filtre actif classique à transistors ou à amplis opérationnels.

On ne perdra pas de vue qu'un filtre actif d'excellentes performances doit être parfaitement calculé et soigneusement réalisé (composants à tolérances serrées, etc.).

On devra donc : soit utiliser d'excellents filtres pour être le plus près possible de la bande théorique, soit se contenter d'un filtrage sommaire beaucoup plus facile à réaliser, mais accepter une perte sévère sur la bande passante.

3) **Calcul du temps retard et de la bande passante** :

— Le temps de retard (en secondes) est donné par la formule.

$$(1) \tau = \frac{n}{2.f}$$

où : f désigne la fréquence des signaux d'horloge ; n désigne le nombre d'éléments (par exemple : 185 pour le TCA 350).

— La limite supérieure théorique de la bande passante du signal BF est la moitié de la fréquence d'horloge :

$$(2) f_{\max} = f/2$$

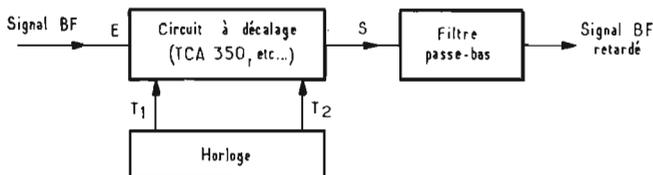


Fig. 1

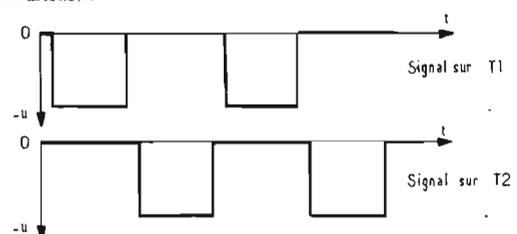


Fig. 2

Par exemple, avec le TCA 350 (185 éléments), si $f = 20$ kHz, le retard atteint 4,6 millisecondes et la bande passante théorique s'étend jusqu'à 10 kHz.

Avec un des circuits du MN 3001, si $f = 20$ kHz, on obtiendra un retard de 12,8 millisecondes pour une bande passante théorique de 10 kHz.

Toujours avec le MN 3001, on voit que, pour obtenir un retard de 4,6 ms comme ci-dessus avec le TCA 350, il faudra une fréquence d'horloge voisine de 57 kHz, ce qui donnera une bande passante théorique de 28,5 kHz.

Le MN 3001 a donc des performances plus intéressantes pour l'utilisation en BF.

Toutefois les exemples et les calculs ci-après seront toujours faits avec le TCA 350.

De toute façon, la formule (1) permet de faire le calcul avec MN 3001, ou n'importe quel dispositif analogue pourvu que l'on connaisse le nombre d'éléments n .

II - REVERBERATION

Il y a intérêt à limiter la bande passante à 3 kHz par exemple, de façon à avoir des retards aussi importants que possible. Avec une fréquence d'horloge de 6 kHz et le TCA 350, on aura un retard de 15 millisecondes seulement.

Pour éviter la monotonie des effets obtenus, il sera nécessaire d'utiliser plusieurs circuits rebouclés de diverses façons entre eux et sur eux-mêmes, chacun de ces circuits étant commandé par une horloge différente.

Cela risque évidemment de conduire à une réalisation compliquée, et plus coûteuse que la réalisation classique avec une unité à ressorts. Cependant, sa fidélité sera meilleure (la bande passante est limitée uniquement par la fréquence d'horloge, et il n'y a pas de résonances indésirables comme avec un ressort).

D'autre part, une telle réalisation offre davantage de possibilités (vibrato, rebouclages sélectifs favorisant telle ou telle bande de fréquence, etc.).

III - REALISATION D'UN VERITABLE VIBRATO

Des circuits à transfert de charge permettent la réalisation d'un véritable vibrato, c'est-à-dire la modulation de fréquence d'un

signal BF existant (par exemple en provenance d'une guitare).

Pour cela, il suffit d'envoyer le signal BF à l'entrée d'un circuit à retard complet (avec horloge et filtre) et de recueillir le signal de sortie, en modulant la fréquence de l'horloge à la cadence choisie pour le vibrato (3 à 10 Hz environ). La figure 3 indique comment l'intervalle de temps Δt entre deux périodes d'horloge peut se dilater entre l'entrée et la sortie du circuit à retard (respectivement aux instants t_0 et t_1 séparés par le retard τ du circuit). Dans ce cas, un signal BF, échantillonné à l'instant t_0 où Δt est petit, restitué après un retard τ , à l'instant t_1 où Δt est beaucoup plus grand, verra sa fréquence diminuer.

Si le retard τ est appliqué à un instant autre que t_0 , la fréquence du signal BF évoluera différemment. On remarquera que τ n'est pas constant, puisqu'il s'agit de la somme d'une centaine de Δt consécutifs.

Le résultat final sera une modulation de fréquence du signal BF, c'est-à-dire un vibrato.

On peut calculer le « taux d'exécution en fréquence », ou « profondeur » (P_v) du vibrato obtenu en fonction :

- de la période du signal modulant l'horloge (T) ;
- du taux d'excursion en fréquence de l'horloge (P_t) ;
- du retard du circuit (τ).

Un calcul assez simple donne la formule suivante :

$$P_v = 2 P_t \sin \frac{(2\pi \tau)}{2T}$$

soit, si τ est petit devant T (ce qui est le cas pour un vibrato)

$$(3) P_v \approx 2 \pi P_t \frac{\tau}{T}$$

Il résulte de cette formule que, pour obtenir un vibrato d'une profondeur donnée, la modulation en fréquence de l'horloge doit être d'autant plus profonde que le vibrato est plus lent (pour un retard τ donné).

Par exemple, avec le TCA 350, pour un vibrato à 3 Hz (période 1/3 s), et une fréquence d'horloge moyenne de 20 kHz (retard 4,6 ms ; bande passante : 10 kHz), il faut faire varier la fréquence d'horloge de $\pm 30\%$ pour obtenir une variation de fréquence du signal BF de $\pm 1/4$ de ton (+ 3 %).

Par contre, pour un vibrato à 10 Hz, une variation de fréquence d'horloge de $\pm 10\%$ suffit pour obtenir le même résultat.

Les effets de vibrato seront donc relativement limités, surtout si le vibrato est lent et si on désire une bande passante assez large, à moins d'utiliser plusieurs circuits en cascade.

On pourra essayer de mélanger le signal BF existant au signal retardé, reboucler la sortie sur l'entrée pour obtenir un effet de réverbération, etc. Les battements entre ces signaux auront sans doute une influence heureuse sur l'effet produit... mais cela reste à vérifier.

Le retard introduit par le circuit (5 à 10 ms) est négligeable : il correspond au temps que met le son pour parcourir une distance d'environ 2 m.

IV - MODIFICATION DE L'ATTAQUE DES SONS D'UN ORGUE ELECTRONIQUE

Cet effet peut être obtenu uniquement dans le cas d'un orgue à plusieurs « rangs », c'est-à-dire où le dosage de chaque harmonique est obtenu au moyen de lignes « BUS ».

Il suffit d'intercaler un circuit à retard dans chacune des lignes « BUS », et de pouvoir agir indé-

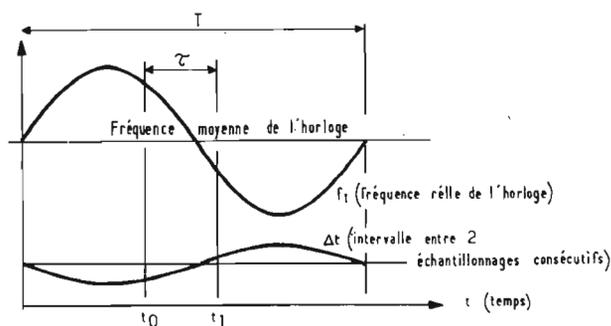


Fig. 3

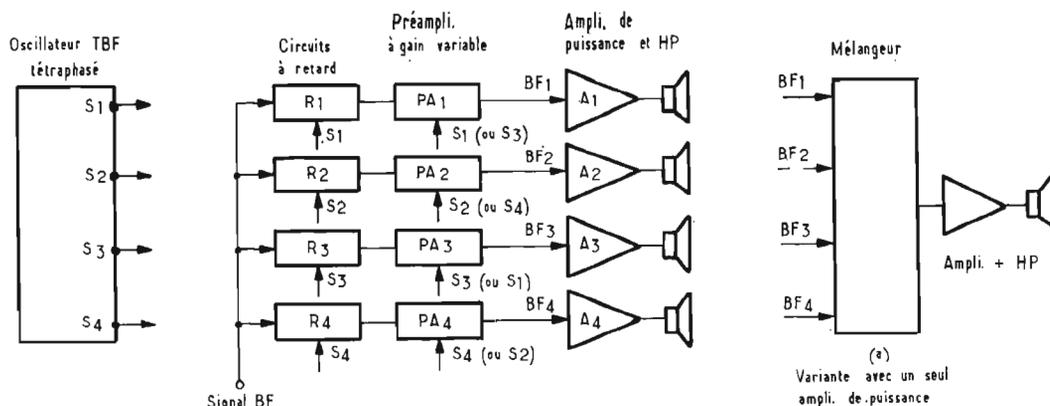


Fig. 4

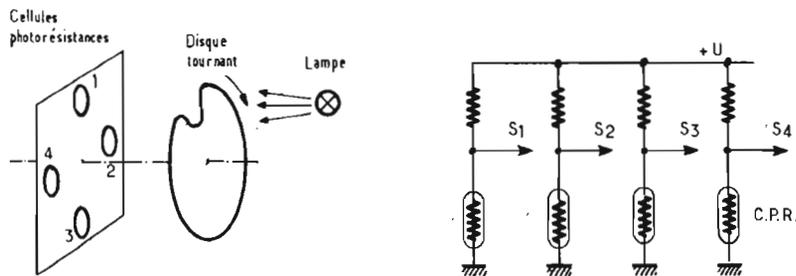


Fig. 5

pendamment sur le retard de chaque circuit.

Lorsqu'on enfonce une touche, les harmoniques n'apparaîtront pas toutes en même temps, et leurs phases respectives seront quelconques. Un bon dosage de cet effet (ce qui n'est pas forcément évident !) améliorera probablement le réalisme des imitations d'orgues à tuyaux (ou d'instruments classiques), ainsi que la sonorité générale de l'instrument.

On peut profiter de la présence d'un circuit à retard sur chaque ligne « BUS » pour reboucler la sortie sur l'entrée de façon à obtenir un léger effet de réverbération ajustable pour chaque harmonique. Il est sans doute préférable que le retard et l'effet de réverbération soient plus importants pour le son fondamental plutôt que pour les harmoniques de rang élevé, mais cela reste à vérifier.

V - OBTENTION D'UN EFFET LESLIE SAÛS AUCUN ORGANE TOURNANT

L'effet Leslie est obtenu traditionnellement au moyen d'un haut-parleur tournant ou d'une sorte de coquille rotative distribuant le son d'un haut-parleur fixe.

Le montage décrit ci-dessous et représenté à la figure 4 est assez coûteux et compliqué, mais il est réalisable par l'amateur car il est entièrement électronique, et peut ne comporter aucun organe mécanique, excepté les haut-parleurs.

Il comporte un oscillateur tétraphasé à très basse fréquence qui fournit quatre signaux à peu près sinusoïdaux, déphasés respectivement de 90° entre les sorties S₁, S₂, S₃, S₄.

Ces signaux servent :

1) A moduler l'amplitude du signal BF envoyé sur les quatre

amplis A₁ à A₄, comme l'indique la figure 2, afin de donner l'impression que le son sort successivement des haut-parleurs 1 à 4.

2) A moduler la fréquence des signaux envoyés sur les quatre amplis, ce qui est destiné à simuler l'effet Doppler d'une source sonore qui se déplace. Le choix des canaux modulés par chacune des sorties de l'oscillateur est possible en théorie (selon le sens du déphasage entre les diverses sorties S₁ à S₄, etc.). L'expérience montre toutefois qu'on a une chance sur deux de commettre une erreur de raisonnement lorsque l'on a affaire à des problèmes de phase ou de polarité.

Alors, il vaut mieux s'en tenir à l'expérience et aux tâtonnements, ou encore à un schéma éprouvé...

L'oscillateur TBF tétraphasé dont la fréquence doit varier de 1 à 10 Hz environ est de réalisation délicate. On a le choix entre un oscillateur du genre « phase-shift » utilisant des condensateurs coûteux (les condensateurs électrochimiques sont déconseillés), et un montage « digital » (bascules + portes ou registres à décalage) fort compliqué. Une meilleure méthode à notre avis consiste à utiliser quatre photo-résistances occultées successivement par un disque tournant, comme le montre la figure 4.

Il est toutefois difficile d'obtenir une variation de vitesse de 1 à 10 avec un petit moteur, et le titre de notre paragraphe devient inexact.

La modulation de fréquence des horloges ne doit guère poser de problèmes.

La modulation d'amplitude des amplis peut se faire au moyen de photo-résistances utilisées comme potentiomètre.

Les amplis ne présentent aucune particularité (on peut utiliser un ampli quadriphonique ou deux amplis stéréo).

Les haut-parleurs peuvent être disposés dans une « cabine » semblable aux « leslies » utilisés habituellement, mais on peut également utiliser quatre enceintes classiques.

La fréquence des sons d'un orgue électronique pouvant descendre à une valeur très basse (32 Hz dans certains cas) on pourra séparer les signaux BF en deux parties :

— les basses (jusqu'à 500 Hz par exemple) dirigés vers un ampli et un haut-parleur unique (car l'effet tournant est peu sensible à ces fréquences) capable de « passer » convenablement les fréquences les plus basses.

— les aigus dirigés vers le dispositif « tournant » décrit ci-dessus.

REMARQUES

1) Si on veut éviter cette multiplication d'amplis de puissance, de haut-parleurs, on se contentera de mélanger le signal issu des quatre préamplis, puis d'envoyer le signal résultant à un ampli de puissance unique. C'est probablement sur un principe analogue que sont basés les « sound-shifters » et autres appareils permettant de simuler l'effet « leslie » (voir fig. 4a).

2) Il est possible d'obtenir plusieurs effets, tournants simultanés avec des vitesses différentes (sur des jeux différents de l'orgue) avec une seule série de haut-parleurs et d'amplis, mais il faut alors plusieurs oscillateurs TBF et autant de séries de modulateurs et de circuits à retard.

VI - CONCLUSION

Les circuits à transfert de charge permettant d'obtenir des effets spéciaux intéressants et purement électroniques, donc réalisables assez facilement par

un amateur, qui pourra les modifier ou les perfectionner à sa guise selon le temps (et l'argent !) dont il dispose. Il ne lui est pas interdit bien au contraire de sortir des sentiers battus et de laisser aller son imagination.

L'auteur souhaiterait que les lecteurs écrivent au journal pour faire part de leurs idées, de leurs remarques, de leurs réalisations dont les plus intéressantes pourraient être publiées.

Les circuits cités ne sont pas encore disponibles en France à la connaissance de l'auteur, bien que le TCA 350 soit décrit sur le catalogue ITT depuis un an environ.

Ces circuits ont d'ailleurs d'autres applications en BF (et dans d'autres domaines) : en particulier, ils permettent d'augmenter (ou réduire) la vitesse d'un enregistrement magnétique sans modifier la hauteur des sons, ce qui permet par exemple, d'augmenter le débit d'un message parlé sans perdre son intelligibilité.

P. JOUANDET

Bibliographie :

- catalogue composants semi-conducteurs ITT 1973/1974 page 31 ;
- revue Electronics n° 17 du 22 août 1974.

LA mini - mire

CENTRAD 382



EMPLOI

POUR la mise au point de l'image T.V. ou le dépannage à domicile, point n'est besoin, en général, d'une mire compliquée : les réglages à pratiquer sur un appareil en fonctionnement se limitent le plus souvent à la **géométrie** et au **cadrage** de l'image. En couleur, il faut ajouter ceux de **pureté** et de **convergence**. Il suffit alors de disposer d'un quadrillage approprié plus communément appelé « **mire à carreaux** ».

La « mini-mire » 382 Centrad porte bien son nom car possédant des dimensions très réduites :

155 x 150 x 70 mm

De plus, elle est autonome, ne nécessitant que 6 piles standardisées de 1,5 V (9 V - 40 mA).

Elle délivre, soit en 819 l, soit en 625 l, sur 5 canaux UHF centrés sur le canal 31, une porteuse conforme aux émissions de normes françaises et modulée en positif ou en négatif ; l'image se présente soit sous la forme d'une image blanche, soit sous celle d'une grille de 20 x 14 barres assez fines pour permettre les réglages de convergence.

Le choix du fonctionnement s'opère sur clavier de touches dont une est réservée au contrôle de l'usure des piles ; dans le cas où celles-ci sont convenables, un voyant s'allume sur la face avant du coffret.

REALISATION

Le poids est rendu très faible par l'usage d'une technique imprimée et intégrée et d'un coffret solide mais léger : 1,2 kg avec les piles. La réalisation comporte pas moins de 17 circuits intégrés logiques, 5 transistors et 15 diodes.

L'oscillateur de base est équipé de deux pots magnétiques fermés (pilote « lignes »). Le modulateur-oscillateur UHF utilise un compartiment séparé pour isoler la ligne accordée par une diode varicap. L'accord de fréquence se pratique donc au moyen d'un simple potentiomètre.

La sortie s'effectue sur une prise « télévision » type « Péréna » ; un câble 75 Ω de 1 m est fourni avec l'appareil.

AUTONOMIE

Signalons que l'alimentation en 9 V peut éventuellement s'effectuer sur une alimentation extérieure ; en effet, une prise n° 3045 MF d'O.E.M. est prévue à cet effet. La tolérance de la tension est alors de $\pm 0,5$ V autour des 9 V. La prise est branchée comme suit : le conducteur intérieur est au « plus » 9 V, l'anneau circulaire est à la masse donc au « moins » 9 V. Pour déconnecter la source intérieure, il faut basculer le bouton à glissière, situé à l'arrière du coffret vers « Ext ».

Sous 9 V, avec des piles 1,5 V type « Babix » ou « Escal » Wonder, la durée de vie moyenne est de 35 h, à régime de travail intermittent (1 h de marche - 1 h

de repos). Avec des piles renforcées (genre « Junon » Wonder), l'autonomie peut atteindre 60 à 100 h, en régime discontinu.

FUNCTIONNEMENT DU SCHEMA

1) Logique de la vidéo (voir fig. 1).

Le signal vidéo est reconstitué à partir de signaux codés, traités en division et en addition au moyen de 17 circuits intégrés logiques. L'oscillateur de base est constitué par Tr_3 utilisant des pots fermés dont le bobinage est accordable au moyen d'un noyau. Un d'entre eux est accordé sur 498 kHz multiple de la fréquence « ligne » du standard 819, l'autre pot accorde l'oscillation sur 378 kHz. La commutation de fréquence s'effectue sur le clavier de touches.

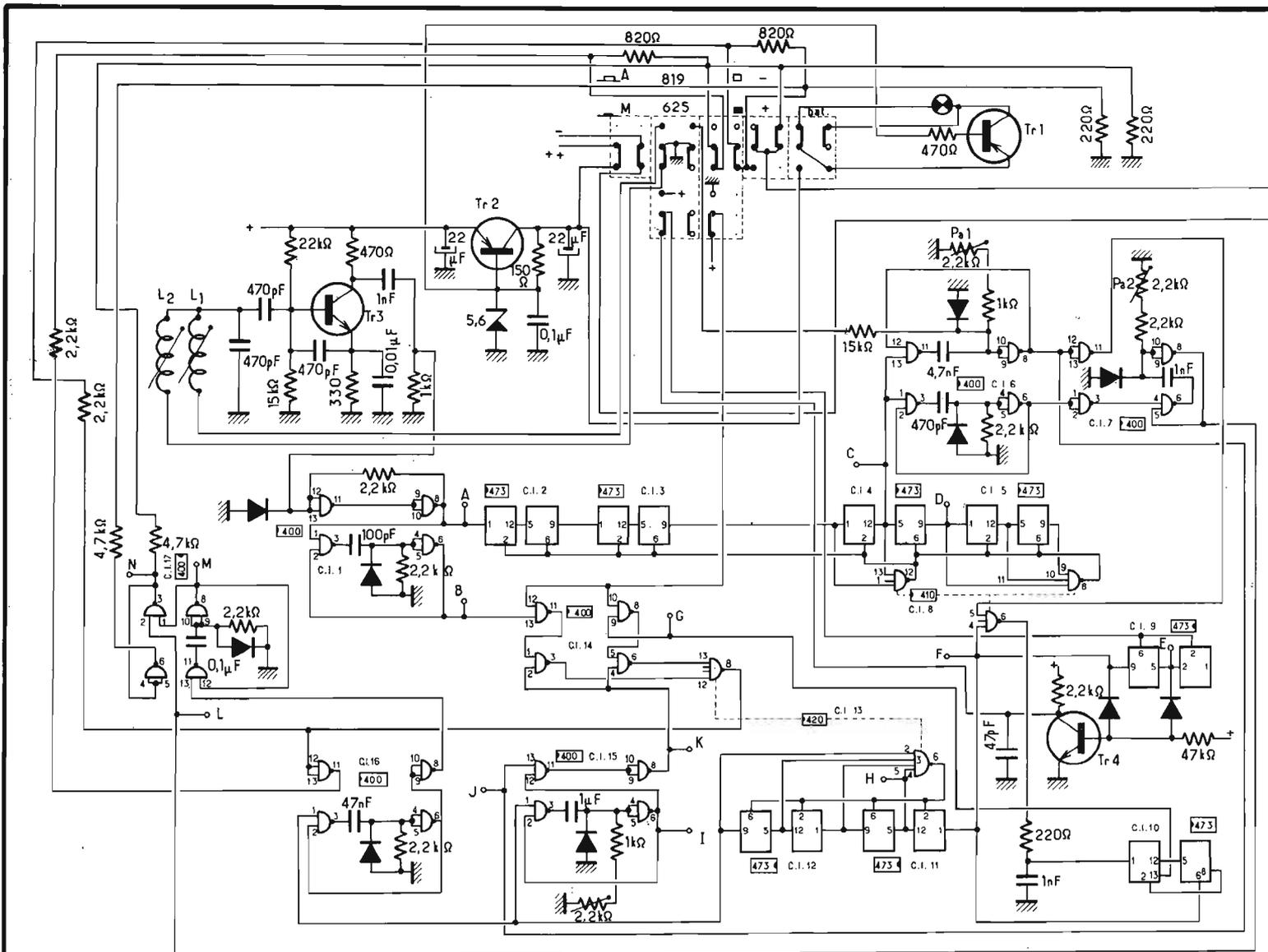
L'oscillateur ci-dessus ne délivrant que des sinusoides, le circuit Cl_1 met en forme le signal rectangulaire qui va servir de barres verticales dans la mire à carreaux. Il s'agit d'impulsions brèves de 2,008 ou 2,645 μs de période de récurrence (signal en A fig. 2) et de 1/4 μs pour la largeur (signal en B). Les portes « nand » du circuit Cl_1 fonctionnent en écrêteur puis en monostable. Les périodes précédentes correspondent à la 24^e partie de la durée réelle d'une ligne. Il faut donc prévoir des diviseurs de fréquence ; Cl_2 , Cl_3 et 1/2 Cl_4 ramènent les séquences à un signal carré de 63,5 μs (et de 48,2 μs en 819 l) : voir signal C. Ce signal à

fréquence « lignes » (ou presque... voir plus loin) permet de commander les bascules qui définiront les paliers de suppression (circuit Cl_6 commuté en largeur par le clavier 625/819 l) et le retard de la synchronisation (circuit Cl_{6b} - Cl_7).

Les circuits Cl_{1b} et Cl_5 divisent par 7 comme l'atteste le signal prélevé en D. Puis Cl_9 divise par 3 ou 4 suivant le standard « lignes » : voir point test E. Ce signal sert à l'élaboration des barres horizontales (circuit Cl_{10}) et à commander le dernier diviseur par 15 (Cl_{11} et 12) : voir successivement les signaux F, G et H.

On remarquera que la division est de 630 ou de 830, suivant le choix du standard ; cette division n'est pas tout à fait conforme à la norme mais eu égard la simplicité de ladite division, on peut conserver l'erreur car elle entre dans la marge de rattrapage des bases de temps des téléviseurs.

La différence de fréquence est, en effet, négligeable (1 % selon le constructeur) puisque les circuits de synchronisation des téléviseurs actuels verrouillent littéralement toutes dérives de fréquence qu'elles proviennent des propres circuits du téléviseur ou du signal de synchronisation issu de la mire. Pour être rigoureux, il aurait fallu compliquer nettement plus la commutation et ajouter quelques circuits intégrés. Ainsi l'erreur est justifiée par l'économie. Le signal issu du dernier groupe de diviseurs, appliqué au Cl_{15b} , contribue à la création du palier de suppression « trame » (signal I). Cl_{16} et 17 créent le retard dans le palier et l'impulsion



1N4149
 Tr 1 : BC 308
 Tr 2-3-4 : 2N 2369
 Tr 5 : AF 239

C.I. 1.6-7.14.15.16.17: SN 74 LOD N - SFC 400 LE
 C.I. 2-3-4.5-9.10.11.12: SN 74 L 73 N - SFC 473 LE
 C.I. 8: SN 74 L 10 N - SFC 410 LE
 C.I. 9: SN 74 L 20 N - SFC 420 LE

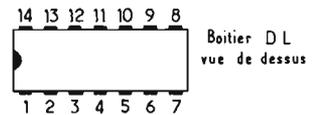


Fig. 1

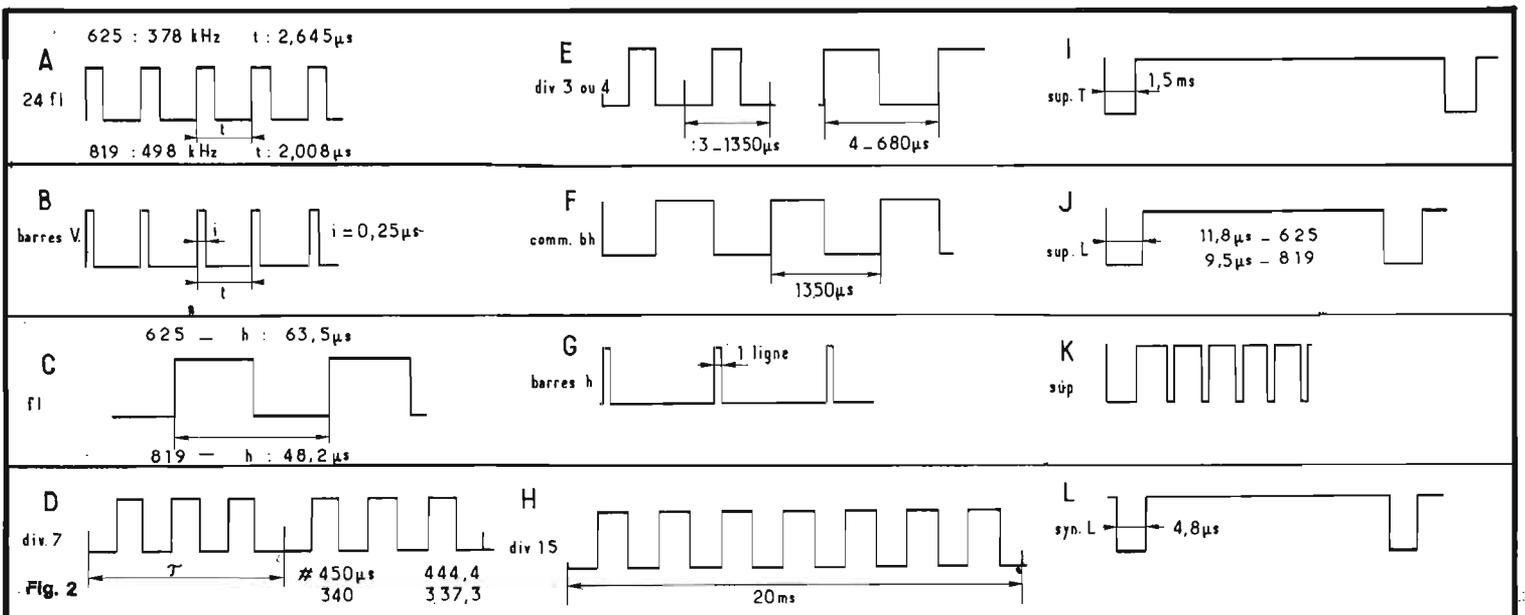
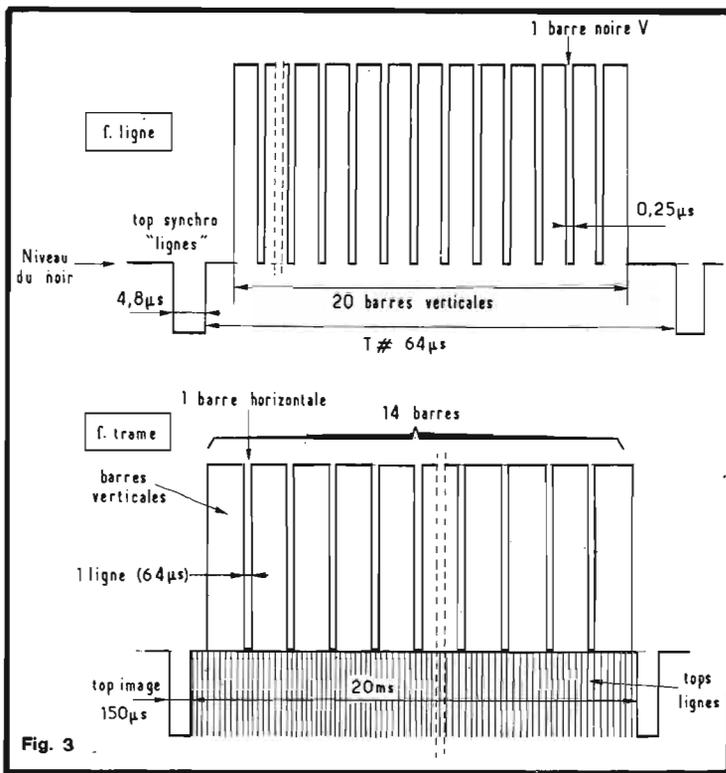
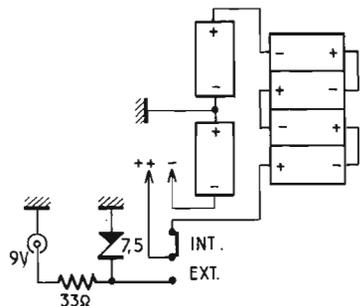
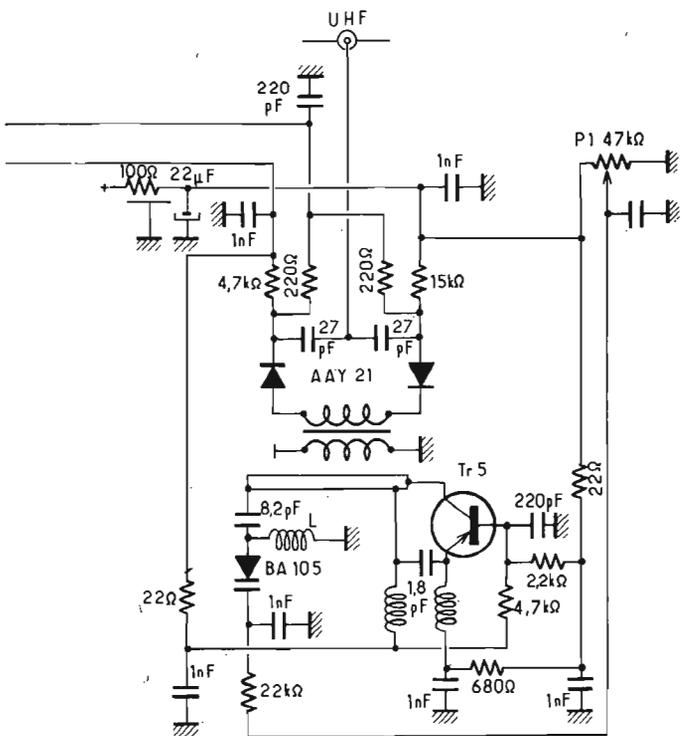


Fig. 2



de synchronisation « trame » (signal K et signal M). Les inversions de polarités, le mélange des suppressions, des tops de synchronisation et des barres sont effectués par les portes logiques comprises dans les CI₁₃ 16 et 17 ainsi que par les CI₁₄ et 15a. La logique dépend du branchement et du mélange de tops à effectuer. On remarquera les structures monostables utilisées pour ce travail.

L'ensemble des tops de synchronisation, vus en N, combinés avec les barres horizontales (G) et verticales (B) conduisent au signal de la figure 3. L'ensemble du montage est alimenté sous 5 V (niveau logique TTL); cette tension est réglée par le transistor Tr₂ associé à la diode zener 5,6 V située dans sa base.

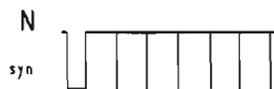
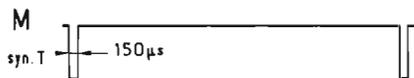
Le transistor PNP Tr₁ assure l'allumage du voyant dans la mesure où la différence de tension apparaissant entre sa base (5,6 V) et son émetteur (plus la tension positive de batterie) est suffisante pour lui fournir le courant nécessaire à l'ampoule.

2) Porteuse UHF.

L'oscillateur UHF utilise un transistor Tr₅ AF239 fonctionnant vers 500 MHz. La fréquence est définie par la longueur de la ligne $\lambda/2$ terminée par la capacité de couplage de 8,2 pF et par la diode varicap BA105. Celle-ci revient, d'un côté, à la masse, via la self de choc L; de l'autre elle se trouve soumise à une tension continue variable par P₁ le poten-

tiomètre est accessible à la face avant du coffret pour l'accord de fréquence. Une petite ligne est couplée à celle de l'oscillateur pour prélever la porteuse et l'appliquer au modulateur via un symétriseur genre « Balun ». Le modulateur est un système symétrique à diodes inversées. La « UHF » est prélevée au point milieu de deux condensateurs de 27 pF tandis que le signal vidéo aboutit, en « alimentation », aux dites diodes. L'amplitude de la UHF dépend donc de la manière avec laquelle les diodes sont rendues conductrices : c'est le signal vidéo qui règle cette conduction et, comme il est composé d'impulsions, la UHF est « découpée » selon leur amplitude. Signalons que l'amplitude UHF fournie est assez élevée pour que l'usage d'atténuateurs s'avère parfois nécessaire ; il suffira d'intercaler dans le câble de liaison un atténuateur de 10 ou 20 dB selon le type de téléviseur. La partie UHF est câblée dans un compartiment spécial placé contre les piles sous l'appareil. L'étage est polarisé en négatif par une pile de 1,5 V qui débite très peu de courant et qui, de ce fait, reste en fonctionnement même si l'alimentation générale s'effectue extérieurement : **il faut donc vérifier son bon fonctionnement sans quoi aucune modulation ne serait possible.**

Roger Ch. HOUZE
Professeur à l'ECE



-SIGNALS TYPES SUR LES TESTS-

NOUVEAUX CIRCUITS INTEGRES

POUR ORGUES ELECTRONIQUES

INTRODUCTION

EN vue du salon des composants électroniques de 1975, la plupart des fabricants et des constructeurs ont préparé, dès maintenant, des nouveautés de plus en plus remarquables, ce qui est courant en électronique.

Sescosem, après avoir proposé les diviseurs de fréquence SAJ180, qui ont été étudiés en détail dans notre revue, complète la panoplie du parfait organier électronique, en proposant plusieurs autres dispositifs semi-conducteurs. Grâce à cet ensemble, on disposera de tout ce qu'il faut pour réaliser des générateurs de signaux musicaux, commandés par clavier, par l'intermédiaire de plusieurs contacteurs mécaniques ou électroniques.

Voici les nouveautés :

(a) SFF123 : transistor à effet de champ pour le maître oscillateur qui commandera le maître diviseur SF 5009 (dit aussi synthétiseur de 12 notes);

(b) SFF 5009 : circuit intégré donnant, à partir du signal HF fourni par le maître oscillateur, SFF 123, douze signaux de notes constituant l'octave chromatique la plus élevée de l'orgue.

Ces douze signaux sont appliqués à douze diviseurs binaires de fréquence du type SAJ 180 dont la nouvelle appellation est SFF 5002.

(c) SFF 153 E : circuit intégré commandé par le contacteur mécanique du clavier et produisant six contacts électroniques. Avec deux SFF 153 E, on pourra produire 12 contacts ou interruptions commandés par un seul contact mécanique.

Dissipation de puissance max
P_{tot} (mW)

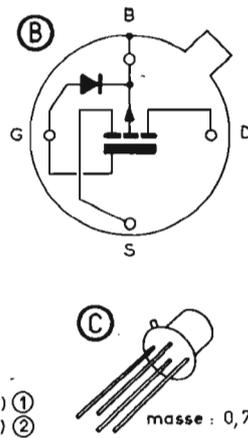
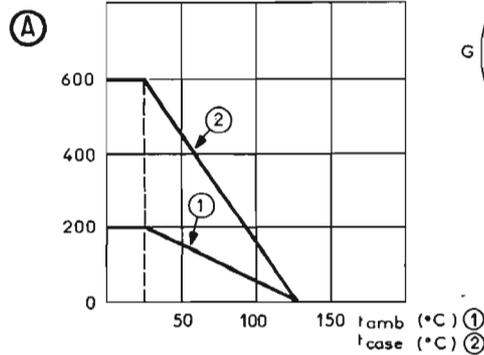


Fig. 1

L'OSCILLATEUR

On recommande l'emploi du SFF 123 utilisable, d'une manière générale comme amplificateur BF et amplificateur opérationnel.

A la figure 1, on donne :

En (A) la dissipation maximum de puissance en fonction de la température ambiante.

En (B) le brochage de l'embase du boîtier, vu de dessous : le drain D à droite de l'ergot, puis la source S, puis la grille G et, à gauche de l'ergot, le substrat B.

En (C) l'aspect de ce transistor.

Les caractéristiques absolues d'utilisation sont données par le tableau I, ci-après :

TABLEAU I

Valeurs limites absolues d'utilisation		t _{amb} = 25 °C (sauf indic. contraires)	
Tension drain-source	V _{DS}	V _{SS} - 20	V
Tension grille-source	V _{GS}	V _{SS} + 0,3 V _{SS} - 25	V V
Tension grille-boîtier	V _{GC}	V _{SS} + 0,3 V _{SS} - 25	V V
Courant de drain	I _D	20	mA
Dissipation de puissance	t _{case} = 25 °C	P _{tot} (1)	200 mW
	t _{amb} = 25 °C	P _{tot} (2)	600 mW
Température de jonction	max.	t _j	+ 125 °C
Température de stockage	min.	t _{sig}	- 65 °C
	max.		+ 150 °C

TABLEAU II

CARACTÉRISTIQUES ELECTRIQUES $t_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		(sauf indications contraires)		
Conditions de mesure			Min. Typ. Max.	
Tension de seuil	$V_{DS} = V_{GS}$ $I_D = -10\text{ }\mu\text{A}$	$V_{GS(TO)}$	- 3,5 - 5	V
Résistance de conduction	$V_{GS} = -15\text{ V}$ $I_D = -10\text{ }\mu\text{A}$	$r_{DS(on)}$	600 1500	Ω
Résistance d'entrée	$V_{GS} = -10\text{ V}$ $V_{DS} = -10\text{ V}$	r_{GS}	10^9	Ω
Courant de fuite total de grille	$V_{GS} = -15\text{ V}$ $V_{DS} = 0$	I_{GSS}	100	nA
Tension de claquage drain-source	$V_{GS} = 0$ $I_D = -10\text{ }\mu\text{A}$	$V_{(BR)DSS}$	- 20 - 40	V
Courant drain pour $V_{GS} = 0$	$V_{GS} = 0$ $V_{DS} = -15\text{ V}$	I_{DSS}	100	nA
Admittance de transfert direct	$V_{DS} = -15\text{ V}$ $I_D = -15\text{ mA}$ $f = 1\text{ MHz}$	v_{21s}	0,7 1,2	mS
Capacité de transfert inverse	$V_{GS} = 0$ $V_{DS} = 0$ $f = 1\text{ MHz}$	C_{12ss}	0,3	pF
Capacité source-boîtier	$V_{SC} = -15\text{ V}$ $I_D = 0$ $f = 1\text{ MHz}$	C_{SC}	1,6	pF
Capacité drain-boîtier	$V_{DC} = -15\text{ V}$ $I_D = 0$ $f = 1\text{ MHz}$	C_{DC}	1,1	pF

Les caractéristiques électriques du SFF 123 sont données au tableau II et sont valables à $t_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$.

SCHÉMA DE L'OSCILLATEUR

Le SFF 123 étant un FET canal P (à classer avec les PNP), le drain D sera négatif par rapport à la source S.

L'oscillateur est alimenté par l'alimentation de 12 V de l'orgue, alimentation dite positive.

On obtient l'oscillation par couplage des bobines L_2 (de grille) et L_1 (de drain):

Les éléments ont les valeurs suivantes :
 $R_a = 2,7\text{ k}\Omega$, 0,5 W, réducteur de tension

$R_o = 1\text{ M}\Omega$, 0,5 W, montée entre drain et grille

$C =$ filtrage, $10\text{ }\mu\text{F}$ 15 V service
 $L_2 = 20$ spires (fil de 0,2 mm de diamètre)

$L_1 = 90$ spires (fil de 0,2 mm de diamètre)

$C_a = 680\text{ pF}$, accord
Bobinage sur tube à noyau de ferrite de 4 mm de diamètre.

Bobiner d'abord L_1 puis L_2 , régler le couplage pour obtenir une oscillation stable sur $f_o = 820\text{ kHz}$.

L'accord se réglera par vissage du noyau de ferrite.

Ce choix de f_o permettra d'obtenir les 12 notes grâce au SFF 5009, depuis le DO à 4184,5 Hz jusqu'au DO dièse à 2216,7 Hz.

Remarquons que le branchement de sortie de l'oscillateur de la figure 2 permettra aussi, la polarisation correcte de l'entrée du SFF 5009.

DIVISEUR SFF 5009

Le SFF 5009 de Sescossem est destiné à réaliser la synthèse des douze demi-tons de la gamme chromatique « tempérée » à partir d'un oscillateur unique.

Il se présente sous la forme d'un circuit intégré monolithique, réalisé en technologie MOS grille silicium canal P.

Les douze fréquences pilotes sont disponibles au travers d'amplificateurs push-pull à basse impédance, et par conséquent

directement exploitables. Les fréquences à l'octave peuvent être engendrées à l'aide de circuits SAJ 180 (SF. F 5002).

Les principaux avantages sont :
- Circuit monolithique (12 tons issus d'un seul boîtier)

- Entrée pilote unique à bas niveau (pas d'horloge à haut niveau)

- Alimentation + 12 - 15 V standards

- Sorties push-pull à basse impédance équivalentes à celles des circuits SAJ 180 (SF. F 5002)

- Excellente précision relative ($\pm 5 \cdot 10^{-4}$ soit $\pm 0,25$ Savart)

- Pas de modulation de phase aléatoire.

Voici ses caractéristiques principales :

Type SFF 5009 ; boîtier MP 117 16 broches, dimensions habituelles ; disposition des broches : voir figure 3 ; gamme de température $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ à $+70\text{ }^{\circ}\text{C}$; température de stockage : $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$ à $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Tensions :

$V_{DD} - V_{SS} = -12\text{ V} \pm 5\%$

$V_{GG} - V_{SS} = -27\text{ V} \pm 5\%$

$V_i - V_{SS} = +0,3\text{ V}$ à -12 V ,

ou V_i = tension d'entrée, à la figure f_o du signal fourni par l'oscillateur.

Le CI SFF 5009 se branche comme suit : V_{SS} au point 1, signal d'entrée au point 2, V_{DD} au point 10, V_{GG} au point 9. Les autres points sont ceux de sortie.

Ils donnent les signaux de notes de demi-ton en demi-ton, le plus élevé étant au point F_1 . Ensuite, les signaux sont écartés d'un demi-ton dans l'ordre régulier : $F_2, F_3, F_4, F_5, F_6, F_7, F_8, F_9, F_{10}, F_{11}, F_{12}$ ce dernier donnant le signal à la fréquence la plus basse.

Par exemple, si $f_o = 820,16\text{ kHz}$, les signaux de sortie sont à 4184,5 Hz en F_1 et à 2216,7 en F_{12} .

A la figure 4 on donne le tableau de ces signaux avec nomenclature française et allemande.

On a donné aussi sur cette figure, l'indication des broches correspondant aux sorties F_1 à F_{12} et à l'entrée f_o du signal de l'oscillateur.

Remarquons que les notes indiquées à la figure 5 correspondent à la valeur de $f_o = 820,16\text{ kHz}$, mais il est évident que rien ne s'oppose à ce que l'on modifie cette valeur de f_o pour obtenir d'autres fréquences de sortie. Cette remarque sera utilisée pour

TABLEAU III - SFF 5009					
VALEURS LIMITES ABSOLUES					
PARAMÈTRES	SYMBOLES	VALEURS			
Tension d'alimentation grille par rapport à V_{SS}	V_{GG}	$V_{SS} - EO V, V_{SS} + 0,3 V$			
Tension sur une broche quelconque		$V_{SS} - 20 V, V_{SS} + 0,3 V$			
Température de fonctionnement		$0^{\circ}C + 70^{\circ}C$			
Température de stockage		$- 55^{\circ}C + 125^{\circ}C$			
CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT SPÉCIFIÉES (sauf indication contraire)					
PARAMÈTRES	Symboles	VALEURS			Unités
		Min.	Typ.	Max.	
Tension d'alimentation drain	V_{DD}	11,4	12	12,6	V
Tension d'alimentation grille	V_{GG}	25,6	27	28,4	V
Tension d'alimentation V_{SS}			0		V
Température ambiante	t_{amb}		25		$^{\circ}C$

le montage d'un vibrato et celui d'un dispositif de transposition.

Le SFF 5009 possède les caractéristiques électriques ci-après, indispensables pour l'étude des schémas pratiques.

Après les caractéristiques du SFF 153 nous donnerons un exemple d'application du SFF 5009 dans un orgue.

SFF 153 E

Ce circuit intégré Sescosem permet la commutation électronique de six circuits.

Il y a de nombreuses manières d'utiliser un SFF 153 E dans un orgue électronique.

Le schéma intérieur du SFF 153 E est donné à la figure 5,

sans indication du brochage.

Dans ce circuit, il y a six transistors de commutation du type MOS canal P à enrichissement, constituant un multiplexeur à six voies. Chaque grille est protégée par une diode zener (non indiquée) contre les charges électriques statiques.

Le brochage de ce circuit intégré est le suivant :

Broches 1 à 6 : entrées de commande C_1 à C_6 respectivement.
 Broche 7 : sortie
 Broche 8 : substrat
 Broche 9 : entrée Q_6 (E6)
 Broche 10 : entrée Q_5 (E5)
 Broche 11 : entrée Q_4 (E4)
 Broche 12 : entrée Q_3 (E3)
 Broche 13 : entrée Q_2 (E2)
 Broche 14 : entrée Q_1 (E1)

Le boîtier est du type habituel à 14 broches.

Voici, à la figure 6, le schéma du montage de commande de deux SFF 153E associés, pour commuter 12 circuits, à l'aide d'un seul inverseur unipolaire, réalisé dans les orgues avec une touche de note, du clavier. Les signaux de notes à transmettre à la sortie, sont appliqués aux entrées E1 à E6 des deux CI. Celles du deuxième seront désignées par exemple par E'1 à E'6. On branchera à ces entrées, les douze signaux de notes par exemple :

1) ceux de sortie du CI 5009 pour les notes les plus aiguës ;

2) ceux de sortie des diviseurs de fréquence, donnent les signaux de notes de même nom, mais aux octaves inférieures. En branchant, par exemple en E1, le signal d'une certaine note, ce signal sera transmis à la sortie, si la touche N est abaissée, ce qui correspondra au contact avec la ligne - 15 V, tandis que le signal ne sera pas transmis si la touche N est en position de repos (relevée) car dans cette position, le contact se fera avec la ligne + 12 V.

TABLEAU IV - SFF 5009		CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES				
PARAMÈTRES	Symboles	CONDITIONS de mesure	VALEURS			Unités
			Min.	Typ.	Max.	
Courant de fuite entrée/substrat	I_{ISB}	$V_I = V_{SS} - 15 V$ Toutes les autres à la masse		0,5	10	μA
Tension d'entrée à l'état haut	V_{IH}		- 2		0,3	V
Tension d'entrée à l'état bas	V_{IL}				- 9	V
Résistance de sortie à l'état haut	$r_{DS(on)H}$	$I_{OH} = - 0,5 mA$		0,8	2	$k\Omega$
Résistance de sortie à l'état bas	$r_{DS(on)L}$	$I_{OL} = 0,5 mA$		0,8	2	$k\Omega$
Tension de sortie à l'état haut	V_{OH}	$I_{OH} = - 0,5 mA$	- 1	- 0,5		V
Tension de sortie à l'état bas	V_{OL}	$I_{OL} = 0,5 mA$		- 11,5	- 9	V
Courant de l'alimentation V_{GG} par boîtier	I_{GG}	$V_{GG} = V_{SS} - 27 V$ $V_{DD} = V_{SS} - 12 V$		9		mA
Fréquences d'entrée	f_i		0,1	2,5		MHz

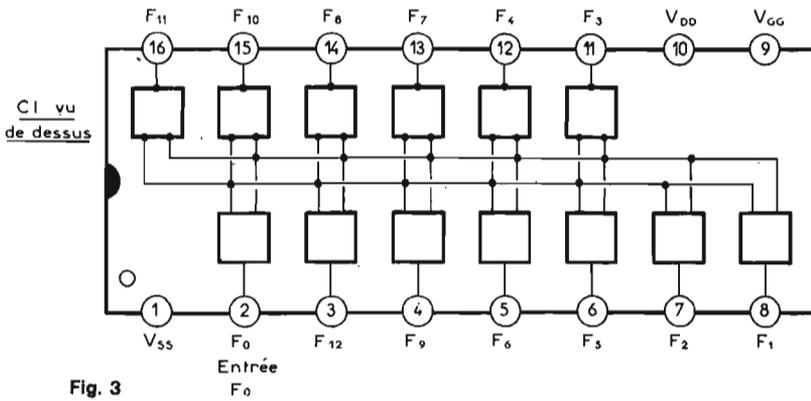


Fig. 3

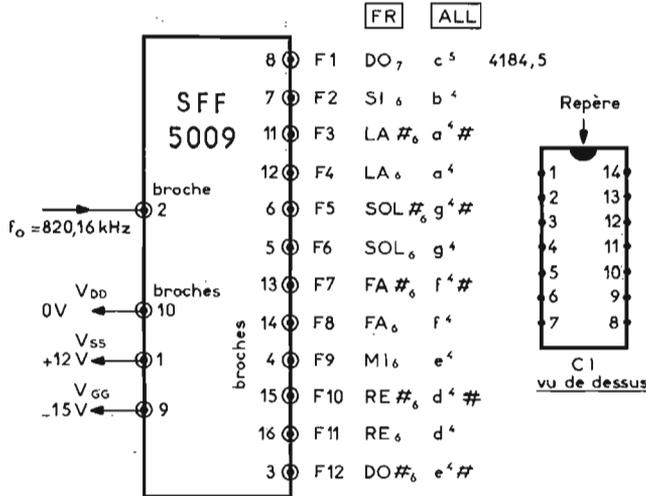


Fig. 4

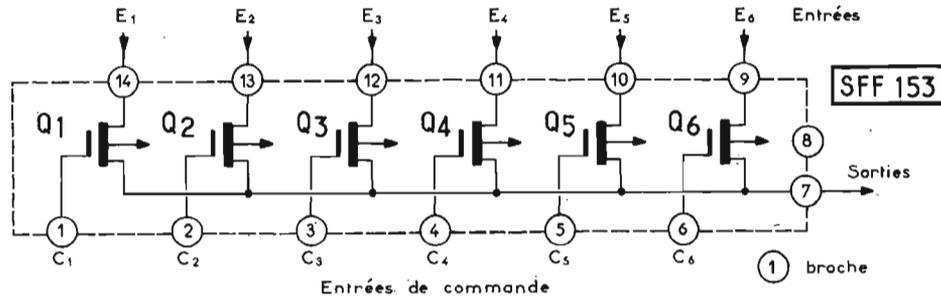


Fig. 5

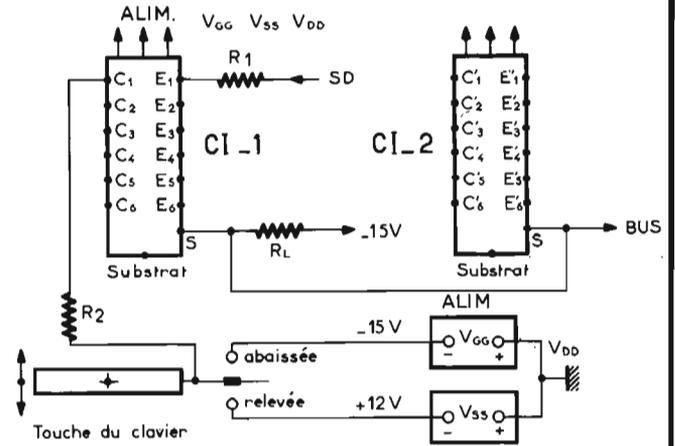


Fig. 6

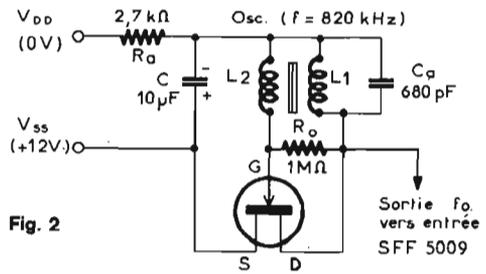


Fig. 2

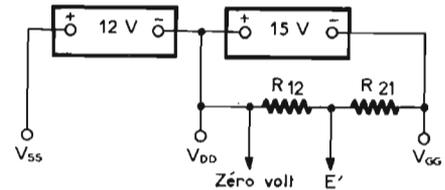


Fig. 7

Cela s'explique de la manière suivante : comme il s'agit d'un transistor canal P, si la grille est positive, le transistor est bloqué donc, il ne peut transmettre le signal appliqué à la source, en E1.

Par contre, si la grille est négative, sa tension est proche de celle du drain (négatif), donc, le transistor est conducteur et le signal passe, de la source au drain. Les deux alimentations de +12 V (avec - à la masse) et -15 V (avec + à la masse) sont disposées comme indiqué à la figure 7. Une tension intermédiaire E' peut être obtenue avec R12 - R21. Le branchement entre une sortie de diviseur (5009 ou SAJ 180) se fera à une entrée E du SFF 153, par l'intermédiaire d'une résistance

R1 de l'ordre de quelques dizaines de kΩ, par exemple 20 kΩ ou plus.

La valeur de R2 sera de l'ordre de 10 kΩ. Ces valeurs ne sont pas critiques.

Sur la figure 6, on indique la résistance R1 montée entre une sortie de diviseur SD et l'entrée E1, par exemple.

En résumé : commande par la grille, entrée du signal sur la source, sortie du signal sur le drain.

Grille négative : le signal passe (Q est conducteur)

Grille positive : le signal est coupé (Q est bloqué).

GÉNÉRATEUR DE NOTES

A la figure 8, on donne le schéma pratique du générateur de notes musicales. On y trouve l'oscillateur utilisant le MOS SFF 123 accordé par exemple sur 820 kHz. La sortie du signal à cette fréquence est branchée à l'entrée du SFF 5009.

Celui-ci possède les 12 sorties F1 à F12, donnant les notes depuis la plus aiguë en F1 jusqu'à la plus grave, en F12. On dispose ainsi des signaux de notes de la gamme la plus aiguë de l'orgue qui sont dirigés dans deux directions.

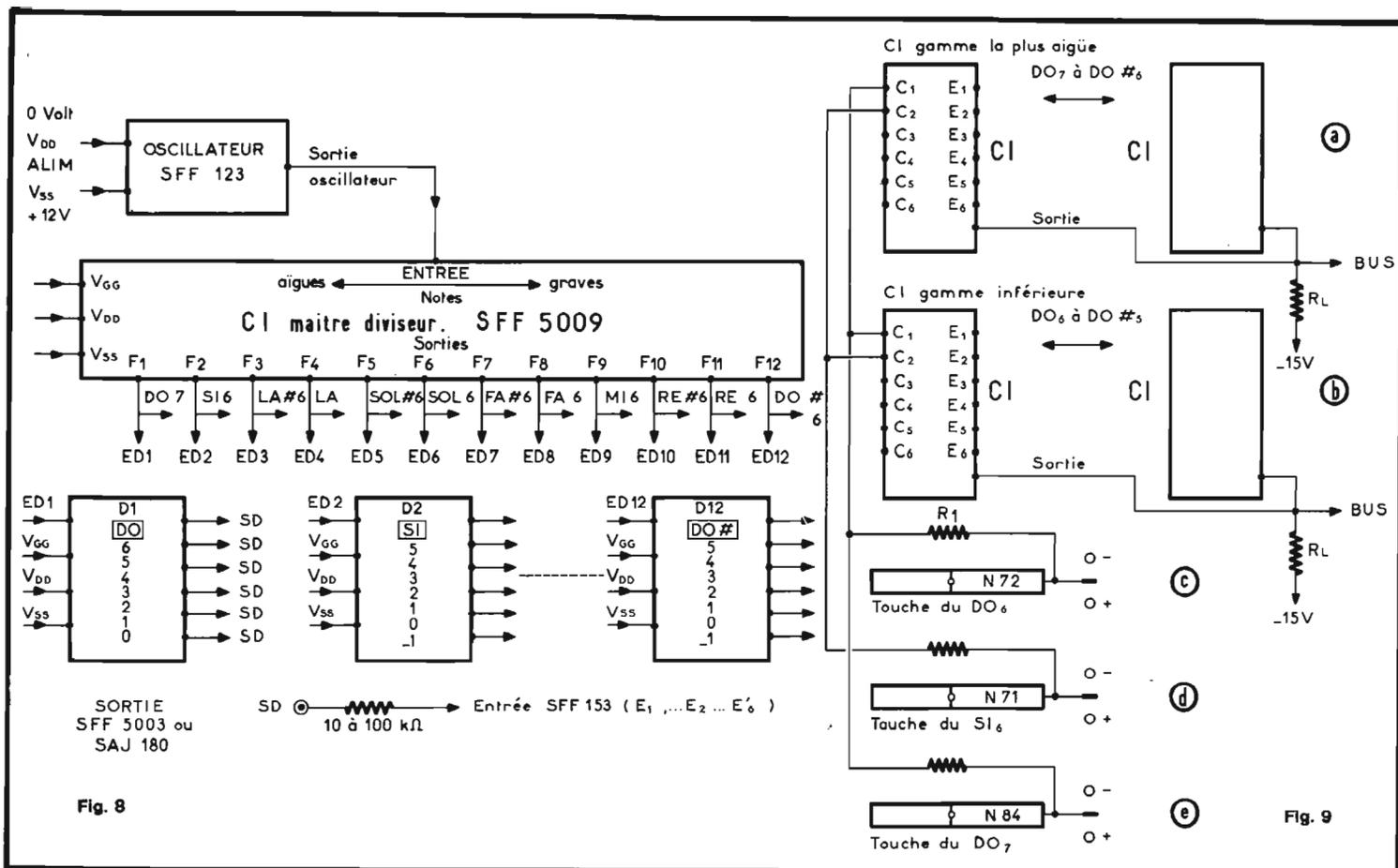
1) vers le système de transmis-

sion indiqué à la figure 6 pour servir de signaux de notes ;

2) vers les entrées des diviseurs SAJ 180 pour permettre à ceux-ci de produire les signaux d'octaves inférieures aux points de sortie SD.

Ces signaux iront également aux entrées du montage de la figure 6, commandé par une touche pour chaque note. L'alimentation de l'ensemble générateur de notes et clavier - contacteur - commande électronique, sera comme celle de la figure 7, mais obtenu, évidemment à partir du secteur.

Remarquons que cette alimentation devra être régulée afin de réduire autant que possible la dérive de l'oscillateur.



Tout le système restera, même en cas de dérive, dans un accord relatif parfait par rapport à la fréquence de l'oscillateur, autrement dit, si l'orgue joue seul, il ne jouera pas faux, tous les rapports des fréquences étant fixes, même si les fréquences varient.

FORME DES SIGNAUX

En utilisant le montage de générateur de signaux de notes réalisé en combinant les schémas des figures 6 et 8, on obtiendra 12 x 8 = 96 signaux de notes espacés de demi-ton en demi-ton. Ces signaux seront de forme rectangulaire.

Pour ce montage, il faudra disposer des semi-conducteurs suivants :

- 1) seize SFF 153E, pour les commutations,
- 2) un transistor SFF 123 pour l'oscillateur,
- 3) un circuit intégré SFF 5009 pour le maître-diviseur, donnant les 12 notes les plus aiguës,
- 4) de 12 CI SAJ 180 (ou SFF 5002) pour obtenir les sept autres gammes de 12 notes, de plus en plus graves.

La première octave, la plus aiguë, sera celle indiquée à la figure 4.

Les sept autres seront à des fréquences déduites de celles de la première, ce qui donnera, dans le sens aigu-grave :

- 1) DO₇ à DO₆
- 2) DO₆ à DO₅
- 3) DO₅ à DO₄
- 4) DO₄ à DO₃
- 5) DO₃ à DO₂
- 6) DO₂ à DO₁
- 7) DO₁ à DO₀
- 8) DO₀ à DO₋₁

ce qui correspond à la gamme totale du clavier comprise entre DO₇ à f = 4184,5, note la plus aiguë, et DO₋₁ à f = 17,34 Hz environ, note très grave, convenant à un clavier spécial ou à un clavier à pédales.

Remarquons immédiatement la possibilité d'obtenir la gamme totale 8371 Hz environ à 32,69 Hz (environ) qui est plus favorable à la réalisation d'un orgue à 8 intervalles d'octave, la note à 32,69 Hz étant suffisamment grave pour la plupart des œuvres musicales existantes.

Cette variante est réalisable en accordant l'oscillateur sur la fréquence double de celle prévue :

$f_0 = 820 \cdot 2 = 1640 \text{ kHz}$
ce qui s'obtiendra avec le même bobinage, mais avec une capacité d'accord totale 1/4 de celle prévue pour 820 kHz, donc pratique-

ment (voir figure 2) 170 pF environ. Pour obtenir des signaux de forme en dents de scie ou proche de celle-ci, on aura recours à un des procédés décrits dans de précédents articles :

- 1) montage déformateur à diode, résistances et capacité,
- 2) montage de synthèse pour obtenir une tension en marches d'escalier.

Pour cette deuxième méthode, on se basera sur le montage des figures 6 et 8 modifié comme nous allons l'expliquer ci-après.

MONTAGE DE SYNTHÈSE

Soit le cas de la gamme prévue DO₇ à DO₋₁. Pour la note la plus aiguë DO₇ (touche à l'extrême droite du clavier à 8 octaves) on ne disposera que du signal de note de forme rectangulaire, car les octaves supérieures sont à des fréquences sortant des possibilités de l'ensemble.

Il en sera de même pour les onze autres notes de la même gamme extrême-aiguë.

Pour la gamme suivante DO₆ à DO₅ on disposera d'une seule octave supérieure, celle que nous venons de mentionner ci-dessus.

La synthèse du DO₆, par exem-

ple, se fera avec le signal rectangulaire du DO₆ et celui, également rectangulaire du DO₇, cela conduit à réaliser, avec la touche du DO₆ une commande permettant l'envoi sur les BUS de ces deux signaux de notes, venant du générateur, ce qui conduit au montage de la figure 9.

En (a) on a représenté les deux CI contacteurs électroniques SFF 153E, permettant la commande de 12 notes d'une gamme chromatique tempérée, la plus aiguë.

En (b) les deux CI de la gamme immédiatement au-dessous.

En (e), à titre d'exemple, la touche la plus à droite du clavier (voir figure 10).

Si cette touche est abaissée, les signaux de notes de cette gamme seront rectangulaires et obtenus directement du CI maître-diviseur SFF 5009.

En (c) on montre le cas de la touche du DO₆. Elle doit faire passer le signal de cette note et celui du DO₇ de l'octave supérieure pour réaliser le signal en marches d'escalier.

En (d) c'est le cas analogue pour la note suivante, le SI₆. Un examen plus attentif de ce schéma permet de voir qu'il nécessite une modification importante.

En effet, si l'on abaisse la tou-

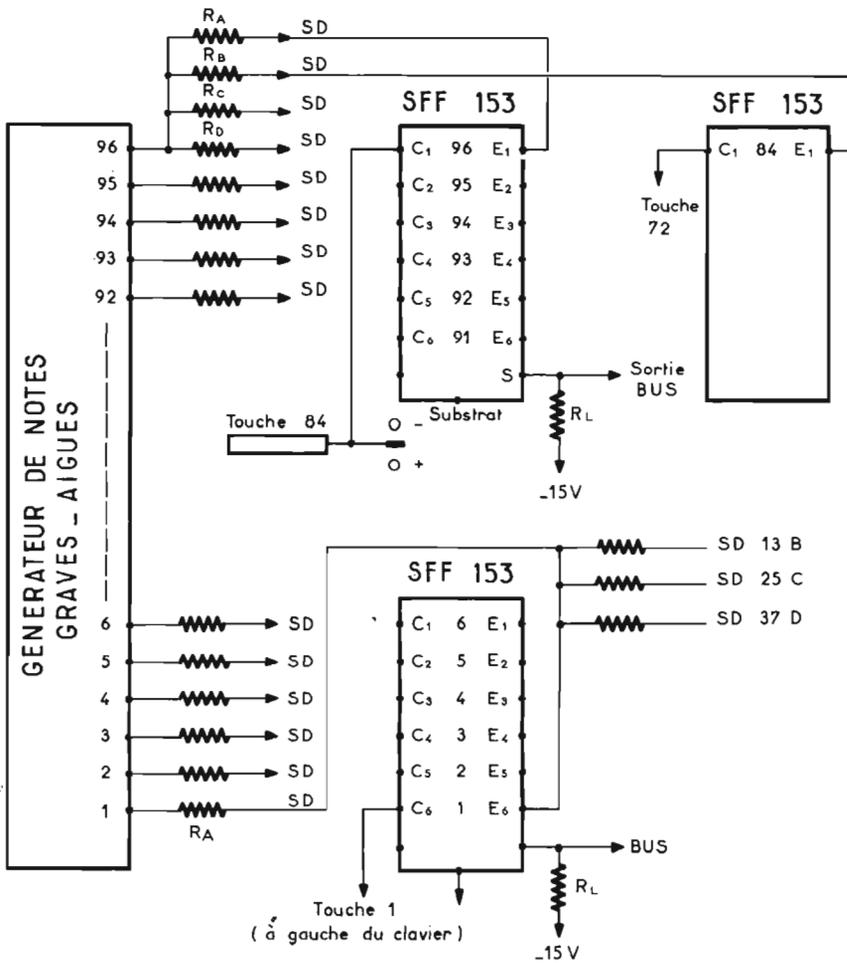


Fig. 10

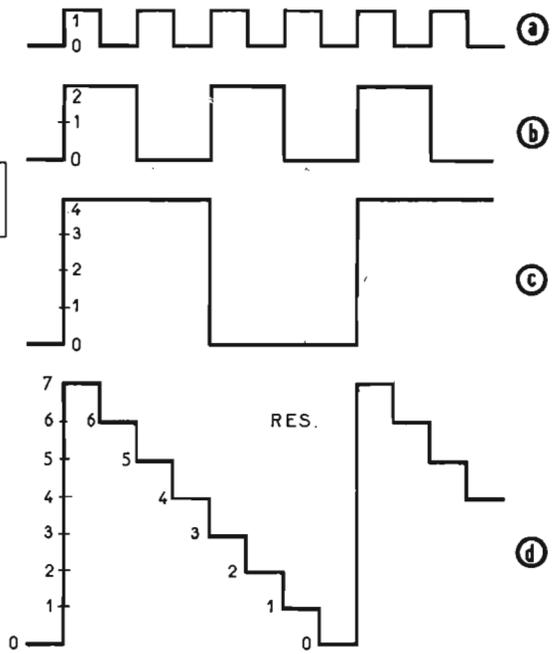


Fig. 11

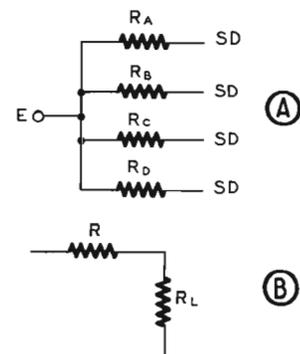


Fig. 12

che du DO_7 , on envoie au BUS les signaux des notes DO_7 et DO_6 et il en est de même si l'on abaisse la touche du DO_7 .

Le montage de la figure 9 devra être modifié. Nous proposons celui de la figure 10.

A gauche, on a représenté le générateur de notes (96) à huit octaves, composé de l'oscillateur + SFF 5009 + douze SAJ 180. On dispose ainsi de 96 sorties de signaux de sorte que la sortie 96 donnera le signal le plus aigu et la sortie 1 le signal le plus grave.

Le signal 96 devra être distribué à plusieurs commutateurs d'une part, en tant que fondamental à l'entrée E_1 commandée par C1 (touche 96) et, d'autre part, aux entrées E_1 des commutateurs de notes de même nom mais d'octaves inférieures, en tant que note octave supérieure nécessaire à la synthèse.

Par exemple, en partant du point 96, il y aura quatre résistances séparatrices R_A, R_B, R_C, R_D (ou plus) R_A ira à E_1 du commutateur 72 et R_D au commutateur 60. La fondamentale de la note 60 sera accompagnée des signaux des notes 72, 84 et 96, ces signaux étant rectangulaires, il y aura la synthèse désirée. De même par la touche 1 (la note la plus grave, à gauche du clavier) on reliera R_4 à E_6 du commutateur 1 ce qui donnera le son fondamental.

Les sons octaves seront ajoutés avec R_B venant de la sortie 13, R_C venant de la sortie 25 et R_D venant de la sortie 37. Avec trois signaux rectangulaires octaves supérieures, la synthèse sera bonne mais on pourra aussi, prévoir encore des signaux provenant des sorties 60, 72, 84 et 96, ce qui toutefois compliquerait le câblage.

PRINCIPE DE LA SYNTHÈSE

Il est montré à la figure 11.

En (a) le signal rectangulaire de fréquence $f = 1/T$.

En (b) le signal rectangulaire de fréquence $f/2 = 1/(2T)$.

En (c) le signal rectangulaire de fréquence $f/4 = 1/(4T)$.

Les amplitudes doivent être proportionnelles aux périodes.

La marche 7 du signal résultant est l'addition des niveaux 1 de (a), 2 de (b), 4 de (c) ce qui donne 7.

La marche 6 est obtenue avec les niveaux 0 de (a), 2 de (b) et 4 de (c): $0 + 2 + 4 = 6$.

On verra que l'addition des niveaux donnera, de gauche à droite, des marches descendantes.

Ainsi, la marche 3 correspond à: $+1$ de (a), $+2$ de (b), 0 de (c); donc au total 3.

Les amplitudes des signaux seront obtenues en donnant aux résistances R_A, R_B, R_C, R_D des valeurs différentes selon le schéma de la figure 12.

Si $R_L = 200$ par exemple et si $R_A = 10 \text{ k}\Omega$ (pour la fondamentale), on prendra R_B (pour l'octave supérieure) $20 \text{ k}\Omega$, R_C (pour deux octaves au-dessus), $40 \text{ k}\Omega$, R_D (pour trois octaves au-dessus) et ainsi de suite si l'on désire augmenter le nombre des marches d'escalier.

Pour le câblage il sera commode de grouper les résistances R_A, R_B, R_C, R_D , etc., près de la sortie du CI diviseur.

Dans le deuxième article, on donnera d'autres détails sur ces montages.

Utilisation pratique d'un oscilloscope

CONTRÔLE

DES PERFORMANCES

QUELLE que puisse être la qualité de fabrication d'un appareil de mesure, il subsiste toujours des écarts de performances vis-à-vis des grandeurs proposées par le constructeur. Celui-ci ne fournit d'ailleurs que des caractéristiques **moyennes**.

Or, si l'on veut utiliser un oscilloscope **comme un véritable instrument de mesure**, il faut être

sûr de ses caractéristiques : une vérification s'impose de temps à autre, surtout si l'appareil a fonctionné pendant longtemps dans des conditions climatiques pénibles.

Par ailleurs, les constructeurs donnent, dans les cahiers des charges d'un oscilloscope, des chiffres correspondant aux **limites inférieures** des tolérances : les caractéristiques des appareils

apparaissent généralement meilleures, à l'emploi... Ne serait-ce que pour cela, la vérification s'impose donc.

Nous allons, dans les paragraphes suivants, décrire des méthodes de contrôle assez simples mais qui nécessitent un arsenal de mesure de grande qualité si l'on veut se fier aux résultats obtenus.

Dans le cas contraire, il vaudrait mieux se fier aux propres

performances de l'oscilloscope car alors le contrôle ne signifierait plus grand chose !

Les méthodes que nous allons exposer sont en fait les mêmes que l'on emploie habituellement pour effectuer les mesures à l'oscilloscope, aussi on ne s'étonnera pas de les retrouver, dans d'autres articles - qui vont suivre - appliquées aux circuits extérieurs.

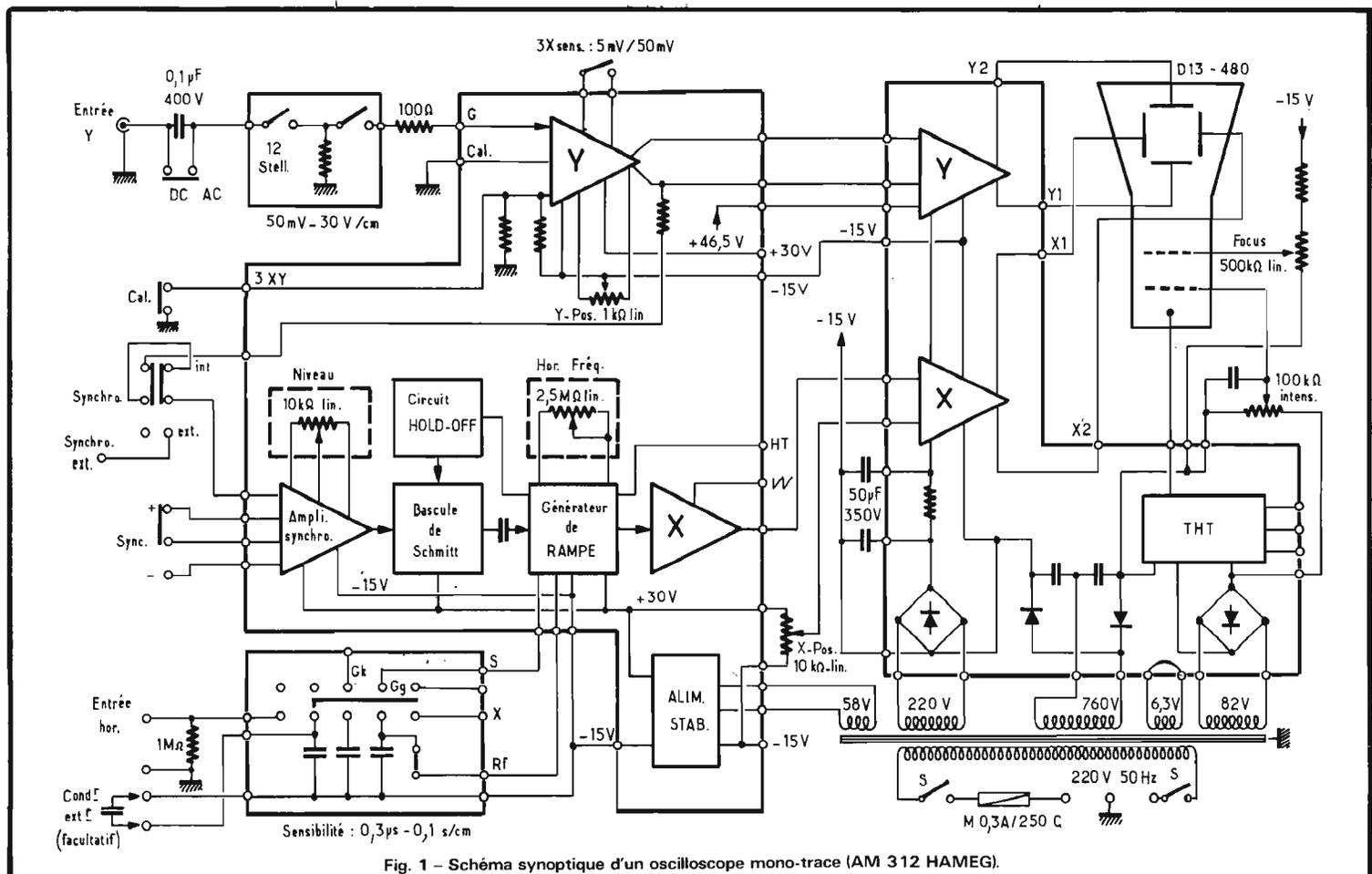


Fig. 1 - Schéma synoptique d'un oscilloscope mono-trace (AM 312 HAMEG).

PLAN DU CONTRÔLE DES CARACTÉRISTIQUES À VÉRIFIER

Les caractéristiques à vérifier se repèrent sur le tableau des performances proposées par le constructeur. Nous donnons, tableau A, les quelques caractéristiques faciles à vérifier d'un oscilloscope monotrace - le type **HM 312 Hameg** - qui servira de base à tout notre exposé. On peut classer les contrôles à effectuer en trois catégories :

a) Contrôle de la voie verticale : comprenant des essais de précision d'étalonnage de l'atténuateur (réglage de sensibilité), des relevés de bande passante (réponses en fréquence), des essais en impulsions (temps de montée) et des mesures d'impédance d'entrée.

Les essais sont doublés si l'oscilloscope est un modèle double-trace.

b) Contrôle de la base de temps, essais englobant les vérifications de la vitesse de balayage (durée du balayage pour 1 cm de largeur de trace), de la longueur de la ligne de base de temps (étalonnage de la longueur de la trace avec et sans « loupe » horizontale), de la linéarité de balayage (vitesse constante à droite et à gauche de l'écran).

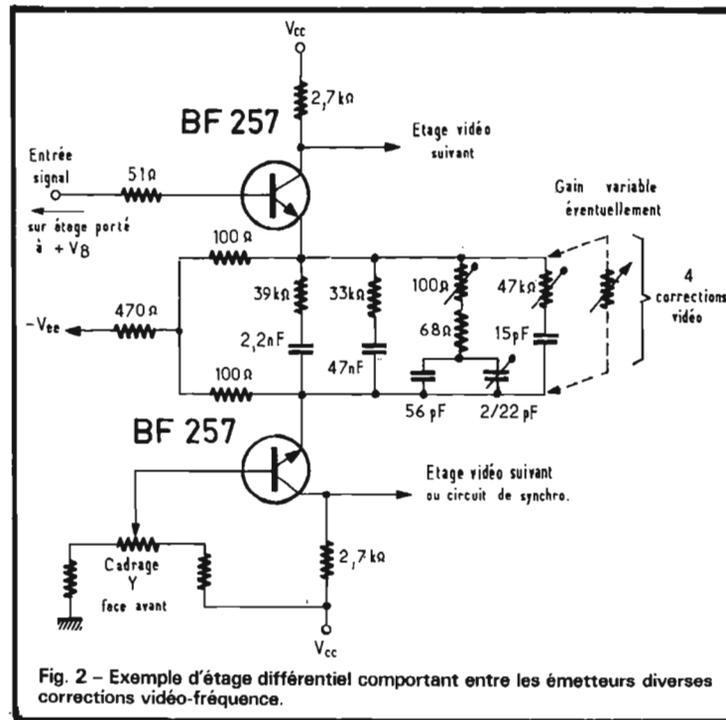


Fig. 2 - Exemple d'étage différentiel comportant entre les émetteurs diverses corrections vidéo-fréquence.

Étant à même de contrôler, ici, la réponse en fréquence de la voie horizontale, on effectue les mesures afférentes aux amplificateurs tout balayage coupé.

c) Contrôle de la synchronisation, mesures permettant l'appréciation de l'asservissement de la fréquence de base de temps par le signal à observer (intérieur et extérieur). D'autres mesures peuvent être envisagées mais qui résultent d'une utilisation spéciale de l'oscilloscope.

RÉSUMÉ DU FONCTIONNEMENT DE L'OSCILLOSCOPE

Pour interpréter judicieusement les résultats, il convient de connaître grosso-modo le fonctionnement de l'oscilloscope à vérifier.

Considérons le schéma synoptique de l'oscilloscope HM 312 (voir figure 1).

a) Amplificateur vertical « Y »

La voie verticale comporte 8 étages couplés en liaison directe continue. L'amplification est maîtrisée par une contre-réaction qui élargit la bande passante sans qu'il soit nécessaire de faire appel à des bobines de correction vidéo-fréquence.

Ces circuits sont placés entre les émetteurs d'étages différentiels symétriques : voir figure 2. Ils comportent un assemblage de condensateurs C_c et de résistances R_c placés en série dont l'action est centrée dans des domaines de fréquence précis. Le réglage est souple et autorise des bandes passantes sans dépassement abusif.

La réponse en phase se révèle donc aussi excellente (pas ou peu de dépassement balistique).

En acceptant une très légère réduction de la bande passante, la sensibilité peut être accrue de 10 fois. Cela est obtenu en modifiant le taux de contre-réaction d'un étage préamplificateur (figure 1 : 5 mV/50 mV).

L'entrée s'effectue sur transistors à effet de champ, rendus insensibles à des surtensions allant jusqu'à 500 V par un circuit de protection à diodes. Afin de minimiser les dérives, les étages suivants peuvent utiliser par exemple largement des circuits intégrés. La détermination exacte des amplitudes s'obtient grâce à l'emploi d'un sérieux atténuateur.

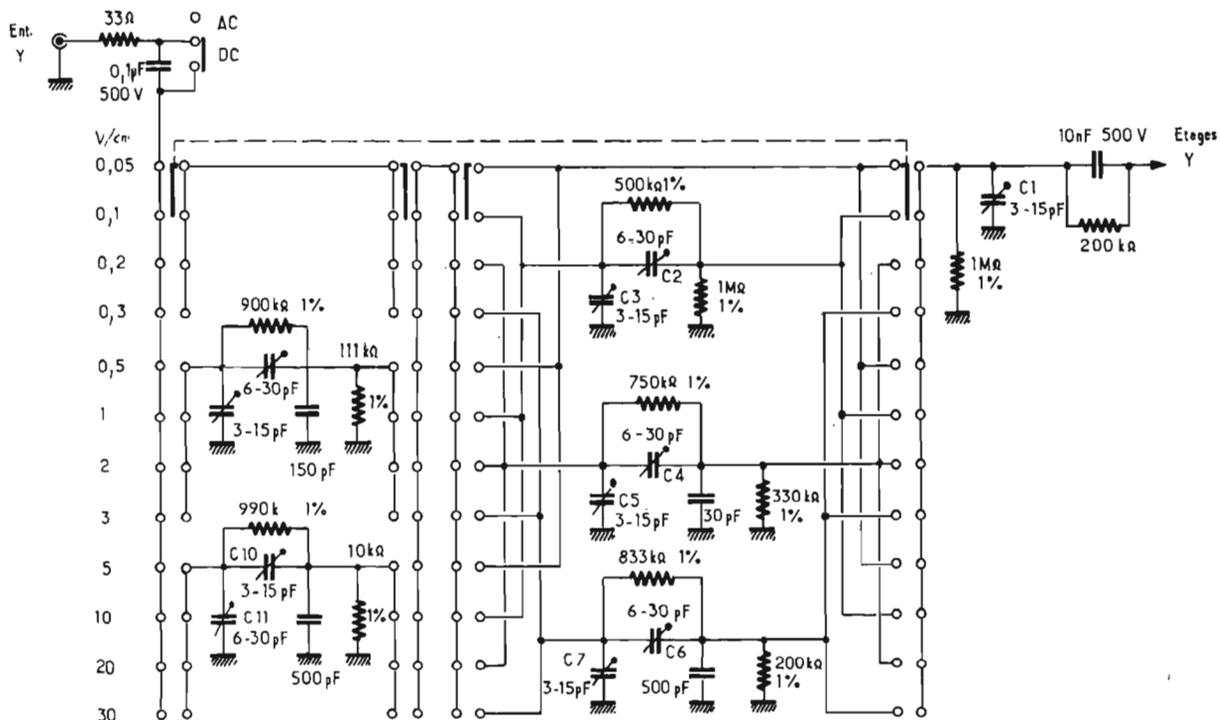


Fig. 3 - Exemple d'un atténuateur à 12 positions.

compensé à 12 positions étalonnées en Vcc/cm, voir figure 3. Une tension d'étalonnage permet de contrôler l'amplification (déplacement de trois graduations verticales de la trace horizontale).

Le prélèvement des tensions sur le circuit à contrôler peut s'effectuer soit par un câble blindé (signaux de basse fréquence) soit par sonde atténuatrice compensée de rapport 10 : 1 pour tous signaux de haute fréquence ou pour les impulsions brèves.

b) Balayage horizontal « X »

Le balayage horizontal fait appel à un générateur de courant constant chargeant linéairement un condensateur. Il en résulte une dent de scie de période variable avec la valeur du condensateur qui est commuté par le contacteur de durée du balayage. L'amplitude dépend d'une part de la valeur du courant constant et d'autre part du temps au bout duquel on stoppe la montée de la rampe (transistor commuté périodiquement par le circuit de déclenchement, par exemple...).

La synchronisation peut être automatique ou déclenchée, soit intérieure soit extérieure, soit réalisée par des tops positifs ou négatifs.

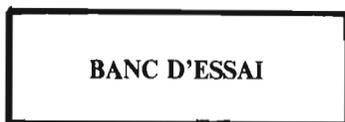
En position déclenchée, le signal de commande est amplifié avant d'attaquer sur Trigger de Schmidt. Selon le niveau choisi, celui-ci déclenche ou non la trace horizontale. Si oui, le balayage se développe sur l'écran; alors, la base de temps ignore toute sollicitation de la part du Trigger qui continue à fournir néanmoins des impulsions synchrones en temps avec le signal à observer. A la fin du balayage, le signal de retour, retardé (circuit « hold off »), débloque le circuit de commande et remet la base de temps à son état initial, c'est-à-dire prête à accueillir l'impulsion de synchronisation suivante.

Dans la position « Autom. Trigger », la base de temps est toujours présente sur l'écran, même en l'absence de signal d'entrée. La base de temps, à condition que sa fréquence de récurrence soit exactement sous-multiple de celle à observer, se synchronise alors automatiquement. On doit, auparavant, retoucher un peu au vernier de fréquence afin de stabiliser l'image. La résolution maximale en temps pour un étalement double du diamètre de l'écran (loupe horizontale) peut atteindre 0,15 μs par

cm. Les signaux de 10 MHz sont ainsi très visibles (3 périodes pour 3 cm). Du côté des fréquences très basses, on peut étendre la période de balayage maximale (0,1 sec./cm) jusqu'à 1 sec./cm, ceci grâce à l'adjonction d'un condensateur de très bonne qualité sur des entrées prévues à cet effet (facultatif).

c) Amplificateur horizontal « X »

Sur une position particulière du contacteur de durée de balayage, le condensateur de charge n'existe pas (figure 1). Alors, la base de temps ne fonctionne plus : on récupère l'amplificateur horizontal « X » qui précède les plaques X₁-X₂ du tube cathodique. Le gain est variable au moyen d'un potentiomètre qui, placé entre les émetteurs de l'amplificateur différentiel, dose la contre-réaction de l'étage symétrique, voir exemple figure 2. On obtient sur cette voie une sensibilité maximale de 0,25 V/cm. **La liaison est directe** : on passe de 0 à 1 MHz à - 3dB.



a) Contrôle de la sensibilité en continu

Les graduations portées en regard du contacteur de sensibilité verticale sont exprimées en

« tension continue pour 1 cm de déviation ».

Une première vérification consiste à utiliser l'étalonnage propre à l'oscilloscope. Le contrôle dépend de l'appareil, aussi nous ne l'évoquerons pas, conseillant au détenteur de l'oscilloscope de se reporter au mode d'emploi.

Pour tous les modèles on peut recourir à la méthode de la figure 4, laquelle permet de vérifier la sensibilité Y sur plusieurs calibres.

Après avoir retenu un calibre donné (par exemple 0,5 Vcc/cm), on court-circuite tout d'abord les bornes d'entrée pour effectuer :

1) la « DC-balance » (voir précédent article) ;

2) le cadrage de la trace au niveau d'une graduation précise de l'écran.

Ensuite, on applique une tension continue sur Y, contrôlée par un voltmètre à affichage numérique ou un appareil à aiguille très précis.

En montant le curseur de P à A vers B, la trace doit monter vers le haut de l'écran. Sinon, l'interrupteur AC/DC est placé sur « AC » et le continu ne « passe » pas ; dans ce cas, on le ramènera sur « DC ».

On choisit une tension suffisante pour que la trace se trouve déplacée de 3 à 4 carreaux. **Le voltmètre doit afficher alors 3 à 4 fois la sensibilité marquée.**

Exemple : S = 0,5 Vcc/cm ; on aura un déplacement de 4 cm

pour Ve = 2 Vcc. Dans le cas où cette déviation n'est pas obtenue, on pourra toujours retoucher à l'axe fendu du potentiomètre, marque « CAL » prévu sur l'oscilloscope. Pour vérifier si la symétrie d'attaque est bonne, on peut retourner les polarités de la source continue : la trace doit descendre vers le bas de l'écran de la même hauteur. Si cette vérification s'avérait négative, l'oscilloscope peut-être jugé défectueux (il faut alors revoir les étages d'entrée de l'amplificateur vertical).

Dans le cas d'un oscilloscope bi-courbe, on effectue le même contrôle sur les 2 voies.

b) Contrôle de la sensibilité en alternatif

Cet essai se justifie aux fréquences élevées, supérieures à 100 kHz (montage : figure 5). La base de temps est encore arrêtée de telle sorte que l'on s'intéresse exclusivement à la trace verticale.

L'atténuateur d'entrée verticale est placé sur une sensibilité correspondant à la tension disponible au générateur qui va attaquer l'appareil. Ce type de générateur délivrant de la haute fréquence, son niveau de sortie le plus fréquent avoisine le « volt efficace » : on choisira donc une sensibilité verticale de S = 0,5 V/cm. Si l'on applique 1 V eff. la déviation verticale « h » doit atteindre :

$$h = \frac{2 \times \sqrt{2} \times 1 \text{ V eff.}}{0,5 \text{ V/cm}} = 5,656 \text{ cm}$$

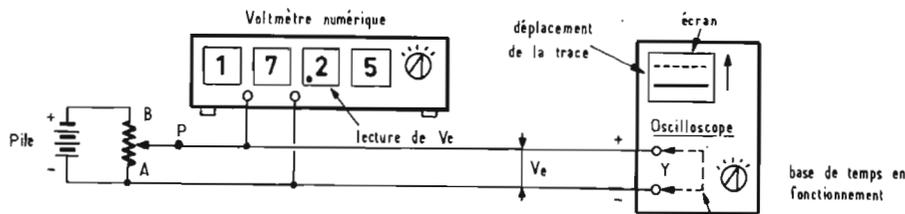


Fig. 4 - Contrôle de la sensibilité continue d'une voie verticale d'oscilloscope. (à ôter lors de la mesure)

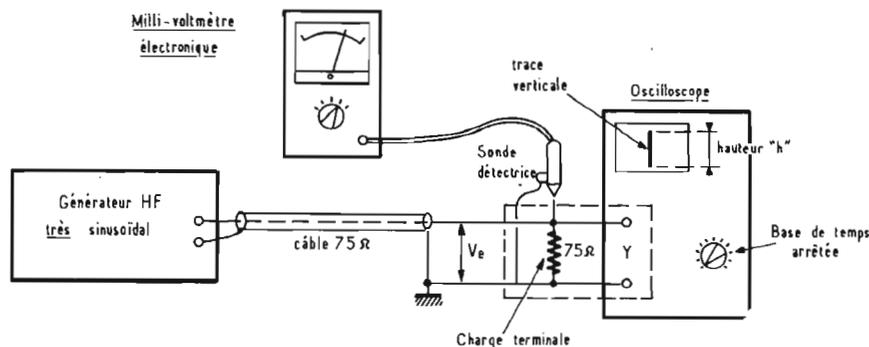


Fig. 5 - Banc d'essai de sensibilité en alternatif et relevé de la bande passante verticale.

... hauteur que l'on peut facilement cadrer dans le graticule de l'écran. On peut pratiquer d'une autre façon de sorte que la déviation s'inscrive entre deux graduations précises du graticule; on note alors la tension délivrée par le générateur et l'on doit avoir l'égalité

$$hS V_e = \frac{hS}{2\sqrt{2}} (V_{eff})$$

avec S = sensibilité en V/cm .

Si la tension trouvée ne correspond pas à l'étalonnage prévu on peut retoucher à la calibration. Toutefois, il vaut mieux faire cette opération en continu et rechercher d'autres causes au dérèglement: par exemple, si la fréquence de mesure s'avère assez élevée, un dérèglement du condensateur de correction de l'atténuateur compense. Cette opération assez délicate ne doit être faite qu'en régime impulsionnel (voir plus loin).

Une précaution s'impose: pour cette mesure on terminera le câble de liaison sur une résistance égale à son impédance caractéristique (par ex.: 75Ω). Les connexions seront réduites au maximum; la charge terminale devra être blindée et appliquée directement sur les bornes d'entrée de l'oscilloscope, c'est-à-dire là où vient également se brancher la sonde - de préférence coaxiale - du voltmètre électronique.

Le contrôle précédent doit pouvoir se pratiquer sur plusieurs calibres, ce qui justifie parfois l'emploi d'un millivoltmètre au lieu d'un voltmètre. Enfin, afin que sa lecture ne soit perturbée par le facteur de forme du signal

HF, le générateur devra délivrer des ondes sinusoïdales très pures, c'est-à-dire exemptes d'harmoniques.

c) Relevé de la bande passante

On pratiquera de la même façon que pour mesurer la sensibilité verticale en alternatif mais en changeant la fréquence depuis 0 jusqu'à quelques dizaines de Mégahertz. On prend également les mêmes précautions quant à la liaison générateur/oscilloscope (adaptation 75Ω) Ici, toutefois, le niveau d'attaque importe moins, du moment que celui-ci reste absolument constant, quelle que soit la fréquence et que la ligne verticale se cadre bien sur les repères du graticule.

La hauteur « h » étant notée à la fréquence la plus faible du générateur HF (par exemple 100 kHz), on progresse vers les fréquences hautes, selon une échelle logarithmique (100, 200, 500 kHz, 1, 2, 5, 10 MHz) et en mesurant, à chaque fois, la nouvelle hauteur du trait. Arrivé au voisinage de la fréquence de coupure, on multiplie les points de mesure afin d'obtenir une meilleure précision.

Supposons que l'on ait obtenu le tableau des résultats suivants:

On constate que les hauteurs décroissent progressivement,

f	100	200	500	1000	2000	5000	kHz
h	4	4	3,95	3,9	3,8	3,6	cm
f	7	10	12	15	20	30	MHz
h	3,5	2,9	2,65	2,5	1,6	0,9	cm

avec une accélération très nette du phénomène vers 10 MHz. Pour traduire ces chiffres en décibels, il faut définir un rapport et, pour qualifier un affaiblissement, la référence est, évidemment, la hauteur $h_0 = 4$ cm correspondant à la réponse de l'oscilloscope pour les fréquences de 0 à 200 kHz. On a donc:

$$Aff = -20 \log \frac{h}{h_0} \text{ (dB)}$$

Tout calcul fait, les affaiblissements conduisent à la courbe I de la figure III-6 qui coupe le niveau -3 dB à la fréquence de coupure de 11 ou 12 MHz, résultat correspondant à un oscilloscope classique dont le cahier des charges propose au moins 10 MHz de bande passante*.

Si l'on rencontre au cours d'une mesure des hauteurs de trait supérieures à celle servant de référence, on considère la formule inverse, à savoir:

$$\text{Gain} = +20 \log \frac{h}{h_0} \text{ (dB)}$$

Ce genre de relation peut être appliquée quand l'oscilloscope possède une voie verticale légèrement surcompensée. C'est le cas de certains oscilloscopes mis au point pour une bande passante élargie (voir figure 6, la courbe II). Dans ce cas le dépassement ne

doit pas dépasser 0,5 ou 1 dB sans quoi la réponse en impulsions présenterait des « over-shoot », voire même des surs oscillations. Si cela était, il faudrait retoucher aux compensations de fréquence situées entre les amplificateurs différentiels précédents les plaques de déflexion verticales. Attention! ce réglage ne peut être effectué, en général, que par le constructeur ou par un technicien très prévenu de l'emploi de son appareil et possédant un matériel de mesure adéquat.

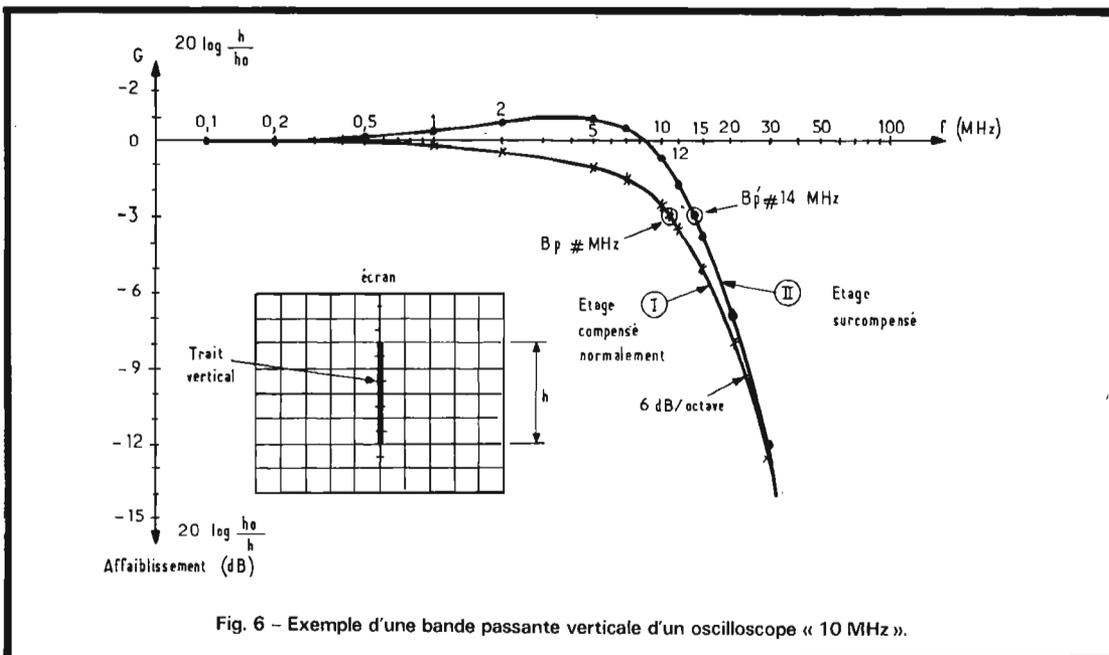
Il est bon de vérifier la bande passante de l'oscilloscope sur plusieurs positions de l'atténuateur d'entrée, notamment si l'on doute de la qualité de réponse de ce dernier. Signalons que ce contrôle peut être avantageusement remplacé par des essais en impulsions, méthode globale évidemment plus rapide (voir plus loin).

Nous n'avons pas développé le mode de relevé de la courbe de réponse du côté des fréquences basses, car, comme nous l'avons déjà dit, les oscilloscopes modernes « passent » presque toujours le continu (position DC). Si on a la curiosité de voir la chute de la réponse aux TBF, lorsqu'on abaisse l'interrupteur AC/DC sur AC, on procédera de la même manière qu'aux fréquences élevées mais le générateur sera de type BF, voire TBF. On se méfiera, alors, de la réponse du voltmètre électronique à sonde (voir figure 5) qui ne descend pas très bas en fréquence. Il faudra donc recourir aux millivoltmètres à forte constante de temps de lecture.

d) Essais en impulsions

Un amplificateur, de quelque nature que ce soit, peut se contrôler en impulsions. Selon « sa réponse », on pourra en déduire les propriétés, le gain et la bande passante. Pour l'entrée « Y » d'un oscilloscope passant depuis 0 jusqu'à quelques mégahertz, le critère à observer est le respect de la forme de l'impulsion appliquée, du moment que celle-ci ait une période assez forte (ou une fréquence assez faible devant la fréquence limite de l'oscilloscope).

On appliquera, sur la voie Y, un générateur d'impulsions de rapport cyclique voisin de 50%; l'amplitude est choisie en rapport avec la sensibilité affichée sur le



* Signalons que les récentes versions d'oscilloscopes (HM 312 Hameg, par exemple) passent au moins 15 MHz à -3 dB.

bouton de gain (atténuateur d'entrée réglé, par exemple, sur 1 V/cm, pour un signal de 5 V_{càc}) de telle sorte qu'aucune saturation des paliers n'apparaisse. La fréquence de récurrence sera choisie moyenne par rapport à la fréquence de coupure de la voie verticale. Ainsi, pour l'oscilloscope ayant une fréquence limite égale à 10 MHz, on choisira 10 fois moins, savoir : 1 MHz.

Le montage choisi reste celui de la figure 5 ; toutefois, le générateur HF est remplacé par un générateur d'impulsions et la base de temps de l'oscilloscope fonctionne, avec une vitesse de 0,3 μs/cm, si l'on veut faire apparaître environ 3 périodes de 1 μs (période correspondant au signal de 1 MHz).

La synchronisation en mode déclenché verrouille sur l'écran le signal de telle sorte que l'on obtienne une figure semblable à celle vue figure 7, c'est-à-dire :

- l'onde rectangulaire s'inscrit bien de part et d'autre de l'axe des abscisses, entre + et - 2,5 cm, pour V_e = 5 V_{càc} et S = 1 V/cm.
- une période complète occupe un peu plus de 3 cm puisque V_H = 0,3 μs/cm et que cette période fait 1 μs.

- les transitions sont légèrement intégrées puisqu'on s'approche des conditions limites de la voie verticale.

- le dépassement est négligeable - voire nul - selon la nature

rectiligne de la réponse en fréquence (voir figure 6) ou la qualité de réglage des atténuateurs compensés (à revoir, le cas échéant).

e) Temps de montée

Pour mesurer le temps de montée, il s'avère utile de dilater la trace horizontale au moyen de la « loupe ». Plaçant l'expansion sur X 3 - par exemple - la vitesse de balayage tombe à 0,1 μs/cm si, à l'origine, on affiche 0,3 μs/cm.

Sans changer la période de récurrence de l'impulsion, on agit sur le générateur d'ondes rectangulaires de telle manière que le rapport cyclique approche de 25 % : la largeur de l'impulsion étant égale à 0,2 μs, elle occupe 2 cm en horizontal et 5 cm en vertical puisque l'amplitude crête à crête est réglée à 5 V. Les cadrages vertical et horizontal seront ajustés au mieux de telle sorte que l'impulsion soit exactement centrée sur l'axe de l'écran.

La montée coupe les traits du graticule situés à ± 2 cm de l'axe horizontal aux niveaux relatifs + 10 et + 90 % de l'amplitude complète. A l'aplomb de ces intersections et mesuré au moyen des petites graduations situées sur l'axe horizontal, nous obtenons le temps de montée de la voie verticale (voir figure 8).

Supposons que nous apprécions une distance de 5 mm réservée à la montée du signal entre 10 et 90 % de sa valeur ; comme 1 cm = 0,1 μs, 1 mm = 0,01 μs et

5 mm = 50 ns. Le constructeur propose ici un temps de montée de 30 ns mais il faut aussi tenir compte du propre temps de montée du générateur d'impulsions, lequel, dans notre application, approche de 40 ns. Or, nous rappelons que :

$$\tau_{\text{résult.}} \approx \sqrt{\tau_{\text{géné}}^2 + \tau_{\text{osc}}^2}$$

$$= \sqrt{1600 + 900} = 50 \text{ ns}$$

Nous sommes donc bien dans le vrai. Pour avoir une mesure qui reflète mieux les caractéristiques de l'oscilloscope, il conviendrait de choisir un générateur d'impulsions de temps de montée plus court.

Rappelons, enfin, la relation qui existe entre le temps de montée et la largeur de bande passante :

$$\tau_m = \frac{2,2}{2 \pi f_c}$$

... formule valable tant que le dépassement de l'impulsion ne dépasse pas 5 %.

Soit, avec τ_m = 30 ns :

$$f_c = \frac{0,35}{\tau_m} = \frac{0,35}{30 \cdot 10^{-9}} = 11,6 \text{ MHz}$$

Ce résultat correspond bien aux possibilités réelles de l'oscilloscope puisque la bande passante est manifestement comprise entre 11 et 12 MHz (voir figure 6).

f) Contrôle de l'impédance d'entrée

L'appréciation ne peut qu'être approximative étant donnée la

méthode de mesure employée - on insère entre un générateur AF et l'entrée verticale une résistance de 1 MΩ 1 % (figure 9), les connexions seront raccourcies au maximum, on emploiera un câble de liaison blindé et, au besoin, on blindera l'ensemble, sans lésiner sur les dimensions de la boîte, afin de réduire le plus possible la capacité parasite existant entre le corps de la résistance et la masse environnante.

En choisissant tout d'abord une fréquence d'attaque très basse (30 à 200 Hz par exemple), on note l'amplitude crête à crête du signal décrit sur l'écran quand la résistance R est court-circuitée.

Soit « h₀ » la hauteur du trait obtenue si l'on coupe la base de temps.

En remplaçant la résistance en circuit, la trace tombe à une hauteur « h » car il s'établit une atténuation entre cette résistance et celle d'entrée de l'oscilloscope. La valeur de la résistance d'entrée découle de la formule du pont diviseur :

$$R_e = R \cdot \frac{h}{h_0 - h}$$

Une mesure donne, avec V_c = 4 V_{càc} (soit 1,41 V_{eff.}) et S = 1 V/cm, à 30 Hz

$$h_0 = 4 \text{ cm et } h = 2 \text{ cm}$$

$$\text{d'où } R_e = 1 \cdot \frac{2}{4 - 2} = 1 \text{ M}\Omega$$

C'est la valeur prévue par le constructeur. En augmentant la

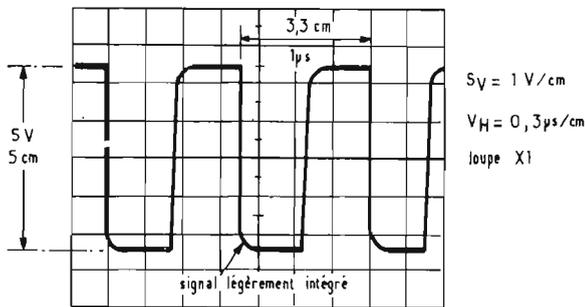


Fig. 7 - Observation d'un signal rectangulaire de fréquence 1 MHz et de 5 V d'amplitude.

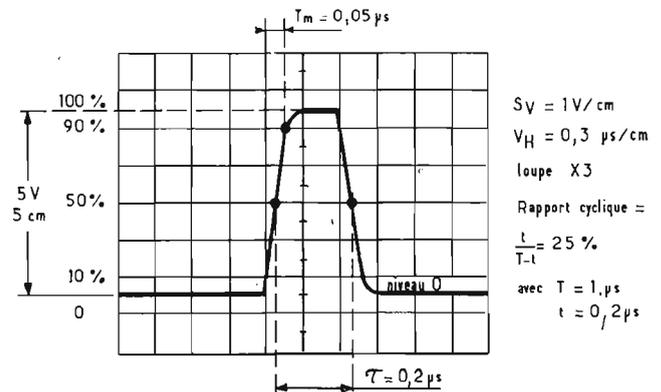


Fig. 8 - Mesure du temps de montée d'une voie verticale de 10 MHz environ de bande passante.

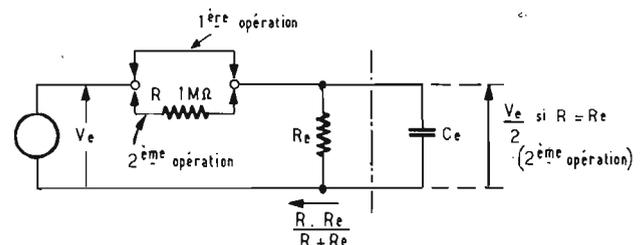
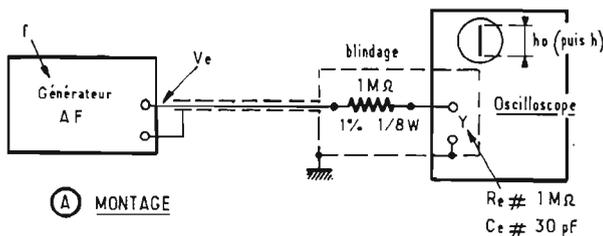


Fig. 9 - Système permettant d'apprécier l'impédance d'entrée de l'oscilloscope.

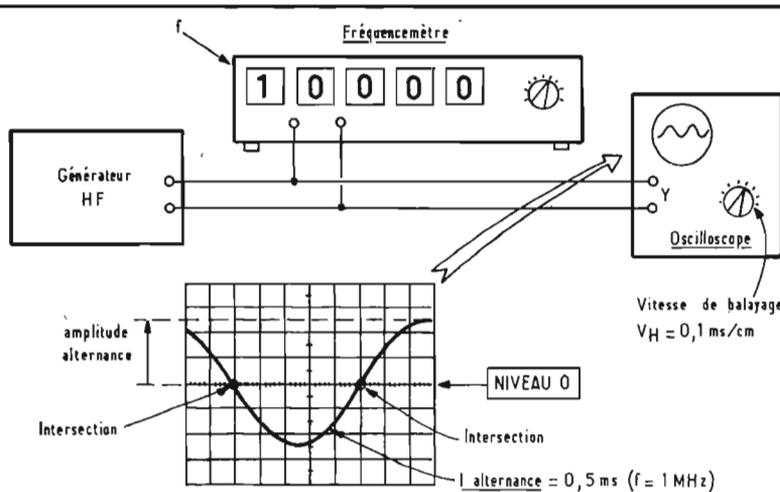


Fig. 10 - Contrôle de la vitesse de balayage.

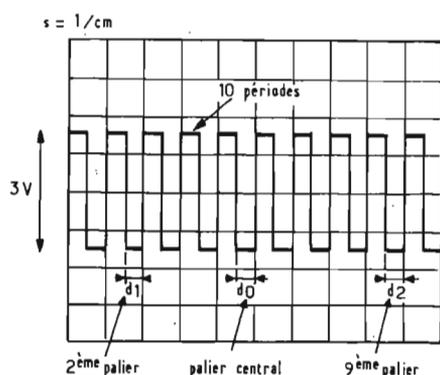


Fig. 11 - Contrôle de la linéarité de la base de temps.

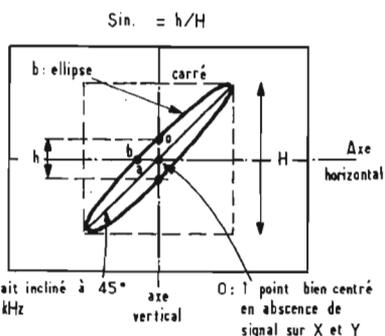


Fig. 12 - Contrôle du déphasage résiduel aux fréquences élevées quand on relie les entrées X et Y à un générateur HF.

fréquence, il arrive une valeur à partir de laquelle la réactance de capacité qui shunte l'entrée de l'oscilloscope influe sur la mesure. Lorsque la hauteur « h » a diminué de $\sqrt{2}$, on atteint la fréquence « quadrante » de la liaison pour laquelle on a :

$$\frac{1}{C_1 C_0} = \frac{R}{2}$$

... puisque les deux résistances sont « vues » en parallèle par le condensateur (théorème de Thévenin).

Une mesure - qui nécessite un fréquencemètre - donne la fréquence de 8870 Hz d'où :

$$C_e = \frac{1}{2 \pi 8870 \cdot 5 \cdot 10^5} = 36 \text{ pF}$$

Or, le constructeur avance le chiffre de 30 pF ; la différence résulte des capacités parasites du montage, lesquelles ne peuvent jamais disparaître complètement quelque puissent être les précautions prises (résistance 1/8 de Watt, branchement fait directement sur l'âme de la fiche BNC, etc.).

g) Contrôle de la vitesse de balayage

Chiffré en temps réel pour 1 cm de déviation, la vitesse de balayage se contrôle au moyen d'un signal de référence. Il s'obtient à partir d'un générateur de signaux rectangulaires ou sinusoïdaux très précis (synthétiseurs) ou contrôlé par un fréquencemètre (figure 10). La période choisie doit permettre la couverture d'un nombre entier de graduations de telle sorte que l'on connaisse le rapport exact entre l'une et l'autre. Le chiffre trouvé doit correspondre à la vitesse affichée :

$$V = \frac{T \text{ signal}}{N \text{ graduations}} = \frac{s}{\mu s}$$

Sinon l'étalonnage devra être revu, ce qui ne peut se faire, généralement, de l'extérieur. On prendra toutefois garde de vérifier si le réglage progressif de vitesse (Vernier) n'est pas déplacé de « sa position étalonnée ». Une simple retouche à ce bouton ramène souvent tout dans l'ordre.

Pour plus de précision, on s'efforcera d'étaler une période complète ou une alternance entière sur la plus grande largeur possible de l'écran. On n'oubliera pas, toutefois, que la synchronisation tronque une partie du signal au début du balayage. Le temps sera donc compté sur une alternance ou sur une période bien centrée sur l'écran ; le cadrage effectué en absence de signal fera exactement coïncider la ligne de base de temps avec l'axe horizontal du tube cathodique. Dans ce cas et dans ce cas seulement, on peut avancer l'identité « période (ou alternance) de signal » et « durée de balayage ».

Ainsi, dans le cas de la figure 10, obtenue avec un signal de 1 kHz, l'alternance inférieure, bien calée au moyen du cadrage par rapport au niveau O occupe 5 cm. La période du signal valant 1 ms, les 5 cm correspondent à la moitié et, 1 cm, à 0,1 ms. Cet étalonnage paraît conforme puisque la vitesse de balayage affichée s'élève à 0,1 ms/cm.

Ce mode de contrôle se justifie également si le réglage de Vernier n'est pas sur sa position « étalonnée » et lorsqu'on veut connaître, alors, la durée réelle de balayage.

h) Linéarité du balayage

Cet essai se pratique avec la mesure de la longueur du balayage horizontal (par exemple : 10 cm gradués). Ayant choisi une vitesse multiple ou sous-multiple de l'unité, on décrit sur l'écran une suite de 10 périodes entières, par exemple des signaux rectangulaires (voir figure 11). Si la longueur est correcte les 10 périodes doivent s'inscrire exactement dans les 10 cm du gradicule. Sinon, il faut retoucher au calibrage de longueur, jouxtant le réglage de loupe horizontale. On peut également refaire cette vérification lorsque l'expansion ci-dessus est placée au maximum.

Pour contrôler la linéarité, on mesure la largeur du 2^e et du 9^e paliers : soit d_1 et d_2 ces largeurs que l'on compare à d_0 correspondant à un palier central. Par définition, la non-linéarité se calcule au moyen de la formule suivante :

$$d \sqrt{L} = \frac{d_2 - d_1}{2 d_0}$$

En principe, sauf peut-être pour le dernier calibre, le taux de non-linéarité ne dépasse jamais 5 %.

i) Essais sur l'amplificateur horizontal

Supprimant la base de temps, on isole la voie horizontale, sur laquelle on peut pratiquer les mêmes essais que sur la voie verticale (voir ci-dessus). Seulement, la trace est alors horizontale et, pour voir éventuellement le signal correspondant, il conviendrait d'appliquer une dent de scie sur la voie verticale.

j) Contrôle du déphasage entre voies X et Y

Un essai supplémentaire peut être envisagé si l'on utilise l'oscilloscope en traceur XY : celui du déphasage éventuel apparaissant aux hautes fréquences entre les deux voies.

Pour ce faire, on relie directement les entrées X et Y à un générateur HF. Sa tension de sortie est choisie en rapport avec la sensibilité des entrées (par exemple $1 V_{c_{\text{acc}}}$ ou 0,35 Veff. pour 4 cm de déviation horizontale), de telle sorte que l'on ait sur l'écran un trait incliné à 45°, pour les fréquences faibles (1 kHz). Etant données les capacités internes de l'appareil, la différence de bande passante des amplificateurs verti-

TABLEAU A

Tableau des caractéristiques techniques principales de l'oscilloscope HM 312 Hameg servant de base à certaines mesures de cet article.

Amplificateur Y :

Bande passante : 0-15 MHz-3 dB
Sensibilité max. 50 mVcc/cm
Temps de montée env. 30 ns
Commutable à 0-10 MHz-3 dB
Sensibilité max. 5 mVcc/cm
Dépassement max. 1 %
Atténuateur d'entrée compensé et étalonné à 12 positions : 0,05-0,1-0,2-0,3-0,5-1-2-3-5-10-20-30 Vcc/cm $\pm 5\%$
Impédance d'entrée : 1 M Ω /30 pF
Entrée CA/CC commutable
Tension étalon. pour calib. - 0,15 V continu.
Tension continue max. admissible à l'entrée : 500 V.

Base de temps :

Balayage déclenché : réglage en 11 positions et réglage fin 3:1
Étalonnage du temps : 30-10-3-1-0,3-0,1 ms
30-10-3-1-0,3 μ s/cm $\pm 5\%$
Longueur du balayage :
Étalement jusqu'à 3 fois le diamètre de l'écran
Prises pour capacité extérieure
Déclenchement int., ext., pos. ou neg.
Position « déclenchement autom. »
Niveau de déclenchement réglable
Non-linéarité de la base de temps < 5 %

Amplificateur X :

Bande passante : 0-1 MHz-3 dB
Sensibilité max. 0,25 Vcc/cm
Impédance d'entrée : env. 1 M Ω /28 pF
Entrée couplée en CC
Amplitude-X : 3:1 continuellement réglable

cal et horizontal, il est normal qu'un déphasage apparaisse dès lors que la fréquence approche des limites de bande passante de la voie horizontale.

Il n'y a pas dans ce domaine des critères de choix précis : tout dépend de l'erreur de phase qu'on tolérera ensuite lors de la mesure. En général, on admet 10° d'erreur maximale.

Avec la méthode ci-dessus, 10° de déphasage se traduisent par une ellipse très peu ouverte sur le trait incliné : courbe b figure 12.

Le but à rechercher consiste à déterminer la fréquence pour laquelle on ait :

$$\sin 10^\circ = \frac{h}{H} = 0,174$$

Ainsi pour un oscilloscope type « 10 MHz », dont la voie horizontale passe jusqu'à 1 MHz à - 3 dB, on obtient $f_{\max} \approx 180$ kHz. Pour toutes les fréquences inférieures, le déphasage sera plus faible.

k) Contrôle de la synchronisation

Qu'elle soit relaxée ou déclenchée, une base de temps doit suivre la fréquence du signal à observer si celle-ci dérive légèrement de valeur.

Le contrôle sera simple : on pratiquera une variation de fré-

quence, **manuellement**, sur le générateur branché sur l'oscilloscope en recherchant la plage $\pm \Delta f$, autour de la position la plus stable, pour laquelle l'image ne **décroche pas** de cette position.

Les résultats varient essentiellement avec le type d'appareil, le niveau de déclenchement et de stabilité, la fréquence et la forme du signal.

Roger Ch. HOUZE
Professeur à l'ECE



un métier lucratif dans la TV

Utilisez vos connaissances actuelles pour devenir un vrai spécialiste par l'une des Méthodes E. T. N. de Fred Klingner.

Selon votre niveau, choisissez :

TECHNICIEN EN TÉLÉVISION : pour les électroniciens (même débutants) désireux de faire carrière en TV (formation complète, y compris couleur, transistors et dépannage). Durée 10 à 12 mois.

DÉPANNEUR TÉLÉVISION N & B : pour ceux qui, ayant des notions de Télé, veulent devenir dépanneur libre ou salarié. Durée 5 à 8 mois.

DÉPANNEUR T. V. COULEUR : pour les professionnels qui doivent connaître la couleur à fond. Durée 4 à 6 mois.

Pour la couleur, diapositives montrant les effets des pannes et des réglages.

UNE VRAIE POSSIBILITE DE FAIRE MIEUX

"En direct" avec un enseignant praticien, c'est ce que vous apportent ces cours clairs, "vécus", très illustrés, visant d'abord à la réussite pratique.

Dépense modérée plus notre fameuse **DOUBLE GARANTIE**

Essai, chez vous, du cours complet pendant tout un mois, sans frais. Satisfaction finale garantie ou remboursement total immédiat.

Postez aujourd'hui le coupon ci-dessous (ou sa copie) : dans quatre jours vous aurez tous les détails.

ETN

Ecole des
TECHNIQUES NOUVELLES
école privée
fondée en 1946

20, rue de l'Espérance - 75013 PARIS

POUR VOUS

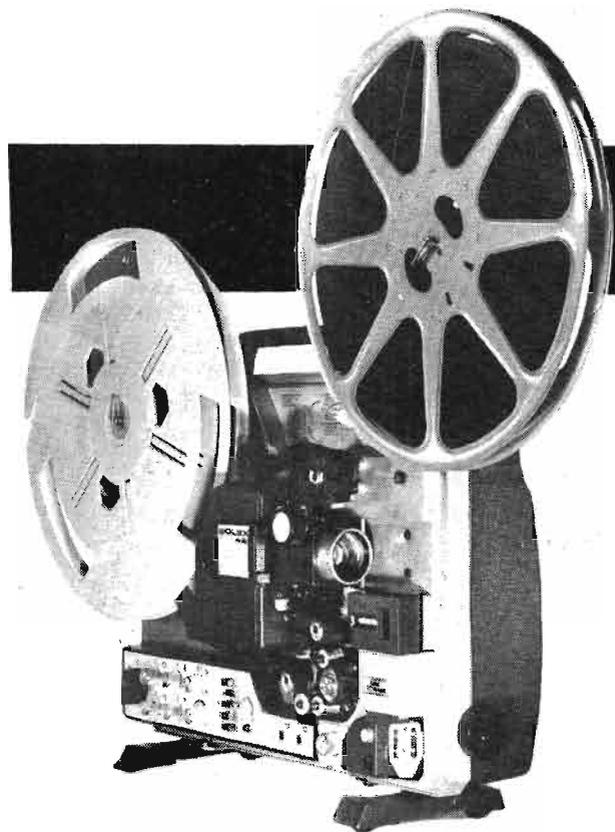
OUI, renseignez-moi en m'envoyant, sans engagement (pas de visiteur à domicile, SVP), votre documentation complète n° 701 sur

- TECHNICIEN EN TÉLÉVISION
- DÉPANNEUR TV PROFESSIONNEL
- DÉPANNEUR TV COULEUR

Nom et adresse _____

(ci-joint, deux timbres pour frais postaux)





NOUVEAUTES TECHNIQUES ET CONSEILS PRATIQUES

LES APPAREILS AUDIOVISUELS ET LES ÉCOLES

LES appareils audiovisuels, projecteurs muets ou sonores de diapositives ou de films réduits, doivent spécialement jouer un rôle important pour l'enseignement, et les premiers utilisateurs des nouveaux appareils vidéo, en particulier, des magnétoscopes, doivent être les établissements d'enseignement ou de formation professionnelle. Nous avons déjà signalé l'importance de ce problème et noté l'accroissement du nombre des établissements bien équipés.

En fait, rappelons-le, les établissements scolaires du second degré disposent de beaucoup plus de matériels que les écoles primaires ; dans le premier degré, presque tous les établissements possèdent cependant maintenant un appareil de radio, un ou plusieurs électrophones ou projecteur de diapositives, mais le nombre de projecteurs de cinéma est encore très réduit, et celui des magnétoscopes reste presque nul.

Les établissements secondaires sont équipés d'un ou plusieurs radio-récepteurs, de téléviseurs, de magnétoscopes et de projecteurs de diapositives ; la progression est surtout remarquable pour

les magnétoscopes, et il y a des magnétoscopes et des laboratoires de langues, dans un nombre restreint d'établissements.

Des Journées nationales de l'audiovisuel, qui ont eu lieu l'année dernière, ont montré la diversité des moyens, qui sont mis désormais à la disposition des enseignants. Mais ceux-ci s'intéressent encore très peu aux caractéristiques techniques des matériels, et redoutent l'emploi des appareils sophistiqués, tels que les caméras et les enregistreurs vidéo. Ils ont peur de la fragilité et de la complexité des matériels ; le développement est surtout limité par les possibilités d'investissement des établissements.

La solution permettant des progrès réels consisterait, sans doute, à mieux informer les utilisateurs potentiels sur les possibilités actuelles des enseignements audiovisuels à bon marché. Certains éléments peuvent être facilement établis par les utilisateurs eux-mêmes sans achats coûteux ; il en est ainsi, par exemple, pour les écrans de fortune donnant des résultats suffisants. Des groupements d'achats, la location des matériels peuvent être également envisagés.

L'emploi des matériels par les élèves eux-mêmes, en particulier, s'il s'agit d'appareils photographi-

ques, présente également des difficultés spéciales évidentes. Il y a à considérer les risques de pertes et de détérioration d'appareils coûteux, les frais d'achat et de traitement des films ou des diapositives, et la nécessité du choix du sujet des prises de vues fixes ou animées.

LE SUPER-8 ET LES FILMS DE LONGS MÉTRAGES

Nous avons déjà signalé l'intérêt actuel des films de formats **Super-8**, non seulement pour les amateurs, mais pour les semi-professionnels eux-mêmes. Ces derniers en

viennent ainsi parfois à adopter des matériels destinés aux cinéastes amateurs.

Alors que la production traditionnelle d'un film en format standard 35 mm de long métrage s'élève normalement, rappelons-le, de 2 à 20 millions de francs, le prix de revient s'abaisse à quelques 300 000 F pour le 16 mm et à 120 000 F pour le Super-8.

En France, il y a 7 % des ménages, soit 1 500 000 foyers équipés avec une caméra Super-8 destinée plus spécialement, la plupart du temps, à des prises de vues familiales ou de vacances. La prise de vues Super-8 revient environ à 550 F par heure, soit 10 fois moins que pour le 35 mm.

Sur le plan professionnel, l'uti-

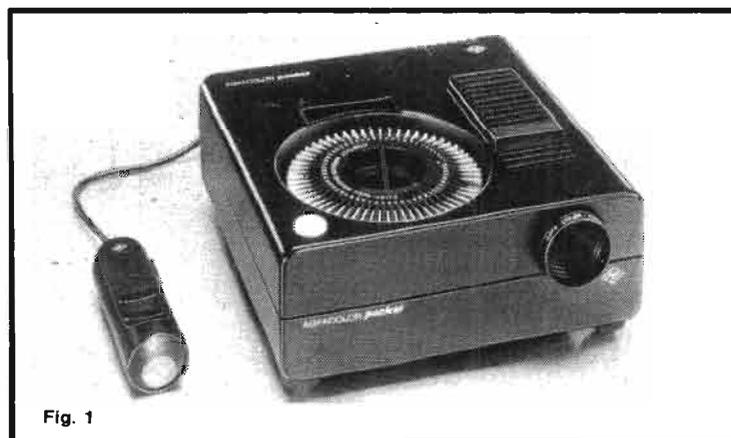


Fig. 1

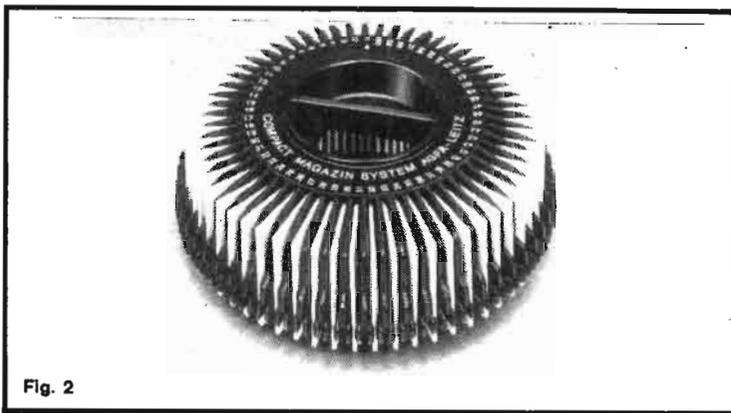


Fig. 2

lisation du Super-8 semble avoir commencée en 73; parmi les adeptes connus on peut citer Michel Polac et Agnès Varda, et surtout J.-P. Léaud, artiste bien connu de la « nouvelle vague ».

Les films Super-8 peuvent, d'ailleurs, être réalisés suivant les règles classiques, avec scénarios, dialogues, et mises en scène, mais, sans doute, faut-il de préférence limiter le nombre de personnages, en raison même de la surface réduite disponible pour l'image.

Malgré les progrès du matériel sonore, la synchronisation entre le son et l'image peut encore présenter quelques problèmes, car les caméras utilisées sont encore plus ou moins silencieuses et les cassettes de films ne permettent d'obtenir qu'une durée de 2 mn 30 ce qui oblige à interrompre le tournage pour recharger la caméra.

Il est difficile de réaliser des copies de travail ou « rushes » et les fondus enchaînés sont à peu près impossibles; les tables de montage sont encore rares, mais la diffusion et l'exploitation sont surtout difficiles à envisager.

Il n'y a presque pas de salles équipées en projecteurs Super-8. On peut, sans doute, convertir le Super-8 en 16 mm, mais non en 35 mm, et la longueur d'un film en Super-8 est le double de celle du 16 mm, ce qui augmente les frais de transport. Le film est beaucoup plus fragile et supporte ainsi plus difficilement de nombreuses projections.

Pourtant, la caméra Super-8 constitue une véritable « caméra stylo » permettant une liberté d'expression inégalable; elle offre des possibilités particulières pour le reportage. Elle permet la démocratisation et la rajeunissement du cinéma, une grande facilité d'information; il devient possible de multiplier facilement le nombre des caméras utilisées simultanément pour un même sujet, d'où des possibilités de

montage beaucoup plus larges. Les amateurs eux-mêmes peuvent ainsi réaliser des œuvres de valeur.

Tout film réalisé en Super-8, peut spécialement être utilisé en vidéo-couleur, grâce à l'utilisation des télé-cinémas et ciné-lecteurs; il y a là une nouvelle possibilité intéressante de diffusion des œuvres en Super-8, par l'intermédiaire des stations de télédiffusion et de télédistribution.

PROJECTEURS DE DIAPOSITIVES ULTRA-RÉDUITS

L'avènement des appareils photographiques de formats réduits du « type 110 », a nécessité la réalisation de projecteurs de diapositives correspondants, pourvus de tous les perfectionnements des appareils ordinaires de

projection de diapositives standard.

Le nouveau projecteur **Agfa-color Gevaert Pocket** possède ainsi un magasin rotatif compact prévu pour 60 diapositives de petit format (fig. 1 et 2).

Cet appareil comporte un dispositif de commande à distance à flèche lumineuse pour le changement des vues et la mise au point; le magasin circulaire est construit de façon que les cadres-caches ne peuvent en tomber. Un passe-vue amovible est prévu pour la projection isolée d'une diapositive et un couvercle transparent recouvre le magasin pour la protection contre la poussière.

L'objectif lumineux a une ouverture de F: 2,8 et une distance focale de 45 mm; la lampe halogène à miroir de 75 watts alimentée sous 12 volts est spécialement étudiée pour ce type de projecteur réduit. Trois moteurs séparés assurent le changement des diapositives, la mise au point et le fonctionnement d'un ventilateur radial puissant.

Une nouvelle visionneuse d'un rapport d'agrandissement de 8 avec éclairage intérieur, fonctionnant sur deux piles de 1,5 volt, permet le choix des diapositives à projeter, et un petit coffre en matière plastique contient tout le matériel de projection; le projecteur lui-même à chargeur compact ou supplémentaire, une lampe de rechange, un écran pour la projection à courte distance.

PROJECTEURS SONORES À TÊTES D'ENREGISTREMENT MULTIPLES

Les projecteurs sonores utilisant les films à piste magnétique peuvent utiliser des films enregistrés au moyen de caméras sonores ou être chargés avec des films muets à pistes magnétiques vierges pour la post-sonorisation. Ce procédé simple offre encore des possibilités remarquables dans un grand nombre de cas, en particulier, pour les films 16 mm.

Il est possible d'inscrire ainsi des commentaires, de la musique, ou tout autre son sans difficulté, en particulier, pour l'enseignement. L'utilisateur peut ajouter sa propre version sonore à la version commerciale du film, et les professionnels de l'information et de la documentation utilisent ce genre de sonorisation, lorsqu'ils doivent présenter leurs films à une large audience.

Le film peut aussi porter un son optique imprimé photographiquement sur le côté du film opposé aux perforations, tandis que le son magnétique est enregistré sur une piste magnétique couchée sur le film mais la piste magnétique offre beaucoup plus de souplesse.

La gamme récente des projecteurs **Bell et Howell** comporte, à la fois, des projecteurs-lecteurs seulement, et des projecteurs lec-

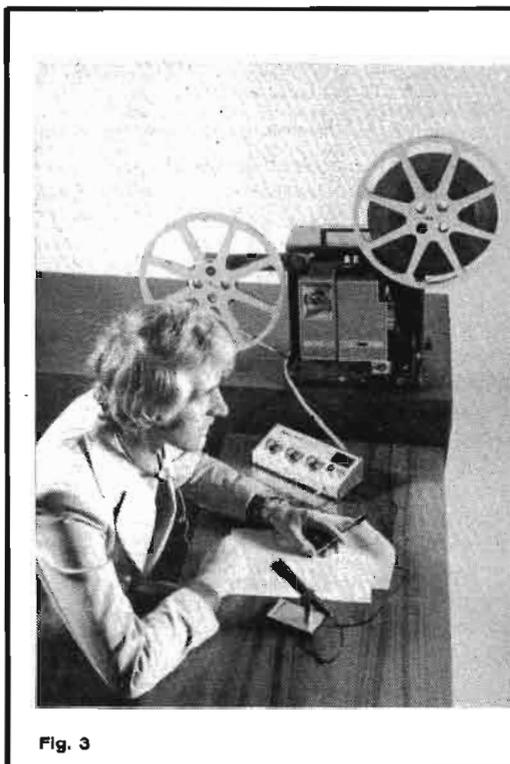


Fig. 3

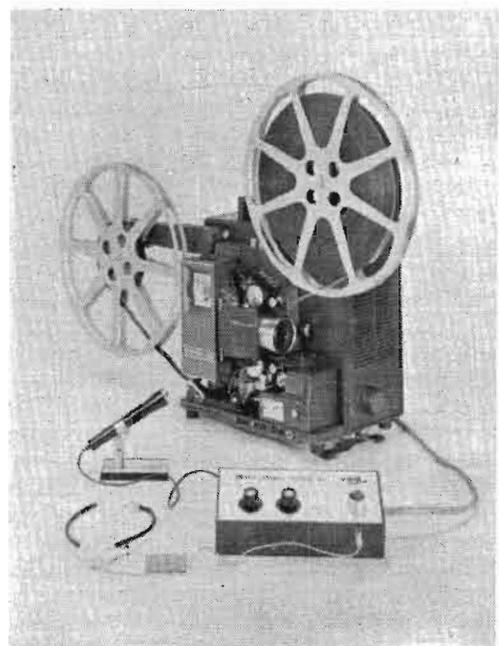


Fig. 4

teurs-enregistreurs; les projecteurs magnétiques peuvent également être utilisés pour projeter des films sonores optiques.

Ces appareils de la série **T Q Filmo-Sound** présentent des particularités importantes et, tout d'abord, des dispositifs assurant automatiquement une bonne projection; système de sécurité rejetant un film en mauvais état dès le début du chargement, rattrapeur automatique de boucle et reformeur de boucle, permettant de continuer la projection même si les perforations ont sauté (fig. 3 et 4).

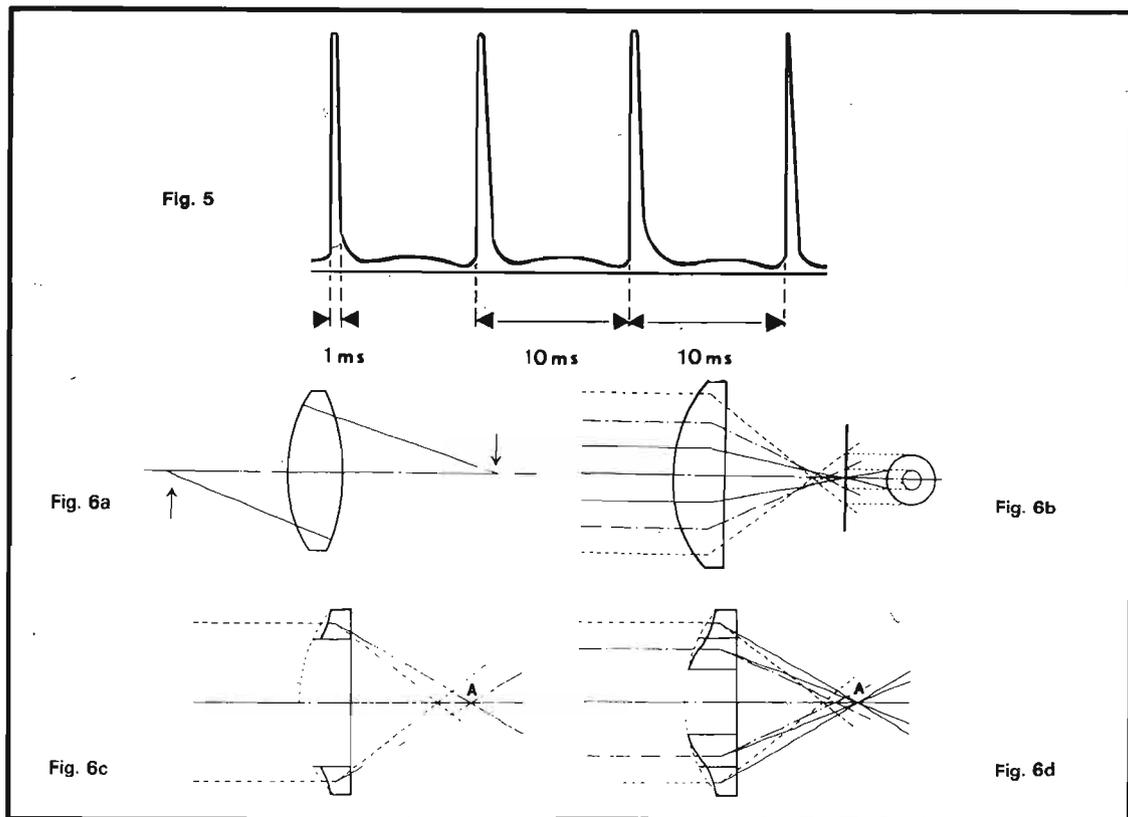
Tous les modèles sont présentés sous forme compacte, ils sont faciles à transporter dans un seul boîtier, avec un haut-parleur intégré à l'avant.

Au point de vue sonore, une console de mixage séparée permet le mélange des sons provenant de trois sources différentes: tels que deux microphones et un électrophone, par exemple. Le réglage sonore est contrôlé par un casque d'écoute et le niveau de volume est vérifié constamment par l'aiguille d'un vumètre lumineux gradué en décibels.

Le système d'enregistrement est réglé au moyen d'un jeu de potentiomètres, avec des contrôles séparés des sons graves et aigus. Un seul bouton sélecteur assure l'enregistrement magnétique et à volonté la lecture magnétique et la lecture optique.

Un boîtier de commande à distance relié au projecteur permet la projection et l'arrêt sur l'image, ou l'animation. La lecture magnétique peut être effectuée avec une tête magnétique à pleine piste, mais deux autres types de têtes de lecture peuvent être utilisés pour chaque côté de la piste, ce qui permet d'enregistrer deux commentaires différents sur le même film. Si le commentaire est enregistré sur une demi-piste magnétique couchée sur une bande optique, l'utilisateur peut choisir entre le son magnétique et le son optique.

Le volume sonore peut être augmenté en employant un haut-parleur séparé, en dehors du haut-parleur intégré au couvercle, et différents types d'objectifs particuliers peuvent être adaptés: un objectif à courte focale de 25 mm, un objectif zoom F: 1,6 de 35 à 65 mm, ou un adaptateur et un amorphoseur pour les projecteurs en cinémascope. Cet adaptateur est vissé sur l'objectif de 50 mm ou tout autre objectif, sauf l'objectif zoom, qui exige une monture spéciale.



La lampe de projection est du type tungstène-halogène de 250 watts avec réflecteur dichroïque à alignement précis permettant 50 heures de projection à pleine puissance. Mais une position de réglage économique assure une durée de projection plus longue sans réduction sensible de la luminosité; un moniteur électronique indique à l'opérateur si le réglage doit être disposé en position économique au moment d'une augmentation de tension, par exemple, par l'apparition d'un clignotant rouge.

La projection vue par vue avec bonne luminosité est possible mais, en outre, un système particulier d'animation permet d'analyser les mouvements à la vitesse désirée pour des observations particulières, techniques ou scientifiques, par exemple.

DES FILMS-COULEUR UNIVERSELS

Les films de cinéma Super-8 couleur, de même, d'ailleurs, que les pellicules photographiques, sont destinés spécialement à être employés soit pour les prises de vue en lumière du jour, soit en lumière artificielle, sans employer de filtre. Mais, si l'on utilise des ampoules-flashes, il faut choisir évidemment la couleur de l'ampoule nécessaire lorsqu'on emploie un film ordinaire pour « lumière du jour ».

Les fabricants **Kodak** et **Photo 3M** viennent d'étudier cependant de nouveaux films-couleur qui seraient utilisables à volonté et sans modification, et sans emploi de filtres, aussi bien pour les prises de vues en lumière du jour, qu'en lumière artificielle. Ce sont des émulsions étudiées pour des températures de couleur intermédiaires, qui pourraient servir, par exemple, avec éclairage par des sources artificielles modernes, tels que les tubes fluorescents.

L'**Ektachrome G** de **Kodak** aura ainsi une sensibilité de 160 Asa et sera livré en cassettes Super-8? le film **3M Universal-Color** aura un support de polyester et un grain fin, et sera fourni également dans des cassettes.

UNE NOUVELLE SOURCE D'ÉCLAIRAGE POUR LA PHOTOGRAPHIE, LE TUBE À DÉCHARGE AU XÉNON

Le Xénon contenu dans un tube de quartz et excité par des impulsions puissantes peut fournir un spectre lumineux correspondant à la lumière du jour, c'est-à-dire voisin au 5600° K. On a d'abord obtenu la décharge lumineuse dans ce gaz, de condensateurs chargés à des tensions élevées, et on a ainsi pu réaliser les premiers flashes électro-

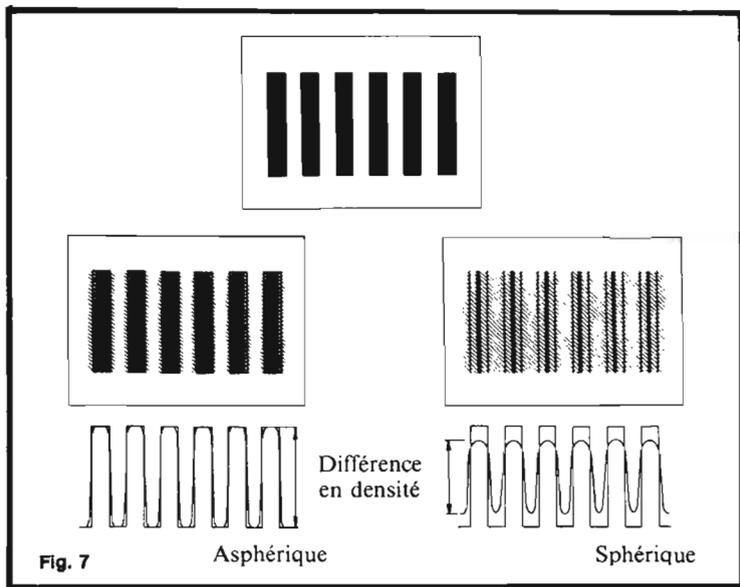
niques de laboratoire. Mais, en utilisant des condensateurs électro-chimiques de basse tension, il est devenu possible de réaliser actuellement des flashes électroniques d'amateurs ou de studios à grande puissance.

Pour éviter ce défaut, il faut modifier plus ou moins partiellement le rayon de la surface sphérique, de manière que l'image formée s'obtienne au point idéal A, même pour les rayons les plus éloignés de l'axe optique (fig. 6c).

On peut obtenir ainsi, en principe, la formation d'une image au point idéal par tous les rayons traversant la lentille (fig. 6d). Au lieu d'une lentille sphérique classique, on réalise ainsi une lentille dite « asphérique », ayant une courbure de rayon variable sans solution de continuité, et qui permettrait ainsi d'améliorer encore la netteté de l'image à grande ouverture.

On voit ainsi schématiquement les différences de prise de vue d'une mère, composée de traits noirs sur fond blanc, au moyen d'un objectif sphérique d'une part, et asphérique de l'autre (fig. 7); dans le cas de l'objectif sphérique les images ne sont pas nettes, il y a un flou provenant des aberrations de sphéricité.

Ces difficultés sont particulièrement gênantes pour les photographies en lumière faible, par exemple, les prises de vues nocturnes. Lorsque la lumière est dif-



fuse, et risque de produire des images confuses, l'objectif asphérique permet un bon contraste et un tracé bien délimité, même à pleine ouverture.

Jusqu'à présent, cependant, les objectifs asphériques étaient relativement coûteux ; un fabricant japonais **Canon** a mis au point une technique de fabrication automatique, permettant de fabriquer des objectifs asphériques à des prix raisonnables. Les premiers modèles réalisés sont du type de 24 mm de distance focale avec une ouverture de $F : 1,4$ très lumineux, et un autre modèle de 55 mm et un objectif de distance focale normale.

UN OBJECTIF À TRÈS GRAND ANGLE À IMAGE CIRCULAIRE

Les objectifs de très grand angle à distance focale très réduite, peuvent permettre d'obtenir des images circulaires et on les appelle suivant l'expression anglo-saxonne « Hisheyes », c'est-à-dire « yeux de poisson », parce que les images obtenues ressemblent à celles que voient sans doute les poissons.

Un nouvel objectif **Rokkor Minolta** permet d'obtenir ainsi un angle de 180 degrés ; avec une distance focale de 7,5 mm, on obtient une image circulaire de 23 mm de diamètre, avec le même angle de vision centrée sur le cadre. Les dimensions varient directement avec l'angle de prise de vue, avec le minimum d'étalement à partir du centre. Ainsi, en dehors des effets curieux et saisissants pour la photographie artisti-

que ou la publicité, les images obtenues peuvent avoir un grand intérêt pour les usages scientifiques, la surveillance, la météorologie et l'astronomie.

L'ouverture est de $F : 4$, ce qui permet encore d'obtenir une luminosité suffisante ; l'objectif peut être placé sans inconvénient sur un appareil reflex à retour automatique rapide du miroir puisqu'il est établi avec un foyer arrière plus grand que cinq fois la longueur totale.

Il peut être couplé de la

manière habituelle ; le fonctionnement automatique de son diaphragme s'effectue également de la manière normale. Le champ entier de prise de vue peut être également observé dans le viseur habituel ; la mise au point s'effectue depuis 1,20 m avec une profondeur de champ de 25 cm jusqu'à l'infini optique, avec une ouverture de $F : 4$. Il contient des filtres incorporés pour les prises

de vues ordinaires avec tubes fluorescents avec des films couleur lumière du jour changés par rotation d'un anneau molleté sur la monture.

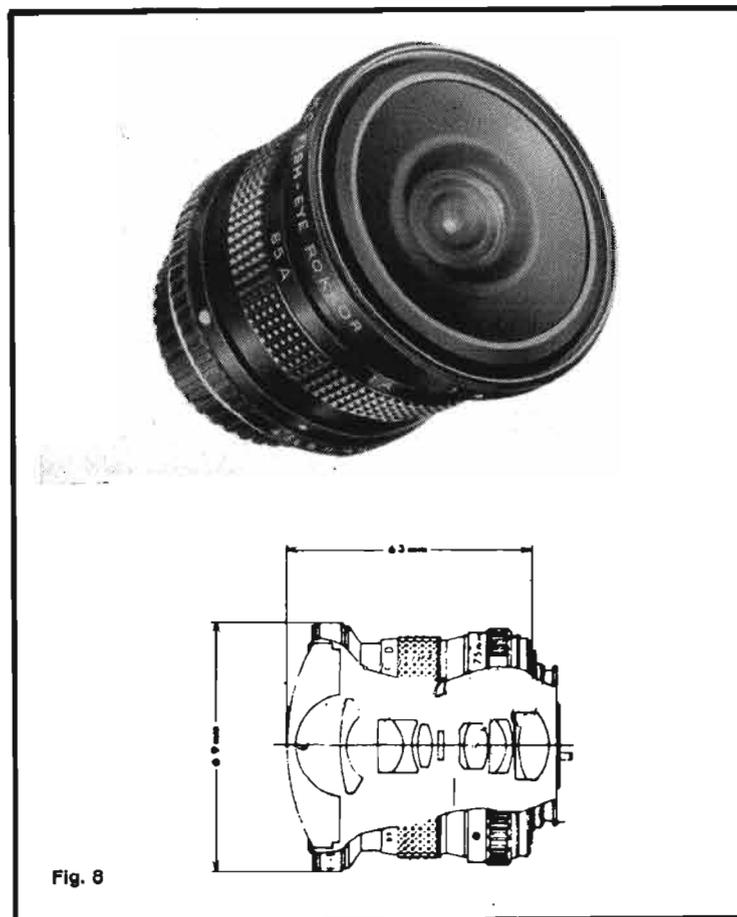
FLASH ÉLECTRONIQUE À COMPUTER RÉGLABLE ET RÉFLECTEUR MULTI-DIRECTIONNEL

La construction des flashes électroniques bénéficie de multiples progrès, optiques, électroniques, et même électriques, en ce qui concerne les systèmes d'alimentation. Les flashes *Philips* à thyristors *31 CT* et *38 CT* comportent ainsi différents progrès techniques notables (fig. 9).

Le bloc d'alimentation interchangeable est très original ; il permet, en effet, l'alimentation du flash par piles alcalines, par éléments au nickel-cadmium rechargeables du type crayon. Dans ce dernier cas, une unité de recharge sur le courant du secteur par système non forcé assure la recharge complète en 6 ou 8 heures.

La consommation de courant est, d'ailleurs, faible ; le circuit de déclenchement à thyristors est, en effet, économiseur d'énergie ; il permet de réduire considérablement les intervalles d'éclairs entre les prises de vues et assure de très nombreuses décharges avec une seule recharge de l'accumulateur.

Le computer permet, non seulement de commander automatiquement la durée de la décharge suivant la distance du sujet,



l'ouverture du diaphragme et la rapidité de l'émulsion choisie, mais il est possible de choisir à volonté entre trois diaphragmes, d'où une certaine latitude, en ce qui concerne la profondeur de champ et la composition d'images.

Le réflecteur multi-directionnel est intégré à l'ensemble ; mais il est réglable, et présente une forme spéciale, comme on le voit sur la photographie. Il peut être utilisé pour l'éclairage d'appoint indirect, et peut fournir un effet d'ambiance.

Le sabot de ce flash, auquel est connecté le câble de synchronisation est orientable ; l'appareil peut ainsi être orienté dans toutes les directions, quelle que soit la direction de la caméra. Il peut aussi être vissé sur la partie supérieure de la caméra à l'aide d'une molette de blocage, ce qui lui assure une grande stabilité.

Dans des conditions difficiles, pour la photographie de locaux très vastes, pour le portrait, il est nécessaire d'utiliser plusieurs flashes disposés en plusieurs endroits, et déclenchés simultanément. Un circuit spécial de cet appareil permet son allumage autonome sous l'effet de l'éclair d'un autre flash, relié à l'appareil de prise de vue.

Cet appareil très complet possède un nombre-guide élevé de 38 pour 21 Din ; l'angle du faisceau horizontal est de 55°, l'angle vertical de 50° ; la portée maximale du flash avec le computer varie suivant les diaphragmes, de 2 à 3 mètres à F : 16 et 4 à 7 mètres à F : 8, 9,5 m à F : 4. L'intervalle entre les éclairs avec des piles alcalines peut être réduit à 0,5 seconde, et la portée maxi-

male du flash satellite est de 10 m. Le nombre d'éclairs avec des piles alcalines peut atteindre 1 200.

LE FILM PIÉZO-ÉLECTRIQUE

Le phénomène piézo-électrique concerne la production de phénomènes électriques par certaines structures cristallines sous l'action d'effets mécaniques ; inversement, lorsqu'une tension électrique est appliquée sur un matériau de ce genre, il se déforme.

En électro-acoustique, le premier phénomène, c'est-à-dire la production d'une tension électrique, est utilisé pratiquement dans des microphones et des capsules de phono-capturs à céramique et à cristal ; le second phénomène, c'est-à-dire la transformation de la tension en mouvement mécanique, est utilisé, en particulier, dans les petits haut-parleurs pour sons aigus piézo-électrique ou tweeters.

Au lieu de considérer un cristal, on peut envisager l'emploi désormais d'une pièce plastique mince, avec des contacts conducteurs vaporisés de chaque côté. En appliquant une tension à fréquence musicale sur les bornes, on détermine une expansion et une contraction du film.

Si le film est fixé sur ses bords, on constitue ainsi un dispositif générateur de sons, qui fonctionne sans bobine mobile ou aimant nécessaire, comme dans le cas des haut-parleurs électro-statiques. Le diaphragme est directement actionné par le signal sonore, mais, il n'y a pas, comme

dans les appareils électro-statiques, nécessité d'utiliser des tensions élevées de polarisation et de signaux.

Des tweeters à cristaux piézo-électriques ont été réalisés depuis plusieurs années, et présentent des problèmes particuliers de résonance, ce qui réduit leurs avantages ; les appareils à film piézo-électrique beaucoup plus simples et sans effet de résonance pourraient modifier les conditions du problème.

Les films piézo-électriques de ce genre sont employés déjà actuellement pour la réalisation d'écouteurs stéréophoniques de prix relativement réduits ; mais, il semble possible d'envisager leur utilisation sous une forme peu coûteuse à toutes les sortes de transducteurs aussi bien aux microphones qu'aux capsules de phonocapturs, aux tweeters et même aux haut-parleurs de puissance à haute fidélité.

LES CINÉMAS À GRANDE VITESSE ET LEURS APPLICATIONS

La cinématographie à grande vitesse permet d'effectuer des prises de vue très rapides avec restitution lente des images, ce qui permet, en quelque sorte, de dilater le temps, pour laisser analyser et comprendre les phénomènes qui échappent normalement à la vision directe de l'observateur.

Les caméras enregistrent habituellement des images à la cadence de 18-24 ou 25 images/seconde, suivant qu'il s'agit du cinéma amateur ou de la télévision. Au-delà de cette vitesse avec les projecteurs à cadence

normale, on obtient une impression de ralenti, une sorte d'effet d'envol, avec des vitesses d'enregistrement relativement lentes de 48 ou 64 images/seconde.

Mais désormais, pour les besoins de la technique, de la science et de l'industrie, on peut obtenir des vitesses sans comparaison avec les précédentes ; 10 000 images/seconde en 16 mm, 20 000 images/seconde en 1/2 16 mm, 40 000 images/seconde en 1/4 16 mm. On envisage couramment les cadences de 200 à 5 000 images/seconde.

Tous les phénomènes de mouvements, les objets qui roulent et volent, tout ce qui évolue dans l'espace et le temps peuvent être analysés. C'est ainsi que le cinéma grande vitesse joue un rôle très important pour l'étude de la sécurité automobile, et de la protection contre les accidents de la route.

Il a été ainsi possible d'étudier des habitacles plus adaptés aux chocs, des colonnes de direction rétractables, des ceintures de sécurité efficaces. C'est grâce aussi aux appareils à grande vitesse, qu'on peut étudier le fonctionnement des contacteurs et des ordinateurs, les maquettes des avions et des engins aérospatiaux, sans parler, bien entendu, des études des mouvements des hommes et des animaux, aussi bien du vol des insectes que du comportement des micro-organismes (fig. 10).

Les caméras grande vitesse ne fonctionnent pas d'une manière saccadée, comme les caméras ordinaires. Le film tourne en continu, le faisceau lumineux traversant l'objectif est envoyé sur

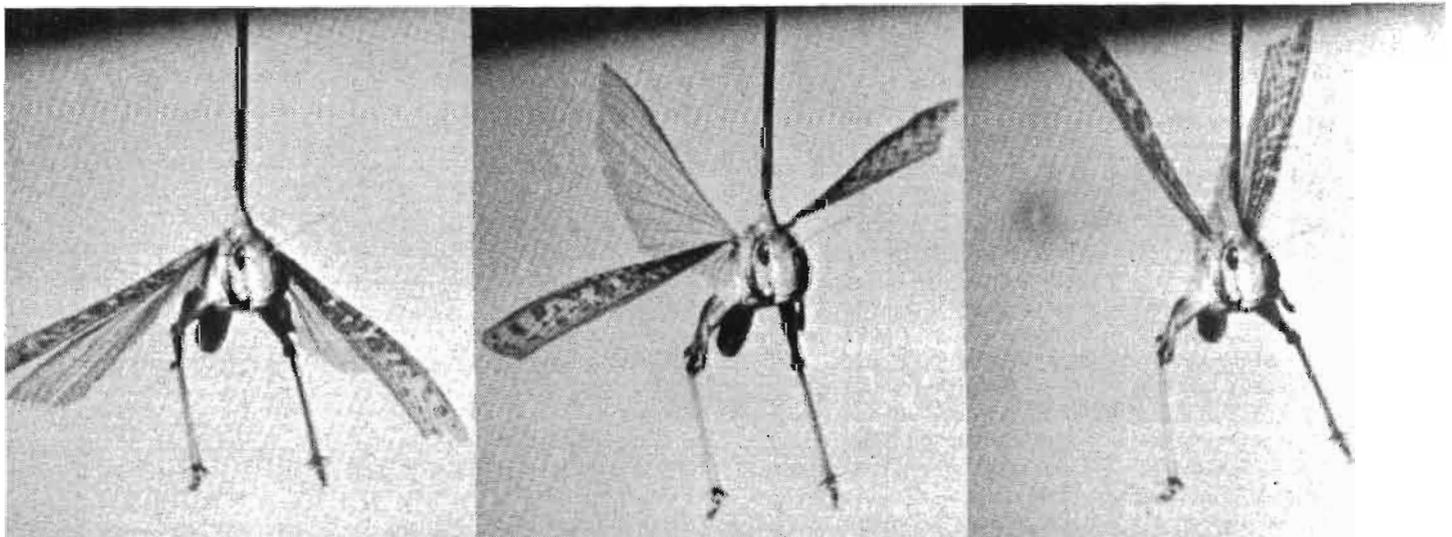


Fig. 10



Fig. 11

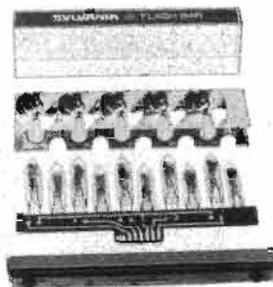


Fig. 12

le film à travers un prisme, qui tourne régulièrement dans un système à obturateur ou dans un boisseau. Il faut utiliser une émulsion très sensible, une bonne définition, un support résistant, une perforation de haute précision.

Il existe maintenant un certain nombre de films spéciaux possédant ces qualités, par exemple, Kodak Plus X, Double X, Quatre X en négatif, ou en inversible et, sur support Estar ou les films Kodak R-A-R (Rapid Access Record) ou des films Kodak Aerial. Pour la couleur, on peut employer le film Ektachrome EF-2241.

Un prototype de caméra à grande vitesse en format Super-8 a été étudié par les établissements Vallier-Photolec ; cet appareil est destiné à un usage très large, et même au grand public pour l'enseignement, les études industrielles, le sport, la technique, et un très grand nombre de recherches pratiques.

Cette caméra à chargeur a une vitesse de 100 à 1 000 images/seconde ; elle utilise des chargeurs contenant 30 m de film sur support triacétate, ou 60 m de film sur support Estar.

LES BARRES DE FLASHES

Au lieu d'utiliser des lampes-flashes séparées ou montées dans des cubes à quatre faces, on réalise maintenant des barres Sylvania contenant une dizaine d'ampoules disposées sur une seule ligne, et qui sont utilisées, en particulier, dans les nouveaux appareils Polaroid. On peut obtenir ainsi dix éclairs de suite avec une seule barre.

Chaque éclair fournit une grande puissance lumineuse, et

assure une répartition égale de la lumière ; la barre est maintenue sur l'appareil photographique au moyen de deux taquets dans une orientation précise. La portée utile atteint 6 mètres, tandis que des vues rapprochées sont possibles jusqu'à 26 cm sans accessoires spéciaux (fig. 11).

Le système est à deux faces ; lorsque les cinq flashes d'une face sont brûlés, il suffit de démonter la barre et de la replacer en présentant vers l'avant la face non encore utilisée. Bien entendu, la barre peut être démontée à tout moment, et conservée pour une utilisation ultérieure, même si les cinq flashes d'une face n'ont pas été tous utilisés.

LE TIRAGE D'AMATEUR DES AGRANDISSEMENTS DE DIPOSITIVES

L'agrandissement et le tirage sur papier-couleur des diapositives-couleur est maintenant à la portée de tous les amateurs, sans local d'équipement particulier, en employant un simple agrandisseur noir et blanc.

Kodak a mis au point dans ce but un papier Ektachrome 14 RC pour amateurs et un ensemble complet de tirage de diapositives. Ce matériel comprend ce nouveau papier, les produits chimiques nécessaires de développement, et un jeu de 17 filtres pour le tirage de diapositives avec un agrandisseur noir et blanc. Ces filtres peuvent être placés sous l'objectif, ou dans le tiroir de l'agrandisseur (fig. 12).

Le papier est du type couleur « inversible » plastifié ne nécessitant pas un long séchage ou glaçage ; il peut être développé en plein jour dans une cuve corres-

pondante. Les produits chimiques sont réunis dans un emballage unique comprenant neuf flacons, dont les bouchons sont de couleurs différentes, pour éviter toute fausse manœuvre au moment des mélanges.

Enfin, le jeu de 17 filtres permet de faire toutes les combinaisons nécessaires pour obtenir en une seule exposition les tirages correctement équilibrés au point de vue chromatique. Ces filtres peuvent servir aussi à tirer les négatifs couleur.

Un manuel édité par Kodak donne, d'ailleurs, tous les détails pratiques nécessaires pour le tirage et le développement des images couleur sur papier par l'amateur.

LE FONDU ENCHAÎNÉ AUTOMATIQUE ET LA PROGRAMMATION

Des systèmes de commande électronique peuvent désormais assurer automatiquement et facilement des effets de fondu enchaîné sonore, en utilisant un lecteur à bande magnétique à cassettes.

Le lecteur *Simda L 15* peut ainsi lire les signaux de toutes les cassettes avec les deux systèmes de synchronisation existants. La piste 1 est lue avec une puissance de 3 watts sur un haut-parleur incorporé, ou de 15 watts sur une enceinte extérieure, et un microphone permet la sonorisation directe.

L'appareil lit, en outre, sur la piste 2, soit des tops normalisés à 1 000 Hz, soit au niveau du préamplificateur, les signaux à modulation de fréquence d'un appareil *Simda 3000* permettant le

fondu enchaîné ainsi que la projection simultanée et juxtaposée sur deux écrans (fig. 13).

Un câble relie le lecteur au bloc de commande et la cassette comporte ainsi sur la piste 2 de la bande les signaux à modulation de fréquence de l'appareil de commande des deux projecteurs utilisés pour le fondu enchaîné, qui sont normalement du type Caroussel à magasins rotatifs. Si l'on arrête le défilement de la cassette, la projection n'est pas désynchronisée ; elle peut être commentée verbalement en utilisant une commande manuelle.

Le même dispositif permet d'effectuer avec les deux projecteurs une projection juxtaposée en utilisant l'appareil de commande comme programmeur à deux canaux.

Dans ce cas, les deux projecteurs effectuent le changement de vue successives selon la programmation, qui est identique à celle prévue pour le fondu enchaîné. On peut ainsi montrer une vue sur l'écran gauche, et faire en même temps passer plusieurs vues explicatives sur l'écran de droite.

Le même fabricant a réalisé également un appareil de commande permettant la projection sur trois écrans, à l'aide d'un codeur-décodeur spécial, toujours à l'aide du lecteur indiqué au début de cet exposé.

NOUVEAU FILM POUR ÉPREUVES SUR PAPIER-COULEUR

Un nouveau film négatif pour épreuves sur papier-couleur *3M « Color Print »* est désormais disponible en chargeurs 110 et 126 et

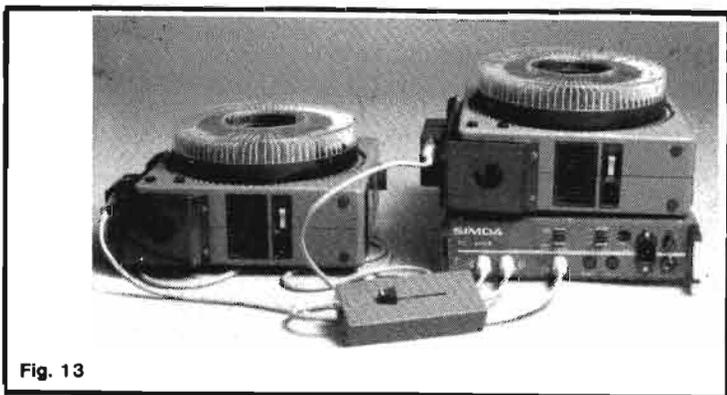


Fig. 13

en cartouches 135 pour appareils 24 x 36.

Sa sensibilité est de 80 ASA et le grain est extrêmement fin ; il peut être utilisé ainsi sans traitement spécial.

LA PRATIQUE DE LA PHOTOGRAPHIE DES IMAGES DE TÉLÉVISION

La photographie des images de télévision en noir et blanc ou en couleurs offre souvent un grand intérêt ; elle est réalisée pratiquement par de nombreux amateurs, mais, pour obtenir de bons résultats, il est cependant nécessaire d'observer des précautions qui ne sont pas toujours bien connues.

Il est, d'abord, nécessaire, sans doute, de choisir un film de sensibilité suffisante tel que le Kodak Tri-X Pan pour les vues en noir et blanc, et pour les prises de vues en couleur il faut normalement employer une caméra photographique avec un objectif d'une ouverture de l'ordre de F : 2,8 au minimum et un obturateur permettant une vitesse de 1/8 de seconde ou même plus lente. Pour des prises de vues animées, il faut employer une caméra de cinéma pourvue au moins d'un objectif d'une ouverture de F : 1,9.

Pour déterminer le temps d'exposition correct, on peut, en principe, utiliser le système automatique de réglage de la caméra, ou un posemètre à lumière réfléchie ; en tout cas, il est bon de connaître les valeurs normales correspondant aux différents types d'émulsions et aux conditions de prises de vues.

Le tableau 1 donne des indications précises à ce sujet. Avec des obturateurs à lamelles du type central, on utilise normalement une vitesse d'obturation au maximum de 1/30 seconde ; avec un obturateur focal à rideau, on emploie une vitesse au maximum de 1/8 seconde pour éviter, on le

sait, la production de bandes noires ou sombres sur l'image, qui sont dues à la différence de formation de l'image photographique et de l'image télévisée. Avec des vitesses d'obturation inférieures à 1/30 seconde, il est toujours recommandable d'utiliser un support, spécial ou non, pour la caméra.

Les images de télévision en couleurs inscrites sans l'aide d'un filtre, peuvent avoir, avec certaines émulsions telles que le Kodacolor II, le Kodachrome X, et l'Ektachrome-X ou « High speed » lumière du jour, une certaine tonalité bleue verte. Dans ce cas, il est préférable d'utiliser un filtre de compensation du type CC 40 R, pour modifier les rouges de l'image, et l'on peut alors augmenter les conditions d'exposition d'une graduation.

Les films à haute rapidité Ektachrome pour lumière du jour, d'une sensibilité normale de 120 ou 135 ASA peuvent, d'ailleurs, être développés spécialement, on le sait, de façon à obtenir en fait, une sensibilité de 400 ASA, ce qui permet d'augmenter en conséquence la rapidité des prises de vues.

N'oublions pas que les images de télévision, qui nous semblent brillantes sont, en réalité, beaucoup moins lumineuses que les sujets moyens photographiés en lumière du jour ; pour éviter l'emploi d'ouvertures d'objectif trop grandes et de temps de pose trop longs, il est toujours nécessaire d'employer un film suffisamment rapide. Le Kodak Tri-X Pan rappelé dans le tableau a ainsi une sensibilité de 400 ASA pour les prises de vues en blanc et noir, tandis que l'Ektachrome High Speed « lumière du jour » a une rapidité de 160 ASA pour les diapositives, sans traitement spécial.

On peut, cependant, utiliser à la rigueur, des films à sensibilité moyenne, tels que le Kodachrome-X et l'Ektachrome-X pour des diapositives, ou le Kodacolor II pour le tirage sur papier.

Réglons le téléviseur de façon que la valeur du contraste soit légèrement plus faible que la normale ; réglons également la lumi-

nance, de sorte que les parties éclairées et sombres de l'image montrent le plus de détails possibles. Les ombres ne doivent pas être d'un gris trop faible ou complètement noires, et réglons, bien entendu, la couleur de façon à obtenir l'ensemble coloré le plus agréable sur l'écran.

Évitons les réflexions lumineuses sur la face frontale du tube-image, supprimons la plupart des éclairages de la pièce, de façon que tout l'environnement de l'image apparaisse en noir sur la photographie ; l'effet est bien meilleur, que celui d'une bordure éclairée autour du tube image. Bien entendu, l'emploi d'un éclairage extérieur sur écran serait ridicule, puisqu'il effacerait l'image produite par le tube au lieu de l'améliorer !

Pour obtenir les meilleurs résultats, approchons le plus possible, la caméra de l'écran du téléviseur. Si la distance minimale de mise au point le permet, approchons-la jusqu'au moment où toute la surface de l'image apparaît dans le viseur. Si l'écran du téléviseur est réduit, nous pouvons utiliser une bonnette d'approche, s'il y a lieu, pour obtenir une image plus grande sur la photographie.

Le tableau 2 des indications sur le type de lentille d'approche à utiliser suivant la diagonale de

TABLEAU I

Types de films	Genres de photos	Téléviseur noir et blanc		Téléviseur couleur	
		obturateur central	obturateur focal à rideau	obturateur central	obturateur focal à rideau
Vérichrome Pan Plus X	Images sur papier noir et blanc	1/30 sec. f/4	1/8 sec. f/8	1/30 sec. f/2,8	1/8 sec. f/5,8
Tri X Pan	Images sur papier noir et blanc	1/30 sec. f/5,6 à 8	1/8 sec. f/11 à 16	1/30 sec. f/4 à 5,6	1/8 sec. f/8 à f/11
Kodacolor II	Tirages couleur sur papier	1/8 sec. f/2,8 ou 1/15 sec. f/2	1/8 sec. f/2,8	1/4 sec. f/2,8 ou 1/8 sec. f/2	1/4 sec. f/2,8 ou 1/8 sec. f/2
Kodachrome X Ektachrome X	Diapositives couleur	-	-	-	-
Ektachrome High Speed « Lumière du jour »	Diapositives couleur	1/15 sec. f/2,8 à 4	1/8 sec. f/4 à 5,6	1/8 sec. f/2,8 à 4	1/8 sec. f/2,8 à 4
Même film avec traitement	Diapositives couleur	1/30 sec. f/4	1/8 sec. f/8	1/30 sec. f/2,8	1/8 sec. f/5,6

TABLEAU II

Diagonale de l'écran I.V.	Barrettes d'approche (dioptries)	Diatone de l'objectif à l'écran	Réglage de mise au point
55 à 66 cm	1 +	1 m	Infini
50 à 52 cm	1 +	87 cm	7,50 m
45 à 48 cm	1 +	80 cm	4,50 m
35 à 40 cm	1 +	63 cm	1,80 m
27 à 30 cm	2 +	48 cm	Infini
22 cm	2 +	39 cm	1,80 m

l'image, avec les distances correspondantes de la caméra à l'écran, et avec différents réglages de mise au point.

Cette table s'applique aux caméras comportant des objectifs de distance focale normale, c'est-à-dire de l'ordre de 50 mm pour un appareil 24 x 36. Si notre caméra peut ainsi photographier les sujets à une distance de 0,60 m, nous pouvons photographier des écrans de télévision avec une image d'une diagonale de 35 cm ou davantage, et obtenir une image normale sans emploi d'une lentille d'approche. Si la distance minimale de mise au point de notre caméra est seulement de 0,90 m ou analogue, nous pouvons photographier, de la même manière, des écrans de 45 cm ou plus grands, sans emploi d'une lentille d'approche.

La visée et le cadrage n'offrent aucune difficulté, évidemment, avec les appareils reflex ; pour des appareils plus simples à viseur séparé, des précautions doivent être prises et elles sont généralement indiquées dans le manuel de votre appareil. Pour centrer l'écran sur le film, il faut incliner légèrement la caméra dans la direction du viseur ou employer un système de cadrage pour objets rapprochés.

Il est en effet, facile de réaliser un dispositif simple permettant de mesurer exactement la distance de la caméra à l'écran et de centrer l'image.

Consultons la table précédente pour déterminer s'il y a lieu, la bonnette d'approche à utiliser et la distance correspondante de la caméra à l'écran, découpons une plaque de carton de cette longueur et traçons une ligne médiane, comme on le voit sur la figure 14. La largeur de la plaque correspond à celle de l'écran du téléviseur.

Pour effectuer la prise de vue, plaçons la plaque de carton entre

l'objectif de la caméra, c'est-à-dire le centre de la bonnette d'approche et l'écran. La ligne médiane tracée sur la plaque de carton doit aboutir au centre de l'écran. On détermine ainsi avec la plus grande précision la position de la caméra, qui doit être repérée avec soin ; et il suffit d'enlever la plaque de carton pour effectuer la photographie.

Pour les photographies en couleurs, nous utiliserons, en fait, comme indiqué sur le tableau, uniquement des films pour les prises de vues en « lumière du jour », et c'est pourquoi il est bon d'adopter, comme nous l'avons indiqué plus haut, des filtres compensateurs de couleurs, parce que la sensibilité du film à l'image de télévision est différente de celle de l'œil. L'emploi de ces filtres nous amène cependant, rappelons-le, à augmenter d'un degré l'ouverture du diaphragme indiquée sur le tableau.

En principe, l'utilisation d'une caméra automatique reflex permet évidemment de simplifier l'opération, mais des précautions sont cependant à prendre, pour éviter les insuccès et, tout d'abord, parce que la luminance de l'écran de télévision est faible, de sorte que la cellule photo-électrique est faiblement excitée.

En outre, si notre caméra est trop éloignée de l'écran de télé-

vision, le champ de l'objectif comprend une zone sombre entourant l'image de télévision, de sorte qu'il ne peut en résulter qu'une indication fautive déterminant une surexposition du film.

Il faut également choisir la zone de l'image télévisée visée par l'objectif au moment du contrôle. Les meilleurs résultats sont obtenus en visant la partie la plus sombre de l'image ; comparons les expositions indiquées sur le tableau I avec les ouvertures maximales et les vitesses d'obturation les plus faibles indiquées sur les caméras automatiques, nous pouvons ainsi nous rendre compte si les caméras nous indiquent des durées d'exposition correctes.

Dans ce cas, dirigeons la caméra exactement sur l'écran du téléviseur, réglons l'ouverture de l'objectif, jusqu'à ce que la vitesse d'obturation soit réglée automatiquement à une vitesse maximale de 1/30 seconde ou inférieure, indiquée par la déviation de l'aiguille dans le viseur. Si cette vitesse est inférieure à 1/30 seconde, n'essayons pas de tenir la caméra à la main, et employons un support.

Les temps d'exposition indiqués sur le tableau I, et même les indications du système automatique du réglage de la caméra, s'il existe, ne sont évidemment pas absolument précises. Il est donc bon d'effectuer une fois pour toutes des prises de vues d'essai. Effectuons une première photographie avec le temps d'exposition indiqué sur le tableau ou par l'aiguille de la caméra, une deuxième prise de vue avec une durée d'exposition moitié, une troisième avec une durée d'exposition double. Rappelons-nous, cependant, qu'il y a une durée minimale d'obturation, et qui est de l'ordre de 1/30 seconde.

Les stations de télévision transmettent des mires d'essais en noir et en couleurs pendant une

grande partie de la journée ; la photographie de ces mires nous donnera plus facilement des indications précises sur les conditions optimales de photographie.

ET LE CINÉMA ?

Les difficultés de prise de vues animées sont évidentes, en ce qui concerne la synchronisation des cadences de prises de vues. Pour les éviter, il faut souvent utiliser des caméras spéciales ; on peut cependant, à la rigueur, obtenir des résultats satisfaisants avec une caméra comportant un objectif d'une ouverture de $F : 1,9$ et avec une cadence de 16 ou 18 images/seconde. Nous n'éviterons pas ainsi complètement la production de bandes sombres à la projection, mais elles pourront être très atténuées.

Utilisons un film Kodachrome-II lumière du jour ou Kodachrome-II type A, avec un filtre N° 85, qui est, d'ailleurs, intégré dans les caméras Super-8. En employant ces films, réglons le contrôle de luminance du téléviseur au maximum, sans perte de détail - Réglons l'ouverture de l'objectif à la valeur maximale.

Pour obtenir de bonnes images de télévision en noir et blanc, utilisons le film de type A sans le filtre N° 85. Les images en noir et blanc paraîtront un peu bleuâtres, mais sans effets trop gênants.

Avec notre caméra Super-8, nous pouvons employer un film de cinéma noir et blanc à haute sensibilité, tel que le Kodak Tri-X Reversal d'une sensibilité de 200 ASA. Certains appareils ne sont pas étudiés pour l'utilisation normale de ce film pour prises de vues ordinaires ; mais, cependant, la plupart peuvent nous donner de bons résultats, s'il s'agit d'images de télévision.

Pour cet emploi, réglons la brillance du téléviseur à sa valeur normale et, si nous avons une caméra à réglage manuel possible, essayons d'employer une ouverture de l'objectif entre $F : 2,8$ et $F : 4$, pour les images en blanc et noir et en couleurs.

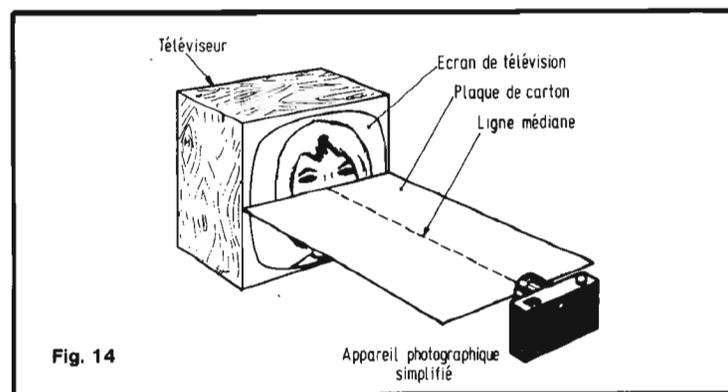


Fig. 14

Appareil photographique simplifié

MICROCAMERA

DE TELEVISION ENDOSCOPIQUE

Le L.E.P., Laboratoire d'Électronique et de Physique appliquée, organisait, il y a un peu plus de six mois une réunion de presse où était présentée une série de matériels souvent à des stades expérimentaux proches de l'industrialisation. Le Lep, c'est un ensemble de laboratoires du groupe Philips qui s'est spécialisé dans un certain nombre de domaines comme la physique des solides et des semi-conducteurs (particulièrement dans le domaine des hyperfréquences) la physique des surfaces et la technologie des tubes (vision nocturne, intensificateurs), et aussi dans le domaine de la télévision : transmission et procédés de télévision.

La micro caméra que nous avons pu voir à cette occasion méritait par son principe et sa miniaturisation que l'on s'y attarde. Vous connaissez tous, pour les avoir vues sur vos écrans de télévision les caméras de prise de vue et vous avez sans doute remarqué que leur taille était en général impressionnante. Même les plus petites caméras vidéo en noir et blanc ont un volume rarement inférieur au dm³ et, lorsqu'il faut passer à la couleur, cette taille s'accroît sensiblement.

La micro-caméra endoscopique du LEP est destinée avant tout à des applications médicales. L'endoscope est un appareil destiné à pénétrer dans le corps humain afin de permettre des examens visuels : artères, poumons, cerveau, estomac, œsophage, etc. Si l'estomac et l'œsophage ont des dimensions compatibles avec celles d'endoscopes classiques, il n'en est pas toujours de même et alors on doit faire appel à des dispositifs d'une taille

très petite, reliés par un conducteur de lumière souple à l'organe d'observation.

L'usage des endoscopes rigides est limité par leur rigidité qui les empêche de suivre les méandres des organes du corps humain. Les fibres de verre, conductrices de lumière ont permis de réaliser des endoscopes souples. Ces endoscopes ont, eux aussi, un usage limité par le diamètre de la gaine qui doit être supérieur à celui du faisceau de fibre de verre afin de satisfaire les conditions de souplesse, les fibres de verre sont relativement fragiles et il arrive qu'un certain nombre de brins se

cassent, avec, pour résultat la perte d'informations et une diminution du rendement lumineux. La longueur de ces fibres est limitée à deux mètres, sinon le prix de revient devient alors très élevé et les pertes de lumière s'accroissent considérablement.

Pour venir à bout de ces difficultés, le LEP a mis au point une caméra de télévision subminiature dont le diamètre est de 4,5 mm seulement. En fait, cette caméra se décompose en deux parties, un endoscope de plusieurs mètres de longueur terminé par cette micro-caméra, d'autre part une armoire de commande et de

traitement dont le volume est nettement supérieur. En fait de caméra, il s'agit plutôt d'un objectif « dynamique » très particulier permettant de balayer un angle solide de 200° x 55°.

L'extrémité du flexible est terminée par un embout rigide de quelques centimètres de long. A l'intérieur de cet embout sont installés deux moteurs synchrones sur lesquels sont placés des dispositifs optiques. Un conducteur de lumière (ou fibre optique) de 40 μm de diamètre va de cet embout au bloc de commande pour transmettre les images tandis que deux autres fibres auxiliai-



Photo 1 - Ce cigare est une caméra de télévision subminiature, son diamètre n'est que de 4,5 mm. Au milieu, on aperçoit la fenêtre de l'objectif. L'ensemble est relié à une gaine souple que l'on voit à la gauche du document.

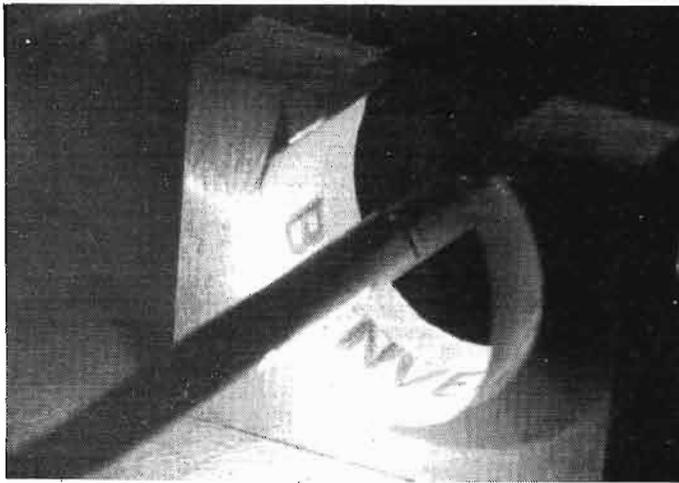


Photo 2 - La caméra endoscopique en service, ici, il ne s'agit que d'une démonstration, les lettres en couleur sont éclairées uniquement par les deux fibres optiques.



Photo 3 - Le résultat, sur l'écran du téléviseur de contrôle. L'image est en couleurs, et certaines lettres apparaissent plus claires que d'autres. On notera le développé de l'image, le rapport des dimensions est d'environ 1 sur 4.

res transmettent la lumière à partir d'une lampe placée dans le bloc principal. L'ensemble optique constitue une caméra où la décomposition de l'image, si vous préférez, le balayage, est obtenu mécaniquement.

LE BALAYAGE MECANIQUE

La figure 1 représente la coupe de la caméra. Face à la fibre optique, un miroir tournant à la vitesse de 3 000 tours par seconde. Ce miroir est entraîné par le moteur 1 qui est du type synchrone. Le miroir, en aluminium usiné au diamant fait décrire au point A un cercle qui balaie la surface interne du cylindre à examiner. Pendant ce temps, le moteur 2 tourne également, mais à une vitesse beau-

coup plus lente, sous multiple de 3 000 t/s, un prisme, monté sur une lentille assure le balayage vertical de l'image, si bien que le point A, au lieu de décrire un cercle, ce qui serait le cas avec le moteur 2 à l'arrêt, décrit une spirale balayant ainsi toute la surface à explorer. Pratiquement, les deux moteurs sont synchronisés, entre eux, d'une part et avec le balayage du tube cathodique d'autre part. Les images obtenues sont entrelacées, cette formule élimine le papillotement. Sur l'écran de télévision, la surface du cylindre est représentée à plat suivant un rectangle dont le rapport est celui des angles de lecture, c'est-à-dire environ 4 x 1.

Le moteur portant le miroir tournant à 3 000 t/s c'est-à-dire 180 000 t/mn est monté sur roulements à billes. Si l'on sait que le

diamètre de ce moteur n'est que de 3,5 mm, on s'imagine sans peine le degré de précision auquel sont parvenus les constructeurs. Inutile de dire que le prix de revient de la caméra n'a rien à voir avec celui d'une caméra ordinaire. Le miroir est réalisé dans un bloc d'aluminium et, étant donnée sa taille réduite, il a fallu lui donner une forme assurant dès la construction l'équilibrage statique et dynamique. En effet, il est mécaniquement impossible d'équilibrer un rotor de cette taille. Les enroulements des moteurs sont en fil de cuivre, il y a quatre bobines par moteur, leur champ magnétique commandé par l'armoire centrale agit sur un minuscule aimant en ferrite solidaire de l'axe.

Théoriquement, il est possible de réaliser, avec ce principe une

caméra permettant de voir le développé complet du cylindre. Il existe pourtant une limitation d'ordre mécanique et électrique. D'abord, il faut assurer une certaine robustesse à l'ensemble, cette caméra ne devant, à aucun prix, risquer de se détériorer à l'intérieur du corps humain, avec les conséquences désastreuses que cela pourrait avoir sur la vie du patient. D'autre part, il fallait faire passer les fils d'alimentation du moteur derrière la fenêtre. Ce moteur a posé d'autres problèmes comme celui de refroidissement. Pas question de faire chauffer cet embout, le corps humain est en effet sensible à la moindre variation de température. D'autre part, le faible diamètre du flexible empêche tout transport de refroidissement. De plus, une fuite dans ce flexible libérerait un gaz

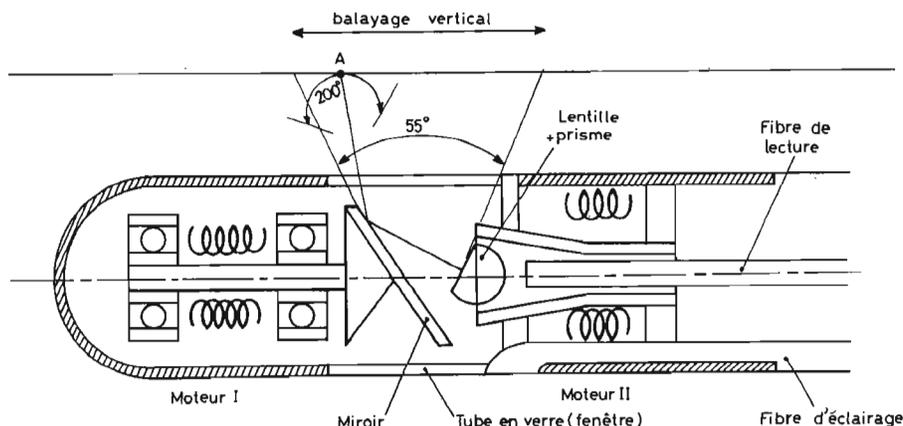


Fig. 1

qui serait difficilement toléré par le corps. Pour éviter un échauffement excessif dû aussi bien au passage du courant qu'aux frottements, on a préféré pousser les recherches sur les roulements afin de réduire les frottements donc les pertes. Le moteur de balayage vertical tourne moins vite, il pose donc moins de problèmes de température. Ce moteur est monté sur rubis, son axe est creux afin de permettre le passage de la fibre de transmission de l'image. L'éclairage est fourni par deux fibres optiques situées de part et d'autre du moteur 2. Ces fibres sont éclairées par une lampe à vapeur de mercure à haute pression installée dans l'armoire de commande.

La portée de l'éclairage est d'environ 3 cm, ce qui correspond sensiblement à la profondeur de champ de l'objectif, car on comprendra sans peine qu'il est impossible d'effectuer le moindre réglage à l'extrémité de la sonde.

L'ARMOIRE DE COMMANDE

L'armoire de commande se subdivise en plusieurs parties. L'abord une section alimentation, cette section existe dans tous les appareils électroniques. Il y a ici une section chargée de fournir l'énergie à la lampe à vapeur de mercure, et plusieurs sources de tensions destinées aux photo-multiplieurs et aux moteurs de la caméra.

La base de temps de la caméra assure deux fonctions. Elle distribue au (ou aux) téléviseur(s) de visualisation des signaux de balayage synchronisés avec la tension d'alimentation des moteurs. Cette synchronisation est indispensable pour assurer la cohérence de l'image. Balayage horizontal et vertical doivent également être en phase, chaque fois que l'on commence le balayage d'une image, le point vu par la caméra doit toujours être situé, géographiquement, au même endroit. La caméra utilise deux moteurs synchrones, comme nous l'avons vu. Il n'est pas question d'établir en quelques centièmes de secondes la tension aux bornes des enroulements de ces moteurs ; bien que leur taille soit petite, ces moteurs sont doués d'une certaine inertie, il faut leur envoyer un signal à fréquence variable, d'abord lente, puis plus rapide jusqu'à l'établissement

d'un régime permanent ou chaque valeur de la tension d'alimentation du moteur correspondra à une position déterminée du rotor. Il n'y a donc pas simplement une relation entre la fréquence d'alimentation du moteur et sa vitesse à maintenir constante mais aussi une relation de phase entre cette tension et la position du rotor.

Une autre partie de l'armoire de commande traite le faisceau lumineux reçu par l'intermédiaire de la fibre optique. Ce faisceau est recueilli par trois tubes photo-multiplieurs qui reçoivent chacun l'une des composantes, bleue, verte, ou rouge du faisceau reçu. Ces trois composantes sont sélectionnées par des filtres. Les tensions recueillies par ces tubes fournissent les informations RVB qui sont alors transmises aux trois wehnelts d'un tube cathodique trichrome, il n'est pas nécessaire d'effectuer de codage, en SECAM par exemple, le tube du téléviseur de contrôle permettant de traiter immédiatement ces trois informations. Par contre, si l'on désire retransmettre ces images, dans un amphithéâtre par exemple, il peut être intéressant de coder ces informations. Les tubes photo-multiplieurs sont là pour amplifier la faible quantité de lumière reçue. En effet, si la lampe à vapeur de mercure a une puissance de plusieurs centaines de watts, sa lumière est étalée sur une surface de plusieurs centimètres carrés. Deux atténuations sont apportées par les fibres optiques, l'une à l'aller, l'autre lors du trajet de retour. Du fait du balayage de la surface, la quantité de lumière qui atteint la surface de la fibre optique est très faible. Il est donc nécessaire d'amplifier le signal de sortie. Autre source d'atténuation de la lumière, sa division en trois couleurs fondamentales. Le passage au travers du filtre s'effectue en effet avec des pertes à chaque fois.

Chaque tube photo-multiplieur reçoit les quelques photos restant après ce long trajet. Il les change en électrons qui sont amplifiés pour donner naissance à une tension qui à son tour polarise les grilles du tube cathodique.

Les utilisations de cette caméra endoscopique sont nombreuses. Trois types d'expériences in-vivo ont été effectuées dans des domaines où les fibroscopes (ou endoscopes) classiques sont difficiles à utiliser.

En cardiologie par exemple, la caméra a été recouverte d'un doigtier de latex très fin, du dia-

mètre de la caméra. Ce doigtier est gonflé à l'air à partir d'un tube de téflon. Une fois introduit dans la veine fémorale d'un chien, la caméra est poussée, et l'on gonfle le ballon qui chasse le sang et s'applique contre les parois de la veine. La paroi apparaît en blanc, les veines collatérales comme des disques rouge sombre. Il est possible, en poussant plus avant la caméra de remonter jusqu'à l'oreillette où les mouvements du cœur rendent cependant l'observation plus difficile. Une fois l'image obtenue, il reste encore son interprétation, il ne suffit pas de disposer d'un appareil très perfectionné, il faut encore apprendre à s'en servir, et aussi à localiser avec précision l'endroit où se trouve la caméra.

En neurologie, des expériences ont été effectuées à l'hôpital de la Salpêtrière, dans le service du professeur Lebeau. Ces expériences, ont permis, une fois la boîte crânienne ouverte, d'explorer les régions qui doivent être opérées. C'est ainsi qu'on a pu introduire la caméra entre la boîte crânienne et

les méninges et repérer des hématomes éloignés de l'ouverture. Dans d'autres expériences, la caméra a été descendue dans un puit pratiqué jusqu'aux ventricules ce qui a permis l'observation de différentes zones de ces ventricules.

En obstétrique également, des expériences ont été réalisées à la clinique Marignan dans le service du docteur Henry. Les patientes qui subissaient des accouchements déclenchés ont été examinées avec l'endoscope quelques heures avant l'accouchement, dès que les premiers signes se manifestaient.

Le catheter est introduit, à partir du col de l'utérus entre la paroi utérine et le sac foetal. Celui-ci est translucide et même parfois transparent, ce qui permet d'observer le fœtus. Grâce au champ horizontal étendu, il a été possible de voir les oreilles et les cheveux. On a pu également détecter des cas où le cordon ombilical était enroulé autour du cou de l'enfant, ce qui n'avait jamais été fait.

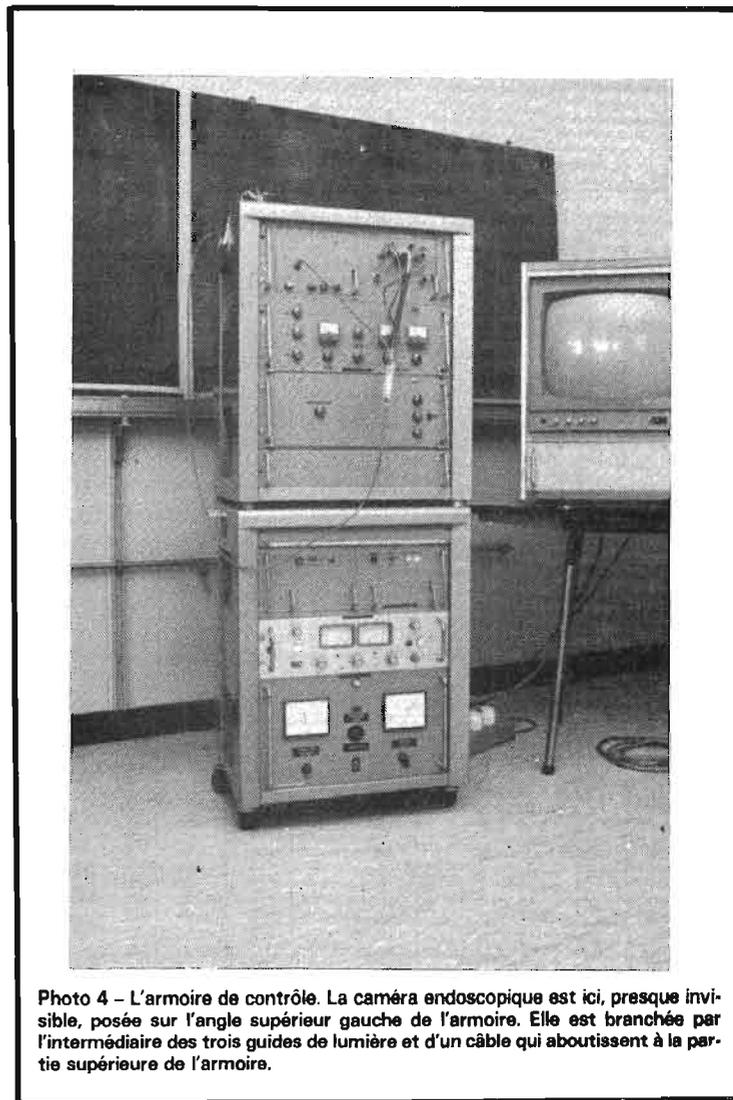


Photo 4 - L'armoire de contrôle. La caméra endoscopique est ici, presque invisible, posée sur l'angle supérieur gauche de l'armoire. Elle est branchée par l'intermédiaire des trois guides de lumière et d'un câble qui aboutissent à la partie supérieure de l'armoire.

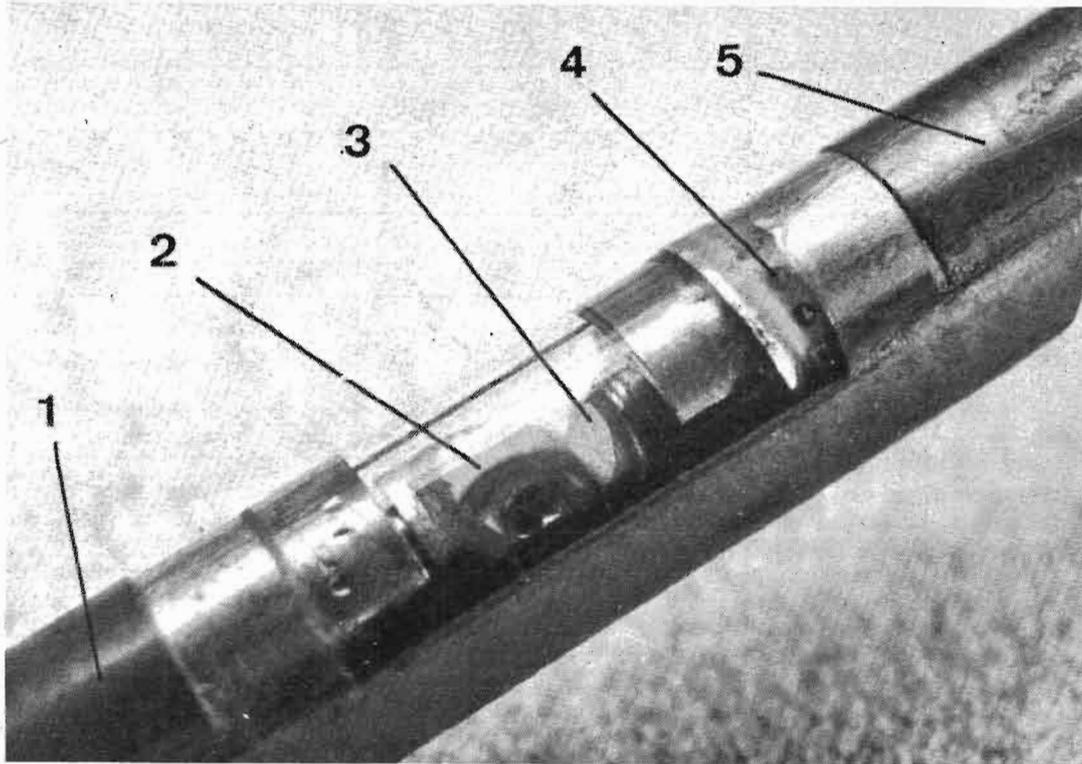


Photo 5 - Vue, très grossie, de la caméra, en 1 : le moteur rapide, celui qui tourne à 3 000 tours par seconde. En 2, on voit le miroir argenté dans lequel se reflète le prisme du second moteur. En 3 nous avons le prisme de déviation verticale qui est collé sur une lentille invisible sur ce document. Les fibres d'éclairage débouchent en 4 par une série d'ouvertures. La partie arrière ; en 5. dissimule le moteur synchrone de balayage vertical.

D'autres applications, dans le domaine industriel sont également possible, elles sont sans doute moins spectaculaires que celle de la médecine.

Si l'endoscope était autrefois un appareil exclusivement optique, l'électronique, les possibilités d'amplification de la lumière, la télévision, la mécanique de précision ont permis de pousser les perfectionnements de cet outil d'examen à un degré qu'il était difficile d'imaginer auparavant. Cet appareil n'est à l'heure actuelle qu'à un stade expérimental, le travail du LEP était de mettre au point l'appareil en collaboration avec les services des hôpitaux, l'industrialisation suivra, il faudra alors apprendre à exploiter les possibilités de cette merveilleuse caméra à la miniaturisation si poussée. Le voyage à l'intérieur du corps humain devient réalité.

Type	Puis. VA	Tens. au sec. V	Cour. au sec. A	Dimensions Ø mm:Ht mm		Poids kg
6031	15	10	1,5	60	33	0,33
6001	15	15	1,0	60	33	0,33
6002	15	30	0,5	60	33	0,33
6042	15	2x6	1,25	60	33	0,33
6033	15	2x10	0,75	60	33	0,33
6038	15	2x12	0,62	60	33	0,33
6020	15	2x15	0,5	60	33	0,33
6046	15	2x18	0,41	60	33	0,33
6032	30	10	3,0	72	34	0,50
6003	30	24	1,25	72	34	0,50
6004	30	30	1,0	72	34	0,50
6043	30	2x6	2,5	72	34	0,50
6034	30	2x10	1,5	72	34	0,50
6021	30	2x15	1,0	72	34	0,50
6047	30	2x18	0,83	72	34	0,50
6005	50	24	2,1	82	37	0,66
6006	50	35	1,4	82	37	0,66
6039	50	110	0,45	82	37	0,66
6044	50	2x6	4,1	82	37	0,66
6041	50	2x10	2,5	82	37	0,66
6022	50	2x15	1,6	82	37	0,66
6023	50	2x20	1,25	82	37	0,66
6007	80	15	5,3	95	38	1,05
6008	80	24	3,3	95	38	1,05
6009	80	35	2,3	95	38	1,05
6010	80	42	1,9	95	38	1,05
6045	80	2x6	6,6	95	38	1,05
6048	80	2x18	2,2	95	38	1,05
6024	80	2x22	1,8	95	38	1,05
6025	80	2x30	1,3	95	38	1,05
6011	120	24	5,0	95	47	1,25
6012	120	42	2,8	95	47	1,25
6035	120	110	1,0	95	47	1,25
6049	120	2x18	3,3	95	47	1,25
6026	120	2x22	2,7	95	47	1,25
6027	120	2x30	2,0	95	47	1,25
6013	160	24	6,7	115	42	1,6
6014	160	42	3,8	115	42	1,6
6015	160	54	2,9	115	42	1,6
6050	160	2x18	4,4	115	42	1,6
6028	160	2x22	3,6	115	42	1,6
6040	160	2x30	2,6	115	42	1,6
6016	225	24	9,4	115	50	2,0
6017	225	60	3,7	115	50	2,0
6036	225	110	2,0	115	50	2,0
6029	225	2x30	3,7	115	50	2,0
6018	300	24	12,5	115	60	2,5
6019	300	60	5,0	115	60	2,5
6037	300	110	2,7	115	60	2,5
6030	300	2x30	5,0	115	60	2,5

TRANSDUKTOR et SANKEN for Kit's Men

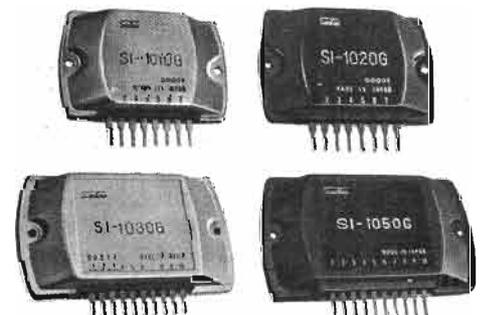
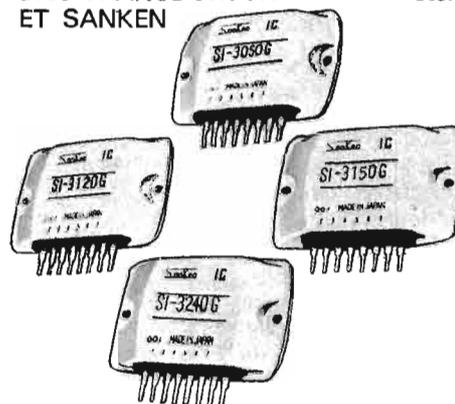


TRANSFORMATEURS TOROÏDAUX

FOURNIS AVEC 1 RONDELLE MÉTALLIQUE ET 1 RONDELLE EN CAOUTCHOUC - TENSION EN PRIMAIRE 220 V.

Fabriquez vous-même votre Alimentation Stabilisée, compacte, fiable, économique avec TRANSDUKTOR ET SANKEN

Fabriquez vous-même votre Ampli mono-stéréo - quadri avec SANKEN



DOCUMENTATION TECHNIQUE ET COMMERCIALE CHEZ :

tradelec

9, Av. de la porte de la Plaine - 75015 PARIS - tél.: 531.51.37

AU FESTIVAL DU SON ET AU SALON DES COMPOSANTS Allée 7 - Stand 56

Niveau 1 - Allée Grieg - Stand 153

APPLICATIONS des TEMPORISATEURS NE 555 et NE 556

DANS cette seconde partie de notre article traitant des circuits temporisateurs Signetic NE555 et NE556, nous donnerons la description des montages de base et des applications dans divers domaines de l'électronique.

MONTAGES DE BASE : MONOSTABLES

Commençons avec le monostable non déclenchable dont le schéma est donné à la figure 1 du présent article.

Le CI est un 555 auquel correspondent les numéros des broches (boîtier 8 broches).

CARACTERISTIQUES

Durée minimale garantie : 1 μ s.
Durée maximale : 1 heure.
Tension d'alimentation : + 5 à + 15 V.

C'est pour cette application que le circuit a été conçu. Il ne pose aucun problème jusqu'à quelques dizaines de minutes. Au-delà la réalisation du réseau RC devient délicate.

APPLICATIONS

Mise en forme d'impulsions ; temporisation.

INTERET

Faible encombrement, grande stabilité, courant de sortie élevé (200 mA).

Un monostable déclenchable est représenté à la figure 2A et il a les mêmes caractéristiques que le précédent.

CALCUL DE LA DUREE DE TEMPORISATION

On a $T = 1,1 RC$ avec T en secondes, R en ohms et C en farads ou, encore T en secondes, R en M Ω et C en μ F.

On pourra aussi se servir de la figure 2B.

OSCILLATEUR

La capacité C se charge à travers les résistances R_A et R_B et se décharge à travers R_B .

La tension V_C aux bornes du condensateur varie de $2/3 V_{CC}$ à $1/3 V_{CC}$ qui sont les deux seuils de basculement du circuit.

La figure 3B est un abaque permettant de déterminer rapidement la fréquence F d'oscillation. Elle peut également être calculé par la formule :

$$1/F = T = 0,693 (R_A + R_B) \cdot C$$

La figure 3C montre la forme des signaux de sortie.

Le rapport cyclique est donné par la formule :

$$D = \frac{R_B}{R_A + 2 R_B}$$

APPLICATIONS

(a) générateurs d'horloge,
(b) oscillateurs à rapport cyclique ajustable.

INTERET

(a) faible encombrement pour de très basses fréquences ;

(b) grande stabilité de la fréquence ;

(c) compatibilité TTL pour $V_{CC} = 5 V$;

(d) compatibilité CMOS ;

(e) fort courant de sortie.

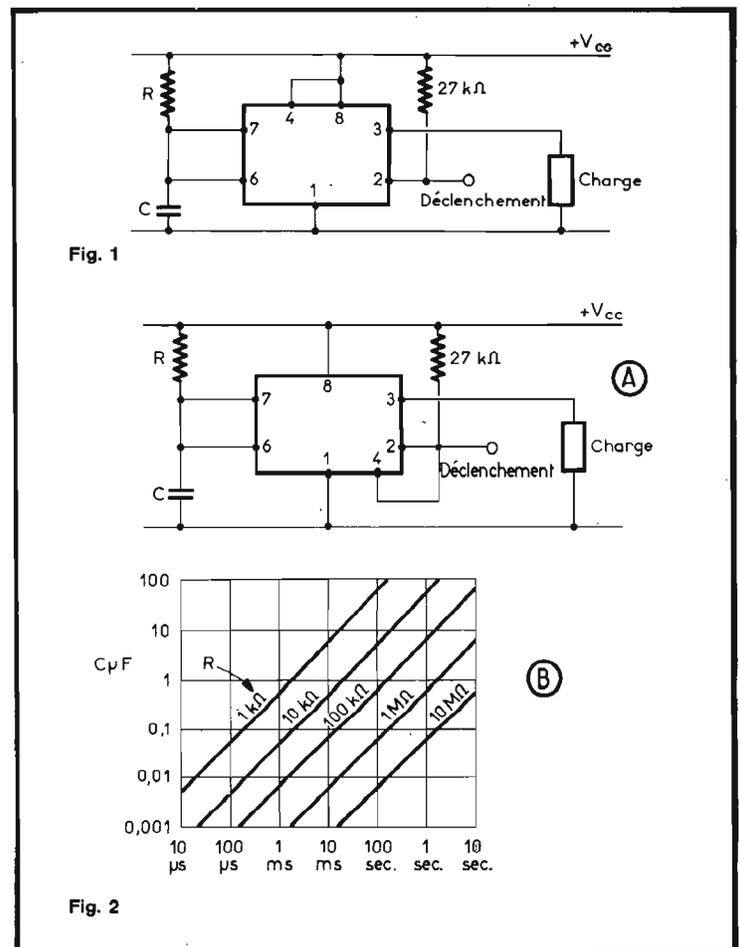
REMARQUES

1) La tension V_C varie entre $2/3$ et $1/3$ de V_{CC} . Lorsque l'oscillateur démarre, la capacité est déchargée et se charge de 0 à $2/3$ de V_{CC} .

2) C'est la raison pour laquelle la première période est plus longue que les suivantes. Ceci est vrai aussi bien à la mise sous tension que lors de l'utilisation de la borne (4) de remise à zéro pour inhiber l'oscillateur.

3) La fréquence maximale qu'on peut atteindre est de 200 kHz. Au-delà, la dérive thermique devient importante.

4) La dérive thermique donnée



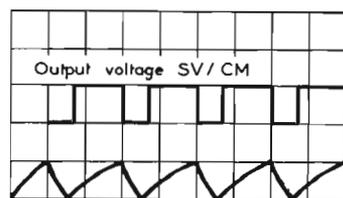
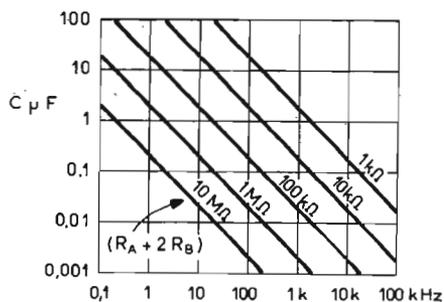
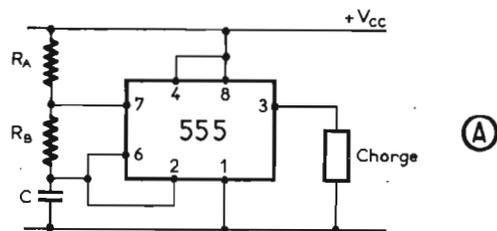


Fig. 3

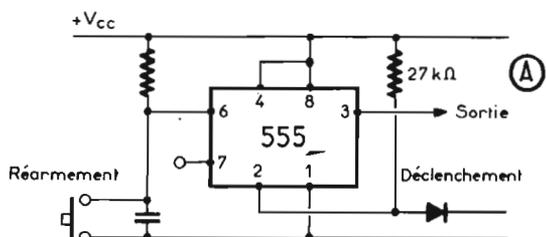
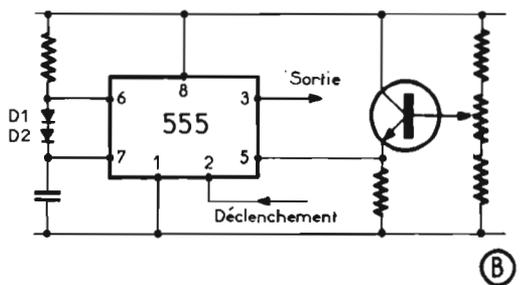


Fig. 5



dans les caractéristiques électriques concerne le monostable et non l'oscillateur.

MONOSTABLE DE SECURITE

En milieu fortement parasité on peut craindre un redéclenchement intempestif du monostable par un parasite : secteur, moteur, relais, etc.

Lorsqu'on désire une sécurité absolue il suffit de ne pas connecter la borne (7) du 555. Dans ce cas, la capacité C n'est pas déchargée en fin de temporisation et le cycle ne peut pas recommencer (voir fig. 4).

Le redéclenchement se fait en déchargeant la capacité à l'aide d'un dispositif extérieur (interrupteur, transistor, relais, etc.).

La sortie est au niveau haut dès la fermeture de l'interrupteur, mais la temporisation ne commence qu'à l'ouverture de l'interrupteur.

La durée totale de l'impulsion est donc fonction de l'impulsion de commande.

Comme précédemment il faut s'assurer que l'impulsion de commande est assez longue pour décharger complètement le condensateur.

D'autres schémas sont utilisables pour remplir cette fonction.

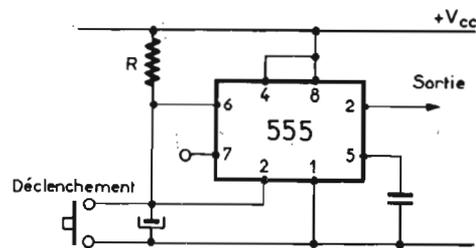


Fig. 4

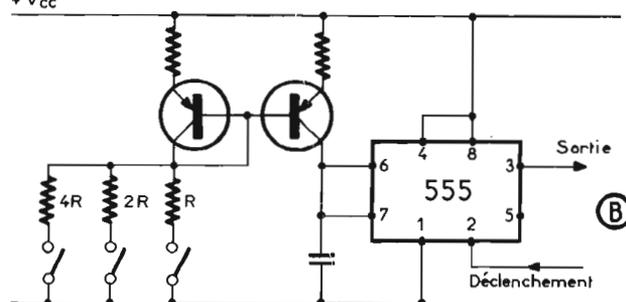
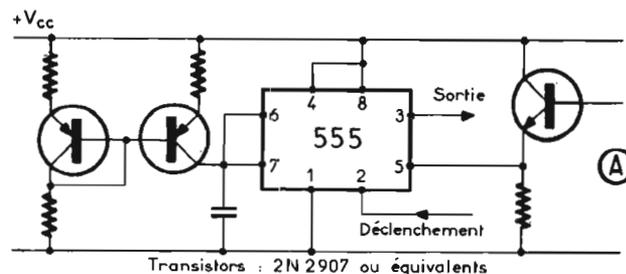


Fig. 6

MONOSTABLES A REARMEMENT

Un montage de ce genre est donné à la figure 5(A).

La borne (2) ne peut agir que si le condensateur a été préalablement déchargé.

La diode en série avec la borne (2) évite toute difficulté de fonctionnement en empêchant que cette borne ne soit portée à un potentiel trop proche de la masse alors que la borne (6) est à + Vcc.

COMMANDE EN TENSION ET PROGRAMMATION DE LA LARGEUR D'IMPULSIONS

En modifiant la tension de référence interne par l'intermédiaire de la borne (5) on modifie la largeur de l'impulsion de sortie (voir fig. 5B).

La largeur d'impulsion est fonction de Vcc d'où la nécessité d'une alimentation très stable.

La relation entre la tension appliquée et la largeur de l'impulsion n'est pas linéaire, la charge de la capacité ne l'étant pas.

Les deux diodes D1 et D2 sont facultatives mais permettent

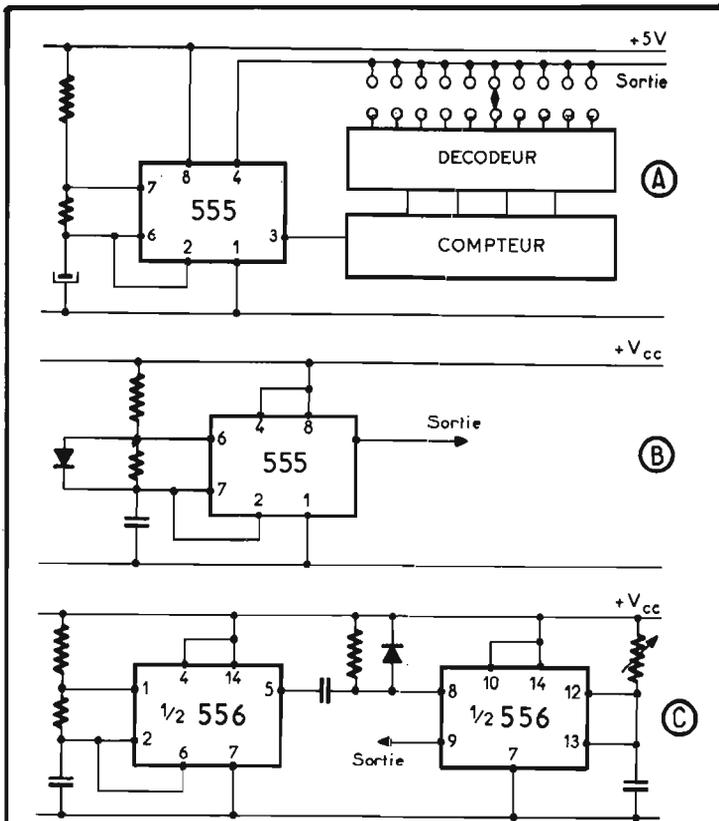


Fig. 7

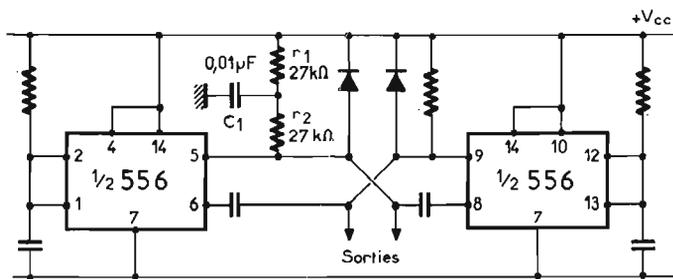


Fig. 8

d'obtenir des impulsions de très faible largeur en compensant les jonctions base/émetteur de l'étage d'entrée, d'où une plus grande excursion.

En remplaçant la résistance par une source de courant la charge du condensateur devient linéaire (voir fig. 6A).

La relation entre la tension de commande et la largeur d'impulsion est alors linéaire.

Ce montage trouve une application immédiate dans le codage d'un signal par modulation de la largeur d'impulsion.

Le montage de la figure 6B montre un exemple de programmation digitale de la largeur d'impulsion. Elle est obtenue en programmant la source de courant à l'aide d'un circuit extérieur.

On peut utiliser des interrupteurs, des transistors, des relais, des portes à collecteur ouvert, etc.

MONOSTABLES DE TRES LONGUE DUREE

Au-delà de 10 à 15 mn, la réalisation du réseau (R, C) devient délicate : encombrement et prix prohibitifs des composants ; réglages difficiles parce que demandant trop de temps ; sensibilité élevée aux parasites.

On peut réaliser à meilleur compte des durées extrêmement élevées en associant un 555 monté en oscillateur TBF et un compteur classique comme l'indique la figure 6C.

L'impulsion « Load » fait apparaître en sortie du compteur le mot 0001. L'oscillateur fonctionnera jusqu'à ce que la sortie D revienne à 0.

A ce moment-là, la borne (4) de remise à zéro du 555 inhibe l'oscillateur.

AVANTAGES

- Faible encombrement.
- Composants standard.
- Possibilité d'atteindre des durées de plusieurs jours en augmentant le nombre d'étages du compteur.
- Réglage de la durée par mesure de la fréquence de l'oscillateur, ce qui peut se révéler expérimentalement un avantage décisif.
- Possibilité de connaître le temps écoulé en examinant l'état du compteur.

Les inconvénients sont : alimentation 5 V spéciale, sortie TTL à faible capacité en courant.

Une version programmable est donnée à la figure 7A.

AUTRES OSCILLATEURS

Le montage classique peut ne pas convenir dans certaines applications. On peut, alors, le modifier de différentes manières selon les résultats désirés.

Dans le cas du montage de la figure 7B, la diode court-circuite R_B pendant la charge.

Ce montage possède des temps de charge et de décharge indépendants.

OSCILLATEUR A FREQUENCE FIXE ET RAPPORT CYCLIQUE VARIABLE

La fréquence de récurrence est déterminée par l'oscillateur, le rapport cyclique par le monostable.

Noter que si le monostable est non redéclenchable et si sa durée de temporisation est supérieure à la période de l'oscillateur le monostable se comportera comme un diviseur de fréquence.

Un tel montage est d'ailleurs parfaitement utilisable soit en diviseur de fréquence, soit en détecteur de seuil de fréquence (voir fig. 7C).

MONOSTABLES REBOUCLES EN OSCILLATEUR

Le montage de la figure 8 assure le maximum de stabilité en température et, d'autre part, évite que la première période ne soit plus longue que les suivantes.

Il possède l'inconvénient d'avoir un état parfaitement stable lorsque les deux sorties sont

simultanément à l'état bas. Cette configuration normalement interdite en fonctionnement se produit à la mise sous tension en particulier si on utilise un 556, dont les deux moitiés sont identiques.

Le réseau R_1, R_2, C_1 assure le démarrage à la mise sous tension en mettant l'un des monostables en positions « charge ».

L'oscillateur démarre dans un état préférentiel.

SEQUENCEURS

Avec le montage de la figure 9A on bénéficie des avantages suivants :

- (a) les réglages des durées des séquences sont indépendants ;
- (b) en rebouclant la sortie C sur l'entrée de déclenchement, on obtient une horloge multiphase ;
- (c) le nombre des séquences peut être très élevé.

REMARQUE : les quadruples monostables Signetics 553 et 554 sont plus particulièrement adaptés à cette fonction et conduisent à des schémas plus simples et plus économiques. Ils feront l'objet d'un autre article. La forme des signaux est donnée à la figure 9B.

Il est possible d'interrompre le cycle dans une configuration comme celle de la figure 9C.

Le transistor T ne peut agir que pendant la charge de la capacité C.

Le cycle s'arrêtera donc à cette séquence si T est saturé ; et reprendra au début de cette même séquence lorsque T sera à nouveau bloqué.

Un tel dispositif est particulièrement intéressant dans les systèmes de sécurité.

MONTAGES ASSOCIES AUX MOTEURS

Voici à la figure 10A le schéma d'un variateur de vitesse pour moteurs à courant continu.

La diode D_1 rend la durée de la décharge, donc le temps durant lequel le transistor T est bloqué et le moteur non alimenté, fixe.

Le potentiomètre permet de faire varier la durée de la charge, donc le temps durant lequel le moteur est sous tension. C'est en somme une alimentation à découpage.

V_{cc} peut varier de +5 à +15 V. Ce montage remplace un rhéostat et peut être optimisé pour une faible consommation.

En fixant à l'aide d'une diode zener par exemple, la tension de

référence on améliore de façon très importante la stabilité de la vitesse en fonction de la tension d'alimentation. Ceci est intéressant pour alimenter un moteur sur piles.

Nous ne donnons pas de schéma pour cette utilisation, l'optimisation ne pouvant se faire qu'à partir des caractéristiques du moteur.

ASSERVISSEMENT DE LA POSITION D'UN MOTEUR

Le moteur est monté entre les deux sorties des monostables (A) et (B). Le sens de rotation dépend du signe de $T_{(A)} - T_{(B)}$ (voir fig. 10B).

La vitesse dépend de la valeur absolue de $T_{(a)} - T_{(b)}$. D'autre part, le moteur est mécaniquement couplé à un potentiomètre (rotatif ou rectiligne) placé dans le circuit de temporisation de (B).

Une horloge, constituée d'un 555, déclenche simultanément les deux monostables, le couplage du moteur au potentiomètre est fait pour que les constantes de temps $T_{(A)}$ et $T_{(B)}$ tendent à devenir identiques. Lorsque $T_{(A)} = T_{(B)}$, le moteur n'est pas alimenté et sa position ne varie pas.

DETECTION DE SEUILS

Les comparateurs inclus dans les 555 et les 556, peuvent être utilisés pour détecter des seuils. Le bistable interne assure la mise en mémoire.

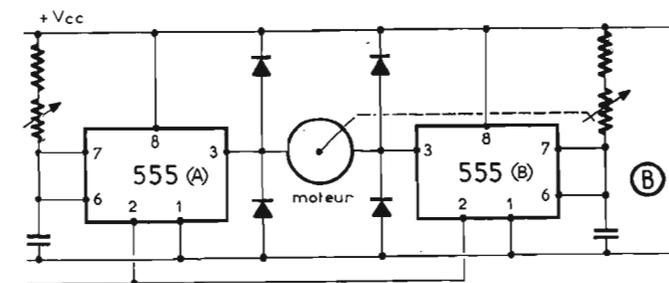
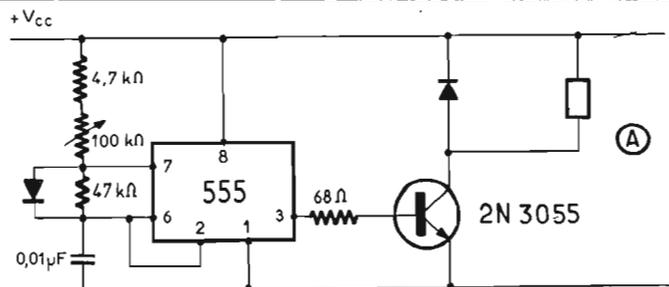


Fig. 10 Signal d'horloge

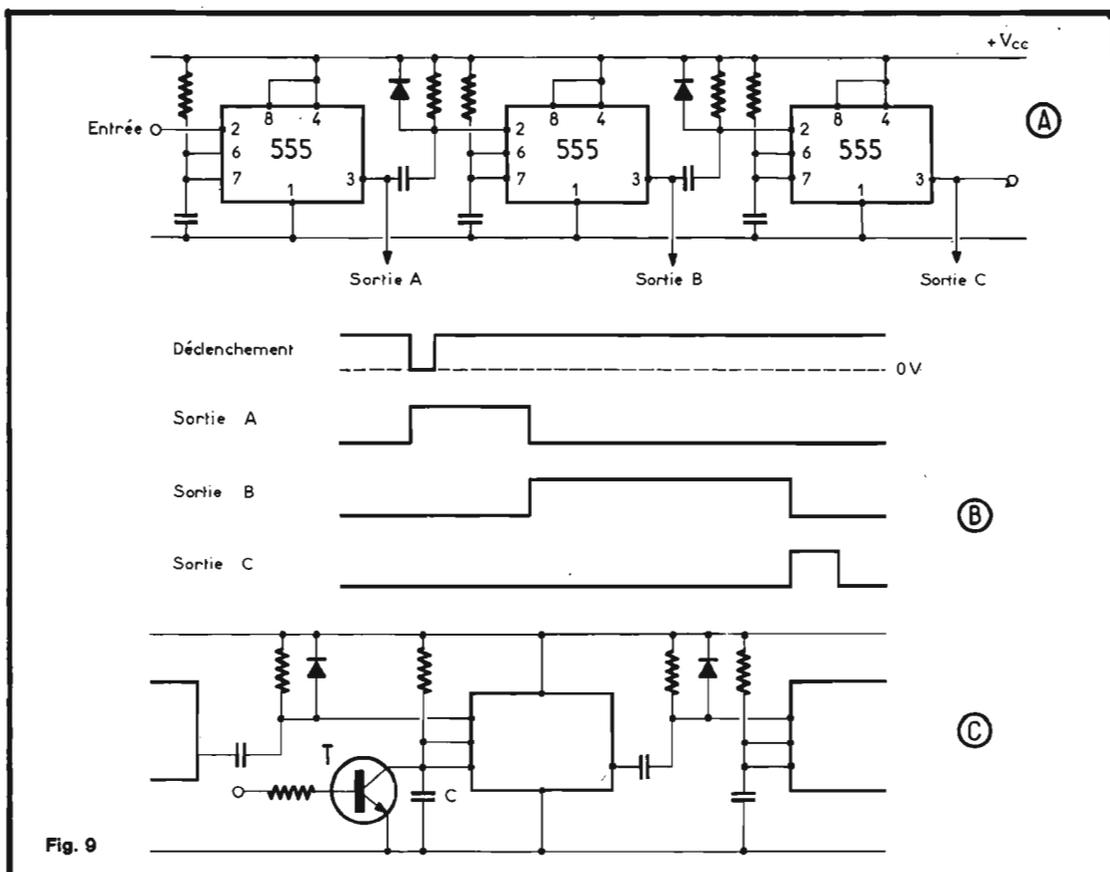


Fig. 9

Dans le cas du montage de la figure 11A, on obtient un cycle d'hystérésis, comme celui indiqué par la figure 11B. Ce cycle peut être ajusté en faisant varier le rapport R_A/R_B connectée au point 6 du 555 de la figure 12A.

Un disjoncteur peut être réalisé avec un 555 en adoptant le schéma de la figure 12B. Si la tension sur la borne (6) dépasse la tension de référence (qui peut d'ailleurs être réglée en agissant sur la borne (5) la sortie (3) revient

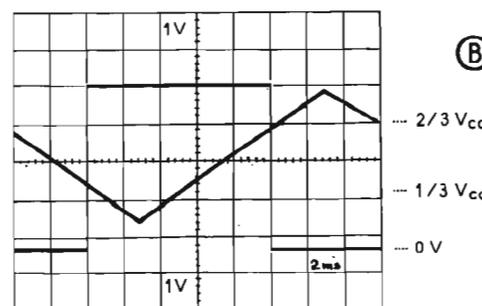
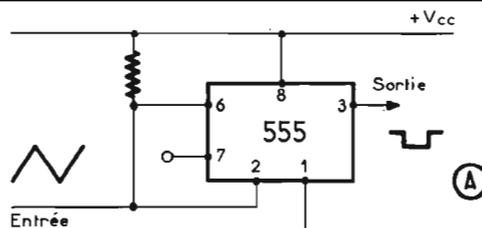


Fig. 11

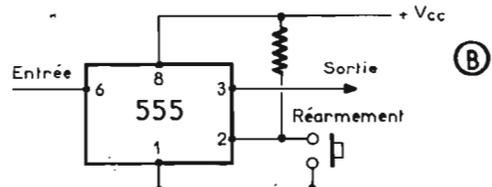
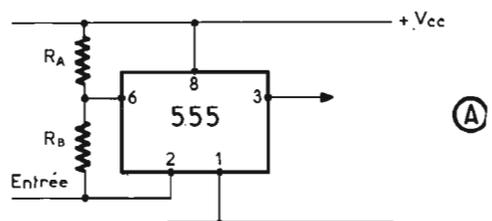


Fig. 12

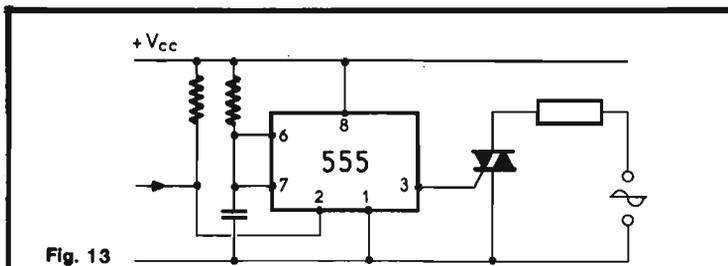


Fig. 13

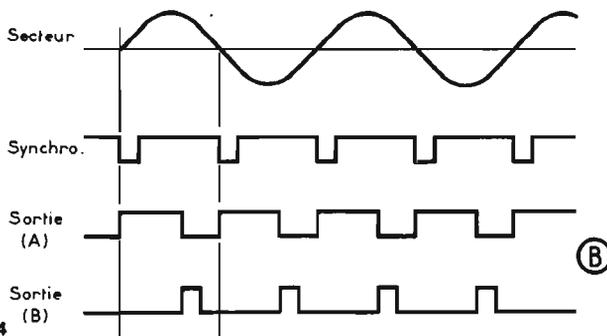
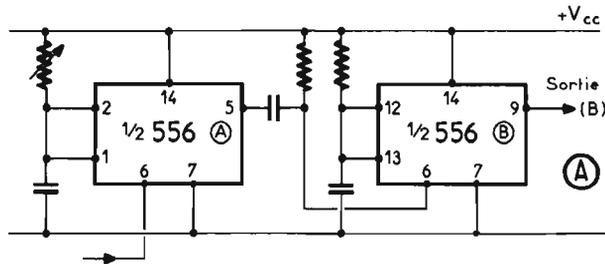


Fig. 14

à zéro. Le réarmement se fait en ramenant la borne (2) à la masse à l'aide du bouton-poussoir « réarmement », à droite et en bas du schéma.

APPLICATIONS AVEC THYRISTORS

Pour la commande directe des thyristors, la sortie du 555 peut être utilisée, en faisant appel au schéma de la figure 13.

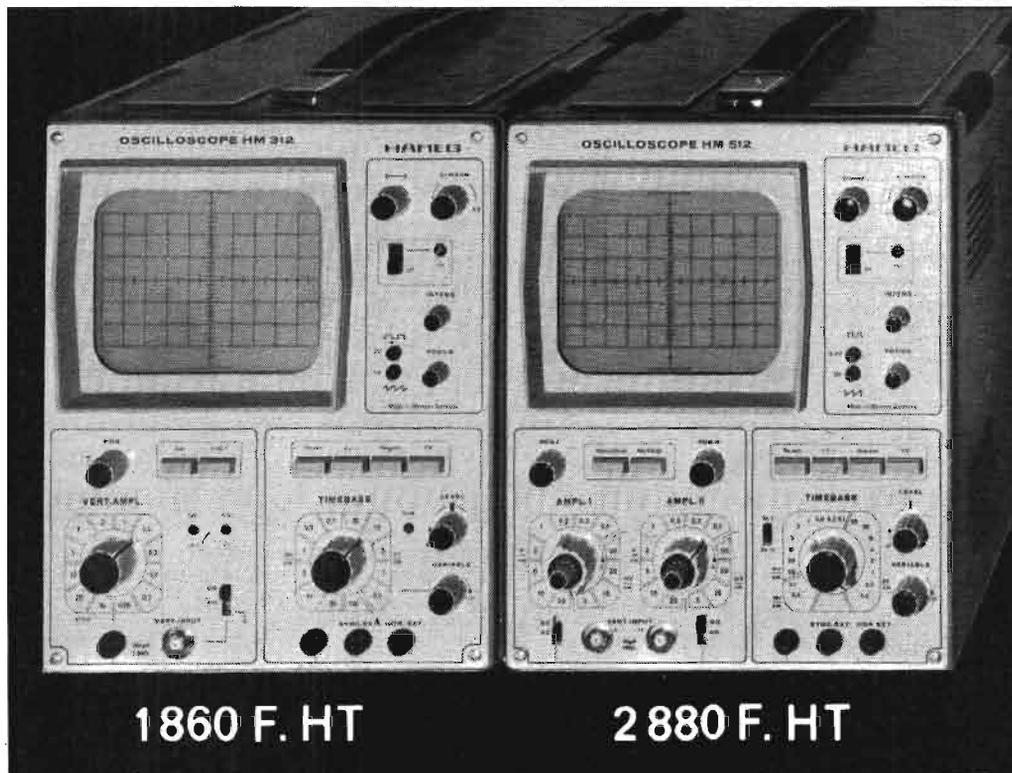
Il convient cependant d'observer toutes les précautions habituelles d'isolement et de protection pour éviter soit des accidents, soit la destruction du 555. Par ailleurs, le 555 peut aussi remplacer le classique comparateur à rampe de la figure 14A dont les formes des signaux sont données par la figure 14B.

Bien qu'on puisse donner mille fois plus d'exemples d'applications de ce monostable, nous nous arrêtons ici en espérant avoir éveillé l'intérêt de nos lecteurs sur les possibilités du 555 ou du 556 (= deux 555).

D'autres exemples ont été publiés, en particulier dans des

revues américaines et qui ont été reproduits dans la presse française. Rappelons pour finir que le laboratoire d'applications de Signetics reste à la disposition des utilisateurs qui éprouveraient quelque difficulté dans la mise en œuvre de ces produits.

F. JUSTER



1860 F. HT

2 880 F. HT

OSCILLOSCOPE HM 312

Amplificateur Y : 0 - 15MHz
Sensibilité max. 5mV_{cc}/cm
Base de Temps : 0,3s - 60ns
Tube cathodique avec 2KV

OSCILLOSCOPE HM 512

Amplificateur Y : 2x0-20MHz
Sensibilité max. 5mV_{cc}/cm
Base de Temps : 0,5s - 40ns
Tube cathodique avec 4,5KV

Les plus vendus
de notre gamme

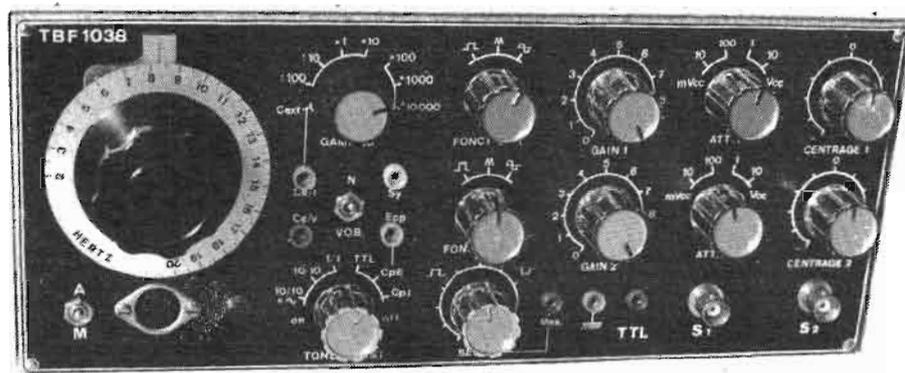
2 oscilloscopes
avec un rapport
qualité/prix
unique

documentation sur demande

HAMEG
FRANCE

Attention : Nouvelle Adresse :
7 et 9, avenue de la République
94800 VILLEJUIF - Tél 7263544

Un générateur de fonctions B.F.



le TBF 1038

(Suite voir N° 1490)

NOUS ne prétendons pas passer en revue toutes les applications possibles du TBF 1038, la grande versabilité de l'appareil permettant des travaux très divers. Nous nous contenterons donc d'en décrire quelques-unes, en approfondissant, à l'occasion, tel ou tel point nous semblant intéressant.

Chaque forme d'onde a évidemment ses applications spécifiques : nous les envisagerons à tour de rôle.

1. LES SIGNAUX SINUSOÏDAUX

a) **Normaux.** Le gros avantage du TBF1038 est qu'il nous garantit ces signaux à une amplitude parfaitement constante de 0,02 Hz à 200 kHz. En effet, cette amplitude est définie d'une part par les seuils des comparateurs du 8038BC et d'autre part par les niveaux du conformateur de ce même circuit. La large bande pas-

sante des LM318 et LM310 permettant une transmission sans atténuation mesurable. Nous disposons donc d'une bonne référence en amplitude, cette référence étant de plus garantie par une impédance de sortie très basse, en gammes 10 mVcc et 100 mVcc (2,5 Ω et 25 Ω) donc presque totalement insensible aux charges normales que nous pourrions y connecter.

Une remarque importante : il faudra se méfier des liaisons entre

le TBF1038 et les circuits à tubes alimentés en haute tension. En effet, si l'atténuateur de sortie est en position 10 Vcc, la borne S₁ (ou S₂) est reliée directement à la sortie du LM318. Il suffirait donc d'une liaison capacitive pour détruire ce circuit, à l'instant de la connexion, si la résistance R de la figure 45 est de faible valeur. Bien que l'on ne voit pas très bien l'utilité du branchement de la figure, il est toujours possible, sans le vouloir, de se trouver dans un cas

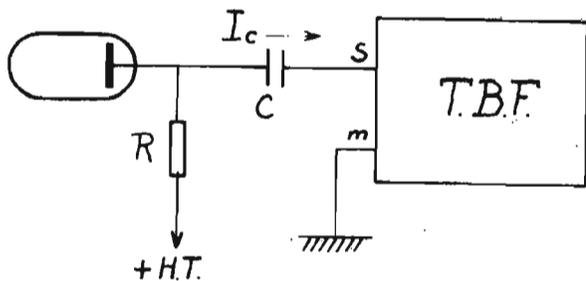


Fig. 45 - « Les liaisons dangereuses ».

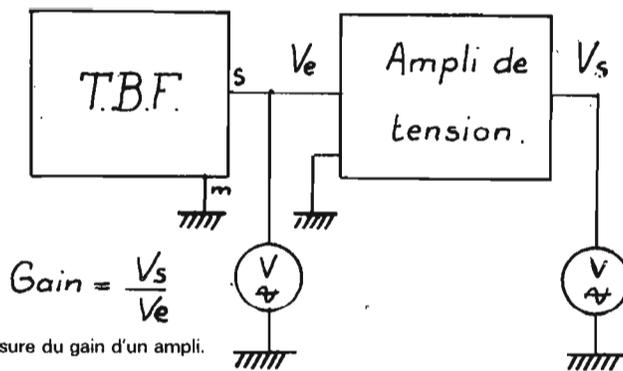


Fig. 47 - Mesure du gain d'un ampli.

$$\text{Gain} = \frac{V_s}{V_e}$$

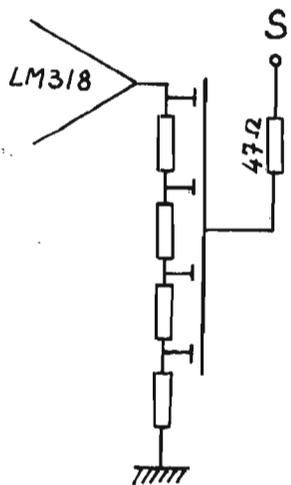


Fig. 46 - Protection du LM 318.

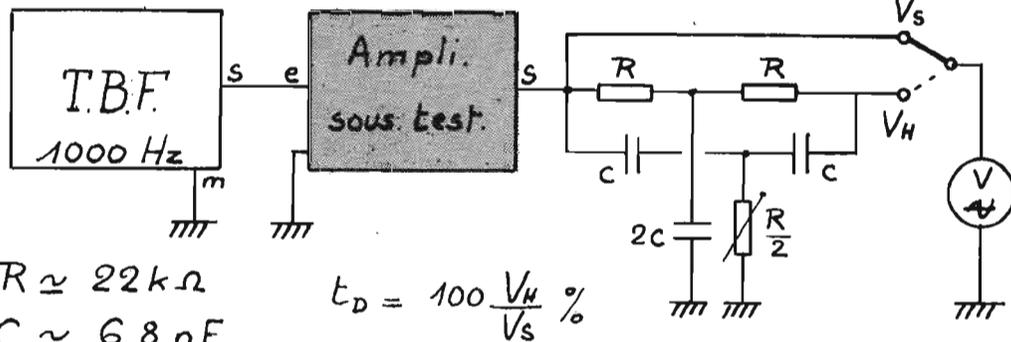


Fig. 48 - Mesure directe d'un taux de distorsion $\geq 1\%$.

$$R \approx 22 \text{ k}\Omega$$

$$C \approx 6,8 \text{ nF}$$

$$t_D = 100 \frac{V_H}{V_s} \%$$

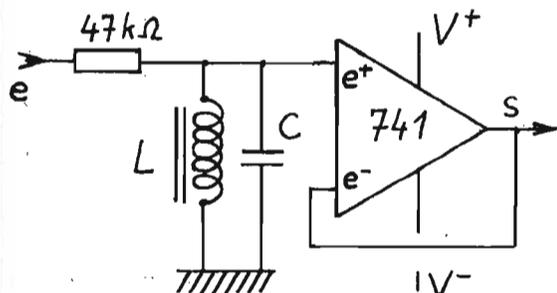


Fig. 49 - Filtre à circuit L.C.

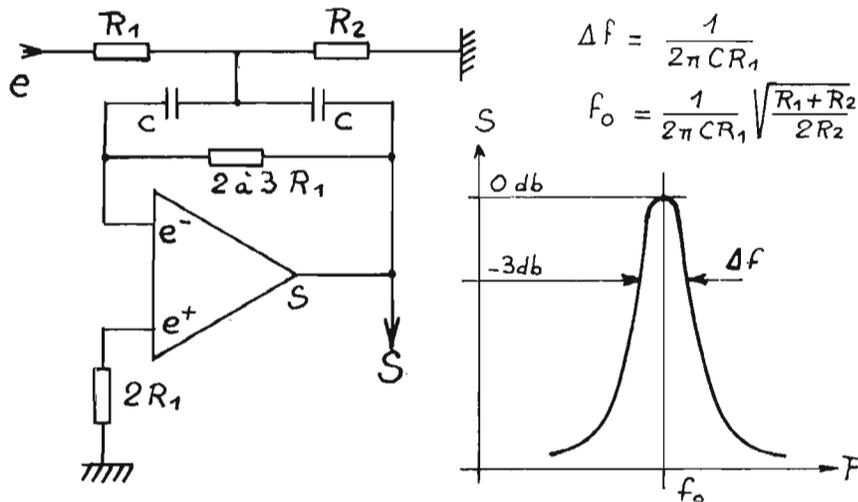


Fig. 50 - Principe d'un filtre actif.

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi CR_1}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi CR_1} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{2R_2}}$$

semblable. Nous conseillons donc vivement aux utilisateurs travaillant souvent sur des châssis à tubes, d'intercaler une résistance de limitation de 47Ω environ, en série avec l'une des sorties (S_1 ou S_2), voir figure 46. En spécialisant ainsi l'une des deux sorties (ou les deux) pour ce genre d'application.

Mesure du gain d'un amplificateur. La figure 47 parle d'elle-même. Le signal de sortie du TBF1038 est injecté à amplitude mesurée, V_e , à l'entrée de l'amplificateur à l'essai. La tension de sortie V_s est mesurée également et permet de calculer le gain en tension du montage. La mesure de la tension d'entrée peut se faire :

— Par lecture directe sur les cadrans de gain du TBF1038.

— Par mesure indirecte, grâce au comparateur interne, ce qui donne les tensions de crête (mais $V_{\text{eff}} = 0,707 V_{\text{cc}}/2$).

— Par mesure directe à l'aide d'un voltmètre alternatif, numérique de préférence.

La mesure de la tension de sortie peut se faire :

— Par mesure indirecte, en utilisant le comparateur interne (fonction CpE, la tension à mesurer étant injectée en Ecp) à condition que V_s ne dépasse pas $1 V_{\text{cc}}$. Il suffit pour cela de travailler à faible niveau à l'entrée.

— Par mesure directe au voltmètre alternatif, ce qui est plus sim-

ple, si l'on possède cet instrument.

Bien entendu, il est possible de faire de nombreuses mesures, en changeant la fréquence de travail. Un report sur graphique donnera alors, point par point, la courbe de réponse de l'amplificateur étudié (voir plus loin).

Mesure du taux de distorsion. Le gain est une chose, la distorsion en est une autre, mais malheureusement, l'un ne va pas sans l'autre. Nous savons que le taux de distorsion moyen du TBF1038 est de l'ordre de 0,5%. Il sera donc utilisable pour la mesure, dans le cas où le taux de distorsion de l'amplificateur sous test est notablement plus élevé, faute

de quoi la mesure ne présenterait guère de sens. Il suffit pour cette mesure, d'utiliser le filtre en double T dont nous avons parlé, lors de la mise au point. Comme le taux de distorsion est souvent défini à 1 000 Hz, il est conseillé de régler la fréquence de réjection du filtre à cette valeur. Voir fig. 48. La résistance ajustable permet de figoler l'accord. Pratiquement, procéder ainsi :

— Régler soigneusement la fréquence du TBF1038 pour avoir le minimum de tension à la sortie du filtre.

— Agir sur la résistance ajustable pour réduire encore cette tension.

— Calculer le taux de distorsion

selon les indications de la figure 48.

Bien entendu, les amateurs de Hi-Fi vont sourire en lisant les lignes précédentes. Eux qui se délectent des 0,0... 1% de leur dernière chaîne (du moins, constructeur dixit !).

Est-il donc impossible d'augmenter les possibilités du TBF1038 dans ce sens ? Et bien non ! Puisque la mesure du taux de distorsion se fait le plus souvent à 1 000 Hz, il suffit de réaliser un filtre d'harmoniques, réglé sur cette fréquence et purifiant le signal du générateur.

Différentes solutions sont possibles. Nous vous en proposons deux !

La première (fig. 49) utilise la résonance d'un filtre LC. Un suiveur de tension réalisé économiquement avec un LM741, délivre la sinusoïde purifiée, à basse impédance et avec une amplitude quelque peu inférieure à celle de l'entrée. La résonance en renforçant la fondamentale au détriment des harmoniques, diminue assez nettement le taux de distorsion qui tombe à 0,2 %, voire 0,1 %. Ce résultat dépend évidemment du coefficient de surtension du circuit accordé et l'on aura avantage à choisir un bobinage en pot fermé, du genre de ceux qui sont utilisés en radio-commande, pour la sélection des notes BF. Le réglage est facilité si le pot, ferroxcube est muni d'un noyau de réglage, l'accord fin sur le 1 000 Hz étant plus facile à obtenir, plutôt qu'en jouant sur la capacité seulement.

La deuxième méthode utilise la technique du filtre actif à amplificateur opérationnel. La figure 50 montre le schéma d'un montage présentant une surtension élevée et surtout la particularité d'être facilement accordable par la simple variation de la résistance R_2 .

La largeur de bande à -3 dB est donnée par la formule :

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi CR_1}$$

La fréquence centrale est de :

$$f = \left[\frac{1}{2\pi CR_1} \right] \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{2R_2}}$$

Ainsi pour avoir $f_0 = 1\ 000$ Hz, en fixant R_1 à $100\ k\Omega$ et C à $15\ 000\ pF$, on trouve $R_2 \approx 566\ \Omega$. On constituera donc cette résistance avec une $470\ \Omega$ fixe et une $220\ \Omega$ variable en série. La largeur de bande à -3 dB est de 100 Hz environ.

Pour rendre le montage insen-

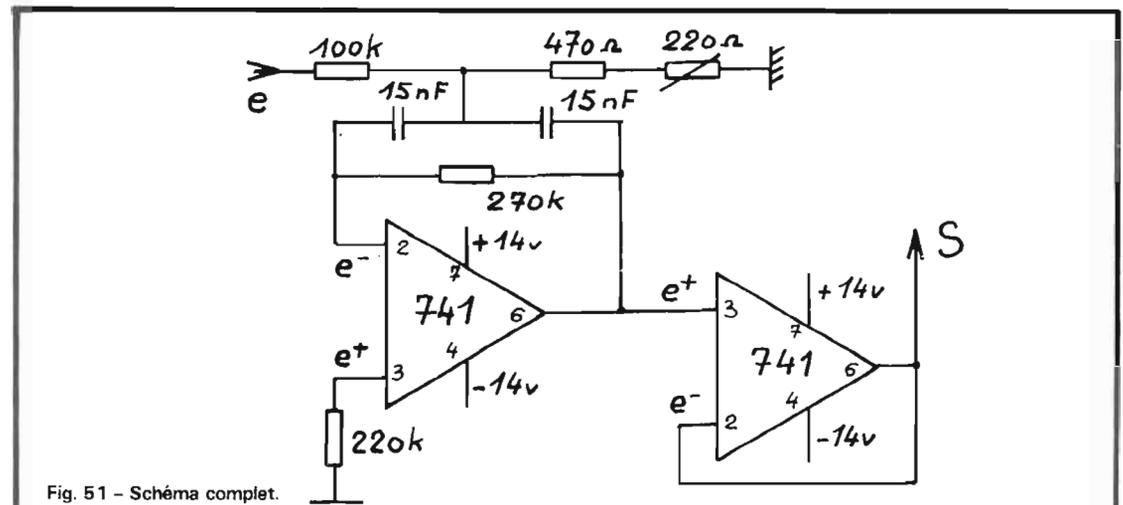


Fig. 51 - Schéma complet.

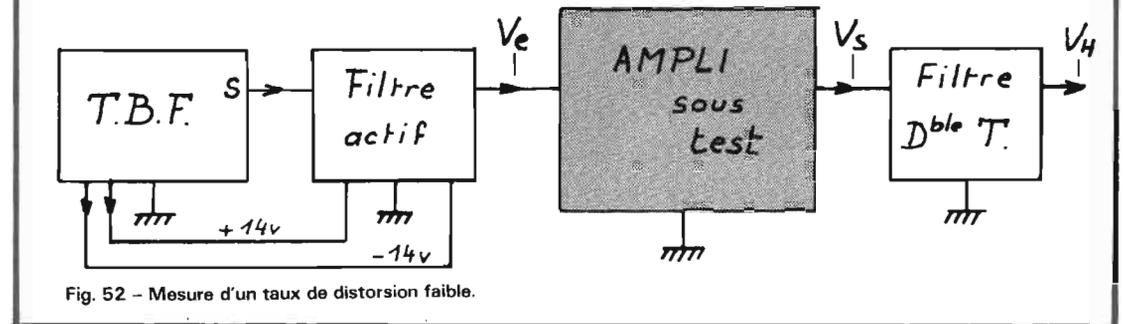


Fig. 52 - Mesure d'un taux de distorsion faible.

sible aux charges connectées en sortie, nous conseillons de la faire suivre d'un « voltage follower » à LM741 comme dans le montage précédent.

La figure 51 montre le schéma complet. Nous ne donnons aucun détail de réalisation, celle-ci ne posant aucun problème. On peut faire le câblage sur une petite plaque de véroboard. Les condensateurs C seront soigneusement appariés, par la méthode déjà décrite. Il est possible de remplacer le LM741 par le LM709, légèrement plus économique. Dans ce cas il faut évidemment monter les éléments habituels de compensations : $4\ 700\ pF + 1\ 500\ \Omega$ entre les broches 1 et 8, $150\ pF$ entre la broche 6 de sortie et la broche 5. L'alimentation du montage est fournie par le TBF1038 lui-même (+14 V et masse). Le niveau à injecter à l'entrée est de $100\ mV_{cc}$ maximum.

La tension de sortie est de 5 à 6 Vcc à la résonance. Pour l'utilisation, on réglera cette tension de sortie à la valeur désirée, en jouant sur les réglages de niveau du TBF1038.

Une mesure du taux de distorsion de la sinusoïde purifiée nous a donné un résultat inférieur à 0,1 % (de l'ordre de 0,05 %). Cette mesure a été faite à l'oscilloscope car il faut signaler que le résidu d'harmoniques n'est pas sinusoïdal, de loin s'en faut, il est en plus

très faible, ce qui fait que l'indication d'un voltmètre alternatif est entachée d'erreur.

L'efficacité du filtre actif de la figure 51 est telle que la sinusoïde obtenue est aussi pure si l'on injecte à l'entrée le signal triangulaire ou même le signal carré. Le résidu d'harmonique n'augmente pas, seule l'amplitude du signal de sortie varie avec la forme. Très sincèrement, nous ne pensons pas qu'il est possible de faire mieux, du moins aussi simplement.

La réalisation définitive pourrait comporter un commutateur permettant l'accord du filtre actif sur différentes fréquences (par changement de la valeur de C). Associé à quelques filtres en double T correspondants, l'ensemble constituerait un banc de distorsiométrie de classe.

Pratiquement, pour mesurer un taux de distorsion, on procédera de la manière suivante : (voir fig. 52).

Au départ nous supposons que le filtre actif est réglé sensiblement sur la même fréquence que le filtre en double T.

— Connecter l'oscilloscope en V_H et régler minutieusement la fréquence du TBF1038 au minimum de tension de sortie (il est alors calé sur la fréquence du filtre en double T).

— Connecter alors l'oscilloscope en V_e et amener le filtre actif à la résonance en recherchant le

maximum d'amplitude.

NB : Bien entendu, cette tension V_e doit être compatible avec les possibilités d'admission de l'amplificateur sous test. Le réglage de niveau se faisant, comme déjà dit, par la tension de sortie du générateur.

V_s/V_e donne le gain en tension de l'amplificateur.

$100\ V_H/V_s\ %$ donne son taux de distorsion.

Étalonnage d'un voltmètre alternatif.

RETOUR SUR LE DMM1038

Calage du niveau.

L'étalonnage du DMM1038 avait été fait avec le secteur. Il est maintenant possible de revenir sur la question. En effet, grâce au comparateur interne du TBF1038, il est possible de déterminer exactement, en volts continus, les niveaux de crêtes positive et négative du signal, donc la tension efficace correspondante, puisque

$$V_{eff} = \frac{0,707\ V_{cc}}{2}$$

La distorsion de 0,5 % suffit pour ce travail, mais il n'est pas interdit d'utiliser le filtre actif précédent, avec cette petite difficulté supplémentaire, qu'il faudra

mesurer les tensions de crête en comparateur externe.

D'une manière ou de l'autre, on réglera donc très soigneusement la tension de sortie du TBF1038 à 1,000 Vcc (ou celle du filtre actif).

La fréquence du générateur sera de 1 000 Hz. Mesurer alors cette tension avec le DMM1038 et amener l'indication à

$$\frac{0,707 \times 1\ 000}{2}$$

soit à 0,354 V eff.

Etude de la bande passante.

Les niveaux précédents étant conservés, il nous est maintenant possible de faire varier la fréquence du TBF1038 et d'observer les variations de l'affichage.

En-dessous de 1 000 Hz : voir fig. 53a.

L'affichage ne varie pas d'une unité jusque 100 Hz. Il augmente ensuite : 0,355 à 50 Hz, soit 0,3 % d'erreur. Cette erreur passe à 1 % à 25 Hz, pour atteindre 10 % à 10 Hz, avec un affichage qui commence à donner des signes de panique. La bande est donc plate à 1 % près jusque 25 Hz, ce qui est très satisfaisant.

NB : Il est possible de remplacer le 100 µF de sortie S de la section alternatif du DMM1038, par un 10 µF. Le temps d'établissement de l'affichage étant plus réduit, sans inconvénient par ailleurs.

Au-dessus de 1 000 Hz : voir fig. 53b, c, d.

La forme de la courbe obtenue dépend des éléments de correction du LM709 et en particulier de la valeur du condensateur disposé entre les broches 1 et 8. Le schéma initial indiquait 100 pF. En fait, avec cette valeur, la courbe de réponse remonte trop vers les fréquences élevées.

Nous indiquons les courbes obtenues avec 100 pF + 45 pF (fig. 53c) et avec 100 pF + 70 pF.

Il semble donc que la valeur la plus convenable se situe autour de 140 pF, et dans ces conditions la courbe peut être considérée comme plate à 1 % près de 1 000 Hz à 160 kHz. Au-delà, la courbe baisse très vite.

Toutefois nous signalons que ce résultat n'est pas indépendant de l'amplitude d'entrée. Voir fig. 54. Ainsi à 0,1 V eff, la courbe est parfaitement plate pour toute l'excursion du TBF1038, soit jusque 200 kHz. A 1 V eff, la courbe est respectée à 1 % près jusque 75 kHz, tandis qu'à 1,5 V eff, la limite descend à 60 kHz. Pratiquement donc, **jusque 50 kHz,**

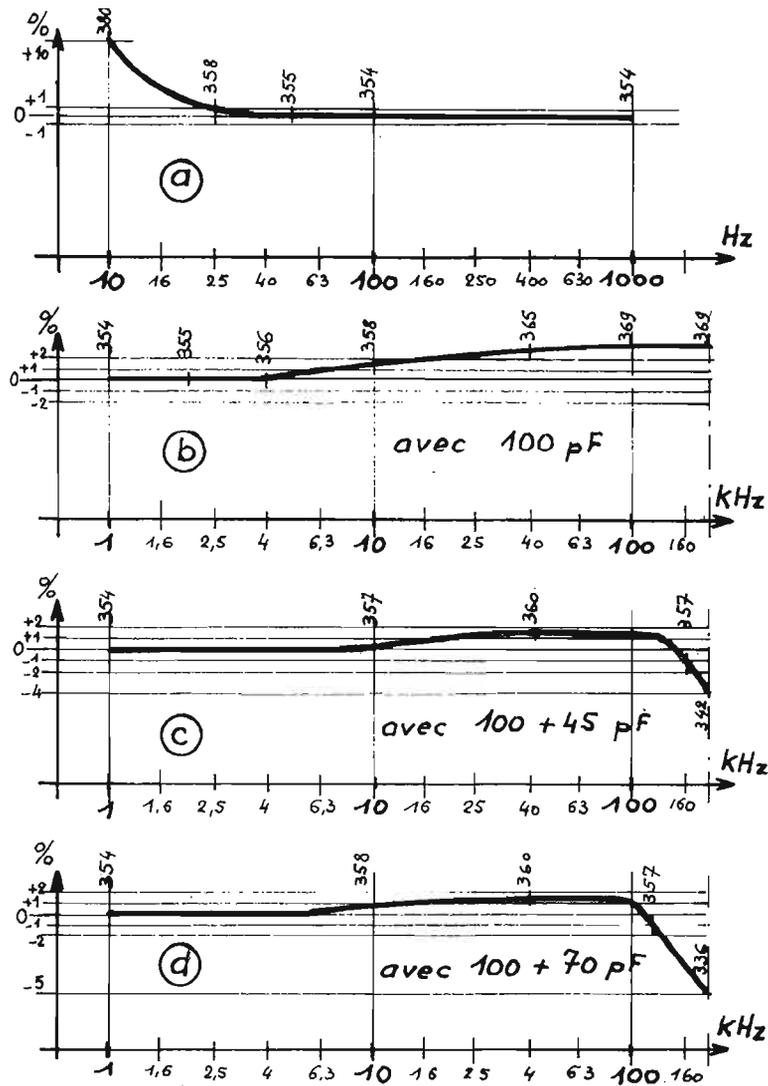


Fig. 53
Courbes de réponse du DMM 1038.

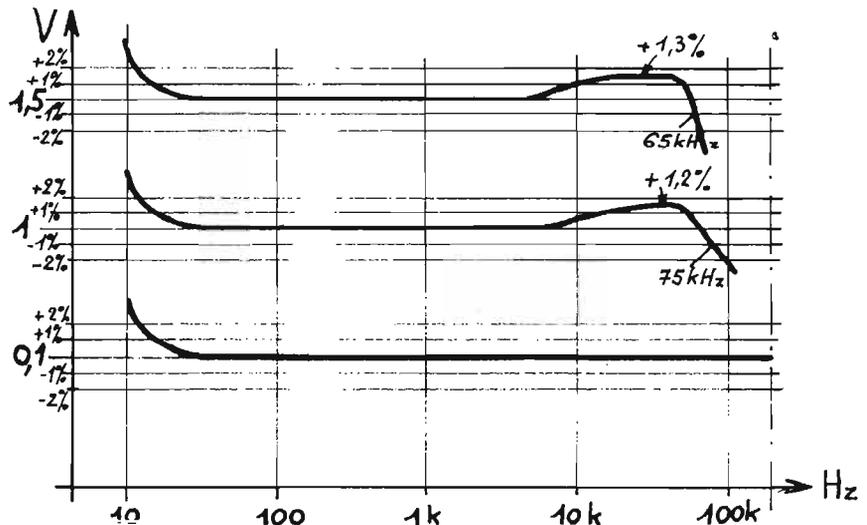
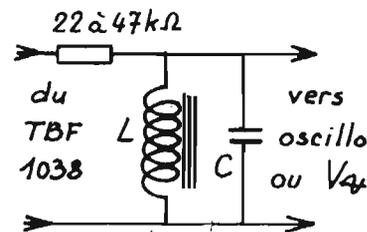


Fig. 54 - Variation de la courbe de réponse en fonction du niveau d'entrée.



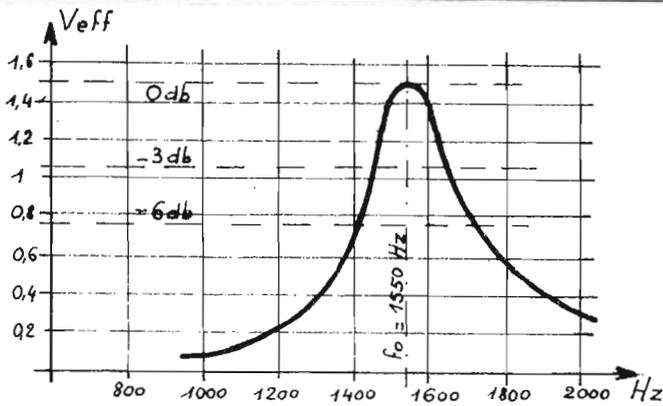


Fig. 56 - Courbe de réponse d'un filtre L.C.

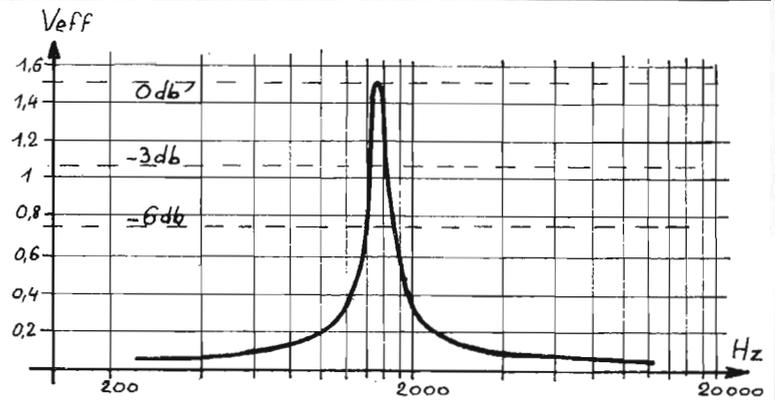


Fig. 56 bis - Même courbe, mais avec échelle linéaire des fréquences

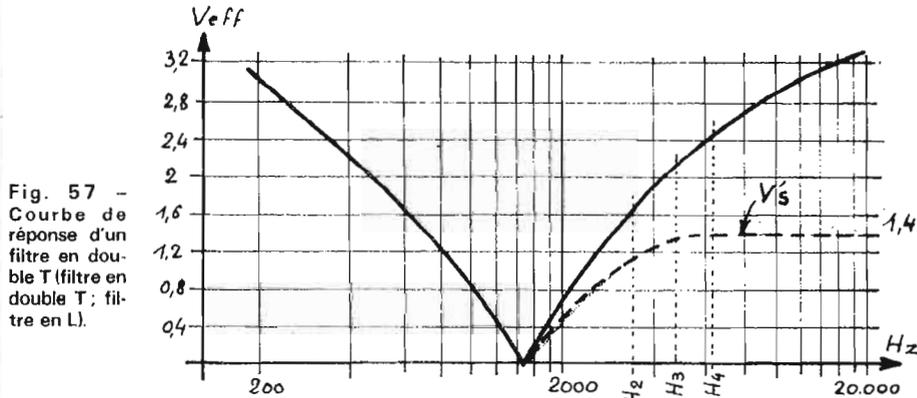
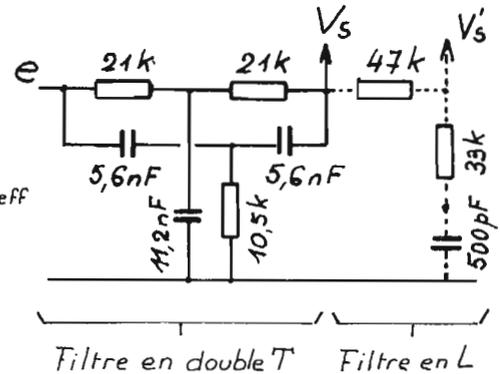


Fig. 57 - Courbe de réponse d'un filtre en double T (filtre en double T; filtre en L).



nous pouvons compter sur une précision de 1 % pour toutes les lectures. Au-delà, il serait nécessaire d'établir patiemment, des courbes de réponse à différents niveaux, indiquant les correctifs à apporter dans chaque cas.

Ne pas oublier évidemment que ces mesures ne sont valables que si la tension mesurée est bien sinusoïdale ! (ce qui est, somme toute, assez exceptionnel). Nous terminerons donc sur ce sujet en constatant que la mesure très précise des tensions efficaces n'est pas un mince problème et qu'il faut, là comme bien souvent, avoir la sagesse de ne pas exiger une précision incompatible avec les moyens limités de l'amateur, précision dont ce dernier n'a pas souvent besoin, convenons-en !

NB : Nous faisons remarquer qu'une erreur de +1 % correspond à un écart de +0,1 dB environ, dans les mesures de tensions.

$(N_{db} = 20 \log_{10} E_1/E_2 = 20 \log 99/100 = 20 (\log 99 - \log 100) = 20 (1,99564 - 2) = -0,0872 \text{ dB})$

En se référant à un écart de +1 dB (c'est-à-dire à un rapport de tension de 89,2/100 ou une erreur de +10 %) il est évident que la courbe du DMM1038 est parfaitement plate, de 20 à 200 kHz.

A toutes fins utiles, on pourra

se reporter au n° 1351, p. 29, où l'on comparera ces résultats avec ceux d'un appareil du commerce.

Etablissement de courbes de réponse.

Le TBF1038 garantissant un niveau constant à toutes les fréquences, le relevé des courbes, point par point est facile.

Filtre LC : réaliser le montage de la figure 55. Le générateur à l'entrée et un voltmètre alternatif à haute impédance, à la sortie. L'utilisation d'un modèle numérique est très agréable, par la facilité des lectures qu'il apporte. Les contrôleurs à aiguille classiques sont pour la plupart inutilisables, car présentant une résistance par volt beaucoup trop faible (4 000 Ω/V par ex. pour le 819 de Centrad). A la rigueur, on peut utiliser un oscilloscope étalonné, mais les mesures, se faisant par appréciation de l'amplitude sont peu précises. La courbe de la figure 56 a ainsi été relevée avec le TBF1038 à l'entrée, niveau 10 V_{cc} (3,54 V eff), DMM1038 en sortie, le filtre testé étant un modèle RC de marque Reuter. Le graphique a été dessiné avec une échelle logarithmique en abscisses, ce qui est habituel pour ce genre de travail. Un tracé avec échelle linéaire n'est pas sans intérêt (voir fig. 56 bis) car il permet

de faire, sur le papier, des mesures de largeur de bande, avec une excellente précision, puisque les longueurs mesurées sont, dans tous les cas, proportionnelles aux excursions de fréquence. Par contre, on notera l'allure dissymétrique que prend alors la courbe.

Signalons encore la possibilité de déterminer le coefficient de surtension du circuit testé. Ce coefficient Q est donné par la formule :

$$Q = \frac{f}{2 \Delta f}$$

dans laquelle f est la fréquence de résonance et Δf la largeur de bande à -3 dB, c'est-à-dire 0,707 fois l'amplitude maximum. Ainsi pour le circuit de la figure 56b, on trouve f = 1 550 Hz et Δf = 175 Hz, d'où l'on tire Q = 5 environ.

Cette détermination peut d'ailleurs se faire sans le tracé du graphique :

— Rechercher soigneusement la fréquence f de résonance, en obtenant l'indication maximum du voltmètre V_m. Noter f et V_m.

— Chercher, de part et d'autre de f, les fréquences f' et f'' amenant l'indication du voltmètre à 0,707 V_m. On a Δf = f' - f''

— Calculer Q par la formule précédente.

Si la valeur précise des fréquences a été mesurée au fréquence-mètre numérique, la précision est très bonne. Bien entendu, la valeur du coefficient de surtension trouvée dépend de la valeur de la résistance série, alimentant le filtre LC. Ainsi en réduisant la 47 kΩ à 18 kΩ, Q tombe à 2,3 environ, par contre V_m passe à 2,2 V eff. Avec une résistance de 270 kΩ, Q est de 9,5 mais V_m est de 0,5 V eff. L'impédance à la résonance est facilement calculable :

$$\frac{Z}{V_m} = \frac{R + Z}{V_c}$$

Nous avons obtenu avec R = 18 kΩ, 47 kΩ, 270 kΩ, respectivement 30, 35 et 50 kΩ. La mesure du coefficient de surtension à vide pourrait se faire en alimentant le filtre par une source à forte résistance interne, par exemple en l'insérant dans l'anode d'une penthode à pente variable (EF89) dont l'impédance de sortie atteint environ 3 MΩ, à faible gain. La valeur de Q trouvée à -3 dB peut être vérifiée à -6 dB (soit 0,5 V_m) en utilisant la formule suivante :

$$Q = \frac{f}{2 \Delta f} \times 1,73$$

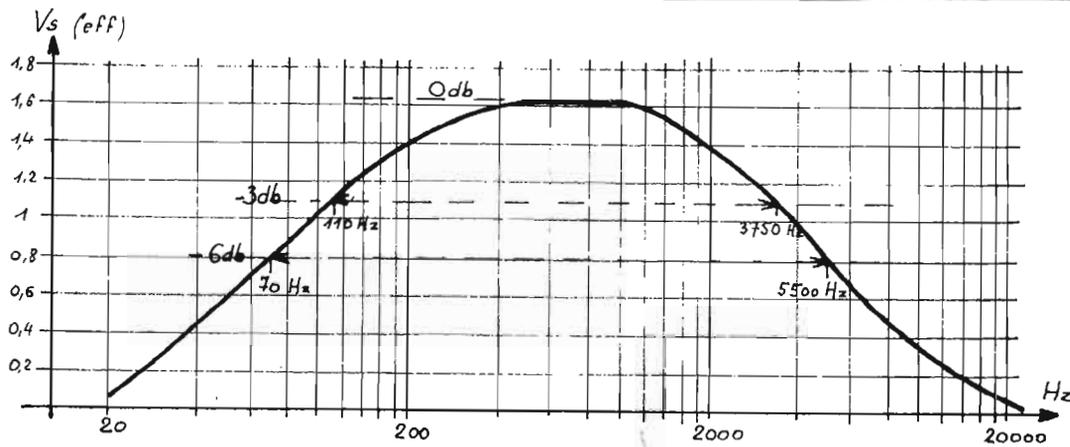


Fig. 58 - Courbe de réponse d'un amplificateur BF.

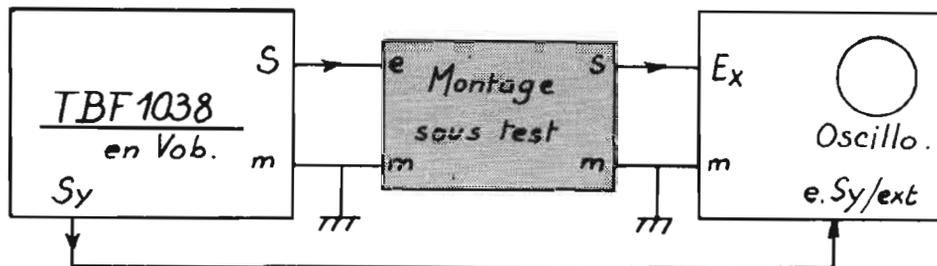


Fig. 59 - Utilisation de la fonction « Vobulateur ».

Δf étant la largeur de bande à -6 dB.

Filtre en double T déjà mentionné à plusieurs reprises. Le TBF1038 en alimente l'entrée et le DMM1038 mesure les niveaux de sortie. On obtient la courbe de la figure 57 pour un filtre dont la fréquence de coupure est de 1 470 Hz ($R = 21 \text{ k}\Omega$, $C = 5,6 \text{ nF}$). On peut remarquer que le filtre atténue non seulement la fondamentale, mais aussi les harmoniques les plus proches, c'est-à-dire les 2, 3 et 4. Pour nos mesures de distorsion, il s'avère donc que les résultats obtenus ainsi, sont un peu optimistes. L'adjonction à la sortie d'un filtre en L, permet d'obtenir une atténuation à peu près constante de ces harmoniques, quelque soit leur rang. (voir la courbe en pointillé). Connaissant alors le taux d'affaiblissement de la tension résiduelle apportée par cette cellule (de l'ordre de 0,4), il est possible de s'approcher un peu plus près de la vérité, lors de la mesure. (On multiplier la tension résiduelle des harmoniques par $1/0,4 = 2,5$ pour avoir V_H).

Amplificateur. Nous avons utilisé, pour nos essais, la partie BF d'un poste radio à transistors. La bobine mobile du haut-parleur ($Z = 25 \Omega$) a été remplacée par une résistance de même valeur. Le niveau injecté à l'entrée est de

20 mV eff, la saturation apparaît à 35 mV eff.

Avec 20 mV eff, la tension de sortie à 1 000 Hz est de 1,6 V eff environ. Le gain en tension est donc de $1600 : 20 = 80$.

Le gain en puissance étant de :

$$G_p = G_T^2 \times \frac{R_e}{R_s} = 80^2 \times \frac{5000}{25} = 128000$$

soit 61 dB env. La courbe de réponse relevée point par point montre une chute rapide de l'amplification, à la fois en fréquences basses et hautes. La bande passante à -3 dB est de 3 600 Hz et à -6 dB de 5 430 Hz. Il ne s'agit pas, on le constate, d'un amplificateur à haute fidélité!

b) Vobulés.

La méthode du relevé point par point que nous venons d'étudier a l'avantage de la précision, mais elle est longue. Dans le cas fréquent où l'on désire modifier la courbe de réponse pour améliorer les performances du montage sous test, chaque modification apportée doit être suivie d'un nouveau relevé. Il faut donc une fameuse dose de patience pour atteindre le but fixé. C'est alors que devient évident l'avantage du vobulateur. Celui-ci donnant « de visu » la courbe globale, tout changement de composant montre immédiatement l'effet consé-

quent. La figure 59 montre la mise en œuvre de l'essai :

Le TBF1038 est en position vobulé, gammes $\times 10$ à $\times 10\,000$. L'oscilloscope, en synchro externe est balayé à une fréquence de l'ordre de 10 Hz. La borne « Sy » du générateur fournit le top de synchronisation nécessaire pour stabiliser l'oscillogramme. Le montage essayé est relié au TBF dans les conditions du relevé point par point. Régler les niveaux d'entrée et de l'oscilloscope pour avoir une image d'amplitude correcte. Les photos 1 et 2 montrent les courbes de réponse d'un filtre LC et d'un filtre en double T. La photo 3 montre la réponse de l'amplificateur du paragraphe précédent, pour les fréquences élevées (de 1 800 à 25 000 Hz). On pourra comparer ce résultat avec la partie correspondante de la courbe de la figure 58. Le relevé complet de la réponse d'un montage se fera normalement en plusieurs fois, puisque l'excursion totale de chaque gamme est le plus souvent insuffisante : la réponse aux fréquences basses se fera en gamme $\times 10$ (de 20 à 200 Hz), aux fréquences moyennes en $\times 100$ (de 200 à 2 000 Hz), aux fréquences hautes en $\times 1\,000$ (de 2 000 à 20 000 Hz). La dernière gamme ne sera utilisée que pour des montages susceptibles d'amplifier de

telles fréquences (certains amplificateurs à haute fidélité, par exemple).

Lors de l'observation des courbes ainsi obtenues (dites « courbes enveloppes ») il est fort utile de savoir où se situe telle ou telle fréquence. Nous conseillons de réaliser pour cela un transparent gradué spécial, à placer devant l'écran de l'oscilloscope et autorisant une lecture directe. La figure 60 donne un exemple destiné à être placé devant un tube de 7 cm. On procédera comme suit :

- Régler la longueur du balayage de l'oscillo à une valeur correspondant à un maximum d'exploitation de la surface de l'écran.
- Repérer sur le transparent les points début et fin de balayage, ce qui permettra à l'avenir de retrouver cette même amplitude.
- Dans la figure 59, remplacer le circuit sous test par un filtre LC accordé sur 2 000 Hz.
- Repérer sur le transparent l'emplacement de la bosse de résonance, en se mettant en gamme $\times 100$ (voir fig. 60).

- Passer en gamme $\times 1\,000$, la bosse se situe maintenant à gauche. Repérer ce point. Il reste maintenant à partager l'intervalle des deux repères en 9 parties, pour avoir la position des fréquences tous les 200 Hz, en gamme $\times 100$. Graduer de 2 à 20 (2, 4, 6... 20) et appliquer le coefficient de la gamme utilisée ($\times 10$, $\times 100$, etc.).

On pourra aussi faire des repères verticaux :

- 0 dB à l'amplitude maximum admissible par le tube de l'oscilloscope.
- -3 dB à 0,7 de cette valeur.
- -6 dB à 0,5 de cette valeur.

Il faut signaler que pour les fréquences les plus basses ($\times 10$, $\times 100$) la rapidité de la vobulation est trop grande, car les constantes de temps, souvent assez importantes des circuits compromettent la qualité et l'exactitude des courbes obtenues. Il serait donc très souhaitable de réduire la vitesse de vobulation à la valeur la plus basse possible. Toutefois dans ce cas, nous l'avons déjà signalé, la rémanence du tube classique d'oscillo est trop faible, l'image étant affectée d'un clignotement extrêmement désagréable, pouvant aller jusqu'à l'impossibilité d'observation globale. Il faudrait donc avoir recours à un tube à très forte rémanence, comme le sont ceux qui sont utilisés en SSTV (slow scan television).

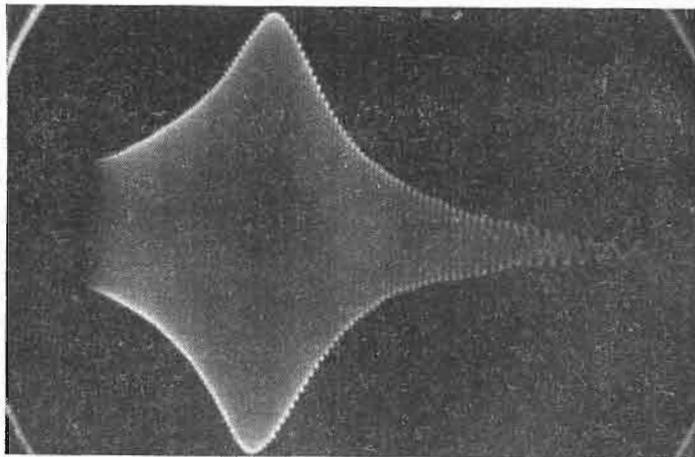


Photo 1 - Courbe de réponse d'un filtre LC.

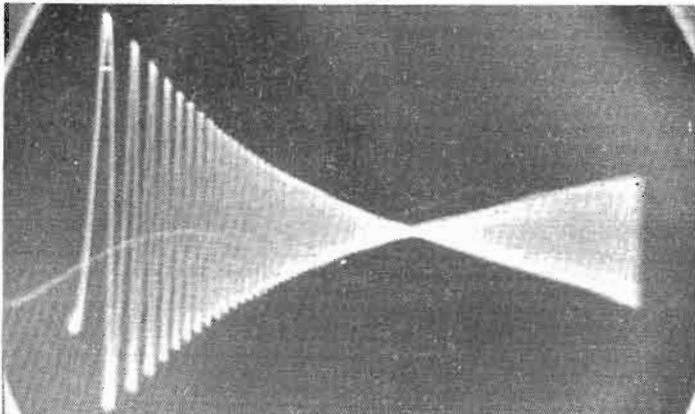


Photo 2 - Courbe de réponse d'un filtre en double T.

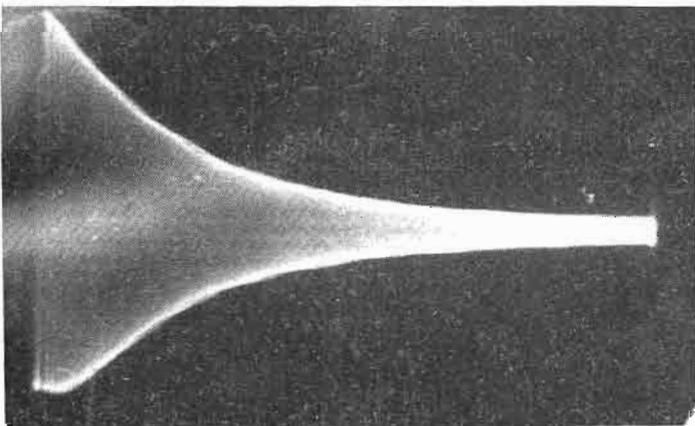


Photo 3 - Courbe de réponse de l'amplificateur essayé. Gamme x1000, soit de 1800 à 25 000 Hz environ.

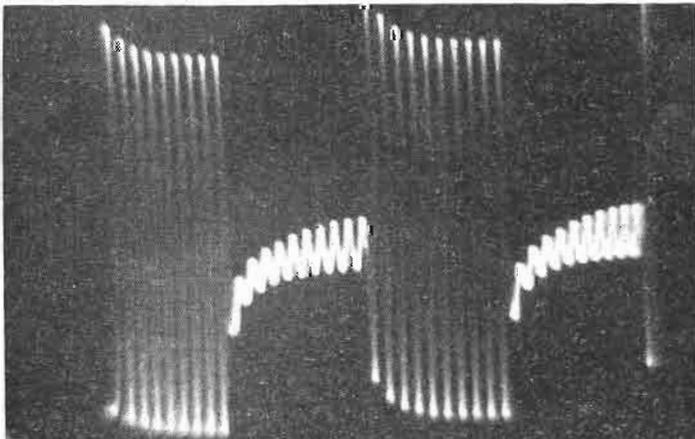


Photo 4 - Réaction de l'amplificateur essayé au signal de Tone-Burst : différenciation des paliers prévisible. Récupération progressive après une attaque à fort niveau.

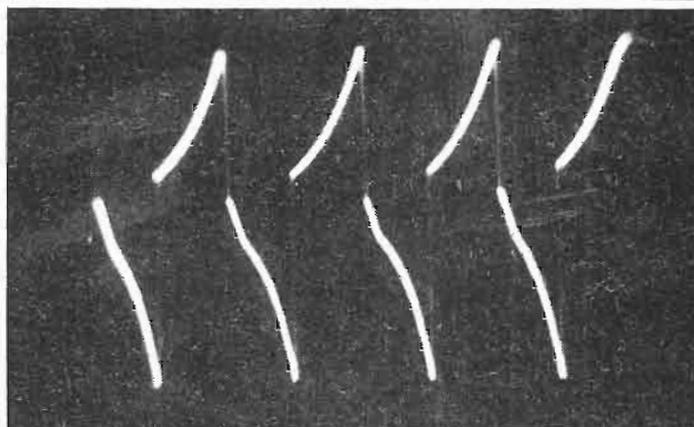


Photo 5 - L'amplificateur essayé est attaqué par des signaux rectangulaires à 200 Hz. On constate une très forte différenciation du signal, due à un manque d'amplification des fréquences basses.

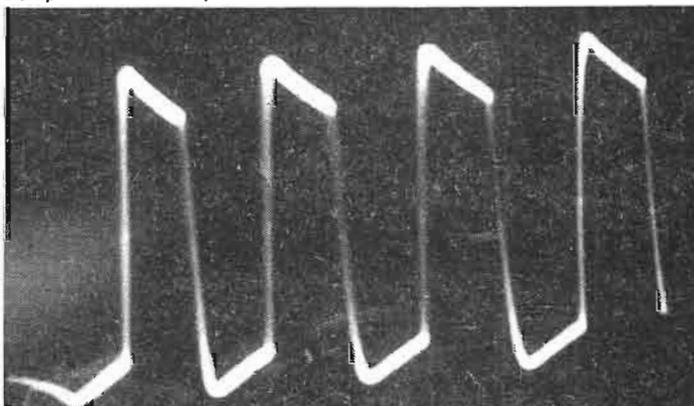


Photo 6 - Même essai. Fréquence 1000 Hz. Encore une légère différenciation. Les temps de montée, très visibles, sont donc longs.

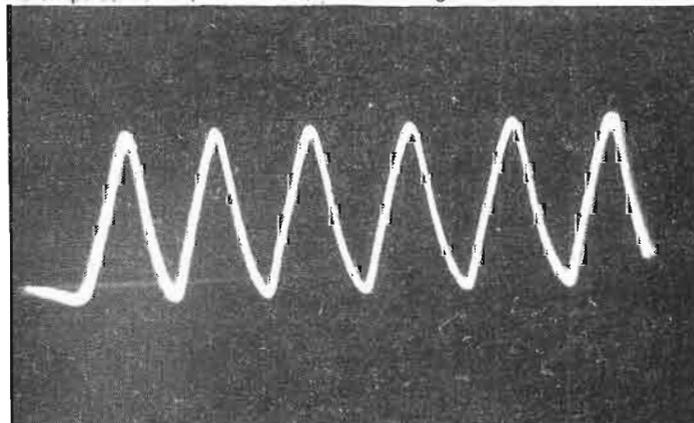


Photo 7 - Même essai. Fréquence 5000 Hz. Le signal de sortie est devenu triangulaire. Son amplitude est réduite, bien que le signal d'attaque reste constant.

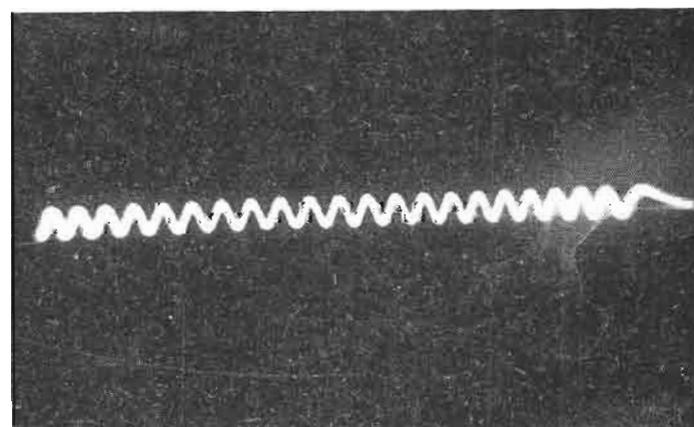


Photo 8 - Même essai. Fréquence 20 000 Hz. L'amplitude à l'entrée est demeurée celle des essais précédents, mais le signal de sortie n'est plus qu'une sinusoïde très atténuée.

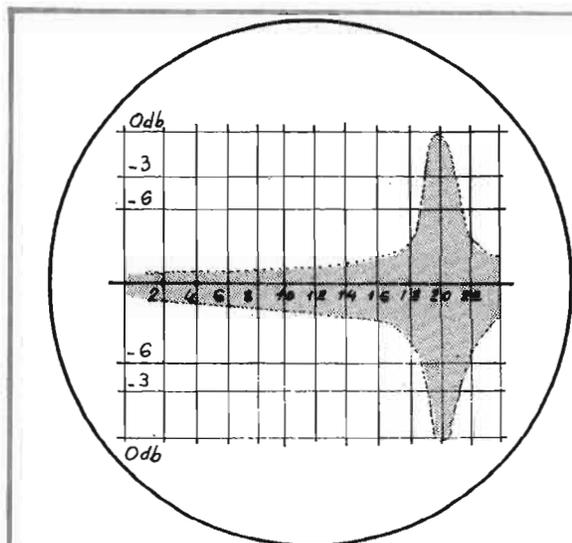


Fig. 60 - Exemple de réticule d'oscilloscope à disposer en fonction « Vobulateur ».

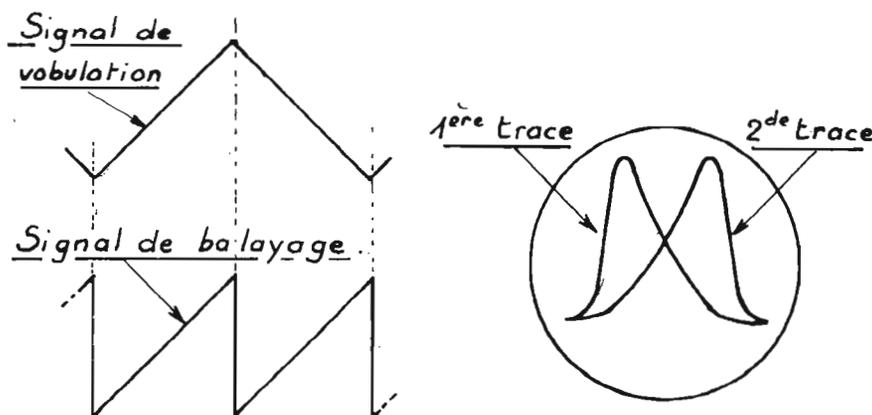


Fig. 61 - Méthode de vobulation HF double trace.

Ces tubes ont des écrans fabriqués avec des phosphores des types P₇ (ou GM) donnant une rémanence de 3 s, voire P₁₉ (ou LF) donnant 200 s. Les classiques 5UP₇, 5CP₇ conviendraient bien.

C'est d'ailleurs dans cette intention que nous avons prévu la borne C_v/v qui permet le branchement d'un condensateur additionnel, réduisant autant qu'il est nécessaire, la fréquence du générateur de rampe g.

Une autre application intéressera les amateurs de RC à filtres LC. En branchant entre C_v/v et masse, un condensateur de 100 μF, la vitesse de vobulation tombe à une rampe par 30 s environ. Si l'on relie la sortie du TBF à un ensemble à filtres BF, à un ensemble à lames vibrantes, on pourra observer tranquillement les réactions du montage, voir si les divers canaux réagissent aux mêmes amplitudes, si on n'a pas de mélange d'ordres, etc.

c) Tone-burst.

S'il est vrai qu'un ensemble à haute fidélité doit être capable de fournir sans distorsion une onde sinusoïdale, cela ne suffit pas.

« En effet, on sait maintenant que le domaine des sons ordonnés est dominé par le régime transitoire. Pratiquement tous les instruments de musique ne peuvent émettre des sons soutenus. Même à l'orgue, les notes émises sont riches en régimes transitoires. Ceux-ci sont d'ailleurs particulièrement importants au moment de l'attaque et de l'extinction des sons et se répercutent de ce fait sur l'aspect de transitoires donnent à l'objet

sonore une partie de son relief et de sa perspective spatiale ».

« L'absence de transitoires dans les graves, par exemple, donne un son plus simple, tandis que l'existence des transitoires aux basses fréquences donne une impression de plénitude sonore, qui augmente la présence de la musique » (Winckel). En conclusion, il est donc indispensable que les chaînes de reproduction de sons puissent, aussi fidèlement que possible, transmettre les régimes transitoires, dans tous les registres, du grave à l'aigu.

Le simple examen oscilloscopique des courants correspondants à une phrase musicale suffit à montrer la complexité des oscillations produites. Il est donc particulièrement intéressant de se munir d'un outil de travail, permettant une approche suffisamment précise de ces régimes transitoires. L'un de ces outils est justement le générateur de Tone-Burst (salves de sons).

Le TBF1038 fournit, comme nous le savons 3 types de signaux en salves :

- Le signal 1/1, une période - un silence.
- Le signal 10/10, dix périodes - dix silences.
- Le signal 10/10 + , comme ci-dessus mais en logeant dans le silence, un signal au 1/10 de l'amplitude maximum.

« Ces signaux présentent de notables avantages par rapport au sinusoïdal continu, lequel ne pourrait en effet reproduire les brusques variations caractérisant un signal porteur d'informations musicales. Ils permettent de se tenir très près des conditions réelles

de fonctionnement, où alternent justement signaux à forte amplitude et passages à faible niveau ».

« Notons enfin, que ces trains d'onde, et ce n'est pas leur moindre intérêt, se prêtent à des surcharges passagères des amplificateurs essayés, en ne risquant pas, ou beaucoup moins, d'endommager les étages de sortie ou d'alimentation ». Le signal 10/10 + permet de juger de la faculté de récupération de l'amplificateur après une surcharge. En effet, il est facile d'apprécier l'amplitude de la sinusoïde à faible niveau.

Ainsi sur la photo 4, on constate :

- que l'ensemble du signal subit une déformation caractéristique d'une constante de temps insuffisante pour la transmission des fréquences basses (il s'agit du petit amplificateur déjà testé par ailleurs) : inclinaison des paliers horizontaux ;
- d'autre part, on remarque que, juste après la salve, l'amplificateur se désature lentement, la sinusoïde au 1/10 ne retrouvant son amplitude normale que vers la fin.

Il est donc indéniable que le Tone-Burst met en lumière des qualités et des défauts que ne permettraient pas de voir les essais en signaux constants. Il complète le test de distorsion harmonique et permet de comprendre pourquoi deux amplificateurs, ayant des taux de distorsion et des puissances de même ordre de grandeur, ne donnent pas nécessairement, à l'écoute, la même impression.

Une autre application à laquelle

nous pensons est l'étude des systèmes RC à découpage, certains ensembles simples utilisant ce principe (l'Analog 3 par ex.). Là encore, le TBF1038, fournissant en 10/10 des trains découpés, peut faciliter l'approche et la résolution du problème.

2. LES SIGNAUX TRIANGULAIRES

a) Etude de linéarité.

C'est sans doute la principale utilité de cette forme d'onde. Sachant que les pentes montantes et descendantes du signal sont presque parfaitement rectilignes, (0,1 %) il est facile de voir à l'oscilloscope, toute déformation éventuelle du signal, lorsqu'il a traversé un montage à l'essai. D'autre part, les sommets très pointus, se prêtent particulièrement bien à la détection d'un début d'écrêtage. On pourra ainsi travailler facilement sur l'amplificateur vertical d'un oscilloscope, sur un ampli BF... etc. Dans le premier cas, la possibilité d'un décentrage du niveau moyen du triangle est un atout supplémentaire, si l'amplificateur étudié, est prévu pour passer le courant continu.

b) Commande de générateurs vobulés.

Le signal triangulaire peut être utilisé pour la commande du glissement de fréquence :

D'un vobulateur HF. Le fonctionnement sera alors en double trace (voir fig. 61). La tension de glissement est triangulaire et le balayage est en dents de scie à fréquence double. La base de temps

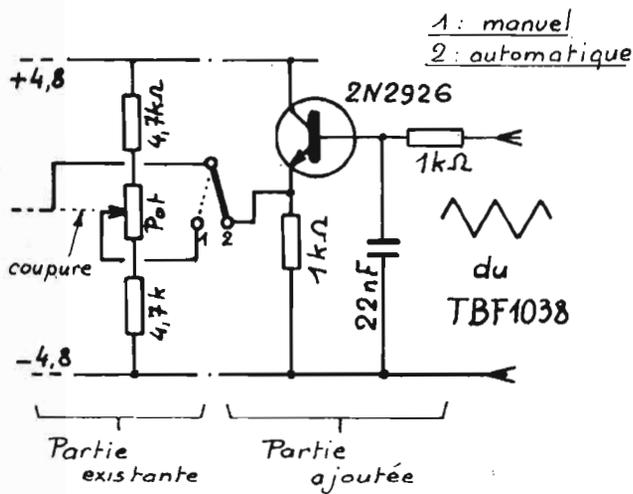


Fig. 62 - Vobulation d'un servo-test.

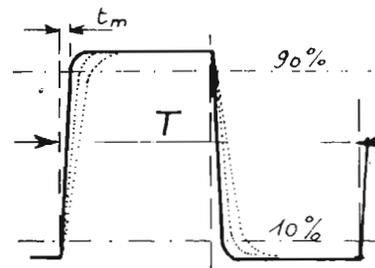


Fig. 63 - Influence du temps de montée sur la forme du signal.

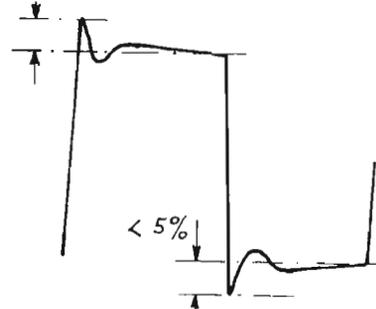


Fig. 64 - Suroscillation due à une correction excessive.

de l'oscilloscope, réglée en conséquence, est synchronisée, soit à partir du triangle lui-même, soit à partir des impulsions TTL, ce qui permet d'ailleurs une correction de phase, est de mettre en évidence, tout défaut de symétrie de la courbe de réponse. En effet, la superposition des deux courbes de la figure 61 est impossible, malgré l'action sur la commande de phase.

D'un récepteur de trafic. Le signal triangulaire à fréquence faible (1/20 Hz par exemple) commande une varicap, genre BA102, qui provoque un glissement de fréquence de l'oscillateur local du récepteur. La bande écoutée est ainsi explorée automatiquement et toute émission intéressante, rapidement détectée. Les OM connaissent le principe de ce système. Nous n'insistons pas.

D'un servo-test. A nouveau un retour vers un de nos sujets favoris : la radio-commande. Les ensembles digitaux sont équipés de servo-mécanismes qui en sont souvent le « talon d'Achille ». Que de « crashes » ont pour origine un engrenage qui coince, un moteur qui ne démarre pas bien ou un potentiomètre défectueux.

Les servos sont facilement testés au « servo-test » petit générateur de l'impulsion normalisée, qui sert à les commander. Seulement, on tourne bien le bouton du servo-test pendant quelques minutes, puis on perd patience et on déclare « que ça marche ! »

Le plus souvent, on tourne d'ailleurs ce bouton trop vite. En

effet, en vol réel, les actions sur les gouvernes sont, pour la plupart, insignifiantes et fort lentes. A terre, on ne reproduit jamais bien, ni assez longtemps, ce type d'action. Alors le TBF1038 s'en chargera pour vous !

Modifier le servo-test selon les indications de la figure 62 (valables pour le modèle que nous avons décrit dans l'article sur le TF6, n° 1355). La liaison au curseur du potentiomètre est reliée en « automatique » à la sortie du collecteur commun, 2N2926, recevant sur sa base, le signal triangulaire. Brancher un servo correctement calé, sur le servo-test.

Connecter le TBF1038, signal triangulaire, gain à 0, atténuateur sur 10 Vcc, fréquence gammes basses.

Mettre sous tension et amener rapidement le servo au neutre, en agissant sur le centrage du TBF. La tension continue de sortie est alors de +2 à +3 V

Pousser lentement le gain pour avoir l'amplitude de manœuvre nécessaire à l'essai.

On pourra tester alors, en mouvements rapides (gamme x1) ou lents (gamme 10' ou très lents (gamme 100', cette gamme permettant de manœuvrer le servo si lentement (un aller et retour en 50 s) que le mouvement est pratiquement indécélable. Mais c'est précisément sur de telles actions que certains moteurs calent et ne redémarreront plus !

Bien entendu, la commande pourrait se faire en signaux sinu-

soïdaux ou rectangulaires. On obtient ainsi des styles de manœuvre différents. On peut même utiliser le Tone-Burst : 1/1 donne un mouvement suivi d'un repos au neutre, 10/10 donne dix mouvements suivis de dix repos, 10/10 + donnerait dix mouvements à grande amplitude suivis de dix autres à amplitude faible.

Une autre possibilité intéressante du montage est la **mesure de la vitesse du servo**. Nous sommes souvent amusés par la lecture de revues modélistes, où l'on nous donne ce genre de renseignement, car nous nous demandons très naïvement comment les résultats ont été obtenus ! Voilà comment, avec le TBF1038, on procédera :

— Travailler en signaux rectangulaires : dans ces conditions, le mouvement du servo, d'une extrême à l'autre de son mouvement, se fait à une vitesse qui ne dépend que du mécanisme. Si la fréquence est basse, le servo a tout le temps de franchir sa course et même de rester à l'arrêt aux extrémités. Si maintenant nous augmentons lentement la fréquence, nous constatons que les périodes d'arrêt du servo en fin de course diminuent.

— On augmentera ainsi la fréquence jusqu'au moment où le servo repart immédiatement après avoir atteint ces fins de course. Attention, en augmentant encore la fréquence, la course va commencer à diminuer. Il faut donc s'arrêter juste à la fréquence à laquelle cette réduction com-

mence à apparaître. Des repères précis seraient utiles.

— La fréquence critique F obtenue, calculer sa période 1/F, et diviser par 2. on a alors la durée exacte de la course. Il est facile d'en tirer la vitesse. Bien entendu, une étude systématique peut-être faite, en soumettant le servo à des charges de plus en plus grandes.

3. LES SIGNAUX CARRÉS

L'utilisation des signaux carrés est assez connue et nous n'insisterons pas. Nous rappellerons simplement les deux applications classiques.

a) Essai des amplificateurs.

L'onde rectangulaire est caractérisée par le fait qu'elle contient, outre la fondamentale, un très grand nombre d'harmoniques. Si l'amplificateur perturbe quelque peu soit l'amplitude, soit la phase relative de ces harmoniques, il s'ensuivra une déformation clairement visible du signal. L'attention se portera plus particulièrement sur :

— **Les paliers.** Ceux-ci sont parfaitement horizontaux lorsqu'ils sortent du TBF1038. Pour leur conserver cette caractéristique, il faut que l'amplificateur transmette très bien les fréquences basses. Sinon il se produit un phénomène de différenciation plus ou moins accentué. Voir photos 5 et 6.

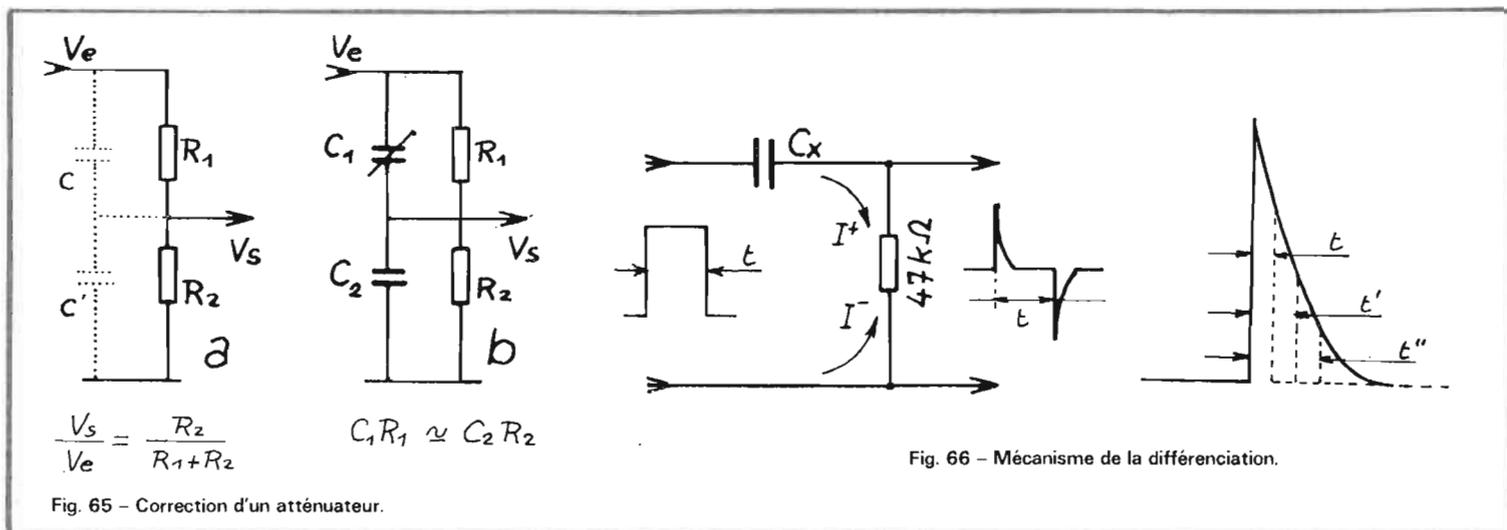


Fig. 66 - Mécanisme de la différenciation.

— **Les montées et les descentes.**

Ces transitions se font à vitesse très élevée ($< 1 \mu s$). Il faut donc que l'amplificateur ait une bande passante élevée pour ne pas les perturber. Au-delà d'une certaine limite, la tension de sortie varie à une vitesse qui ne dépend plus du signal d'entrée, mais uniquement de sa vitesse de montée propre (Slow-rate). Ainsi, en augmentant la fréquence du signal rectangulaire, on aura d'abord allongement des temps de transition, avec arrondissement des angles, puis passage progressif au triangulaire, non linéaire. Enfin on finira par la sinusoïde à amplitude très réduite, lorsque toutes les harmoniques seront disparues (photos 7 et 8).

On peut admettre que, entre le temps de montée t_m de l'amplificateur et la fréquence de coupure à -3 dB , il existe, à peu près, la relation :

$$t_m \times f_c \approx 1/3$$

Cette relation s'applique évidemment aux amplificateurs de

déviations des oscilloscopes. Ainsi, pour passer presque parfaitement un signal rectangulaire idéal à 100 kHz , donc de période $10 \mu s$, il faudrait un temps de montée au plus égal à $1/10 \mu s$. En utilisant la relation précédente on a :

$$1/10 \cdot 10^{-6} \times f_c = 1/3$$

$$f_c = 1/3 \cdot 10 \cdot 10^{-6} \approx 3,5 \text{ MHz}$$

La bande passante de l'oscilloscope doit donc être de $3,5 \text{ MHz}$, à -3 dB , au moins pour obtenir un tel résultat.

Les amateurs s'intéressant à ce problème ou à ceux, similaires, de la transmission vidéo (caméra de TV, par ex.) savent que, pour améliorer la bande passante des amplificateurs, on peut utiliser certaines corrections, à base de petites bobines d'induction, disposées en série avec les charges. L'impédance d'une bobine augmentant avec la fréquence ($Z = 2\pi FL$) on conçoit que l'on pourra ainsi compenser dans une certaine mesure, la défaillance du montage. Mais attention, point trop n'en faut, car on obtient alors

le phénomène de suroscillation, défaut tolérable s'il reste dans des limites raisonnables (de l'ordre de 5%). Voir fig. 64. Bien entendu, seuls les signaux rectangulaires permettent ces mises au point.

b) Réglage d'un atténuateur compensé.

Lorsqu'il faut atténuer un signal sous une impédance élevée, on utilise le classique pont diviseur à résistances. C'est ce que l'on fait, dans un oscilloscope, un multimètre... Pour les fréquences basses, le dispositif convient bien, mais en fréquences élevées, les inévitables capacités parasites C et C' , réalisent en plus, un diviseur capacitif imprévu et qui vient perturber gravement le fonctionnement. Pour pallier à cette difficulté, on ajoute les capacités C_1 et C_2 , en leur donnant des valeurs notablement plus grandes que celles des capacités parasites. On peut ainsi choisir C_1 et C_2 de manière à obtenir sur une large bande de fréquence la même atténuation que celle de R_1 et R_2 (voir fig. 65). On

a alors $R_1 C_1 = R_2 C_2$. Le réglage est facile avec les signaux rectangulaires :

- Injecter en V_e le signal carré.
- Régler C_1 pour avoir en V_s la même forme.

Si C_1 est trop faible, les fréquences élevées sont atténuées : le signal carré s'arrondit.

Si C_1 est trop fort, elles sont favorisées et il y a dépassement. Pour la bonne valeur, le créneau est parfait. Voir photos 9, 10 et 11.

Signalons encore une manipulation permettant d'apprécier la valeur d'un condensateur.

Il s'agit tout simplement d'une utilisation du phénomène de différenciation. Le TBF1038 alimenté en signaux carrés, le montage de la figure 66, un oscilloscope permettant d'observer la forme de la tension de sortie.

La résistance de $47 \text{ k}\Omega$ est parcourue par les courants de charge I_c de C_x , alternativement dans un sens, puis dans l'autre. Ces courants développent aux bornes de la résistance, des tensions $V = R \cdot I_c$ qui sont observées. Plus C_x

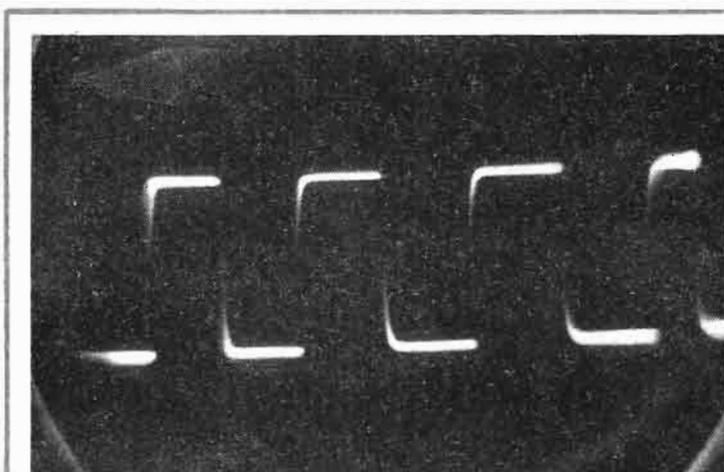


Photo 9 - Réglage d'un atténuateur compensé. Sous-compensation : C_1 est trop faible.

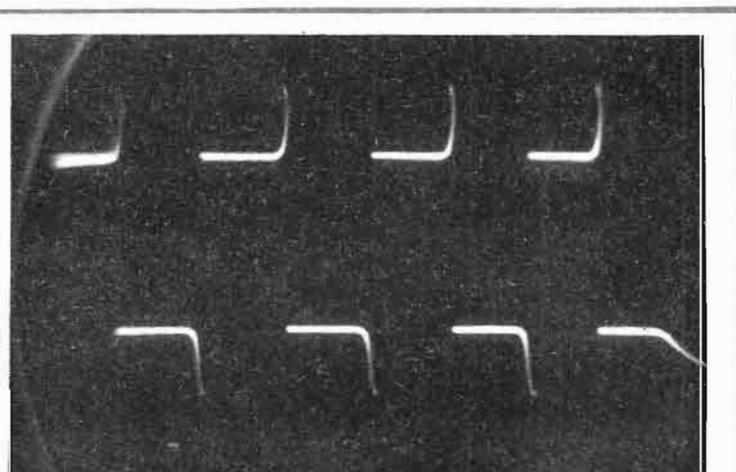
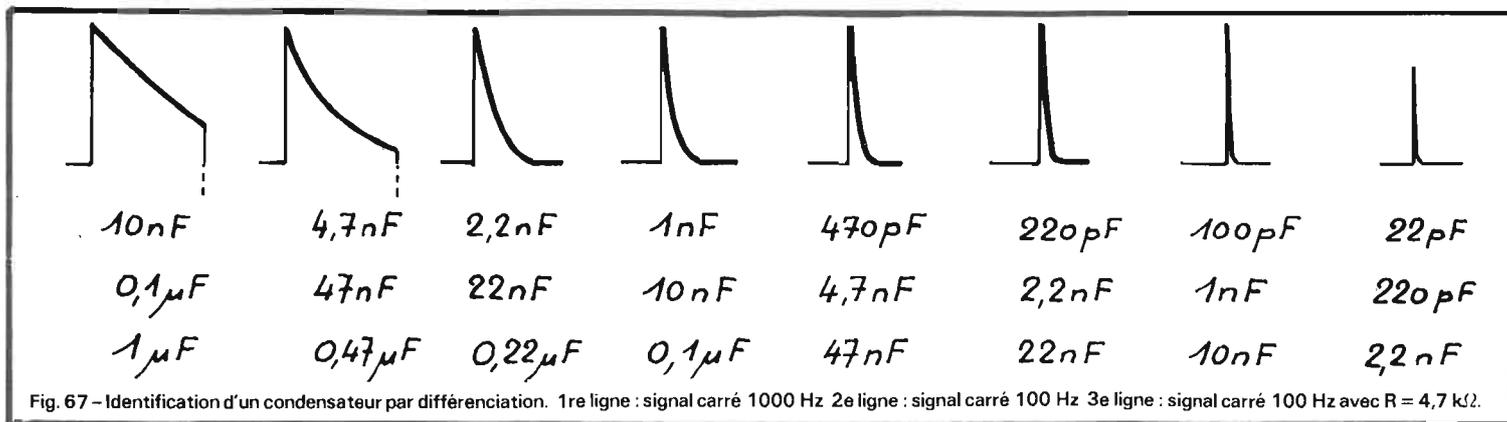


Photo 10 - Idem. Sur-compensation : C_2 est trop fort.



est faible et plus les charges sont courtes. La forme du signal différencié dépend donc de V_{cc} , de C_x et de R .

Mais si l'on fait varier la fréquence du créneau rectangulaire d'entrée, la fin de charge est, ou bien prolongée, ou bien écourtée, ce qui donne un signal dont la forme relative varie.

Il est ainsi possible de juger de la valeur d'un condensateur en observant la forme du signal obtenu. Voir figure 68.

Sans aller jusqu'à « mesurer » ainsi la valeur d'un condensateur, le procédé permet de lever le doute sur certains composants dont le marquage est douteux ou a disparu et cela en descendant à quelques picofarads. Au-delà de $0,1 \mu F$, la différenciation étant trop faible avec $47 \text{ k}\Omega$, il suffit de remplacer cette résistance par une 4700Ω pour atteindre $1 \mu F$, ce qui sera le maximum appréciable par cette méthode.

4. LES TENSIONS CONTINUES

En réglant le gain de l'amplificateur à zéro, les signaux alternatifs disparaissent de la sortie, mais il est toujours possible de faire varier le potentiel continu de S_1 (ou de S_2) par la commande de centrage.

On dispose ainsi d'une tension continue atteignant au maximum $+6,5 \text{ V}$, d'une bonne stabilité et atténuable de 10 en 10 jusque $+6,5 \text{ mV}$.

Nous avons apprécié cette possibilité, lors de la mise au point de notre dernier multimètre numérique. Le TBF1038 peut donc servir de tension continue de référence, pour un essai rapide.

Une autre possibilité : l'étude du point de fonctionnement d'un étage amplificateur. La sortie du TBF1038 est reliée directement à la base du transistor de l'étage. Le centrage fixe la polarisation, le gain injecte le signal à amplifier. Il

est ainsi possible de déterminer rapidement les meilleures conditions de fonctionnement.

5. LES SIGNAUX TTL

Rien de particulier à signaler. Nous disposons d'un signal compatible TTL, capable d'attaquer 8 entrées normales (fan-out = 8) de fréquence variable de $0,02 \text{ Hz}$ à 200 kHz et de rapport cyclique variable. Le fait de disposer également d'une prise $+5 \text{ V}$ permet ainsi de réaliser et d'expérimenter de petits montages logiques. Il faudra éviter les liaisons trop longues entre la sortie TTL et le montage d'utilisation. Torsader éventuellement le fil chaud et le conducteur de masse.

6. RAPPELS

a) **Comparateur.** Permet la détermination des niveaux de crêtes positives et négative d'un signal périodique, d'amplitude 1 V_{cc} maximum.

— Injecter ce signal en Ecp. Le contacteur de Tone-Burst en CpE. Oscilloscope en TTL.

— Chercher avec le potentiomètre de seuil la disparition des impulsions positives.

— Mesurer la tension de seuil, en Mes. avec un voltmètre numérique : on a la tension de crête positive.

— Même mesure pour la tension de crête négative, en cherchant le point de disparition des impulsions négatives.

Si la tension inconnue dépassait 1 V_{cc} , il suffirait de l'injecter par l'intermédiaire d'un atténuateur compensé (voir plus haut) et étaloné.

b) **Appariement de condensateurs.** Permet de trier dans un assortiment de condensateurs, des exemplaires de même valeur.

— Disposer ces composants entre C_x/f et masse. Le TBF1038 est en gamme Cext.

— Mesurer la fréquence obtenue au fréquencemètre numérique. L'écart sur les valeurs des condensateurs est égal à l'écart sur les fréquences obtenues.

7. MESURE DES FRÉQUENCES BASSES AVEC LES FRÉQUENCÈMÈTRES TFX1 ET TFX2

Ayant réalisé le TBF1038 après les fréquencemètres TFX1 et TFX2, nous avons eu l'agréable surprise de constater que ces appareils comptaient parfaitement les fréquences jusqu'au minimum technologiquement possible, **c'est-à-dire 1 Hz**. Ce résultat est obtenu en signal rec-

tangulaire avec une amplitude de 100 mV_{cc} . En sinusoïdal, le 5 Hz est mesuré avec une amplitude à l'entrée de 125 mV eff .

A 1000 Hz , la sensibilité de l'entrée est de 30 mV_{cc} en rectangulaire et en triangulaire, elle est de 40 mV_{cc} (soit 14 mV eff) en sinusoïdal).

Ces performances sont conservées, bien entendu, pour toutes les fréquences du TBF 1038, puisque les TFX montent facilement jusque 30 MHz , en entrée directe.

CONCLUSION

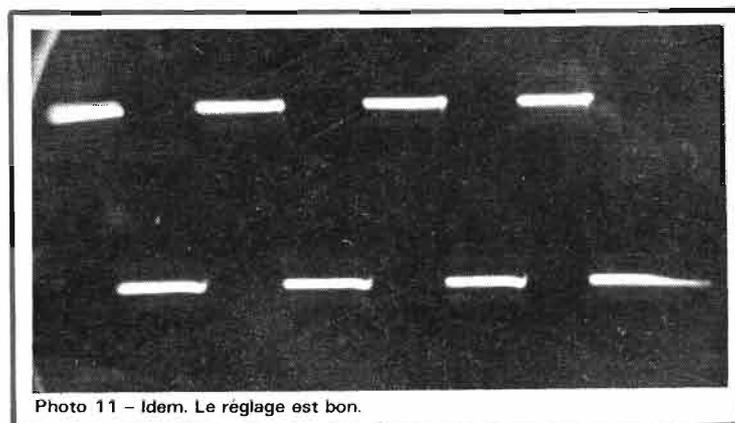
Cet inventaire, relativement bref des possibilités du TBF1038, en termine l'étude. Mais nous sommes persuadés que vous lui découvrirez d'autres applications dans le courant de vos travaux.

Nous restons à votre disposition pour tout renseignement complémentaire. En cas de demande écrite de renseignements, veuillez joindre une enveloppe timbrée et self-adressée.

Veillez nous signaler aussi vite que possible, toute erreur constatée dans les textes ou les figures. Soyez persuadés que, contrairement à ce que pensent certains lecteurs, les erreurs ne sont jamais, en ce qui nous concerne, volontaires. Elles constituent, bien au contraire, notre souci permanent.

Enfin, nous serions heureux de recevoir de votre part, des suggestions sur les types d'appareils de mesures que vous aimeriez voir décrire dans les colonnes de cette rubrique. En effet, si une certaine majorité de lecteurs paraissait porter un intérêt sur tel ou tel appareil, nous pourrions en tenir compte dans l'établissement de notre calendrier A l'avance, merci !

F. THOBOIS F1038
38, rue J.-Jaurès
62160 Bully-les-Mines.



ALLUMAGE AUTOMATIQUE DES FEUX DE POSITION

L'ENSEMBLE décrit dans cet article est destiné à allumer automatiquement les feux de position d'un véhicule automobile ou d'une embarcation. Le montage est alimenté par la batterie de bord et la tension qui est appliquée à l'étage amplificateur est stabilisée, si bien que le fonctionnement normal est assuré pour des tensions d'alimentation pouvant varier de 10 V à 14 V et plus. Cet ensemble allume les feux de stationnement ou de position dès que la lumière du jour diminue ; elle les éteint automatiquement le matin aussitôt que la lumière ambiante devient suffisante. L'élément détecteur d'éclairement est une cellule photoélectrique au sulfure de cadmium.

PRINCIPE DE L'APPAREIL

La cellule photoélectrique mesure le niveau d'éclairement existant à l'extérieur du véhicule ; elle doit donc être placée à un endroit où elle est susceptible d'être éclairée par la lumière du jour. La partie sensible de la cellule est un composé dans lequel entre du sulfure de cadmium : ce

type de cellule est parfois aussi appelé photo-résistance. Il s'agit, en fait, d'une résistance dont la valeur est variable en fonction de l'éclairement qu'elle subit. La partie sensible de la cellule est une structure polycristalline à base de sulfure de cadmium ; elle se présente sous la forme d'un mince ruban serpentant sur un support isolant et protégé par une fenêtre en verre spécial. Ce genre de cellule est caractérisée par une bonne sensibilité aux radiations visibles de la lumière et par une vitesse de réponse très moyenne aux variations rapides d'éclairement, ce qui ne présente pas d'inconvénient particulier dans notre cas.

La résistance de la cellule diminue quand le niveau d'éclairement augmente ; la décroissance de la résistance est plus accentuée vers les faibles éclaircissements. L'allure générale de la courbe donnant la valeur de la résistance présentée par la cellule en fonction de l'éclairement qu'elle subit est un peu analogue à une décroissance logarithmique. Une telle courbe est représentée sur la **figure 1**. Il s'agit d'une courbe moyenne relevée sur une cellule Philips de référence LDR 03. Bien entendu, si l'on change d'élé-

ment photosensible, les valeurs portées peuvent être différentes, néanmoins, l'allure de la courbe reste identique tant qu'il s'agit de cellules au sulfure de cadmium.

Il est possible de faire fonctionner le montage avec plusieurs types différents de cellules ; il faudra se reporter alors aux courbes $R = f(\text{éclairement})$ publiées par le fabricant, afin de connaître la valeur de la résistance obtenue pour un éclaircissement donné. Connaissant les valeurs de résistance correspondant aux deux seuils choisis, il est facile, à ce moment, de déterminer le pont diviseur constitué d'une part par la cellule et d'autre part par la résistance R_5 . Ce pont diviseur conditionne la tension d'entrée V_e , dont nous verrons la signification lors de la description du circuit trigger.

L'élément photosensible doit agir sur un système qui lui-même actionne un relais commandant l'allumage ou l'extinction des feux de position. Le soir, lorsque la nuit descend et que la lumière ambiante tombe en dessous d'un certain niveau, l'appareil doit déclencher l'allumage. Le matin, dès que l'éclairement est suffisant, il doit, au contraire éteindre les feux. Il est souhaitable que ces

deux basculements n'aient pas lieu exactement pour le même niveau d'éclairement. Si cela était le cas, on pourrait assister à un phénomène de « pompage » ou accrochage lent, au moment précis où le système serait prêt à basculer. A cet instant, la plus infime variation de la lumière provoque soit l'allumage soit l'extinction des feux, selon le sens dans lequel se produit la variation.

Il faut donc que l'allumage et l'extinction se produisent pour des niveaux d'éclairement différents l'un de l'autre. Ordinairement, on considère que l'allumage des feux de position doit se produire pour un éclaircissement compris entre 30 et 70 lux, tandis que l'extinction doit se situer entre 120 et 200 lux.

Il existe un circuit électronique, appelé trigger, qui présente la propriété de posséder des seuils différents selon le sens dans lequel s'effectue la variation de la tension d'entrée.

Un circuit trigger est un montage qui présente la propriété d'avoir une caractéristique de transfert, c'est-à-dire une caractéristique représentant la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée telle que celle représentée sur la **figure 2**. L'examen de

cette courbe montre que si l'on augmente progressivement la tension d'entrée V_e , en partant d'une valeur assez basse, la tension de sortie V_s commence par rester constante et conserve une valeur assez élevée (V_H). Lorsque la tension d'entrée V_e , toujours en augmentant, dépasse un certain seuil V_{e1} (dit seuil haut), la tension de sortie V_s passe brusquement, et d'une façon irréversible, à une valeur basse (V_L). Si, à partir de cet instant, on continue encore à augmenter V_e , la tension de sortie ne varie plus et reste stable au niveau bas V_L .

Si, après que V_e ait atteint une valeur supérieure au seuil de basculement haut V_{e1} , on diminue à présent la tension d'entrée V_e , on constate que cette tension franchit dans l'autre sens le seuil V_{e1} sans que la tension de sortie change. Ce n'est que plus tard, quand la tension d'entrée franchira, en descendant, une tension de seuil V_{e2} , inférieure à V_{e1} (seuil bas), que la tension de sortie V_s reprendra brutalement sa valeur originelle haute V_H , par un processus également irréversible. L'écart entre les deux tensions de seuil V_{e1} et V_{e2} est appelé hystérésis ; il est très utile dans de nombreuses applications.

UTILISATION D'UN AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL COMME TRIGGER

Un amplificateur opérationnel est un circuit analogique qui est destiné, en principe, à fonctionner avec des variations progressives de la tension d'entrée, de même que la tension de sortie. Toutefois, l'emploi d'une réaction positive entre la sortie et l'entrée permet d'obtenir un effet trigger.

En effet, si l'on applique à un amplificateur opérationnel une réaction positive de la façon qu'il est indiqué sur la **figure 3**, même si le taux de réaction, qui est défini par le rapport des résistances R_1 et R_2 , est très petit, le montage ne peut plus se trouver que dans un état où sa tension de sortie est soit à sa valeur maximale V_H , soit à sa valeur minimale V_L , ceci étant le fait du très grand gain de l'amplificateur. Cela peut s'expliquer comme suit : si la tension différentielle, appliquée entre les bornes des entrées + et - de l'amplificateur opérationnel, est suffisamment petite pour que la tension de sortie soit proche de son point de repos, la moindre variation de la tension appliquée

sur l'entrée - va se répercuter, par l'intermédiaire du pont diviseur R_1, R_2 , sur l'entrée +. Cette variation se fera dans un sens tel qu'elle tendra encore à augmenter celle-ci, puisque le montage fonctionne avec une réaction positive. Si le rapport des résistances R_1 et R_2 est tel que la fraction de la tension de sortie, ramenée sur l'entrée + par ce réseau diviseur, garde un niveau suffisant, c'est-à-dire que l'affaiblissement apporté par le réseau R_1, R_2 est inférieur au gain en boucle ouverte de l'amplificateur, le phénomène est cumulatif et le montage arrive immédiatement à la saturation. La tension de sortie prend alors sa valeur maximale V_H ou bien sa valeur minimale V_L . Le gain en boucle ouverte d'un amplificateur opérationnel du genre SFC2741 étant au minimum de 20 000, il suffit que la fraction de tension ramenée sur l'entrée + soit supérieure à $1/20\,000^e$ de la tension de sortie pour que l'effet soit cumulatif et que le montage se comporte comme un trigger.

Le cyclogramme de fonctionnement d'un tel montage est représenté sur la **figure 2**. Si l'on suppose qu'initialement $V_e = 0$ (c'est-à-dire que l'entrée inver-

seuse est au potentiel zéro), la tension de sortie présente alors sa valeur maximale V_H . Si maintenant nous faisons croître V_e , rien ne se passe tant que cette tension d'entrée n'atteint pas la valeur de la tension appliquée sur l'entrée non-inverseuse par le diviseur potentiométrique R_1, R_2 . Au moment précis où la tension d'entrée V_e devient à peu de chose près égale à la différence de potentiel existant aux bornes de la résistance R_1 , la tension de sortie tend à décroître, ce qui diminue la différence de potentiel aux bornes de R_1 et accentue ainsi le décalage de tension entre les entrées + et -. Le montage bascule sous l'effet de la réaction positive, l'effet étant cumulatif : la tension de sortie passe à ce moment à sa valeur minimale V_L .

L'augmentation de la tension d'entrée V_e au-delà du seuil haut ne produira aucun effet, cette variation de la tension d'entrée ne faisant qu'accroître encore plus l'écart de tension qui existe entre l'entrée + et l'entrée -. Si maintenant nous diminuons la tension d'entrée V_e , nous constatons qu'aucun basculement ne se produit quand V_e atteint, en descendant, la valeur du seuil haut. Il faudra que V_e arrive à la valeur

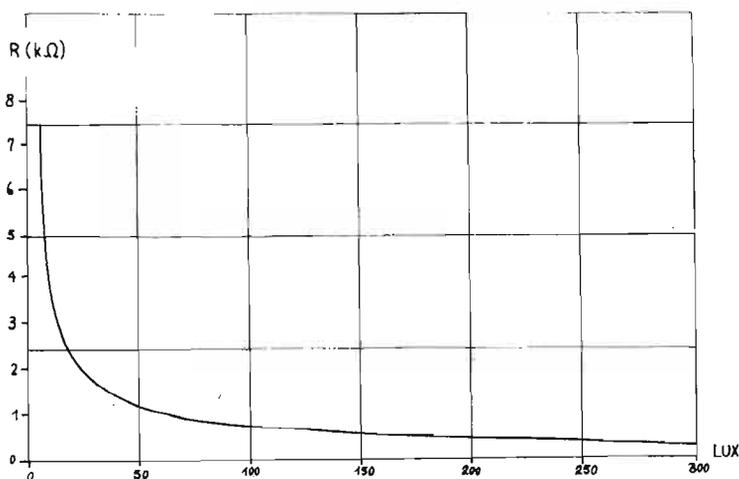


Fig. 1 - Courbe donnant la valeur de la résistance présentée par une cellule LDR 03 en fonction de l'éclairement qu'elle subit. Il s'agit d'une courbe moyenne relevée pour une température de couleur de 2 860 °K. Habituellement ces courbes sont présentées en coordonnées Log. Log. La représentation est alors très voisine d'une droite.

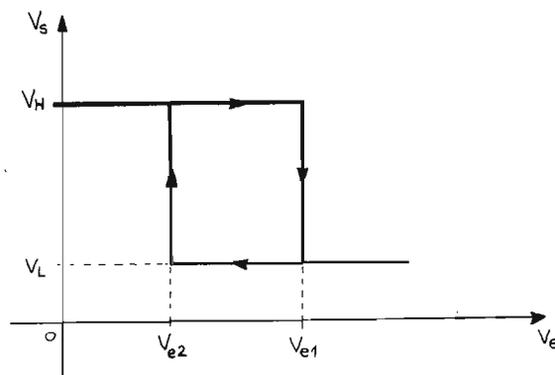


Fig. 2 - Représentation graphique des caractéristiques d'un circuit trigger ou cyclogramme de fonctionnement. Il indique l'état de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée V_e et du sens selon lequel on parcourt le cyclogramme.

V_{e2} pour que la tension de sortie commence à remonter. Dès le début de cette remontée, le phénomène cumulatif s'amorce et il y a un nouveau basculement qui porte la tension de sortie à une valeur V_H .

La courbe donnant la variation de V_s en fonction de V_e est un cyclogramme : il a la forme indiquée sur la **figure 4a**. L'écart entre les tensions V_{e1} et V_{e2} est appelé hystérésis.

Le montage de la **figure 4b** constitue donc un circuit trigger qui transforme toute variation progressive de la tension d'entrée en une variation brusque de la tension de sortie. Quand la tension est comprise entre les deux seuils V_{e1} et V_{e2} , le montage est bistable et l'on ne peut pas dire, sans connaître la précédente tension d'entrée, si la tension de sortie est haute ou basse ; cela dépend de ce qui s'est passé avant.

L'avantage du circuit trigger réalisé avec un amplificateur opérationnel sur les circuits classiques est que l'on peut déterminer les seuils V_{e1} et V_{e2} avec une assez bonne précision. En effet, si l'on ajoute, au pied de la résistance R_1 une tension appelée V_{ref} , il devient possible de faire varier la position de V_{e1} et de V_{e2} ainsi que l'écart de tension ΔV_e existant entre ces deux seuils.

Si l'on se rapporte aux **figures 4a, et 4b**, le seuil haut est donné par la relation :

$$V_{e1} = V_{ref} + (V_H - V_{ref}) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

tandis que la tension du seuil bas est déterminée par :

$$V_{e2} = \frac{V_{ref} R_2 + V_L R_1}{R_1 + R_2}$$

Enfin l'hystérésis, c'est-à-dire l'écart de tension entre les deux seuils, se calcule à l'aide de la relation :

$$V_e = (V_H - V_L) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Etant donné la très grande valeur du gain en boucle ouverte des amplificateurs opérationnels intégrés, on peut prendre un rapport R_1/R_2 très petit et obtenir ainsi un trigger dont les seuils sont très proches l'un de l'autre. D'autre part, l'impédance d'entrée d'un trigger réalisé avec un amplificateur opérationnel intégré peut être très élevée ; elle est uniquement celle de l'entrée inverseuse de l'amplificateur qui est considérablement plus forte que celle que l'on peut obtenir avec un montage conventionnel.

DESCRIPTION DU MONTAGE

Le schéma de détail de l'appareil est représenté sur la **figure 5**. On peut y voir l'amplificateur opérationnel intégré CI utilisé en trigger comme indiqué plus haut. La sortie de ce circuit intégré (broche n° 6) commande, par l'intermédiaire du diviseur constitué par les résistances R_8 et R_9 , la base du transistor T. Dans le collecteur de ce dernier se trouve placée la bobine du relais RL. Aux bornes de celle-ci se trouve une diode D destinée à supprimer les surtensions qui prennent naissance dans ce bobinage lors de la coupure brusque du courant col-

lecteur du transistor T. Le relais RL, le transistor T et les feux de position sont alimentés directement à partir de la tension de la batterie. Les valeurs des résistances R_8 et R_9 , ainsi que le choix du transistor T, imposent, pour le relais RL, une résistance minimale de l'enroulement de 60Ω , correspondant à un courant maximal d'environ 0,2 A dans le transistor T. L'amplificateur opérationnel et les différents diviseurs de tension ont leur alimentation stabilisée à 8,2 V par la diode régulatrice de tension Z associée à la résistance R_7 . L'interrupteur K permet de mettre la totalité du montage hors circuit quand on le désire.

Le courant consommé par le montage, à l'exclusion de celui circulant dans le relais RL, les lampes et la diode régulatrice de tension, est de l'ordre de 8 à 10 mA, sous une tension de 8,2 V. La résistance R_7 (100Ω) permet donc un fonctionnement normal pour une tension de batterie comprise entre 9,5 V et 14 V ou plus.

La tension de référence V_{ref} est obtenue à partir du diviseur de tension constitué par les résistances R_3 et R_4 , ainsi que par le potentiomètre P_2 . Pour les valeurs de ces éléments indiquées dans la nomenclature, la tension V_{ref} , disponible sur le curseur de P_2 , peut être choisie entre + 3,43 et + 6,86 V.

Les résistances R_1 , R_2 et le potentiomètre P_1 constituent le réseau de réaction positive. Le rapport des résistances R_2/R_1 est rendu variable au moyen du potentiomètre P_1 ; il peut être compris entre 8.4 et 0.4.

La tension d'entrée V_e apparaît aux bornes de la résistance R_2 . Elle est appliquée à l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur (broche n° 2) à travers un circuit R_{10} , C_3 et R_6 dont le but est de réaliser une constante de temps suffisante pour que l'ensemble ne réponde pas immédiatement à une variation soudaine et de peu de durée de l'éclairement. Un tel cas peut se présenter, la nuit par exemple, quand les feux de stationnement sont déjà allumés, et que passe, à côté du véhicule arrêté, une autre voiture circulant avec ses feux de route. A partir du moment où la lumière des phares de l'autre véhicule viendrait à éclairer plus ou moins la cellule, les feux de position s'éteindraient aussitôt pour se rallumer dès que la voiture commencerait à s'éloigner. La constante de temps due à R_{10} et à C_3 , de l'ordre de 3 secondes, met le système à l'abri de tels fonctionnements transitoires.

Déterminons maintenant la valeur des éléments constitutifs du circuit trigger. Tout d'abord, nous savons que l'allumage doit se produire pour un éclairement compris entre 30 et 70 lux, tandis que l'extinction se situe entre 120 et 200 lux. Prenons comme valeur la moyenne de ces deux chiffres, soit un seuil bas de 50 lux et un seuil haut de 160 lux. Si nous utilisons une cellule du type LDR 03, la courbe de la **figure 1** nous indique que pour un éclairement de 50 lux, la cellule présente une résistance d'environ 100Ω , et pour 160 lux une résistance d'environ 480Ω . La valeur de la résistance R_5 étant

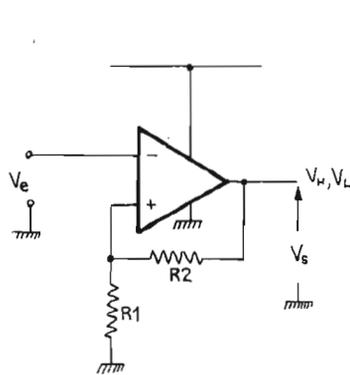


Fig. 3 - Amplificateur opérationnel opérant avec une réaction positive qui rend son fonctionnement absolument semblable à celui d'un trigger.

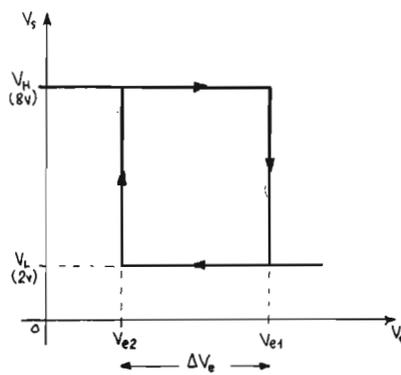


Fig. 4a - Cyclogramme de fonctionnement du circuit de la figure 4b faisant apparaître les différentes tensions de seuil dont il est question dans le texte.

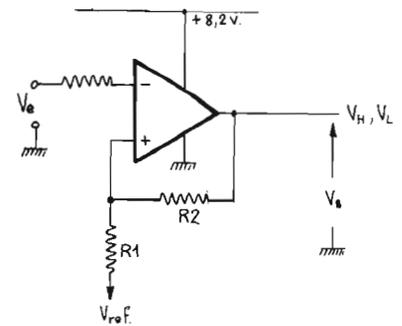


Fig. 4b - Amplificateur opérationnel monté en circuit trigger. Le rapport des résistances R_1 et R_2 détermine les seuils haut et bas.

arbitrairement fixée à 2 000 Ω, une simple application de la loi d'Ohm nous indique que, l'ensemble cellule-résistance R₅ étant alimenté sous une tension de 8,2 V (point 2 du montage de la figure 5), la tension d'entrée V_e (point 1 du montage) est de 5,29 V pour 50 lux et de 6,61 V pour 160 lux (le courant circulant dans l'entrée inverseuse de l'amplificateur est de 500 nA au maximum, et, comme tel peut être négligé). Ainsi se trouve déterminées les tensions de seuil du trigger : V_{e1} = 6,61 et V_{e2} = 5,29 ; on en déduit immédiatement l'hystérésis nécessaire V_e = V_{e1} - V_{e2}, soit V_e = 6,61 - 5,29 = 1,32.

Sachant que V_H = 8 V et que V_L = 2 V, la relation c nous permet de déterminer le rapport des résistances R₁/R₁ + R₂ que nous trouvons égal à 0,22.

Puisque R₁ + R₂ de la figure 4b est égal, dans le montage de la

figure 5, à la somme de R₁, de R₂ et du potentiomètre P₁, nous obtenons :

$$R_1 + R_2 = 8200 + 47000 + 22000 = 77200$$

d'où la valeur de la résistance de réaction (R₁ de la figure 4b) :

$$R_1 = 77200 \times 0,22 = 17000 \Omega$$

On détermine de même R₂ de la figure 4b : R₂ = 77000 - 17000 = 60000 Ω.

De la relation b, on tire la valeur de la tension de référence :

$$V_{ref} = \frac{V_{e2}(R_1 + R_2) - V_L R_1}{R_2}$$

soit :

$$V_{ref} = \frac{5,29(17.10^3 + 60.10^3) - 2(17.10^3)}{60.10^3} = 6,22 \text{ V}$$

Les valeurs suivantes : R₁ = 17 kΩ, R₂ = 60 kΩ et V_{ref} =

6,22 V imposent au montage un seuil haut V_{e1} de 6,61 V et un seuil bas V_{e2} de 5,29 V, ce qui est la condition requise pour que, avec les éléments mentionnés, l'allumage se produise pour un éclairage de 50 lux et l'extinction pour un éclairage de 160 lux, ainsi qu'on le désirait.

Les valeurs des éléments déterminées ci-dessus sont obtenues en agissant sur les réglages des potentiomètres P₁ et P₂. Ces derniers permettent de faire varier les résistances R₁ et R₂, ainsi que la tension V_{ref}, afin qu'il soit possible d'utiliser d'autres cellules et/ou d'autres niveaux d'éclairage.

On trouvera, représenté sur la figure 6, un abaque indiquant les tensions de seuil haut et bas, que l'on peut obtenir avec un amplificateur opérationnel monté en trigger, selon le schéma de la

figure 4b, en fonction du rapport R₂/R₁ des résistances de réaction, avec en paramètre la tension de référence V_{ref}. Cet abaque a été établi à l'aide des relations a et b, et l'expérimentation a permis de confirmer les résultats.

Les cellules présentent une dérive en température, c'est-à-dire que pour un éclairage constant, la valeur de la résistance présentée par ce dispositif varie en fonction de la température à laquelle est soumis l'élément photosensible. Ordinairement, le coefficient de dérive des photorésistances est positif, c'est-à-dire que la résistance de la cellule augmente lorsque la température augmente également. Le coefficient de dérive thermique de certaines cellules est suffisamment faible pour que l'on puisse l'ignorer ; pour d'autres, en revanche, on ne peut plus négliger ce phénomène. Il n'est pas

NOMENCLATURE DES ELEMENTS DE LA FIGURE 5

- R₁ = 8 200 Ω 10 % 1/2 W
- R₃ = 1 000 Ω 10 % 1/2 W
- R₅ = 2 000 Ω 5 % 1/2 W
- R₇ = 100 Ω 10 % 1 W
- R₉ = 560 Ω 10 % 1/2 W
- R₂ = 22 kΩ 10 % 1/2 W
- R₄ = 390 Ω 10 % 1/2 W
- R₆ = 5 600 Ω 10 % 1/2 W
- R₈ = 2 200 Ω 10 % 1/2 W
- R₁₀ = 7 500 Ω 5 % 1/2 W

- P₁ = 47 kΩ linéaire
- P₂ = 1 000 Ω linéaire
- C₁ = 1 nF 63 V
- C₂ = 22 μF 25 V
- C₃ = 470 μF 16 V tantale
- CI = SFC 2741 C Sescosem
- D = ESM 100 ou 1N4383 Sescosem

C_{e1} = LDR 03 ou équiv.

T = BC338 cl25 Sescosem
Z = BZX85C 8,2 V Sescosem

RL = relais 12 V, résistance de la bobine 60 Ω minimum.

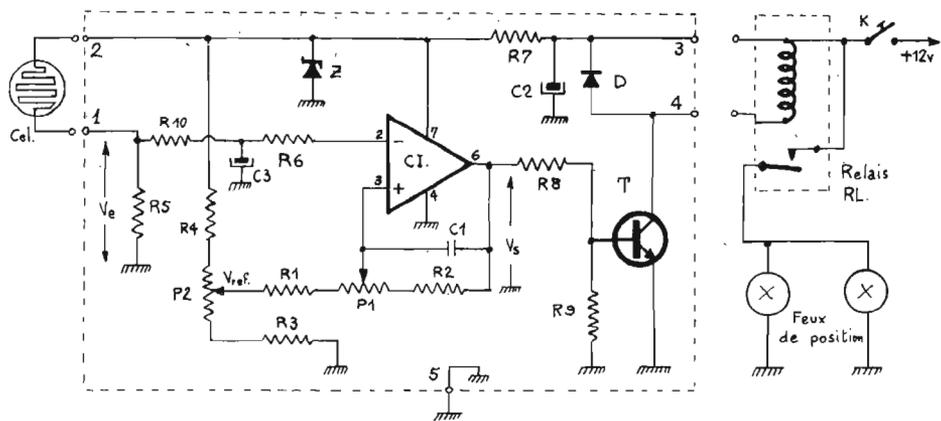


Fig. 5 - Schéma de détail de l'appareil.

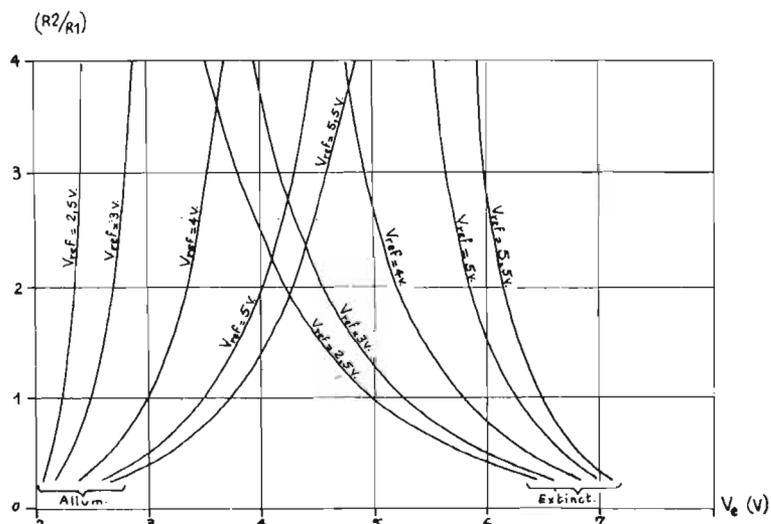


Fig. 6 - Abage indiquant les tensions de seuil obtenues avec le montage de la figure 4b en fonction du rapport R₂/R₁ des résistances de réaction, de la tension d'entrée V_e avec, en paramètre la tension V_{ref}.

possible d'indiquer ici un mode de compensation universel ; simplement, dans le cas où le coefficient de température de la cellule est positif, il faut disposer, en série avec cet élément, une petite résistance à coefficient de température négatif (thermistance). L'ensemble sera déterminé de telle manière que pour des éclaircissements voisins de ceux des seuils utilisés, la dérive négative de la thermistance compense le mieux possible la dérive positive de la cellule. En d'autres termes, la diminution de la tension d'entrée, due à l'augmentation de résistance de la cellule, doit être annulée par la diminution de la résistance de la thermistance, elle-même portée à la même température que la cellule photorésistive.

REALISATION

Le circuit d'allumage automatique des feux de position a été réalisé sous forme d'un circuit imprimé dont le dessin à l'échelle 1/1 est donné sur la **figure 7**. Il est vu de l'arrière, côté cuivre, et les zones sombres représentent le métal qui doit subsister après attaque chimique. Ce circuit imprimé comprend tous les éléments du schéma de la **figure 5** à l'exception toutefois du relais RL et de la cellule. Autrement dit, il comporte tous les éléments du schéma de la **figure 5** qui sont cernés par le trait en pointillé.

Les numéros des sorties sont reportés sur le circuit imprimé ; ce sont les mêmes que ceux qui figurent sur le schéma de la **figure 5**. Le circuit intégré CI doit être positionné de telle manière que l'index figurant sur le capot de cet élément soit orienté vers le chevron existant sur le circuit imprimé, ce repère indique la broche n° 8 du circuit intégré.

Les potentiomètres P_1 et P_2 sont disposés directement sur le circuit imprimé. Il n'a pas paru nécessaire de les rendre plus accessibles puisque les niveaux sont, en principe, réglés une fois pour toute. Il est préférable que le condensateur C_3 soit un modèle au tantale, ce type de capacité présentant un courant de fuite minime. Le relais RL est un modèle quelconque pourvu que la résistance de son enroulement soit supérieure ou égale à 60Ω , et que ses contacts puissent laisser passer l'intensité demandée par les lampes de signalisation.

La **figure 8** représente la disposition des différents composants

sur le circuit imprimé de la **figure 7**. Il est également vu de l'arrière, côté cuivre, le stratifié étant supposé transparent, afin que l'on puisse voir à travers l'emplacement des éléments.

MISE AU POINT

Une fois le câblage terminé et soigneusement vérifié, on applique une tension d'alimentation de 12 V continu au montage, le négatif étant relié à la masse et le pôle positif à la borne 3. On vérifiera, à l'aide d'un contrôleur universel, que la tension aux bornes

de la diode régulatrice de tension est comprise entre 7,7 et 8,5 V. On procède ensuite au réglage des seuils. En ce qui concerne les valeurs de R_1 et de R_2 , le mieux est d'utiliser un ohmmètre connecté entre le curseur de P_1 et le curseur de P_2 , ce qui permet d'ajuster R_1 : la valeur de R_2 se déduit par différence. Si l'on procède ainsi, il est très important de débrancher le circuit intégré CI du circuit imprimé avant de relier l'ohmmètre au montage ; sans cette précaution, on risque de détériorer l'amplificateur CI. D'une façon générale, il faut toujours éviter de se servir d'un

ohmmètre dans un montage comportant des circuits intégrés : on ne peut le faire que lorsque tous ces dispositifs ont été débranchés, ou bien en employant un ohmmètre spécial travaillant avec une tension très faible (inférieure à 0,2 V).

Le seuil V_{ref} sera réglé en fonctionnement, à l'aide d'un voltmètre branché entre le curseur du potentiomètre P_2 et la masse. La tension d'entrée V_e pourra être vérifiée au moyen d'un voltmètre à grande résistance interne branché entre la borne n° 1 et la masse.

G.L.

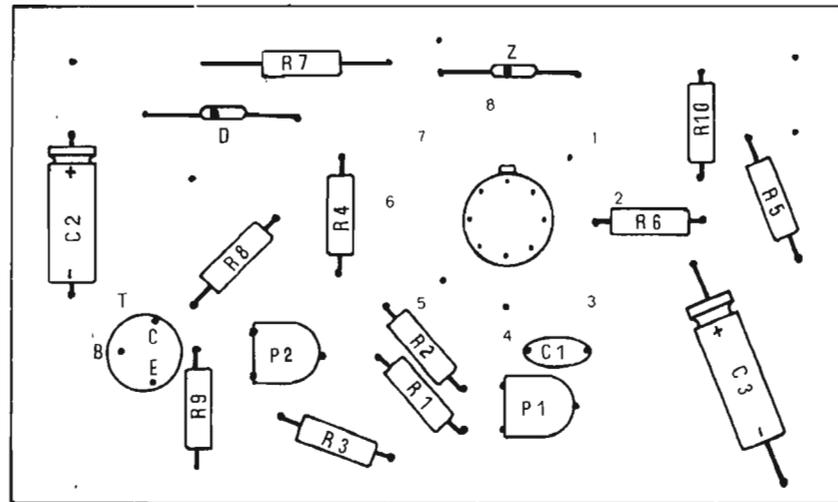
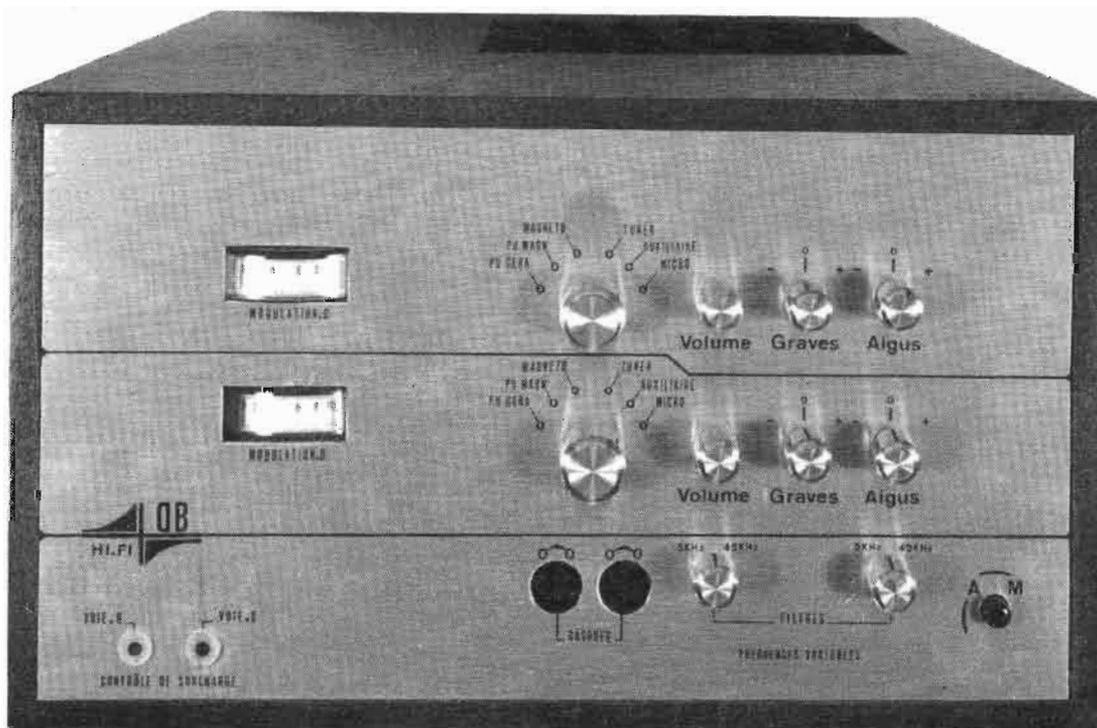


Fig. 8 - Disposition des différents composants sur le circuit imprimé de la figure 7.



Fig. 7 - Représentation à l'échelle 1/1 du circuit imprimé. Ce dernier est vu de l'arrière, côté cuivre, les zones sombres indiquant le métal qui doit subsister après l'attaque chimique.

AMPLIFICATEUR STEREOPHONIQUE MODULAIRE



2 x 25 Weff / 8 Ω – 2 x 50 Weff / 4 Ω

(Suite voir N° 1490)

- I INTERCONNEXION DES MODULES
PRÉAMPLIFICATEURS (module HP5)
- II LE MODULE AMPLIFICATEUR HP6
 - A. VERSION SIMPLIFIEE
 - B. VERSION A PROTECTION ÉLECTRONIQUE

I - LE MODULE HP5

NOUS avons proposé le mois dernier le module préamplificateur réalisable en circuit simple ou double faces. Ces deux modules préamplificateurs HP4 munis de connecteurs vont coulisser horizontalement dans des glissières et venir s'enficher dans un circuit d'interconnexions HP5 fixé lui verticalement et relié au circuit de base HP1.

Le rôle de ce module HP5 ne s'arrête pas là, en effet, les modules préamplificateurs doivent être alimentés sous une tension de +20 V. Comme nous disposons d'une tension stabilisée de +50 V, on va insérer une résistance chutrice pour créer ce nouveau potentiel. Le schéma de la figure 19 nous montre le montage réalisé et ce, bien entendu, sur le module HP5. La consommation du module préamplificateur étant de 7 mA et la chute de tension de $50 - 20 = 30$ V, il est simple de calculer R :

$$R = \frac{30}{7} = 4,3 \text{ k}\Omega$$

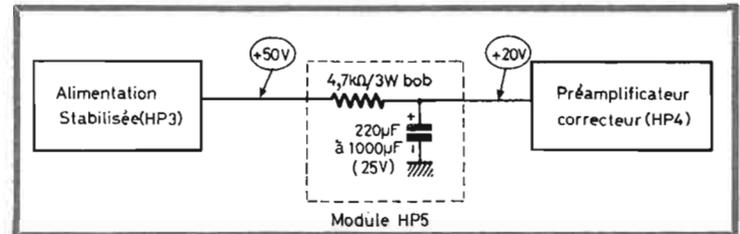
Par commodité, on choisira une résistance de $4,7 \text{ k}\Omega - 3 \text{ W}$ bobinée. Le découplage sera assuré par un électrochimique dont la valeur peut varier de $220 \mu\text{F}$ à $1000 \mu\text{F}$ avec une tension d'isolement de +25 V.

Sur notre maquette, le module HP5 portait également les composants nécessaires aux deux circuits « contrôle de modulation ». Nous avons repensé le problème en fonction du contrôle de surcharge, étude que nous verrons le mois prochain.

Le circuit imprimé (fig. 20) donné à l'échelle 1, est des plus faciles à réaliser. Il est toutefois impératif de respecter exactement le positionnement des pastilles, afin que les axes des potentiomètres et des commutateurs des deux préamplificateurs puissent sortir, lors de l'assemblage, aux différents perçages réalisés dans la tôlerie.

Les dimensions du CI sont de 152×115 mm. Là encore, la cote de 152 mm doit être respectée si l'on veut que le CI coulisse bien dans les deux glissières.

Le câblage ne pose aucune difficulté, le plan de la figure 21 indique le positionnement des quelques composants.



Les glissières seront fixées avec de la visserie de 3,2 mm. Les glissières sont identiques à celles utilisées sur le circuit de base HP1.

Nous rappelons que le condensateur C_{39} peut avoir une valeur comprise entre $220 \mu\text{F}$ et $1000 \mu\text{F}$.

1. LE SCHEMA DE PRINCIPE

Celui-ci est proposé à la figure 22. C'est un schéma assez simple, l'étage d'amplification en puissance étant assurée par une **paire de transistors complémentaires du type Darlington**.

Les résistances $R_{55}-R_{56}$ et R_{57} forment un diviseur de tension qui permet d'obtenir sur la base de Q_{12} une tension continue supérieure de 1,5 V à la tension du point milieu. Ceci maintiendra la tension de ce point milieu à $1/2$ V (soit +25 V) puisqu'il y a une tension constante de 1,5 V entre la base de Q_{12} et le point commun des résistances $R_{65}-R_{66}$ due à la jonction base-émetteur de Q_{12} et à la tension aux bornes de R_{60} .

La tension aux bornes de R_{58} est provoquée par la tension V_{BE}

II - LE MODULE AMPLIFICATEUR HP6

A) Version simplifiée GP6-A.

Disons tout de suite que nous entendons par version simplifiée un module dépourvu de protection électronique. Quant aux caractéristiques techniques elles sont pour les deux versions absolument identiques.

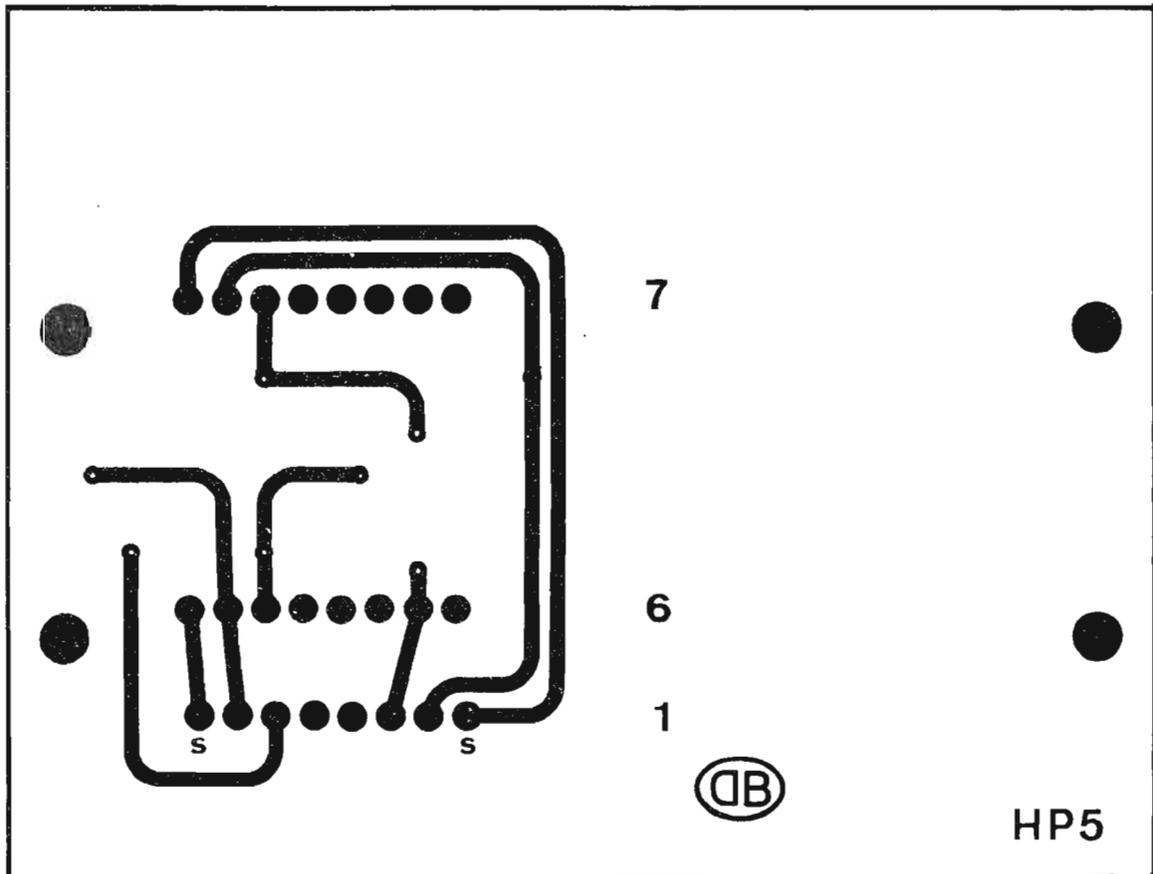


Fig. 20

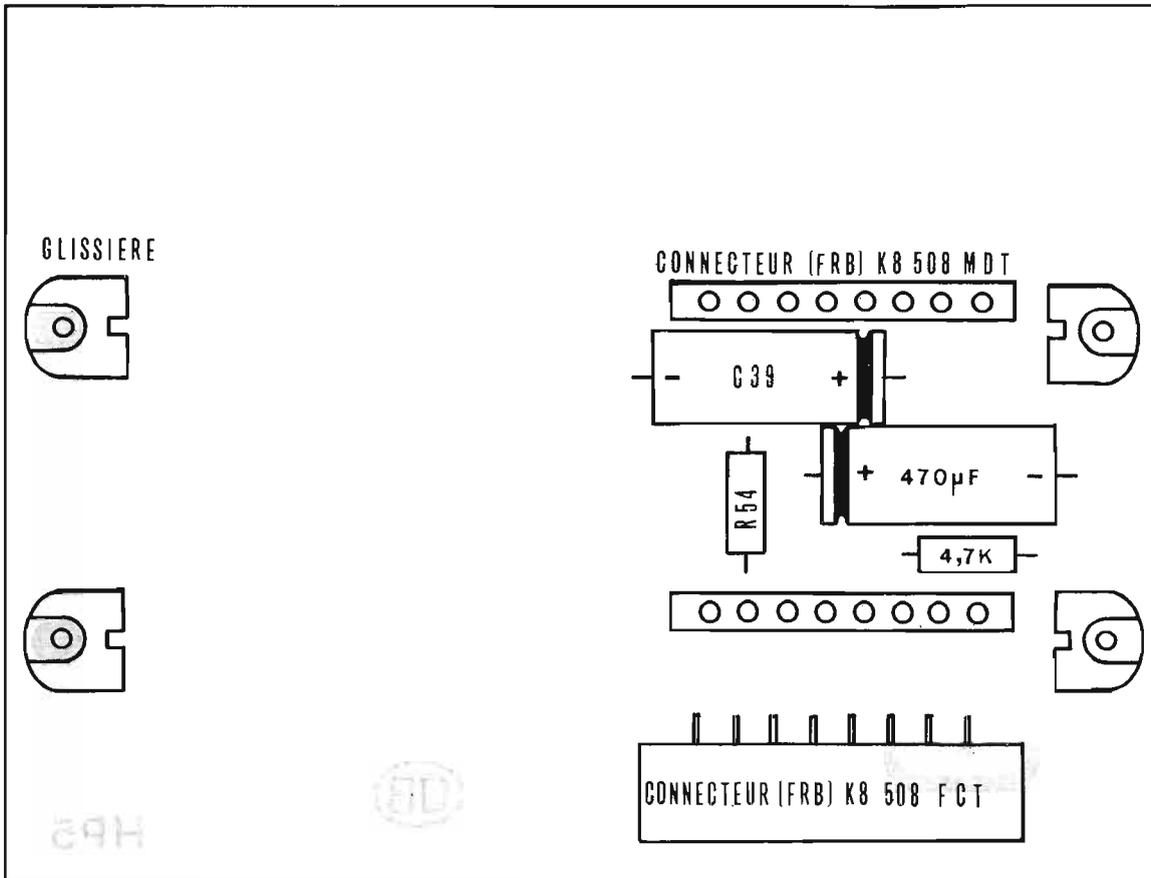


Fig. 21

de Q_{13} , soit 0,6 V. Le courant collecteur de Q_{12} peut donc se déduire de la relation :

$$\frac{V_{BE}}{R_{58}} \text{ soit } \frac{0,6}{1,8} = 0,33 \text{ m A}$$

Le gain en alternatif du circuit en boucle fermée se calcule par le rapport R_{60}/R_{59} .

L'impédance d'entrée est égale à la mise en parallèle des résistances R_{57} et R_{56} soit :

$$Z_e = \frac{150,82}{150 + 82} = 53 \text{ k}\Omega$$

Le transistor Q_{13} a un gain en tension de l'ordre de 60 dB. Le condensateur C_{36} de 47 pF placé entre base et collecteur évite les oscillations HF qui se manifestent par une sorte de sifflement.

Le transistor Q_{14} du type MPSA13 est un transistor Darlington. Il est utilisé pour fixer le courant de repos traversant les transistors de puissance en absence de modulation. Les résistances R_{63} - R_{64} et le potentiomètre ajustable P5 forment un diviseur de tension qui permet d'obtenir une tension émetteur-collecteur de 2,4 V.

Le potentiomètre ajustable P5 permet de faire varier le V_{CE} de Q_{14} et ainsi de régler le courant de

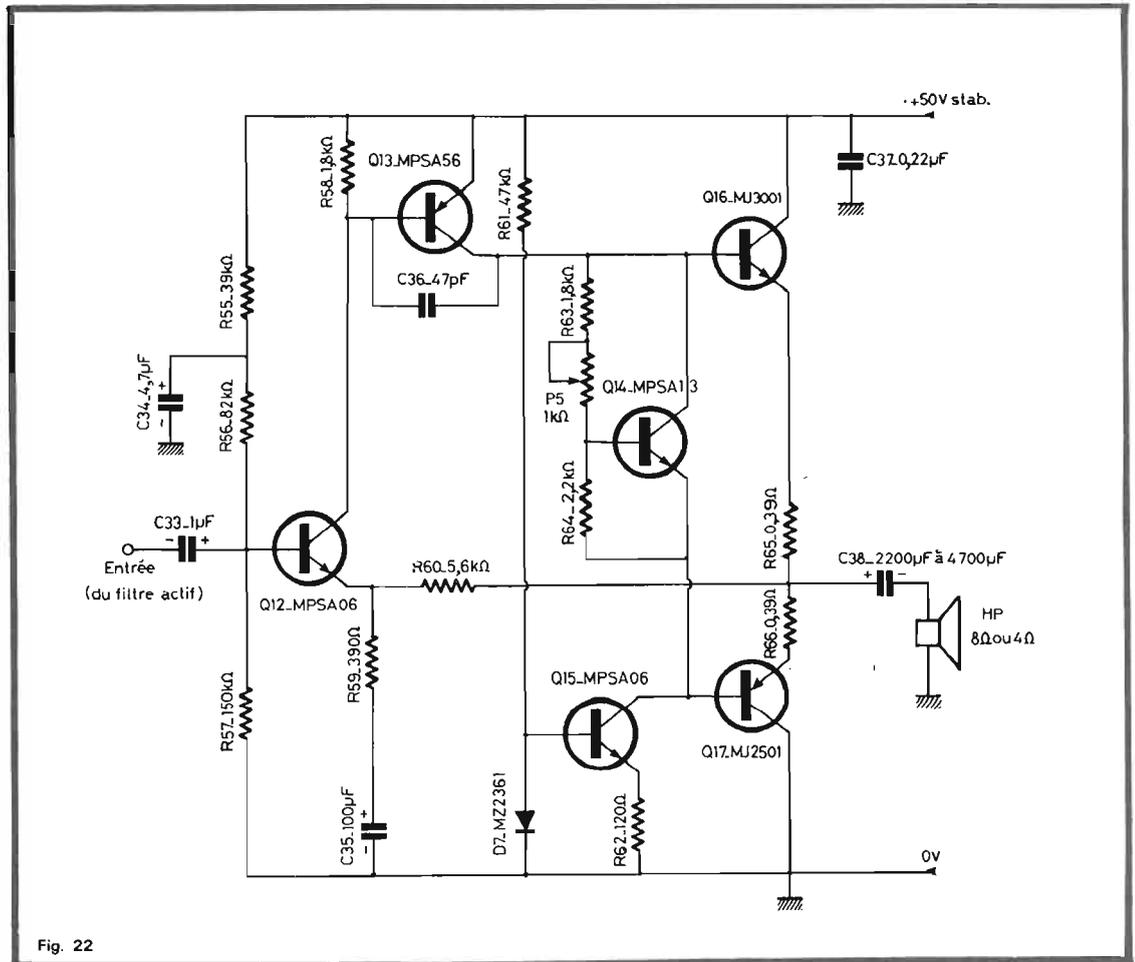


Fig. 22

repos de Q_{16} et Q_{17} à une valeur de l'ordre de 20 mA.

Une source de courant constant Q_{15} est utilisée pour éviter les effets néfastes des variations de tension d'alimentation qui se répercuteraient sur le courant de repos (I_0).

La sensibilité d'entrée de l'étage amplificateur est de 1 V eff.

2. LE CIRCUIT IMPRIME

Celui-ci est proposé figure 23 à l'échelle 1. Les dimensions sont identiques au circuit alimentation HP2, soit 127 x 114 mm.

Les pistes sont peu nombreuses, celles-ci ont été réalisées sur la maquette avec de la bande de 1,27 mm et du 2,54 mm pour la masse.

Nous avons gravé dans le cuivre l'emplacement des différents transistors ainsi que le sens de la diode.

Les différentes sorties au connecteur sont également repérées.

3. LE CABLAGE DU MODULE

Le plan de câblage nous est donné à la figure 24.

Les différents composants sont repérés par leurs symboles électriques. Il suffit de se reporter au schéma de principe de la figure 22 pour en connaître les différentes valeurs.

Toutes les résistances à l'exception de R_{65} et R_{66} sont de 1/2 W à $\pm 5\%$, résistances à couche (ou à couche métallique) [R_{65} et R_{66} sont des résistances bobinées de 3 W].

Les électrochimiques C_{33} - C_{34} et C_{35} ont une tension d'isolement de 63 V tandis que C_{38} lui est de 48 V d'isolement.

Les transistors de puissance Q_{16} et Q_{17} sont vissés directement sur les refroidisseurs sans interposition de rondelles de mica. Cependant ce procédé demande une isolation électrique des deux radiateurs qui est obtenue en utilisant des canons isolants de 6 mm qui sont en principe fournis lors de l'achat de transistors en boîtier T_{03} .

La fixation de ces deux dissipations thermiques au circuit imprimé est donnée à la figure 29. Le radiateur côté composants est plaqué contre le CI, tandis que

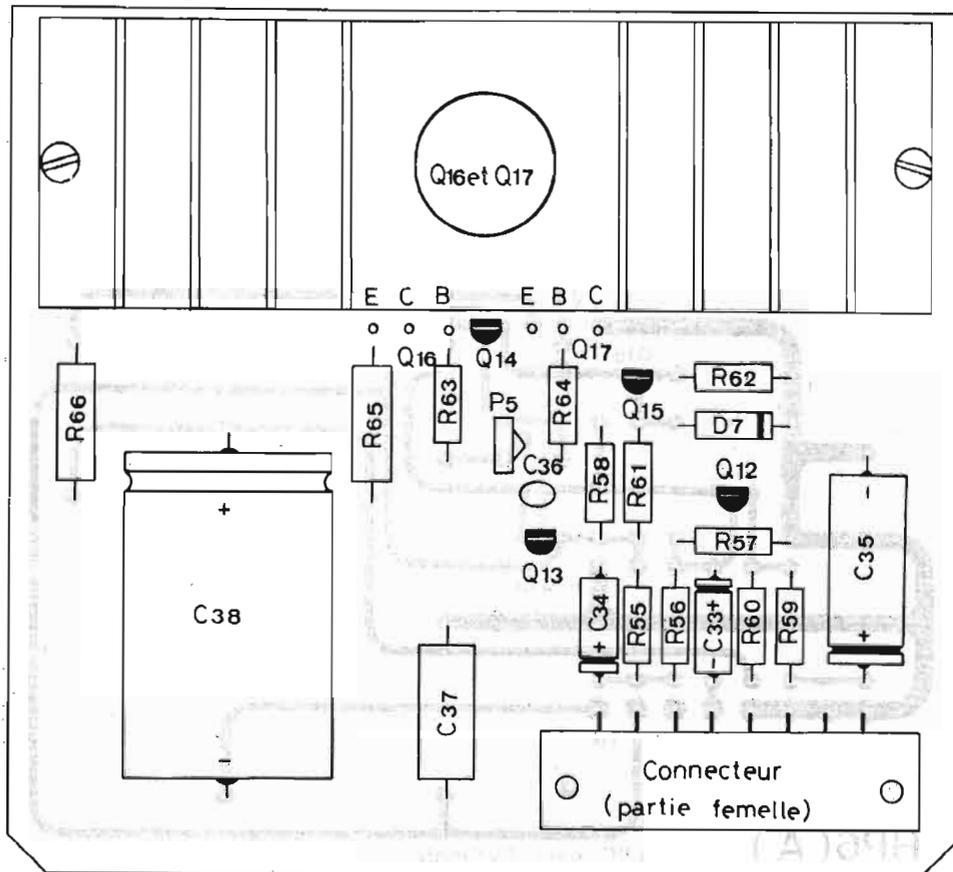


Fig. 23

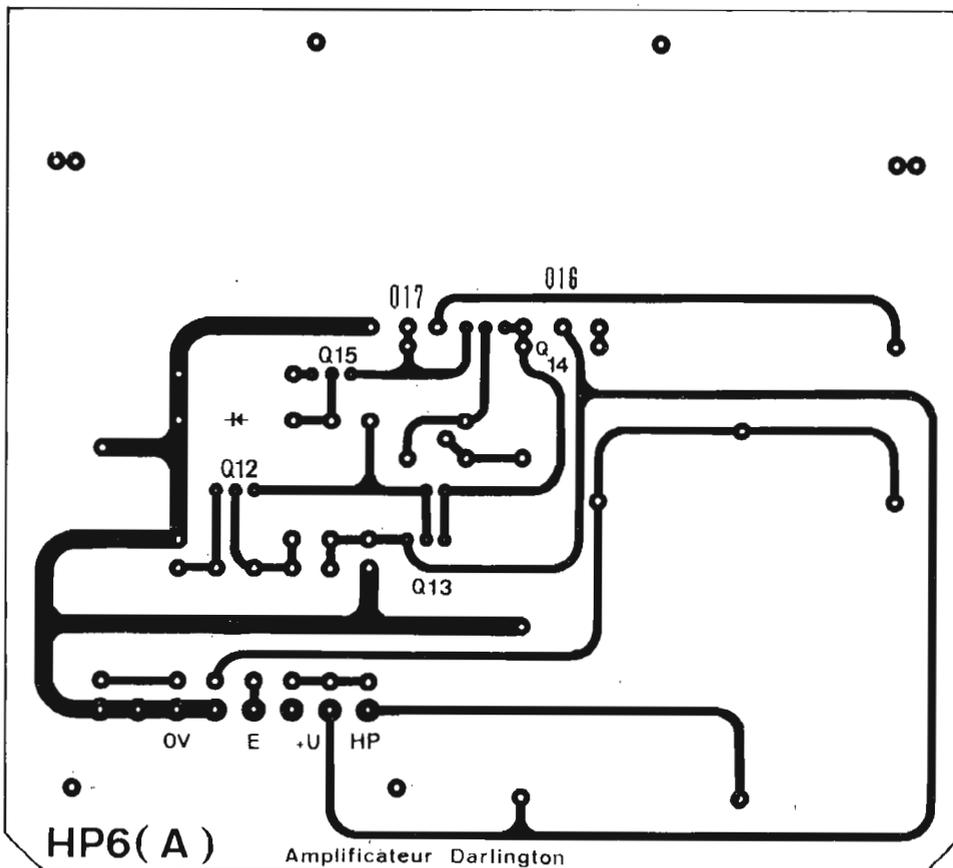


Fig. 24

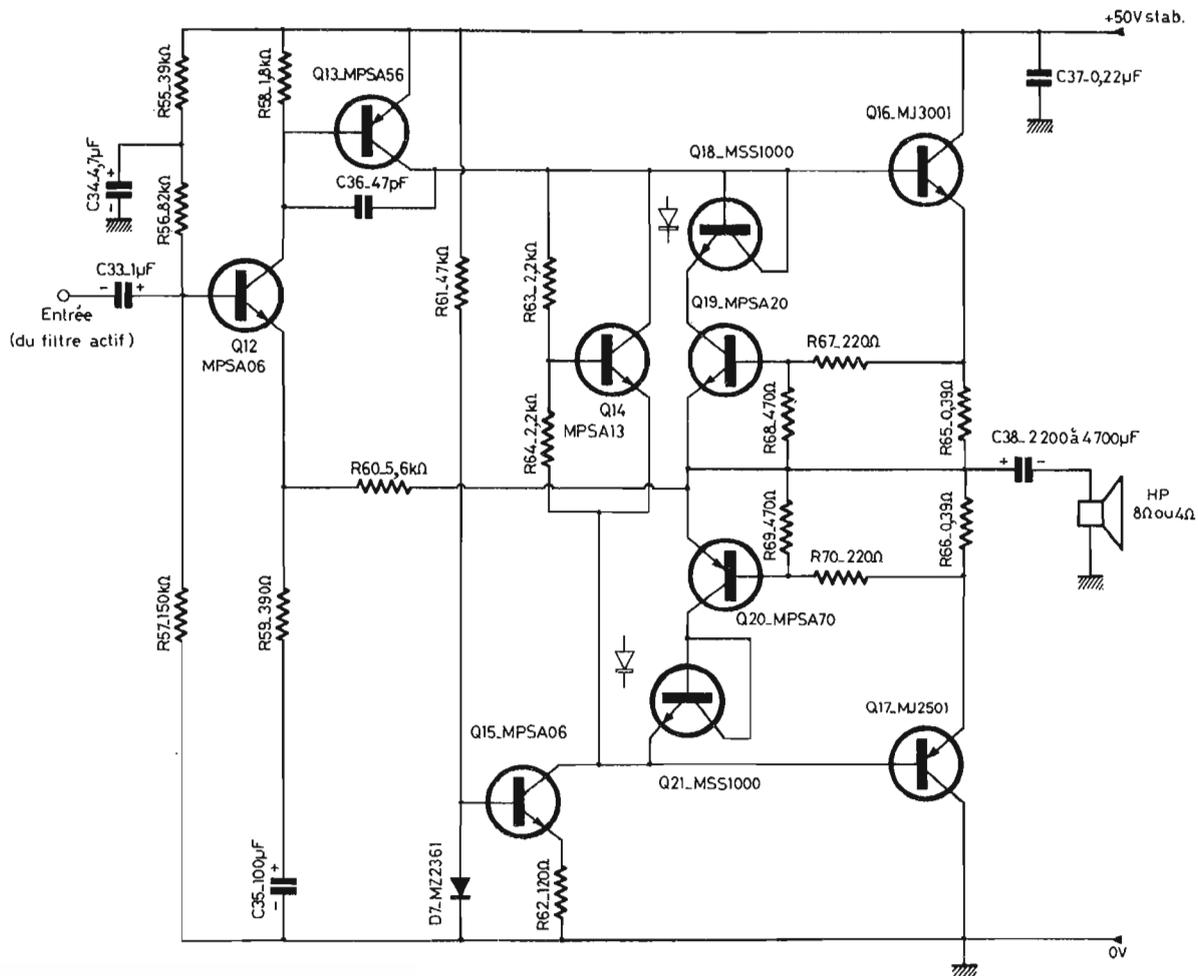


Fig. 25

côté cuivre, celui-ci est surélevé afin de ne pas provoquer de court-circuit avec les pistes. La visserie étant isolée par les canons de 6 mm, il n'y a pas de risque de court-circuit des collecteurs de Q₁₆ et Q₁₇.

L'interconnexion transistor de puissance - circuit imprimé se fera avec du fil de câblage torsadé de 3 couleurs de la façon suivante : Rouge — collecteur.

Bleu — base.

Blanc — émetteur.

Les fils « bleu » et « blanc » seront soudés directement aux électrodes base et émetteur, tandis que le fil rouge sera soudé à une cosse vissée contre le boîtier du transistor (ou plutôt contre le dissipateur thermique).

Le transistor Q₁₄ MPSA13 sera plaqué contre le dissipateur. Ceci permet d'éviter toute dérive du courant de repos qui pourrait provoquer un emballement thermique à forte puissance et bien entendu claquer les transistors Q₁₆ et Q₁₇.

Nous signalons qu'il est préférable que le transistor Q₁₆ MJ3001 soit positionné côté composants.

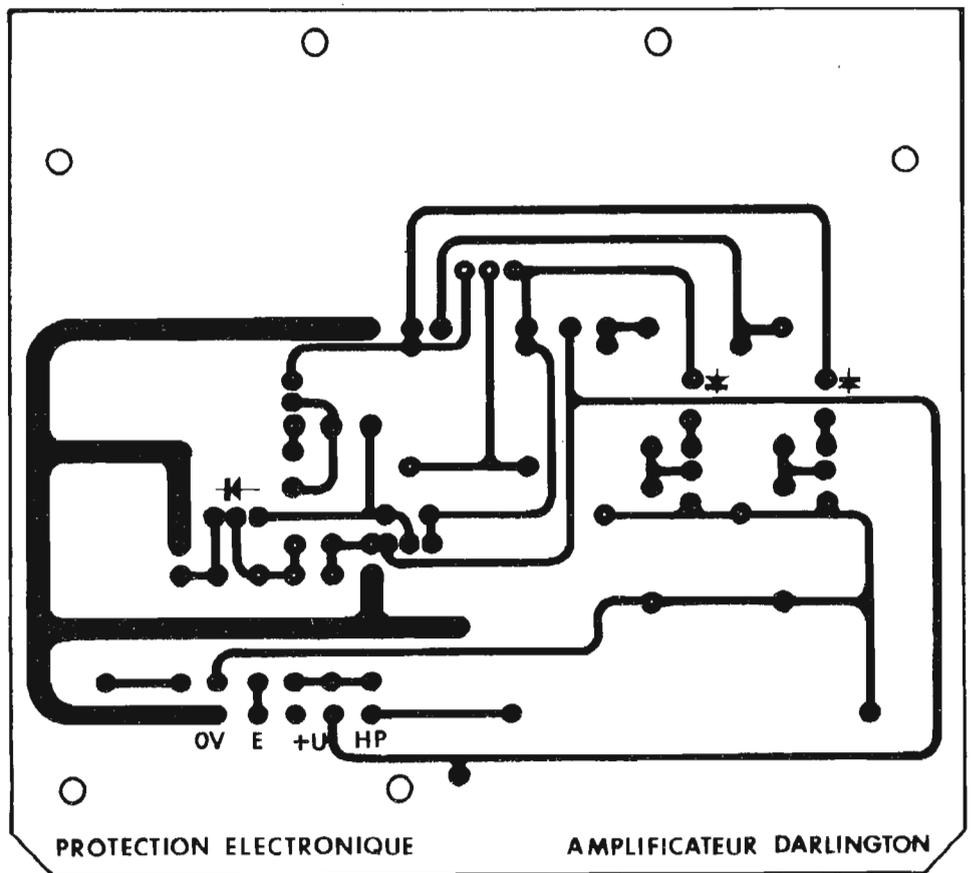


Fig. 26

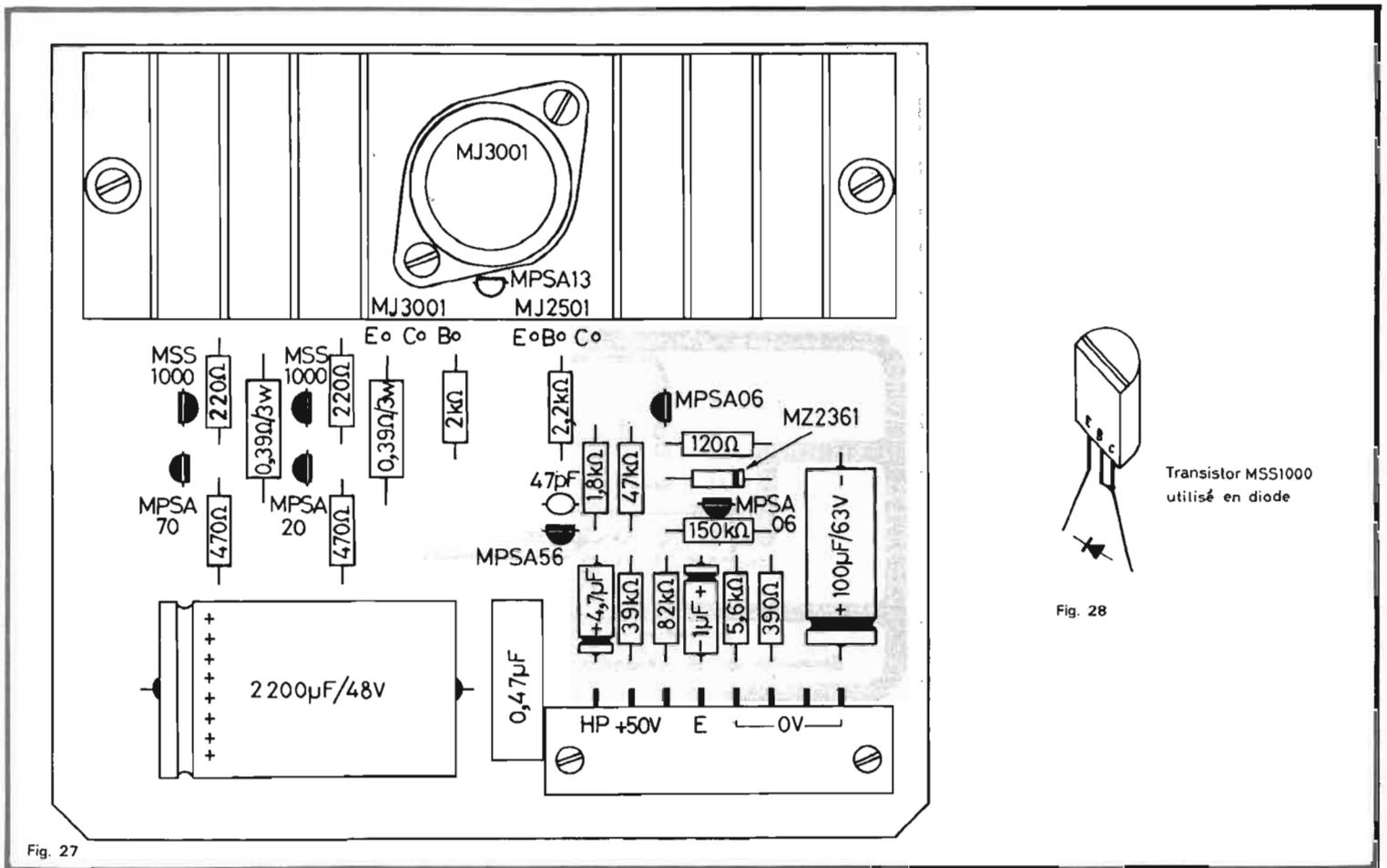


Fig. 27

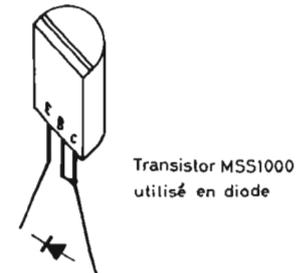


Fig. 28

B) Version à protection électronique.

Plusieurs personnes à qui nous avons fait voir et écouter notre maquette nous ont reproché de ne pas avoir prévu ce petit détail qui est un système de protection sur le module amplificateur. C'est chose faite avec ce module HP6-B, bien que nous n'en voyons pas tellement la nécessité avec ce type de circuit à liaison par condensateur ampli/HP.

1. LE SCHEMA DE PRINCIPE

Celui-ci est proposé à la figure 25. Nous avons bien entendu repris le schéma d'origine (fig. 22) sur lequel nous avons greffé un dispositif de protection.

D'autre part, nous avons abandonné le potentiomètre ajustable polarisant le transistor Darlington Q_{14} , la base de celui-ci étant maintenant polarisée par un simple pont de résistances R_{63} - R_{64} . Le courant de repos ne pourra ainsi s'ajuster qu'une fois pour toutes avec la résistance R_{63} . La valeur de 20 mA n'étant nullement impérative, si on se retrouve avec un I_0 de 30 à

50 mA, quelle importance !

La protection électronique quant à elle est réalisée avec 4 transistors ou tout au moins 2 transistors plus 2 autres montés en diodes.

Les résistances R_{67} et R_{68} forment un diviseur de tension, lequel suit les variations du courant de crête traversant le transistor de puissance Q_{16} et la résistance R_{65} .

Ce diviseur est calculé pour rendre conducteur le transistor Q_{19} lorsque le courant de sortie dépasse un maximum. Lorsque Q_{19} se débloque, il empêche la partie en amont de piloter la base de Q_{16} .

Le transistor Q_{18} monté en diode préserve la jonction collecteur-base de Q_{19} .

Un même raisonnement peut se faire pour la branche inférieure du push-pull et ce avec Q_{20} et Q_{21} .

En cas de court-circuit en sortie, le courant traversant les transistors Q_{16} et Q_{17} augmente considérablement ce qui permet de débloquent Q_{19} et Q_{20} .

La durée pendant laquelle le module amplificateur peut soutenir le court-circuit sans endommagement est fonction de la taille des dissipateurs qui doivent éviter l'emballement thermique.

2. LE CIRCUIT IMPRIME

L'étude de ce circuit est donnée figure 26 à l'échelle 1.

Les dimensions sont identiques au premier circuit, soit 127 x 114 mm.

Nous avons également utilisé, pour les liaisons, de la bande de 1,27 mm et du 2,54 mm pour la masse.

3. LE CABLAGE DU MODULE

Le plan de câblage à utiliser est donné à la figure 27.

Tous les composants sont repérés suivant leur valeur nominale, on ne peut donc se tromper.

Bien veiller à l'orientation des semi-conducteurs et des électrochimiques.

Lors de l'implantation nous avons remonté le transistor MPSA13 de façon que celui-ci se trouve sous le dissipateur thermique.

A l'exception des deux résistances de 0,39 Ω, toutes les autres sont des 0,5 W ± 5 %, résistances à couche de carbone ou mieux

encore à couche métallique.

La figure 28 nous montre le câblage des transistors MSS1000 utilisés en diodes, base et collecteur sont reliés ensemble, l'émetteur devenant alors la cathode de la diode et la base (reliée au collecteur) l'anode.

Le raccordement au module des transistors de puissance MJ3001 et MJ2501 se fera en fonction de la figure 29, comme pour la première version.

4. ATTENTION !

Pour cette version à protection électronique, deux résistances changent de valeur en fonction de la charge 8 Ω ou 4 Ω comme suit :

	Version 25 W eff/8 Ω	Version 50 W eff/4 Ω
R_{67}	220 Ω	910 Ω
R_{70}	220 Ω	910 Ω

5. CARACTERISTIQUES DU MODULE HP6

Impédance d'entrée : 50 kΩ.
Sensibilité d'entrée : 1 V eff.

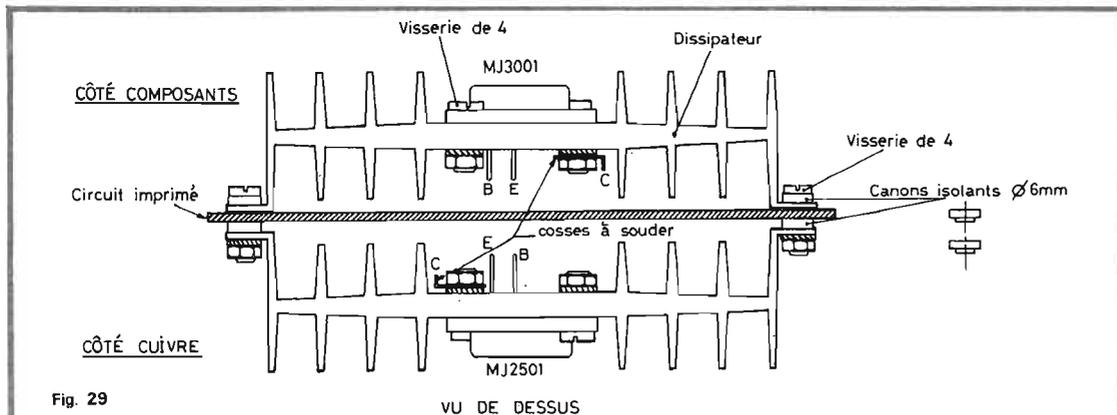
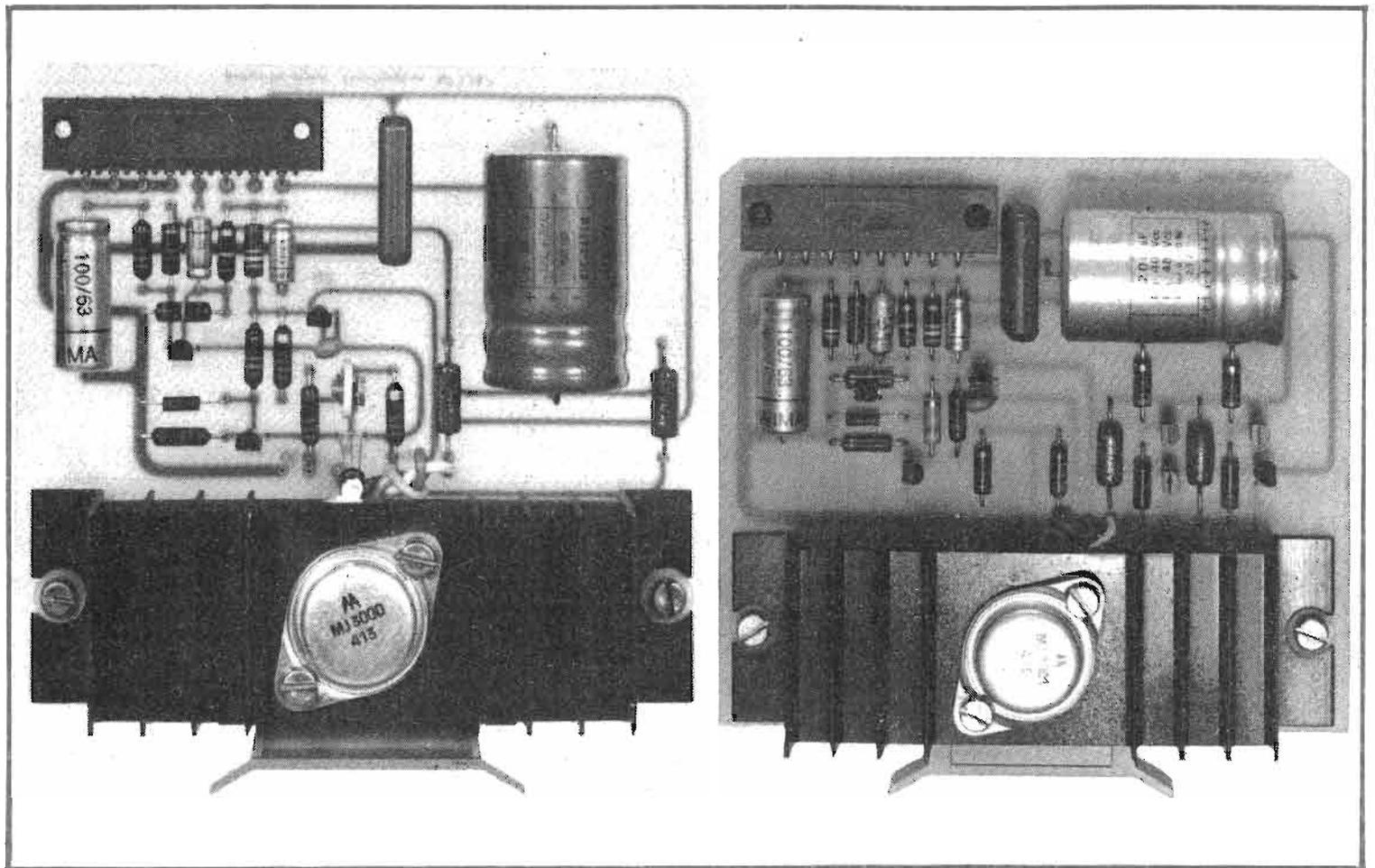


Fig. 29

VU DE DESSUS

Distorsion harmonique à 1 kHz à toute puissance : 0,2 %.

Distorsion intermodulation : 0,2 %.

Réponse en fréquence : 20 Hz à 50 kHz à -1 dB.

La figure 30 nous montre plus clairement que des chiffres la distorsion harmonique du module en fonction de la fréquence et ce pour deux puissances, P_{max} et 100 mW.

Nous voyons que dans le cas le plus défavorable, cette distorsion ne dépasse pas 0,25 % à 20 Hz, ce qui est absolument indécélable à l'oreille.

B.D.

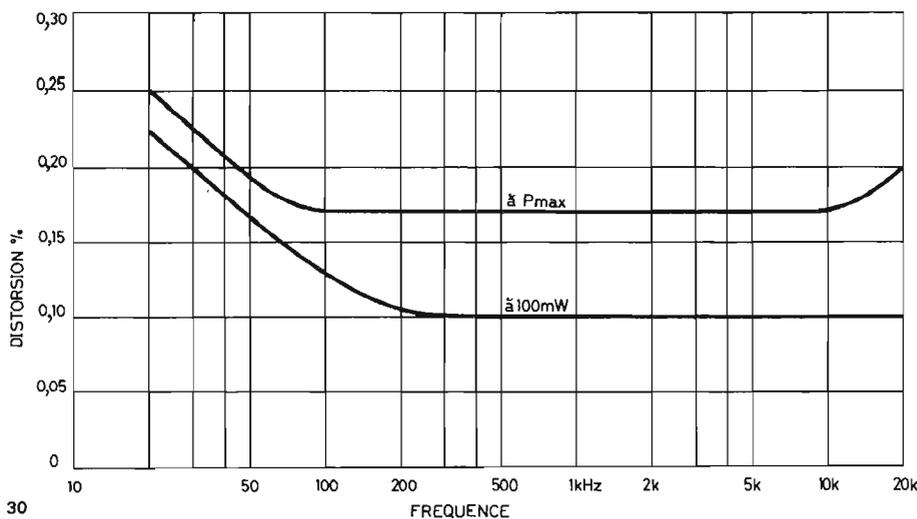


Fig. 30

QUEL EST CE TRANSISTOR ?

Il est courant de trouver sur le marché des plaquettes imprimées comportant de nombreux composants miniatures et en particulier des transistors qui ne portent aucune marque, ou sont identifiés par un code dont la clé est le secret du fabricant. C'est, en particulier, le cas des transistors utilisés dans de nombreux appareils des sociétés spécialisées dans l'informatique. Obtenir des correspondances ou des caractéristiques à la source est pratiquement impossible et pourtant ces composants sont fréquemment de très haute qualité, avec des tolérances très étroites. C'est pourquoi l'amateur est très tenté de les utiliser et d'autant plus qu'en ces temps difficiles qui sont notre lot, l'ère du gâchis est à son terme et la réutilisation revient à la mode, ce qui n'est après tout, que la logique.

Sans prétendre établir des fiches de caractéristiques détaillées, nous pourrions toujours, avec des moyens simples, identifier des polarités (pnp ou npn) et établir un classement sommaire en trois grandes catégories.

- 1 - transistor BF (à faible β)
- 2 - transistors BF (à β élevé)
- 3 - transistors à commutation rapide et HF, sans dépasser la classe des transistors de faible puissance.

POLARITÉ

Avant toute chose, nous déterminerons la polarité. Pour ce faire, il nous suffira d'un ohmmètre qui permettra, d'abord, d'identifier les connexions émetteur, base, collecteur et éventuellement boîtier.

La figure 1 représente les connexions que l'on rencontre internationalement dans la plupart des transistors de faible dissipation. C'est une première approche d'identification que l'on complètera au moyen de l'ohmmètre, selon les indications de la figure 2, d'où il ressort qu'une fois la base déterminée avec certitude, on trouve, en lui réunissant le « plus » de l'appareil de contrôle, une faible résistance en direction de l'émetteur comme du collecteur lorsqu'il s'agit d'un transistor NPN. A l'inverse, si le « moins » est réuni à la base, et que la résistance base-émetteur et base-collecteur soit très faible, on est en présence d'un transistor PNP. C'est un essai très probant qui permet également de juger de l'état du transistor. En effet, si cette faible résistance devait être observée dans les deux sens, il y aurait purement et simplement court-circuit interne. De même, lorsque dans les deux sens, en partant de la base, la résistance

est très élevée ou infinie, la jonction est coupée et le transistor est hors service.

Afin d'être tout à fait certain de bien identifier les électrodes, on pourra faire la manipulation que montre la figure 3, toujours avec le même appareil de mesure.

Supposons un transistor non identifié dont nous appellerons les pôles X, Y, Z et choisissons les deux entre lesquels la résistance sera la plus faible possible, soit par exemple Y et Z. Si nous réunissons X à Y, puis X à Z, nous constatons, pour l'une des positions, une augmentation de la résistance Y Z, ce qui indique que le pôle X est la **base**. Si Z est le pôle qui, réuni à X, donne ce résultat, Z est l'émetteur et, par élimination, Y est le collecteur.

ESSAI D'UN TRANSISTOR INCONNU

Nous réaliserons le montage de la figure 4 qui comporte un oscillateur avec circuit en double T

dans lequel on a bien entendu laissé la place vide, sous forme de supports, pour les transistors à essayer. On commencera par vérifier le fonctionnement en mettant en T_1 et T_2 des transistors d'origine connue, identifiés et réputés en parfait état de marche. Si l'on branche un casque en M_1 , en ajustant la valeur du potentiomètre de 25 k Ω , on obtiendra une oscillation BF donc un signal sonore qu'il sera d'ailleurs possible de mesurer en remplaçant le casque par un voltmètre BF sensible. Tout transistor semblable à T_1 et en bon état doit fonctionner dans ce montage, à condition qu'il présente un gain supérieur à 120. Tout transistor qui n'oscille pas est en état défectueux ou bien présente un « β » insuffisant.

T_2 est un amplificateur BF, élémentaire, destiné à apprécier l'amplification d'un transistor qui aurait été écarté par l'essai en oscillateur BF, en raison de son gain. On mettra en T_1 le transistor à vérifier. La comparaison entre

(suite page 254)

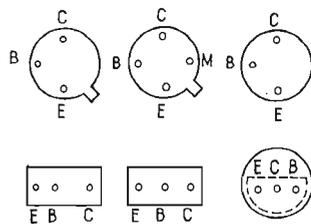


Fig. 1



Fig. 3

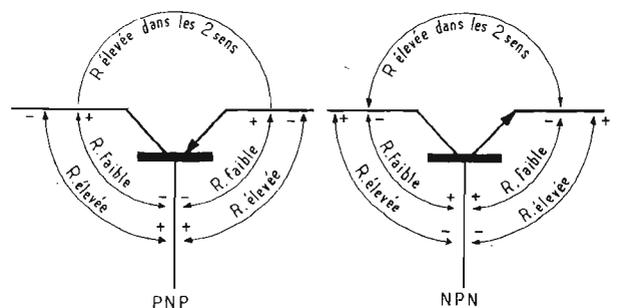


Fig. 2

réalisation

d'un détecteur

d'intrus

GENERALITES

La figuré 1 donne le synoptique simplifié de l'ensemble. On a reproduit en figure 2 les diverses commandes et utilisations. On peut déduire de l'examen de cette dernière que l'appareil fonctionnera sur piles. La plupart des systèmes d'alarme à piles n'indique d'aucune façon l'état de ces dernières. Sur notre appareil, le fait d'appuyer sur « test pile » ne pourra faire s'allumer le voyant « pile correcte » que si la tension (en charge) des piles est suffisante. Dès qu'une personne pénètre dans l'habitation le voyant « présence intrus » s'allume. Il reste dans cet état même si le capteur n'a détecté que le temps d'une fraction de seconde. A partir de cet instant le propriétaire dispose de moins de 30 secondes pour mettre le bouton A/M (arrêt-marche) sur la position arrêt. Au-delà de ce temps le voyant « alarme donnée » s'allume et la sirène sonne si le bouton « test réel » est placé en position « réel ».

Lorsqu'on sort de chez soi, on place l'interrupteur A/M en position marche, ce qui laisse moins de 30 s pour sortir. Au-delà de ce délai, le voyant « présence intrus » s'allume puis moins de 30 s plus tard la sirène retentit. Le voyant « présence intrus » permet donc d'autre part de connaître si le temps qui nous est imparti pour sortir a été ou non dépassé. Il suffirait alors d'actionner l'interrupteur A/M. On placera

celui-ci sur arrêt, puis sur marche et on disposera ainsi de nouveau de moins de 30 s pour sortir.

L'interrupteur « test réel » est nécessaire afin que le propriétaire puisse tester à tout moment le fonctionnement complet du système, sans pour cela faire entendre la sirène éventuelle.

Lorsque l'alarme a été donnée on compte environ 3 mn de sonnerie après quoi la sirène se remet automatiquement en état de surveillance (ou veille). Il y a deux possibilités pour la suite des opérations. Si la porte (par exemple) a été refermée après le départ de l'intrus, la sonnerie se tait au bout de 3 mn et les voyants « présence intrus » et « alarme donnée »

sont éteints. Si cette même porte est restée ouverte, le voyant « présence intrus » s'allumera dès que le voyant « alarme donnée » s'éteindra et ≈ 30 s plus tard la sirène retentira de nouveau (et le voyant correspondant s'allumera). En cas de détection, dès que ce dernier voyant s'allume, le voyant « présence intrus » s'éteint, ce qui ne présente aucun inconvénient.

SCHEMA INTERNE

Le schéma du dispositif détecteur d'intrus est donné en figure 3. Il y a lieu de distinguer deux parties. Un ensemble, représenté

par $L_1, R_1, TH_1, R_2, R_{11}, P$ et K_2 permet un contrôle de la tension pile. En appuyant sur K_2 , quel que soit l'état de K_1 , on fait débiter à la pile par R_{11} . Une fraction de la tension obtenue aux bornes de celle-ci (donc aux bornes de la pile en charge) est ajustée par P de façon que le thyristor (de petit modèle) TH_1 puisse s'amorcer. Dans ces conditions si la tension de la pile est suffisante (nettement supérieure à 10,5 V) on considère qu'elle est bonne et le voyant s'allume. Ce dernier s'éteint dès que l'on relâche K_2 . Ainsi le possesseur de l'appareil peut contrôler à tout instant que la pile est prête à rendre le service qu'on attend d'elle.

Fig. 1

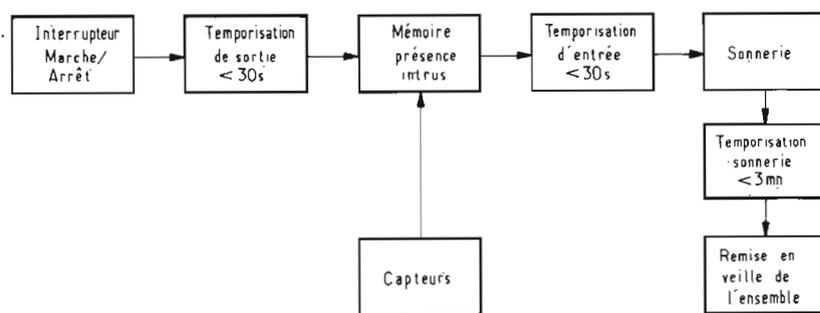
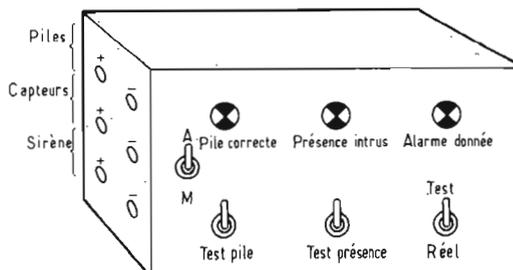


Fig. 2



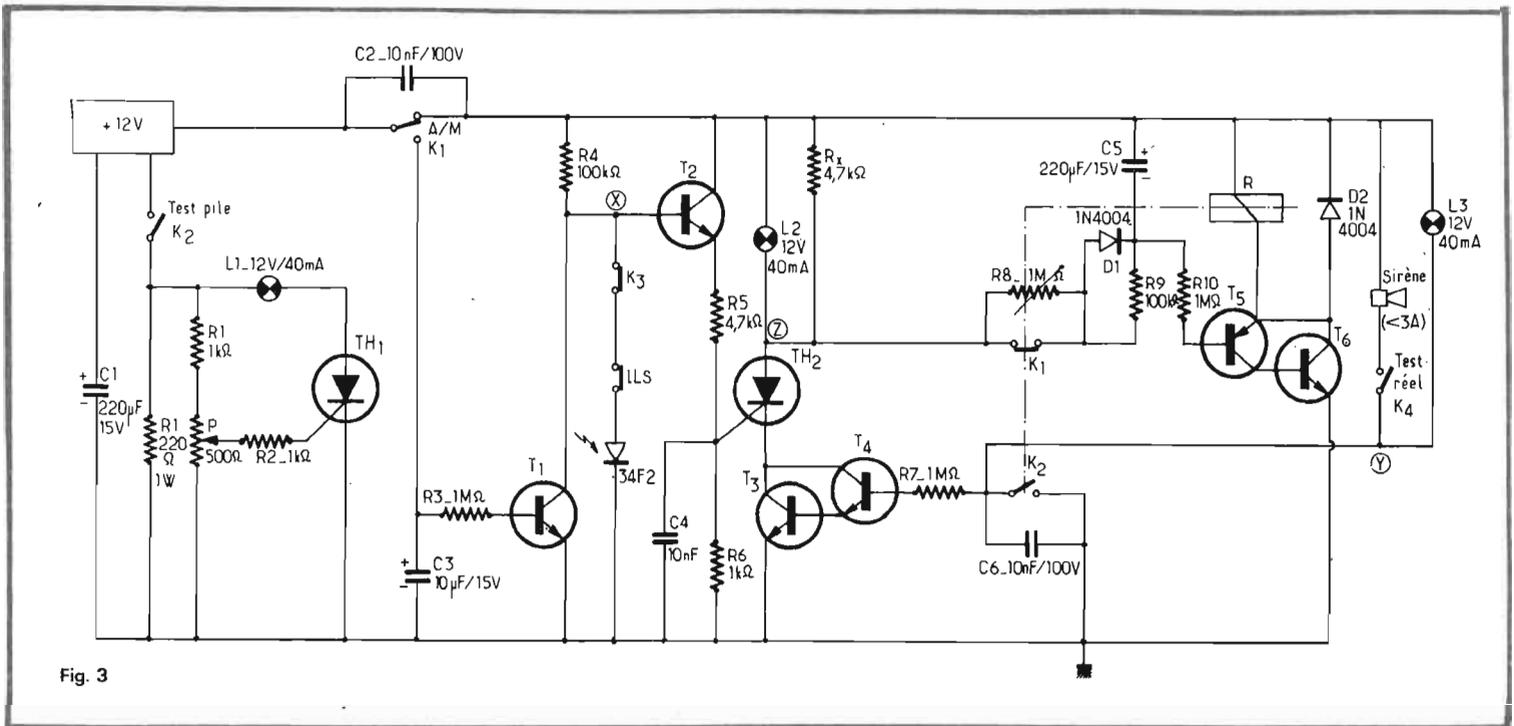


Fig. 3

Lorsque K_1 est en position « arrêt », c'est-à-dire lorsqu'on est chez soi (?), C_3 est chargé en permanence. De ce fait T_1 est saturé ($R_3 < R_4 \beta$) et applique une masse sur la base de T_2 . D'autre part, si la photodiode est éclairée, l'ILS collé et le poussoir K_3 fermé, la masse en question est donc renforcée. On peut donc affirmer que T_2 est bloqué. Si l'on place K_1 sur « marche », on alimente la branche +12V mais l'on cesse la charge de C_3 . Celui-ci va donc se décharger dans R_3 et la jonction base-émetteur de T_1 . Ceci prendra un certain temps qui constituera la temporisation de sortie. En effet, lorsqu'on aura mis l'appareil en marche, on disposera de ≈ 30 s pour sortir, c'est-à-dire pour ouvrir à son gré le circuit série constitué par les capteurs ILS et photodiode (ainsi que K_3). Pendant tout ce temps, le circuit détection d'intrus est inhibé et ne doit pas entrer ou sortir. Dès que la charge de C_3 a atteint un point tel que la tension base de T_2 est suffisante, toute ouverture du circuit « capteur » entraînera la saturation de ce transistor pendant tout le temps de cette action ($R_4 < (R_5 + R_6)\beta$).

Supposons une action brève, la gâchette au thyristor TH_2 (de même type que TH_1) recevra une impulsion positive suffisante (déterminée par R_5 et R_6) pour que TH_2 s'amorce. Toutefois, cette affirmation est conditionnée par la conduction de T_3 et T_4 . Ceux-ci sont normalement saturés par R_7 . On pourra s'étonner de deux choses. D'une part, les

collecteurs de T_3 et T_4 (montés en Darlington) ne sont pas polarisés lorsque TH_2 n'est pas conducteur : ceci n'est pas nécessaire. En effet, un transistor est saturé si sa résistance de charge collecteur est supérieure à sa résistance de base divisée par le gain en courant (considéré) du transistor. Dans le cas présent cette condition est largement respectée puisque la résistance de base est un peu supérieure à R_7 et la résistance de charge est très supérieure à R_6/β puisqu'elle est infinie (mise à part la fuite de TH_2).

Bien sûr le courant de collecteur étant presque nul, le gain est extrêmement faible et il suffit que $R_b < R_c$ soit $R_b < \alpha$ pour que l'on puisse considérer les transistors saturés. La valeur de R_b satisfait, en fait, aux critères de saturation lorsque TH_2 est conducteur. D'autre part, la base de T_4 est alimentée à travers R_7 , la résistance de la lampe L_3 (de l'ordre de 300Ω), éventuellement la résistance de la sirène. On pourra d'autre part objecter que si le filament de L_3 se coupe alors que K_4 est ouvert l'alarme ne peut fonctionner. Cela est vrai mais ne peut se révéler comme un inconvénient car en position « réel », le courant passera par la sirène. De plus, si réellement la sirène est elle-même « coupée », à quoi servirait-il que l'électronique fonctionne correctement. On aurait pu mettre en place en parallèle sur L_3 une résistance, faible devant R_7 et grande devant L_3 mais on voit que c'est inutile d'autant plus que ce « défaut »

permet de savoir à tout instant que la sirène n'est pas coupée, ce qui n'est pas, il est vrai, une parfaite sécurité mais on en bénéficie ainsi « gratuitement ».

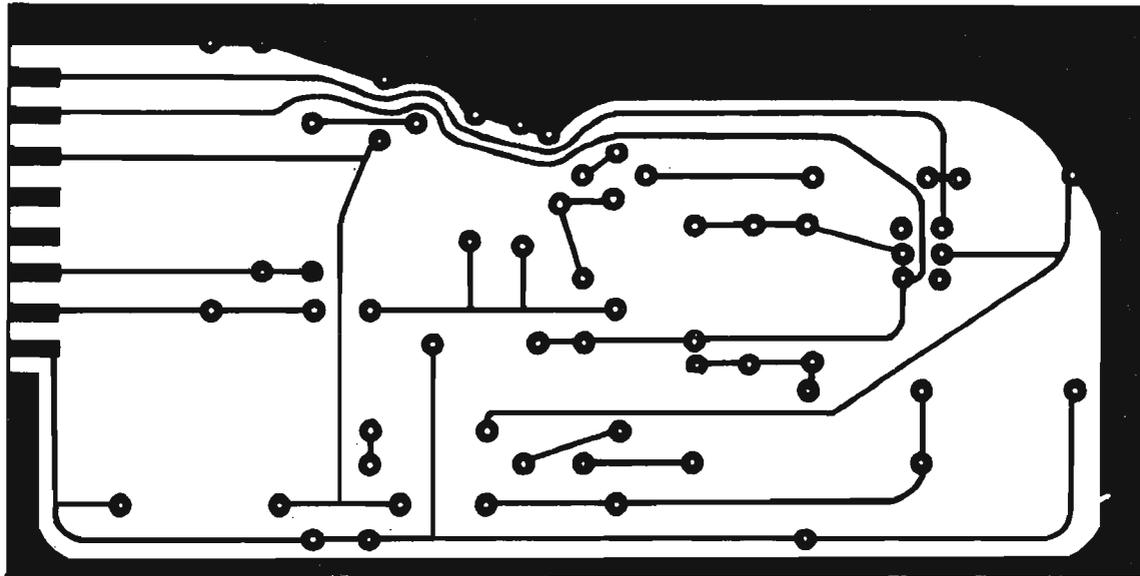
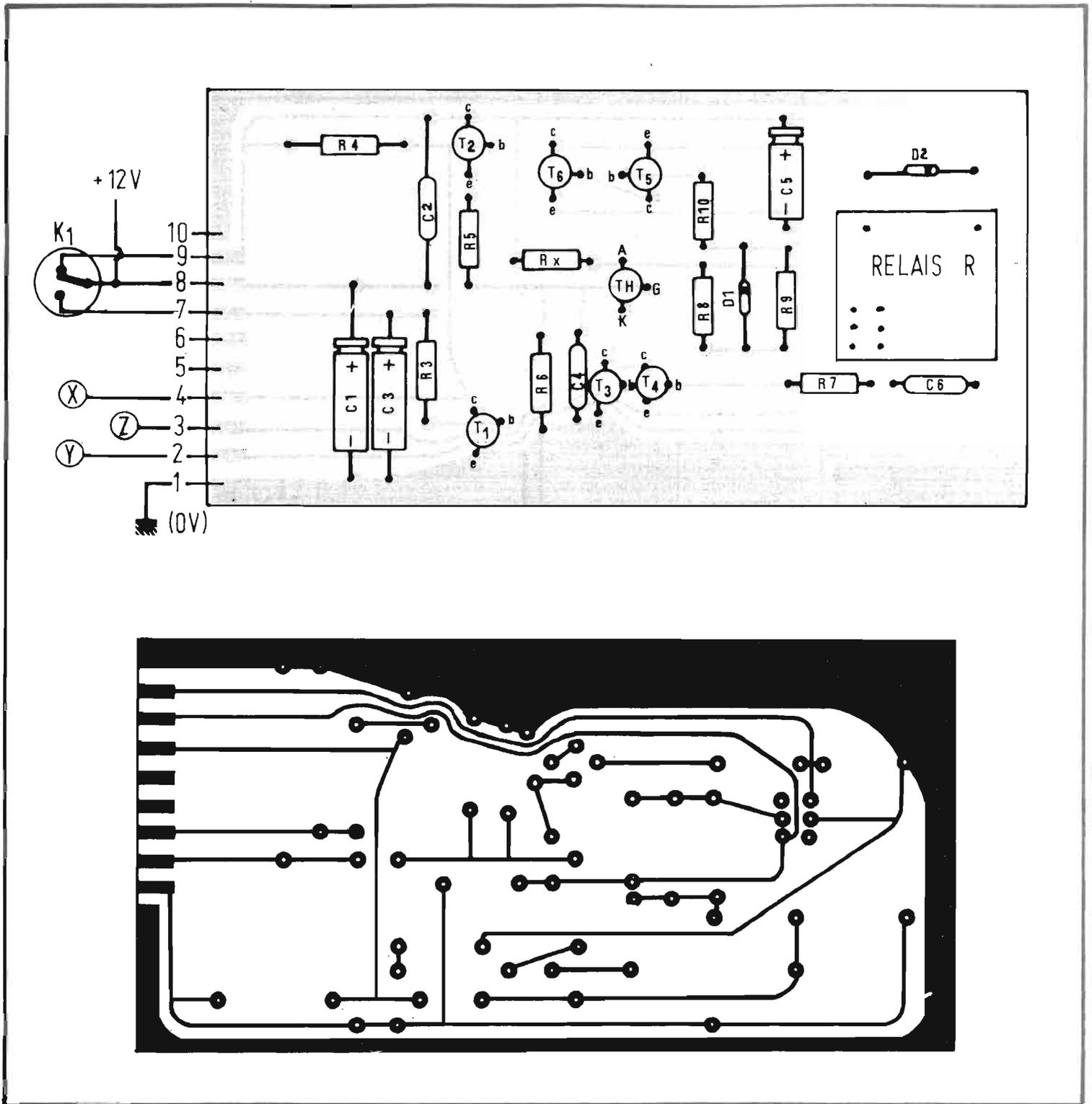
Donc TH_2 est amorcé. La lampe L_2 s'allume. Le relais R étant au repos, le contact k_1 est fermé et le contact k_2 est ouvert. L'illumination de L_2 engendre la charge de C_5 à travers R_9 . La tension augmente donc progressivement aux bornes de ce condensateur et il en est de même aux bornes du relais R . A un moment donné, cette amplitude est suffisante pour faire coller le relais (pour un relais de $12 V_{nom}$, elle est très variable et peut se situer entre 4 V et 10 V par exemple). Aussitôt k_1 s'ouvre, puis k_2 se ferme. Dans cet ordre donc, (dans un relais les contacts « repos » décollent avant que les contacts « travail » ne collent) la charge de C_6 s'arrête puis le voyant L_3 s'allume, la sirène peut sonner si K_4 est fermé. A partir du collage du relais, une « masse » parvient par k_2 sur « l'entrée » du Darlington T_4 - T_3 et celui-ci se bloque, interdisant tout amorçage de TH_2 afin d'interdire la recharge de C_5 . D'autre part, C_5 se décharge par « l'entrée » de l'amplificateur de courant T_5 - T_6 et par le circuit série D_1 , R_8 , L_2 . A un certain moment, le relais R décolle. Le temps entre le collage et le décollage correspond à la temporisation de sonnerie, il est ajusté par R_8 (à environ 3 mn). Lorsque le relais est « retombé » l'appareil est de nouveau en veille.

Si le circuit « capteur » a été

refermé avant la fin du cycle sonnerie, C_5 qui était resté chargé à quelques volts (seuil de décollage du relais, de l'ordre de 2 à 3 V) se décharge entièrement par le circuit D_1 , k_1 , L_2 et l'appareil est prêt à toute nouvelle détection d'intrus dans les mêmes conditions que précédemment.

Si le circuit « capteur » est resté interrompu (ouvert) le fait de parvenir en fin de cycle sirène relance le système et la sonnerie retentira de nouveau au bout de la temporisation nécessaire à la charge de C_5 moins quelques secondes car ce dernier ne s'est pas déchargé complètement. Si le circuit « capteur » reste constamment ouvert, on pourra entendre l'alarme fonctionner durant ≈ 3 mn, se taire ≈ 15 s, sonner ≈ 3 mn et ce, jusqu'à usure des piles. Ce fonctionnement est réglementaire et correspond à une législation en vigueur. Il serait contre-indiqué qu'un dispositif avertisseur retentisse de manière continue, car le propriétaire pourrait encourir une forte amende suivant le milieu, urbain ou rural, dans lequel il se trouve. Mais le problème est le même pour les klaxons à plusieurs tons qui sont vendus partout et pourtant interdits.

La consommation en veille de l'ensemble est très faible ($\approx 15 \mu A$), le courant parcourant les capteurs est au maximum de $120 \mu A$, ce qui a permis l'emploi d'une photo-diode (on pourrait très bien utiliser une photo-résistance). Il faut toutefois noter que l'éclairage devra être assez vio-



NOMENCLATURE

- K₁ à K₄ peuvent être des inverseurs tumbler à 2 positions stables (on peut se contenter de poussoirs pour K₂ et K₃).
- Relais R : 12 V_{nom}, grand hystérésis (seuil de collage moins seuil de décollage).
- 2 inverseurs travail-repos (2 RT)
- Résistance de la bobine environ 200 Ω

- Pouvoir de coupure des contacts > 2 A.
- TH₁ = TH₂ = thyristors basse tension, gâchette très sensible, courant anode maximal ≈ 250 mA ou supérieure (exemples: 60T₄, BR Y 54-30 Sescosem).
- L₁ = L₂ = L₃ = voyant à incandescence 12 V - 40 mA.
- Sirène consommant moins de 3 A.

- C₁ = C₅ = 220 μF 15 V.
- C₂ = C₄ = C₆ = 10 nF ≥ 100 V
- C₃ = 10 μF 15 V.
- D₁ = D₂ = 1N4004
- ILS quelconque avec aimant (parallèle à l'ILS).
- Photo-diode 34F₂ (Sescosem).
- P = potentiomètre miniature 500 Ω.
- R₁ = R₂ = R₆ = 1 kΩ 1/2 W

- R₃ = R₁₀ = R₇ = 1 MΩ 1/2 W
- R₄ = R₉ = 100 kΩ 1/2 W
- R₅ = 4,7 kΩ 1/2 W
- R₈ = résistance ajustable miniature 1 MΩ.
- T₁ = T₂ = T₃ = T₄ = T₆ = 2N1711 et T₅ = 2N2907.

lent sans quoi la chute de tension aux bornes de la $34F_2$ sera trop importante et T_2 risquera de conduire. Si la condition est assurée, il sera possible de mettre deux $34F_2$ en série mais pas plus car alors il pourrait y avoir risque de déclenchement intempestif et la principale qualité d'un tel appareil étant la fiabilité, il conviendra d'être très prudent. Si l'on tient à monter des photo-résistances en série, aucune précaution particulière ne sera prise ; par contre s'il s'agit de photo-diodes, on aura avantage à connecter en parallèle avec chaque élément une résistance de $500\text{ k}\Omega$ à $1\text{ M}\Omega$. Ces dernières contribueront à équilibrer les chutes de tension, donc les dissipations des deux éléments photo-sensibles.

MISE AU POINT

Elle est presque nulle. En effet, il suffit de connecter une alimentation de $10,5\text{ V}$ lorsque k_2 est conducteur et d'ajuster P au seuil exact de la conduction de TH_1 .

On vérifiera que l'alimentation réglée à une valeur très légèrement inférieure ne permet pas l'illumination de L_1 lorsqu'on appuie sur k_2 . Ensuite on règle R_8 pour que le voyant L_3 reste allumé 3 mn au maximum. L'appareil est alors prêt à l'utilisation.

L'auteur tient à mettre en garde le lecteur contre un choix arbitraire de certains composants. En particulier, on devra respecter le courant de L_1 et L_2 qui ne devra pas dépasser 50 mA (toujours supérieur à 3 mA). Cette valeur n'est pas toujours indiquée sur l'élément mais il est bien rare que le revendeur refuse de mesurer pour le lecteur ce courant. On prendra garde de ne pas utiliser pour R un relais TLS (relais à lames souples) car ces éléments, de très bonne qualité par ailleurs, ont un faible hystérésis et donc se prêtent assez mal à cette application. De plus, la plupart des modèles sont assez limités quand au courant de coupure. On respectera également le choix des thyristors, notamment en ce qui concerne la sensibilité gâchette, dans le cas présent ces éléments s'amorcent pour moins de $250\text{ }\mu\text{A}$. Pour les lecteurs qui auraient peu confiance dans la durée de vie des lampes à incandescence, l'auteur conseille la

mise en parallèle d'une résistance de quelques $\text{k}\Omega$, en particulier pour L_2 et L_3 .

CONCLUSION

Malgré le nombre impressionnant de schémas de détecteurs d'intrus décrits jusqu'à présent dans la littérature technique, l'auteur pense que ce montage, s'il n'est pas original, donne de réelles possibilités par les différents voyants de contrôle et boutons de commande qui l'équipent.

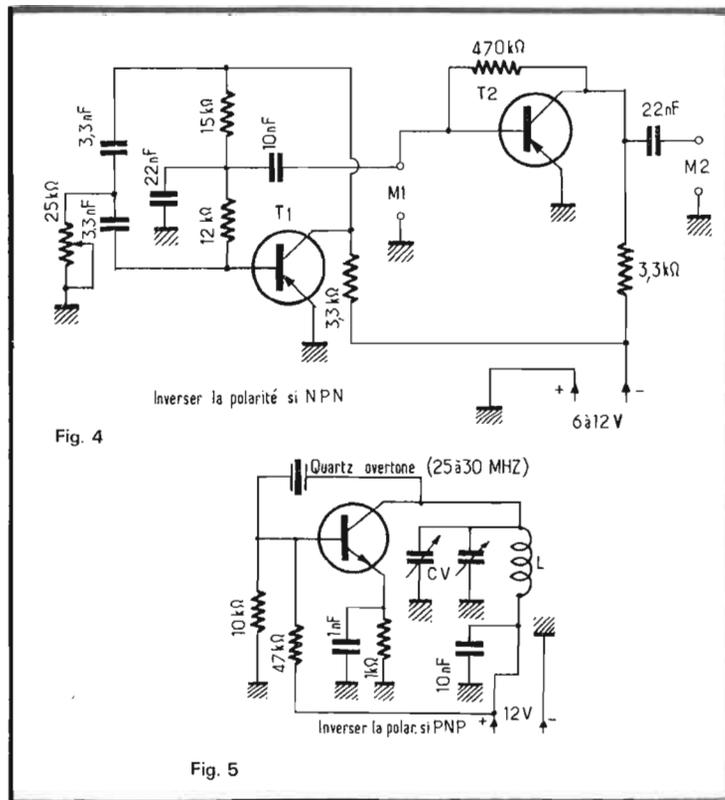
Sa mise au point ne pose aucun problème ainsi que sa fiabilité dont nous parlerons plus loin. L'auteur, qui a étudié et réalisé cet appareil, a choisi les composants de façon à obtenir le plus juste prix de fabrication, les lecteurs n'auront donc pas besoin de se ruiner pour le réaliser.

Un petit mot quant-à-la-fiabilité. L'auteur a mis l'appareil en service continu (circuit « capteurs » constamment ouvert) et a pu chiffrer, grâce à des compteurs déjà 15231 manœuvres de la temporisation d'entrée (L_2) et de la sonnerie (L_3). De plus, la « boîte » a été placée une nuit dans le compartiment « freezer » d'un réfrigérateur courant, puis aussitôt essayé en service. On a fait la même manœuvre à $+80\text{ }^\circ\text{C}$ dans un four électrique pendant le même temps. A chaque fois, le lendemain, l'appareil a été mis aussitôt en service et son cycle a été contrôlé. Le tout a « démarré » sans problème dans les deux cas, seules les temporisations avaient été affectées. Pour donner un ordre d'idée la sonnerie (L_3) fonctionnait alors 15 s de plus à la sortie du froid et 10 s de moins à la sortie du four. Pourtant le schéma électronique ne fait aucunement mention de compensation en température. Les mêmes contrôles ont été faits ensuite lorsque l'appareil avait atteint la température ambiante. On a constaté que les temporisations étaient très peu différentes de précédemment. On peut en conclure que les semi-conducteurs n'étaient pas responsables de cette dérive. En effet les éléments qui souffrent des températures extrêmes sont les condensateurs chimiques.

Gérard MOURIER

QUEL EST CE TRANSISTOR ?

(suite de la page 250)



la tension en M_2 et la tension en M_1 donnera une idée de l'amplification de l'étage.

Enfin, dans le montage de la figure 4, on procédera à la sélection des transistors de la classe HF. Le circuit est un oscillateur overtone à quartz, dans lequel le circuit accordé, $L-CV$, résonne sur la fréquence harmonique du cristal. Pour des raisons de facilité, nous suggérons d'utiliser un quartz de la bande des radio-téléphones (27 MHz). La fondamentale étant 9 MHz , l'overtone 5 se situera aux environs de 45 MHz , ce qui permettra deux expériences successives. Pour cela on fera $L = 6$ tours de fil $10/10$ sur mandrin de 12 mm de diamètre, longueur 10 mm . Encore une fois, on procédera à l'essai du montage avec un transistor éprouvé, en s'assurant qu'en manœuvrant les capacités en parallèle, l'oscillation apparaît, d'abord sur 27 MHz , ce qu'on vérifiera sur un récepteur de trafic, ensuite sur 45 MHz en ouvrant complètement la plus grande des capacités variables et en ne jouant que sur la plus petite ($CV_1 = 50\text{ pF}$ - $CV_2 = 15\text{ pF}$). Le montage étant éprouvé, on y substituera les transistors à essayer l'un après l'autre et on vérifiera l'oscillation sur la première

fréquence et éventuellement sur la deuxième. CV_1 et CV_2 peuvent avoir besoin d'une légère retouche, selon la capacité de sortie du transistor essayé. Finalement, on mettra à part les transistors HF qui n'oscillent que sur la fréquence, la plus basse, ceux qui oscillent franchement sur les deux et qui sont de bons transistors HF, et enfin ceux qui, n'oscillant pas, ne sont que des transistors BF.

Ces observations simples ne permettent naturellement ni d'établir les tensions d'alimentation, ni d'apprécier le facteur de bruit, ce qui est important dans un récepteur. Nous admettrons que tous les transistors supportent une tension collecteur de 12 V . En cas d'utilisation sous une tension supérieure, on vérifiera que la température du boîtier reste raisonnable. Cette méthode n'est pas scientifique, mais nous n'en connaissons aucune autre qui permette, ce qui était notre but, d'utiliser des transistors de récupération.

Robert PIAT
(F3XY)

sélection directe

de DIAPOSITIVES

L'ACCES direct et rapide à l'information est un problème difficile à résoudre. A titre d'exemple quotidien et connu, citons le repérage d'un morceau sur une bande magnétique ou sur un disque. Incontestablement, la recherche s'avère plus rapide sur le disque que sur la bande magnétique, le disque contenant évidemment beaucoup moins d'informations. Si vous voulez sélectionner un morceau à distance, et que l'un de ces appareils soit pourvu de toutes les télécommandes possibles, la recherche s'opérera par tâtonnements successifs.

Dans le domaine audio-visuel, la même question se pose. Un programme audio-visuel peut être entièrement programmé ; dans ce cas, l'automatisme réside dans la synchronisation entre le projecteur de diapositives et la bande magnétique, cette bande contient alors les informations nécessaires au bon déroulement du programme. Dans de nombreux autres cas, tel celui de l'enseignement audio-visuel, il peut être bon de pouvoir choisir l'une des diapositives emmagasinées dans l'appareil et éventuellement, au cours d'un débat pouvoir revenir sans tâtonnement sur la diapositive concernée. Si le professeur est placé à côté de l'appareil, c'est-à-dire au fond de la classe, cela n'est pas un problème, or, cette place n'est pas tout à fait la meilleure pédagogiquement parlant. Donc, le projecteur doit être télécommandé ; à ce moment, plus question de lire les chiffres du tambour ou du magasin de diapositives.

De nombreux appareils ont été mis au point, associés à des dispositifs annexes de recherche, ils sont en mesure d'apporter cet

accès immédiat tant souhaité par les orateurs.

Agfa a conçu, à partir de son projecteur Agfacolor 250S, un sélecteur de diapositives baptisé tout simplement, suivant la technique chère à cette marque « Agfa-Sélect ».

De nombreuses utilisations ont été mises à jour par les services de Marketing de la firme. En publicité par exemple : projection automatique déclenchée par l'intéressé sur le sujet le concernant, orientation dans les magasins et dans les foire-expositions, présentation d'une gamme de produits chez un grossiste ou un fabricant, présentation chez un agent immobilier ou chez un promoteur, de villas, d'appartements, ou de terrains. Ce système peut aussi trouver une application pour la projection d'horaires dans les gares ou les aéroports, où le voyageur ne sera pas englouti sous la masse d'informations que constitue un horaire. Dans l'enseignement, l'accès immédiat permet d'illustrer efficacement une explication et surtout, comme nous l'avons dit précédemment de revenir rapidement sur une vue. Dans la salle de contrôle d'une usine chimique, un tel ensemble permet la projection du schéma synoptique détaillé d'une section permettant de repérer tel ou tel appareillage et de suivre le processus de traitement du produit.

Nous n'avons pas voulu ici décrire en détail le dispositif propre à ce constructeur mais plutôt cherché à donner un procédé d'asservissement un peu particulier qui peut s'adapter à des réalisations très diverses.

L'ensemble se compose d'un projecteur et d'un pupitre de sélection. Le projecteur 250 S permet de projeter des diapositives

de 40 x 40 mm, dans un cache normalisé de 50 x 50 mm. Le magasin qui les reçoit est linéaire, il peut se déplacer, grâce à un moteur auxiliaire, d'avant en arrière, sans que la vue soit projetée à chaque fois. Le pupitre de sélection possède 50 touches, il y aura donc intérêt à utiliser un magasin de 50 diapositives, quitte à ne pas remplir toutes les cases. Pour changer de magasin, le projecteur dispose d'une touche indépendante.

De plus, et comme tous les projecteurs destinés à la projection automatique, le réglage de la netteté ou mise au point est automatique. Ce système, dit Autofocus, ajuste la position relative de la diapositive et de l'objectif. Une fois la mise au point faite, lors de l'installation du projecteur, il n'y a plus à intervenir, l'image sera automatiquement mise au point, en quelques dixièmes de secondes quelle que soit l'épaisseur du cache. Par contre, si l'on utilise

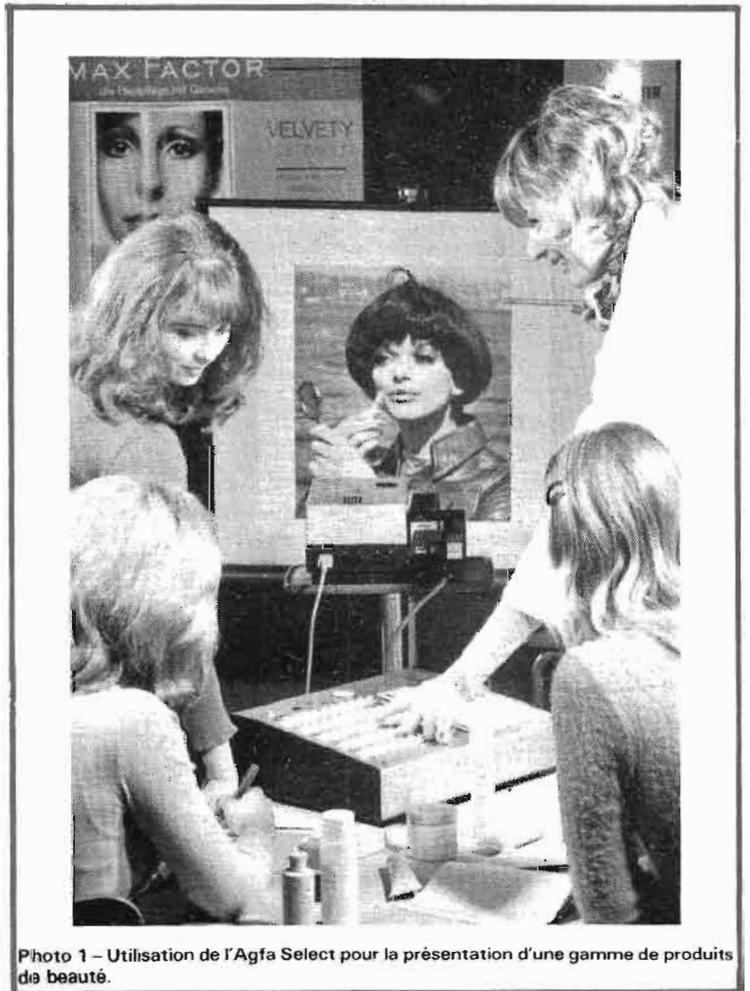


Photo 1 - Utilisation de l'Agfa Select pour la présentation d'une gamme de produits de beauté.

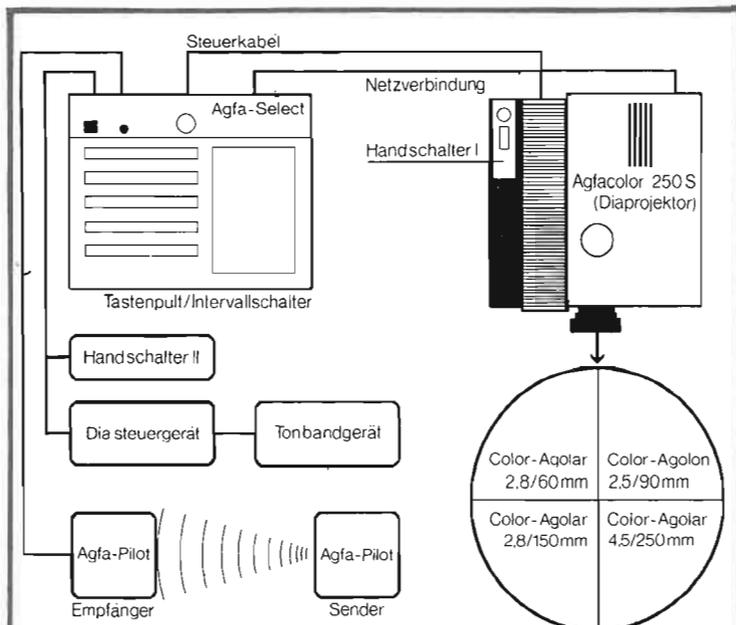


Figure 1 - Possibilités de commande du projecteur Agfacolor 250S, sélection directe des diapositives, commande ultrasonore, commande par bande magnétique etc.

TRADUCTIONS

Steuerkabel : Câble de commande
 Netzverbindung : Liaison secteur
 Handschalter : Commande manuelle
 Tastentpult/Intervallschalter : Clavier/minuterie

Diastenergerät : Commande par tops
 Tonbandgerät : Magnétophone
 Empfänger : Récepteur
 Sender : Émetteur

des caches en verre, il y a une restriction. tous les verres devront avoir la même épaisseur et il ne devra pas y avoir de diapositives sous carton mélangées à celles sous verre, la mise au point, de type optique utilisant la réflexion d'un faisceau lumineux sur la face brillante de la diapositive. Le verre étant réfléchissant, sa face avant se comportera comme celle du film. Particularité de ce projecteur, chaque fois qu'une vue se présente devant le magasin, un contact se ferme, ce qui permet de compter les vues, comme nous le verrons tout à l'heure.

Plusieurs dispositifs de commande sont disponibles en plus de l'Agfa Select ; par exemple un système de télécommande par ultra-sons, une commande par

magnétophone et une par câble ; en cas de défaillance, il reste également une commande directe sur le projecteur (fig. 1).

APPAREIL DE COMMANDE

Le pupitre de commande possède 50 boutons. Ce clavier aurait pu être remplacé par un cadran téléphonique mais avec un risque d'erreur supplémentaire et l'inconvénient d'avoir un système d'affichage supplémentaire du numéro de la diapositive en cours de projection. Pour la projection sans fin, une minuterie incorporée déclenche le passage des vues avec un intervalle allant de 5 à 40 secondes. Lorsque les photos ont



Photo 2 - Formation ou étude d'un produit autour d'un programme audio-visuel ou plus simplement d'une série d'illustrations rendant la présentation plus concrète.

toute été passées, le magasin revient à son point de départ et la projection recommence.

Le schéma synoptique de l'ensemble de sélection automatique de diapositive est représenté figure 2. Deux liaisons de télécommande existent entre le projecteur et le sélecteur : l'une concerne l'ordre de changement de vue, avec évidemment son sens de passage, l'autre le comptage des vues. La synchronisation n'est pas permanente, il faut d'abord réaliser la synchronisation de la première vue, ensuite seulement, le comptage s'opère de part et d'autre ; le passage de chaque vue délivre une impulsion, le sélecteur reçoit ces impulsions les compte ou les décompte. Si une impulsion se perd en route, ou si un parasite quelconque est traité comme une impulsion, il se produit un décalage d'une unité, décalage qui sera conservé jusqu'à remise au synchronisme manuel (ou tout aussi accidentel que le décalage !)

Le clavier de sélection, 50 tou-

ches lumineuses, en 5 rangées de 10 touches donne une tension de référence de 0,2 V par vue, c'est-à-dire que la vue numéro 27 se verra attribuer une tension de 5,4 V tandis que la 19 n'aura que 3,8 V. Cette tension de référence est envoyée à l'entrée d'un amplificateur différentiel. La seconde entrée de cet amplificateur est reliée au curseur d'un potentiomètre linéaire entraîné par un moteur pas à pas. La tension de référence peut varier de 0 à 10 V, il y a 50 vues à projeter, donc la tension au curseur devra elle aussi varier de 0 à 10 V. Cette variation de tension est commandée par le moteur pas à pas et le passage de chaque vue actionne ce moteur ; à chaque pas, la tension du curseur du potentiomètre se rapproche de 0,2 en 0,2 V de la tension de référence. Une fois cette tension atteinte, le moteur d'entraînement du magasin s'arrête et le sélecteur envoie un ordre au passe-vue, la diapositive correspondant au numéro appelé est projetée ; à tout moment, il est

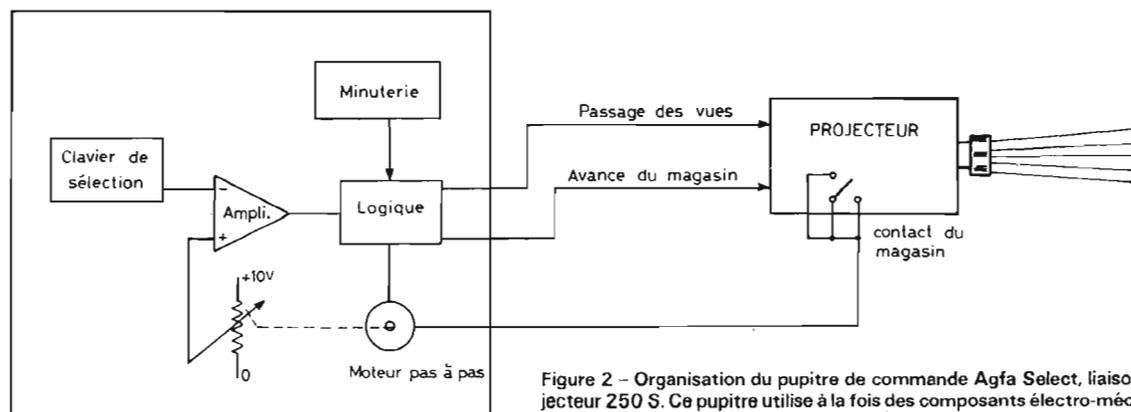


Figure 2 - Organisation du pupitre de commande Agfa Select, liaisons avec le projecteur 250 S. Ce pupitre utilise à la fois des composants électro-mécaniques (relais) et semi-conducteurs modernes (circuits intégrés).

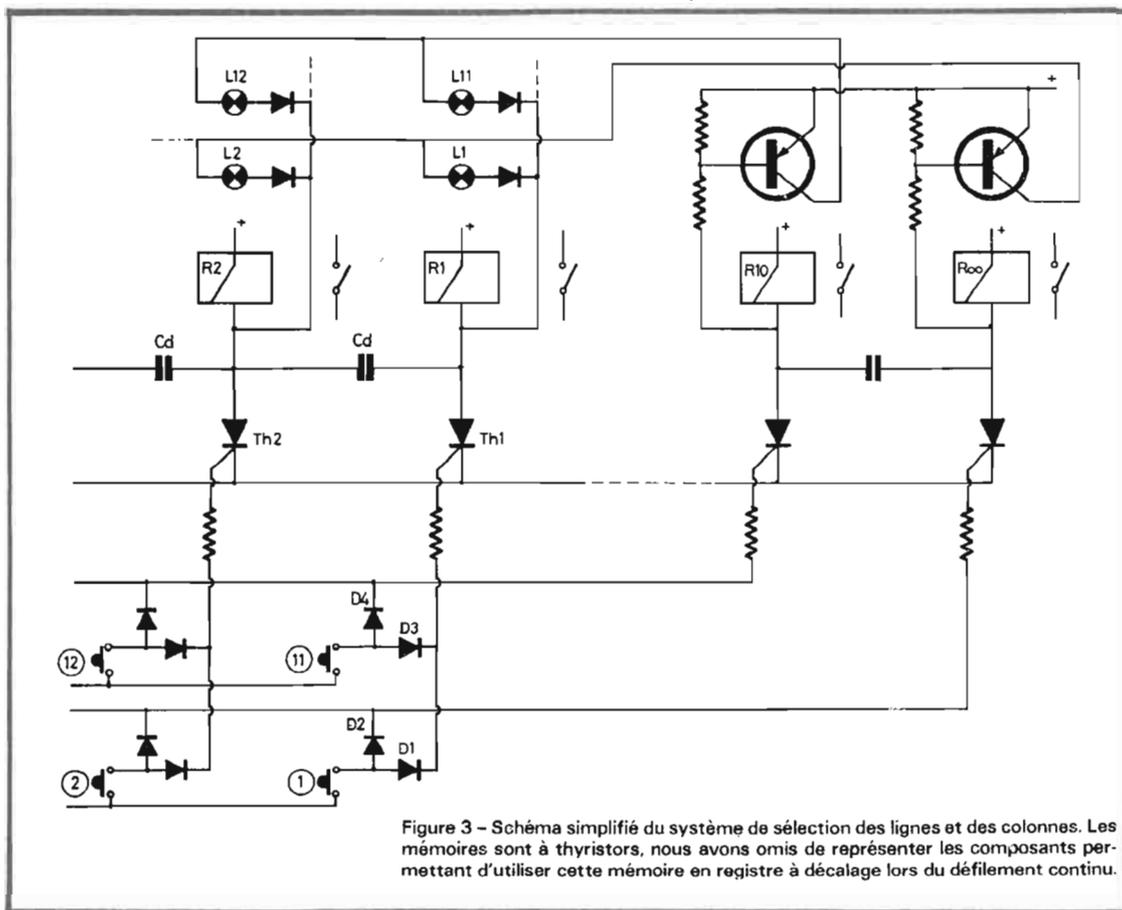


Figure 3 - Schéma simplifié du système de sélection des lignes et des colonnes. Les mémoires sont à thyristors, nous avons omis de représenter les composants permettant d'utiliser cette mémoire en registre à décalage lors du défilement continu.

possible de voir, illuminé sur le pupitre de commande le numéro de l'image projetée.

CLAVIER DE SELECTION DES VUES

Le clavier de sélection possède 50 touches de type à contact fugitif. Il est en effet difficile d'assurer économiquement la mise en mémoire de l'information avec un tel nombre de touches, une interconnexion mécanique exigerait un effort important pour l'utilisateur.

La figure 3 représente la solution électronique adoptée par le constructeur de l'appareil. Elle fait appel à des thyristors alimentés en courant continu qui, une fois amorcés le restent, jusqu'à ce qu'un ordre de désamorçage soit émis.

Chaque bouton de commande ne dispose que d'un contact. Si l'on appuie sur la touche numéro 1, la diode D₁ envoie une tension positive sur la gachette du thyristor Th1, la diode D₂ envoie cette tension sur la gachette du thyristor Th00. Si l'un des autres thyristors était conducteur, les condensateurs Cd se chargeraient d'émettre sur son anode une ten-

sion négative qui le polariserait en inverse et le désamorcerait, relâchant ainsi le relais correspondant à l'unité du numéro de la diapositive projetée. Le processus de désamorçage est identique pour les thyristors des dizaines.

Les lampes d'affichage du numéro de la diapositive en cours de recherche ou dans le passe-vue sont elles aussi commandées par un dispositif matriciel. Une diode isole chaque colonne tandis que les lignes sont alimentées par transistor PNP (T00 etc.). Cette technique de matricage simplifie le câblage, il faut en effet 15 fils d'alimentation indépendante. Le même avantage existe pour le clavier de commande qui pourrait éventuellement être séparé du coffret électronique.

ASSERVISSEMENT DU MAGASIN ET DU SELECTEUR

Ce n'est pas en réalité d'un véritable asservissement dont il s'agit. Le terme d'asservissement est aujourd'hui utilisé comme argument commercial, même si parfois il n'existe aucun circuit mécanique, acoustique ou électrique propre à assurer cette fonction. Ici, on doit plutôt parler de système de recopie synchrone.

Les relais commandent les contacts fixant le potentiel de l'entrée inverseuse d'un amplificateur opérationnel (fig. 4). Les 5 contacts du haut, font varier ce potentiel de 2 en 2 V. Les contacts R₁ à R₁₀ de 0,2 en 0,2 V. Le pont de résistances est alimenté par un enroulement auxiliaire isolé galvaniquement des autres circuits d'alimentation. Le point commun aux contacts mobiles des relais des unités est relié à la masse de l'amplificateur opérationnel, le pôle négatif de l'alimentation du pont de résistances de précision voit sa tension varier de 0,2 en 0,2 V en fonction de l'unité du numéro de la diapositive.

La seconde entrée de l'amplificateur est reliée au curseur d'un potentiomètre dont la position représente celle du magasin de

diapositive. Lorsque la tension d'erreur est positive, c'est-à-dire lorsque le numéro de la diapositive à projeter est supérieur à celui de la diapositive en projection, le relais B colle, ses contacts commandent le déplacement du panier, dans le sens de la progression. Pendant cette commande, le passe-vue sera sorti et ne recevra son ordre de passage qu'une fois que la tension d'erreur sera annulée.

Dans le cas où la tension d'erreur est négative, le relais A est collé et cette fois, le moteur de déplacement du magasin le fait reculer, jusqu'à annulation de la tension d'erreur.

La recopie de position entre le magasin et le potentiomètre du boîtier de commande est assurée par un transmetteur synchrone. Ce transmetteur fait correspondre, le déplacement linéaire du magasin en une rotation du potentiomètre déterminant la tension d'erreur. Un moteur pas-à-pas est monté, avec une démultiplication appropriée en bout d'axe du potentiomètre. Ce moteur pas à pas est un moteur du genre synchrone que l'on fait progresser d'une fraction de tour par impulsion qu'un système, ici électronique, lui envoie. Suivant l'ordre des impulsions qu'on émet sur ses divers enroulements, le moteur tourne dans un sens ou un autre. Le bloc de commande électronique, que nous ne détaillerons pas est schématisé figure 5: L'une des entrées reçoit une tension dont dépendra le sens de rotation du moteur. Cette tension est déterminée par l'état du relais A. A étant collé, la tension d'entrée du bloc de commande est positive et le moteur pas à pas tournera dans un sens tel que la tension du curseur du potentiomètre diminue, ce qui correspond à une marche vers le nombre 1 du magasin.

Les ordres d'avancement du moteur pas à pas viennent quant à eux du projecteur. Chaque fois



Photo 3 - Le projecteur 250S et le sélecteur de diapositives.

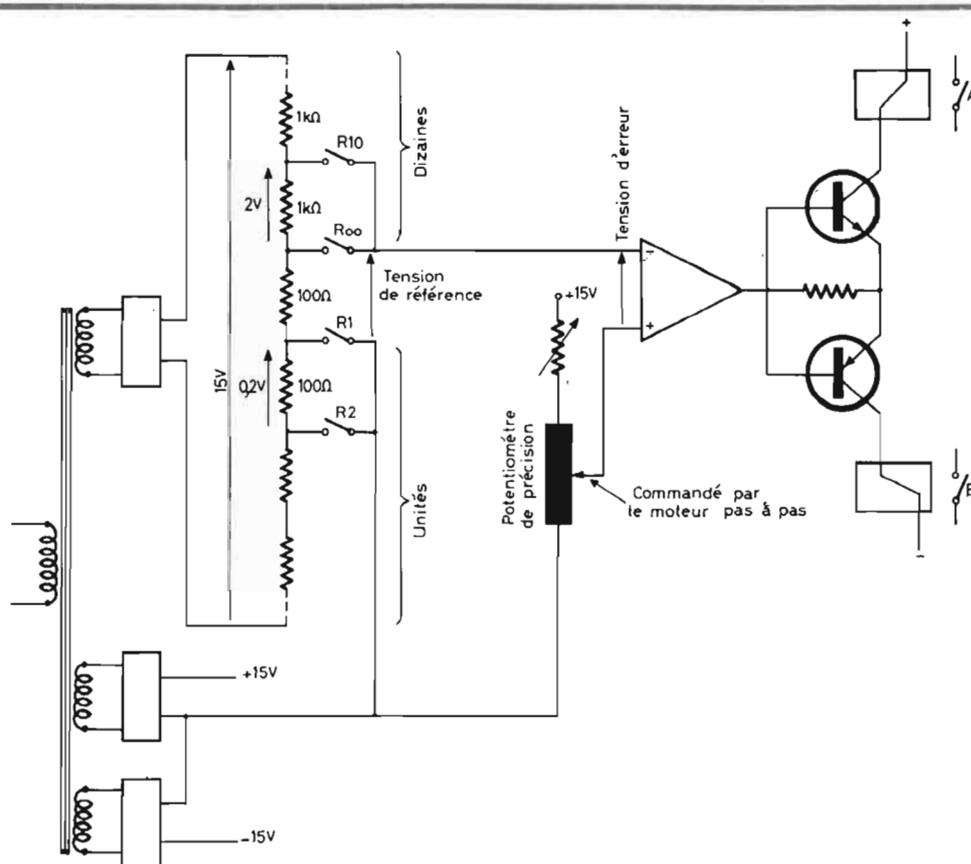


Figure 4 - Schéma de principe de l'asservissement entre la tension de référence et la position du magasin à diapositives.

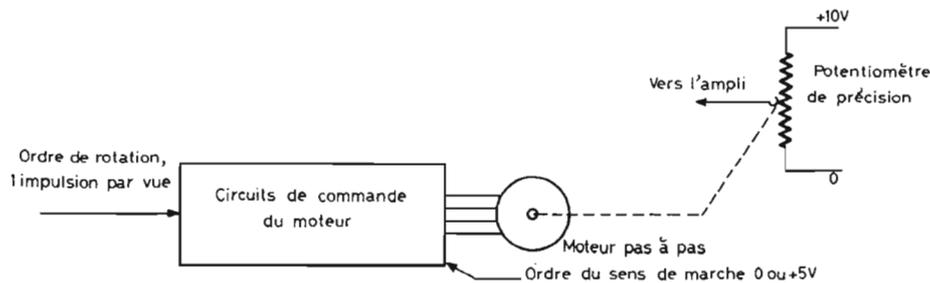


Figure 5 - Commande du moteur pas-à-pas par le projecteur et par le comparateur à relais A et B.

gées vers le bloc de commande. D'autre part, le projecteur, a reçu du relais A, les ordres de retour vers le début. Ce projecteur dispose d'un contact de fin de course qui ouvre un circuit lorsque la vue numéro 1 est devant le passe-vue. Donc, en quelques secondes, le moteur pas à pas et le passe-vue auront tous deux été placés en position de départ. Une autre application de ce contact de fin de course est la projection continue.

Lorsque l'on a choisi ce mode de fonctionnement, les thyristors fonctionnent en registre à décalage, une base de temps incorporée au coffret de commande envoie ses impulsions, un relais auxiliaire décale le registre des dizaines. Pour la projection continue, le constructeur utilise le système de synchronisation de la touche numéro 1 qui commande comme nous l'avons vu précédemment à la fois la remise à 1 du moteur pas à pas et celle du magasin. La base de temps est constituée d'un oscillateur à relaxation, à unijonction, dont la fréquence est réglable.

Appareil aux possibilités nombreuses, l'Agfa Select peut également être employé conjointement aux autres accessoires de télécommande de projecteur. Les techniques utilisées sont intéressantes et ouvrent la porte à de nombreux autres emplois. Sur le plan technologique, Agfa a utilisé de nombreux circuits intégrés, en particulier pour la régulation. Le choix de thyristor, composant relativement peu utilisé, à faible puissance⁴ trouve ici un intérêt non négligeable. Quant à la qualité des composants, il n'y a qu'à signaler que les résistances du potentiomètre de référence sont à 0,5 % pour donner une idée de la fabrication. Pour la présentation, les photos sont éloquentes, pas de fioritures et de chrome, l'ensemble est d'une très grande sobriété.

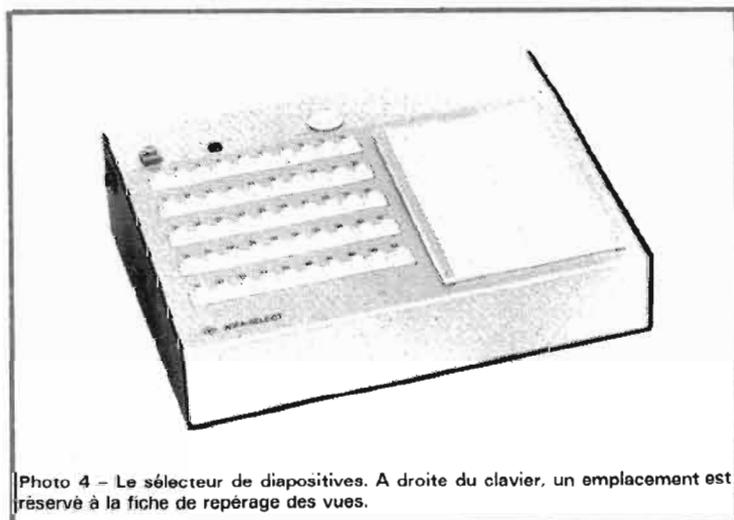


Photo 4 - Le sélecteur de diapositives. A droite du clavier, un emplacement est réservé à la fiche de repérage des vues.

qu'une diapositive se présente devant le passe-vue, un contact s'ouvre ou se ferme, et le moteur pas à pas avance d'un cran dans le sens déterminé auparavant.

Un tel système, synchrone, mais non asservi, exige lors de la mise en place du magasin une remise en phase du potentiomètre et du magasin. La touche numéro 1 permet cette remise à zéro. Cette touche, et uniquement celle-là, commande un relais dont les contacts envoient une série d'ordres d'avancement qui remplacent ceux du projecteur. Une fois que la tension du curseur est de 0,2 V (diapositive numéro 1), les impulsions ne sont plus diri-

DEVELOPPEMENT et TRANSFORMATION des VIDEO - DISQUES

COMME l'ont montré les récents congrès et expositions, 1974 a été « l'année des vidéo-disques », l'attention se porte, en effet, de plus en plus sur ce genre de vidéoscopes spécialement en ce qui concerne les possibilités d'utilisations « grand public ».

Sans doute, les différents modèles présentés sont-ils encore, la plupart du temps, du domaine du laboratoire, et ne sont que des prototypes, mais beaucoup de praticiens et de techniciens considèrent désormais le vidéo-disque comme un appareil destiné à assurer la diffusion de la lecture des images au moyen d'un téléviseur dans le grand public, car, la plupart du temps, il s'agit de modèles permettant spécialement la lecture et non l'enregistrement.

Pourtant, les prévisions des constructeurs pour le lancement industriel et commercial de leurs productions n'ont pas, en fait, été réalisées puisque le seul vidéo-disque qui devait être commercialisé en 1974 et a, d'ailleurs, été présenté en premier comme prototype, le modèle TED, ou Telefunken-Decca, n'est pas encore commercialisé, en raison de difficultés mécaniques.

DISQUES AUDIO ET DISQUES VIDÉO

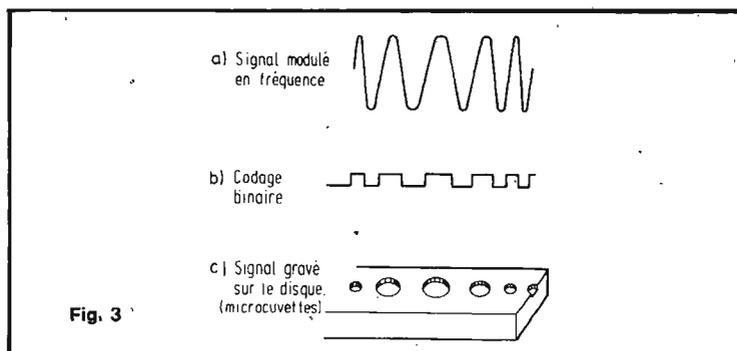
Chacun des supports d'images, disque ou film, a sans doute ses possibilités et ses avantages, et on peut comparer la situation à celle que l'on a déjà constatée dans le domaine sonore. L'avènement du magnétophone n'a nullement nui à l'électrophone ; la bande magnétique n'a pas supprimé le disque ; de même la réalisation des magnétoscopes peut très bien se développer en même temps que la fabrication des vidéo-disques.

Dans le domaine sonore, les avantages des disques demeurent évident. Le pressage permet de produire des disques en très grand nombre et à bas prix ; jusqu'ici il n'en est pas de même pour les bandes magnétiques, et le temps nécessaire pour leur imprimer des aimantations est encore, en général, de plusieurs minutes, contre quelques secondes pour la fabrication des disques. Pour des tirages plus ou moins importants, la production des disques est, sans doute, beaucoup moins coûteuse ; de même, l'emploi des disques est encore

plus facile que celui des bandes magnétiques, malgré l'avènement des cassettes.

Mais les difficultés sont beaucoup plus grandes dans le domaine audiovisuel lorsqu'il s'agit d'enregistrer des images sur disques et non plus des sons, en

raison du nombre des informations à inscrire. Par rapport au disque sonore, le vidéo-disque doit porter, au minimum, 250 fois plus d'informations, d'où la nécessité de sillons suffisamment fins et serrés, pour enregistrer les ima-



tournez la page

infra

vous informe

Nous avons vu apparaître ainsi d'abord le vidéo-disque à gravure électromécanique *Teldec*, puis les vidéodisques magnétiques *Bogen*, permettant la lecture et l'enregistrement, et qui peuvent être adaptés sur une platine tourne-disques traditionnelle, puis, surtout, les appareils à lecture optique. Deux grandes catégories de vidéodisques, en majorité lecteurs, existent donc désormais ; les appareils électromécaniques, électriques ou magnétiques, d'une part, et d'autre part, les modèles à lecture optique.

A cette catégorie, appartient le système *Philips* déjà signalé dans la revue, avec des informations codées sous formes de petits cratères de surface de 0,8 micromètre de large et 0,6 micromètre de profondeur.

Sans doute, les possibilités de la gravure mécanique sont encore très grandes ; les disques sonores des âges héroïques, dont la vitesse de rotation est de 78 t/mn n'avaient qu'une durée de 4 minutes, et la bande passante atteignait difficilement 8 kHz ; puis, dès 1940, on a pu réussir à obtenir des durées de 30 minutes et des fréquences de 35 kHz, et ce ne sont pas là encore les limites extrêmes de la technique actuelle.

Les progrès accomplis dans le domaine de la gravure, de la résistance à l'usure et du « grain » des plastiques rendraient possible l'inscription de fréquences encore plus élevées jusque vers 50 ou 80 kHz. Le capteur classique à aiguille pourrait encore transmettre au transducteur électromécanique de la cellule de lecture des fréquences de cet ordre, être soumis à des contraintes mécaniques incompatibles avec ses dimensions.

Il est par contre impossible d'atteindre ainsi des fréquences de plusieurs mégahertz d'un signal de télévision. Même en réduisant en effet le rayon de

courbure de la pointe à quelques microns, et la masse de l'aiguille à 1 mg, l'accélération appliquée sur cet élément de la lecture d'un signal à 4 MHz atteindrait, en effet, quelques 108 g et la force appliquée au stylet 10^5 Newtons soit 10^4 kgf.

L'usure d'un tel stylet par frottement sur le fond du sillon suffirait à condamner un dispositif de ce genre, car la vitesse linéaire de défilement du disque devrait être alors de l'ordre de 20 à 30 m/s soit 100 km/h environ.

Dans les vidéo-disques qui ont été construits avec un stylet de lecture en contact mécanique avec le fond d'un sillon, ce ne sont plus des pointes qui sont utilisées, mais plutôt des patins. Les vibrations de ce stylet ne sont plus utilisées pour exciter le transducteur de lecture, mais d'autres phénomènes physiques, comme par exemple l'onde de pression (sur le Telefunken) ou la variation d'une capacitance électrique (dans le RCA) produite par le défilement sous le patin capteur des ondulations du signal enregistré sur le disque.

LECTURE OPTIQUE ET LASER.

Le fonctionnement des capteurs optiques est basé sur l'utilisation, au lieu d'une aiguille matérielle, d'un fin pinceau de lumière obtenu par projection sur le disque des photons produits par une source de lumière cohérente : laser à gaz ou à semi-conducteur...

L'acuité d'un tel capteur est de l'ordre de la longueur d'onde lumineuse utilisée, soit à peu près de $1 \mu\text{m}$. Le gain ainsi obtenu en remplaçant la pointe de lecture d'un disque sonore par le cône de projection d'un objectif de microscope ouvert à f/I d'un capteur optique est de l'ordre de $23 \mu\text{m}$ à $1,4 \mu\text{m}$.

Un autre avantage réside dans l'absence totale d'usure à la fois sur le disque et sur le capteur proprement dit.

L'emploi d'un laser au lieu d'une source traditionnelle de lumière est nécessité par des considérations de rapport signal/bruit au niveau de la détection. Une puissance lumineuse de 0,1 mW est nécessaire, en effet, sur le disque, si l'on veut disposer d'un signal détecté supérieur de 40 dB au bruit produit par les cellules de détection.

En partant de la très petite surface de la zone éclairée, d'à peu près $1 \mu\text{m}$, cette condition revient à disposer d'un éclaircissement incident égal à 100 W/mm^2 , soit à peu près 300 fois l'émittance du corps noir porté à 3000 °K.

Cet emploi du laser ne constitue plus un obstacle à la construction d'un appareil de très grande diffusion ; la réalisation d'un laser hélium-néon de 1 mW est dès à présent possible à bas prix (inférieur à celui d'un tube-image noir et blanc de télévision). Sa fiabilité et sa durée de vie constituent deux autres arguments en sa faveur ; dans l'état actuel de la technique, cette durée de vie devrait dépasser 10 000 heures.

LA PRÉCISION NÉCESSAIRE DU VIDÉO-DISQUE

Entre le disque sonore et le disque vidéo il y a pourtant une autre différence fondamentale qui concerne la précision nécessaire pour assurer la lecture comme l'enregistrement.

Il suffit encore de comparer la largeur de bande des signaux concernés, soit 15 kHz en technique audio et 4 MHz en technique vidéo, pour se rendre compte que la densité de l'information nécessaire sur le disque est 267 fois plus grande dans le second cas que dans le premier.

Une extrapolation au domaine vidéo des principaux paramètres relatifs au disque sonore peut être effectuée simplement à partir de l'expression :

$$f(t) = f(\rho) \times V$$

où $f(t)$ représente le signal temporel fourni par le capteur ; $f(\rho)$ le signal enregistré sur le disque et V la vitesse linéaire de défilement du disque sous capteur.

Le facteur de multiplication du signal temporel étant K , en pratique on réduit par V à la fois les dimensions du signal élémentaire gravé sur le disque, et le pas de la spirale sur laquelle ils sont inscrits.

Sur le disque sonore de 20 à 30 minutes de durée, le pas de la spirale est voisin de $100 \mu\text{m}$, sur un disque vidéo de même type et de même durée, ce pas serait donc réduit à $100/\sqrt{267}$, soit à peu près $6 \mu\text{m}$, tandis que la vitesse de rotation serait portée à :

$$33 \frac{1}{3} \times \sqrt{267} = 545 \text{ t/mn ou } 9 \text{ t/s environ.}$$

Sur la spirale disponible, la longueur correspondant à chaque vibration élémentaire serait alors de $0,9 \mu\text{m}$; comme il serait difficile à cette échelle microscopique d'obtenir une représentation gravée analogique de l'information, le signal enregistré est constitué par les passages de zéro d'une onde modulée en fréquence (fig. 1).

La limite supérieure de la fréquence instantanée est située ainsi vers 8 à 10 MHz suivant le type de codage utilisé, ce qui amène à corriger les valeurs numériques précédentes par un facteur voisin de $\sqrt{2}$, ce qui détermine à adopter une spirale au pas de $4 \mu\text{m}$ ($6/\sqrt{2}$), une vitesse de rotation de 780 t/mn ($545 \times \sqrt{2}$), une dimension de l'échantillon élémentaire voisin de $0,6 \mu\text{m}$ ($0,9/\sqrt{2}$).

Comme sur le disque sonore, la gravure est donc effectuée le long d'une spirale.

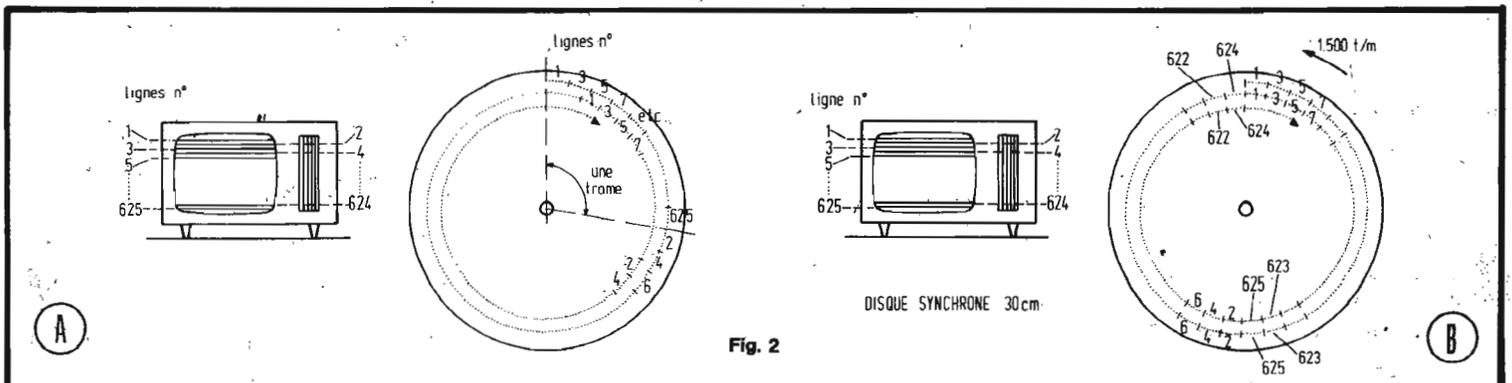


Fig. 2

La même séquence des lignes du signal de télévision est ainsi reproduite sur la spirale et dans le même ordre : lignes impaires d'abord, puis lignes paires, mais bout à bout au lieu d'entrelacées, comme elles le sont sur l'écran du téléviseur.

LA SYNCHRONISATION DU DISQUE

Il est avantageux de faire correspondre à l'inscription d'une image une révolution complète de son support tournant (fig. 2).

Même en cas de déviation de la tête de lecture le long d'un rayon, il n'apparaît sur l'écran du téléviseur aucun décrochage de l'image, de la même façon qu'il ne se produit au cinéma aucun décadage, si un nombre entier d'images a été retiré du film en cas d'accident.

Un autre avantage du disque synchrone consiste à permettre l'arrêt sur l'image, de même que l'analyse accélérée ou ralentie du mouvement, et par suite l'accès quelconque rapide à chacune des séquences du programme enregistré. A raison de 25 1/s soit 1 500 t/mn, un disque vidéo de ce type comporte 30 000 spires pour 20 minutes d'enregistrement, ou 45 000 spires pour 30 minutes ce qui correspond à un pas de 2,5 μm ou 2 μm respectivement.

En contrepartie, la dimension maximale de la carte élémentaire passe de 0,6 μm à 1 μm , ce qui simplifie un peu les tolérances à respecter, tant à la lecture qu'à l'enregistrement. (fig. 3).

La réalisation d'un tel disque comme celle du lecteur qui en dérive pose à l'ingénieur plusieurs problèmes délicats, mais aucun cependant qui ne peut être résolu par la technique. La difficulté principale réside dans les contraintes imposées au prix, donc en fin de compte à la nature des solutions techniques adoptées.

Le principe même du disque est bien adapté aux méthodes de duplication par pressage, ce qui permet d'évaluer à 2 ou 3 francs par copie la part du prix de vente relative à cette opération. Mais il y a des problèmes qui se posent en revanche en ce qui concerne le lecteur, par suite de l'extraordinaire petitesse des signaux imprimés sur le disque, lus un par un, dans l'ordre de leur enregistrement.

DE NOUVELLES SOLUTIONS DANS L'APPAREIL THOMSON-BRANDT

Dans le domaine des vidéo-disques à lecture opto-électronique des solutions récentes ont été ainsi présentées par les chercheurs de la société Thomson-Brandt et spécialement M. G. Broussaud et ses collaborateurs, Erich Spitz, Claude Tinet, et François Le Carvenec.

Cette solution est analogue à celle de Philips, mais présente cependant des différences notables : les signaux vidéo composés et les deux canaux à fréquence audible sont donc modulés en fréquence, et enregistrés sur le disque flexible transparent sous la forme de cavités de 1,7 micromètre de large et 0,3 micromètre de profondeur ; la longueur et l'espacement des cavités le long de la piste en spirale représentent le signal, et chaque révolution de la piste permet l'inscription des signaux d'un balayage complet de télévision avec les deux demi-images (fig. 2 et 3).

Le disque n'est donc plus réfléchissant, mais transparent, et on emploie encore un laser pour obtenir la lecture de l'enregistrement.

Lorsque le disque flexible tourne, en effet sous la tête de lecture, les cavités inscrites sur sa surface diffractent le spot lumi-

neux du laser, qui est concentré sur elles, et font ainsi varier sa position sur une surface photosensible placée sous le disque. Le signal, recueilli est amplifié, et traité pour obtenir le signal vidéo composite.

Mais, en fait, il n'y a pas que cette modification électro-optique. Les caractéristiques mécaniques de régulation du fonctionnement et de guidage de lecture sont également originales et méritent d'être indiquées ; de même, le montage électronique et le système de codage des couleurs offrent des particularités intéressantes.

Au point de vue mécanique, le rayon minimum de la piste est de 65 mm, et le rayon maximum de 150 mm ; la circonférence minimale disponible est ainsi de 410 mm, la vitesse de rotation étant de 545 t/mn la vitesse linéaire minimale est de 3600 cm/s et la longueur minimale d'une vibration à 4 MHz est

$$\frac{3600}{4 \times 10^6} = 0,9 \times 10^{-3} \text{mm} = 0,9 \mu\text{m}$$

Le signal modulé en fréquence subit un codage binaire de sorte que le signal gravé sur le disque est inscrit sous forme de micro-cuvettes, comme nous l'avons indiqué sur la figure 1.

Le vidéo-disque de lecture de 30 cm tourne à 1 500 tr/mn, le signal enregistré est à modulation de fréquence et la

durée de lecture est de l'ordre de 20 à 30 mn, avec un pas des sillons de 2,5 à 2 μm . La bande vidéo atteinte est de 4 MHz.

LA STABILISATION DU VIDÉO-DISQUE

Le spot lumineux est de l'ordre de 0,7 μm , la profondeur du champ du microscope qui concentre le pinceau du laser sur les cavités de diffraction offre donc une limitation, la distance entre l'objectif du microscope et la partie supérieure du disque doit être maintenue constante avec une précision du micromètre et au-delà, et les amplitudes de vibrations seules peuvent atteindre 1,5 mm.

Pour maintenir un guidage précis, le spot lumineux doit être positionné avec une précision de 0,3 micromètre, d'où l'utilisation d'un système particulier de stabilisation pneumatique. La monture de la tête de lecture est placée dans une sorte d'étrier qui stabilise le disque aérodynamiquement, lorsqu'il tourne entre les mâchoires du système.

L'angle de flexion du disque est de l'ordre de 20° et pour maintenir le disque sous cette forme des plaques de dièdres sont disposées sur la monture. Le stabilisateur maintient la surface supérieure du disque où se trouvent

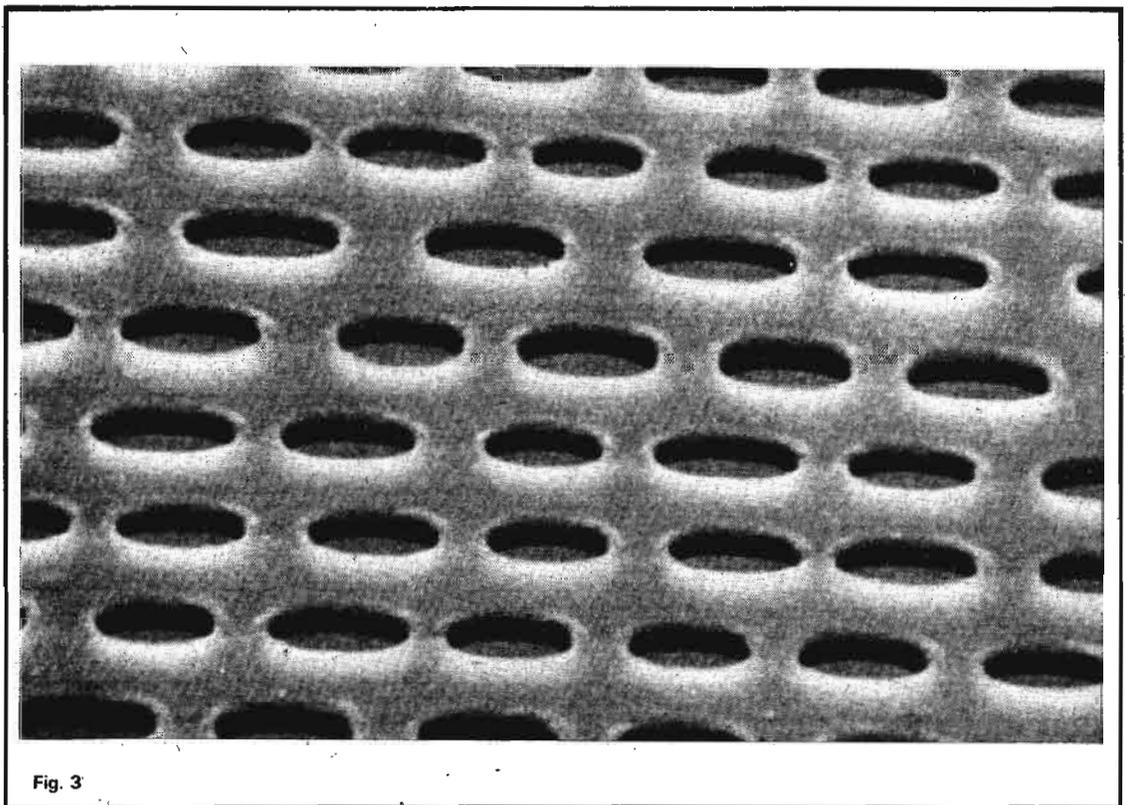


Fig. 3

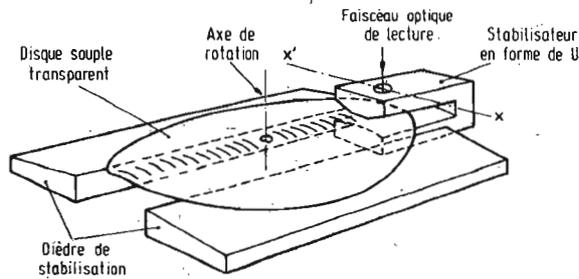


Fig. 4

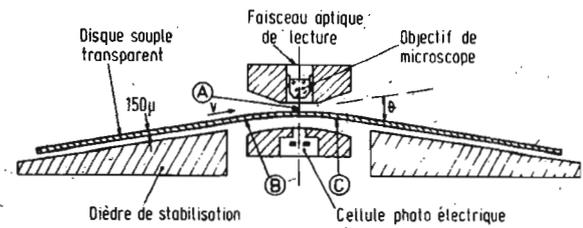


Fig. 5

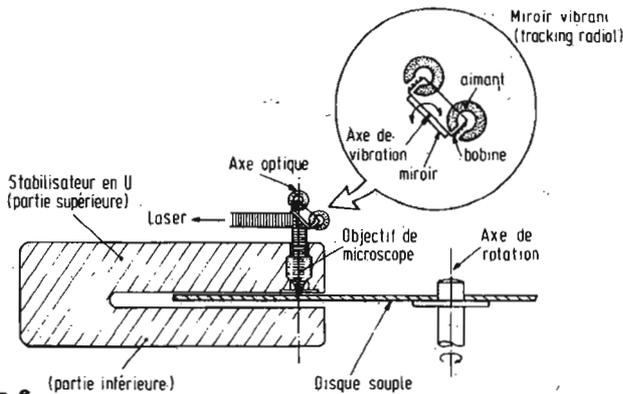


Fig. 6

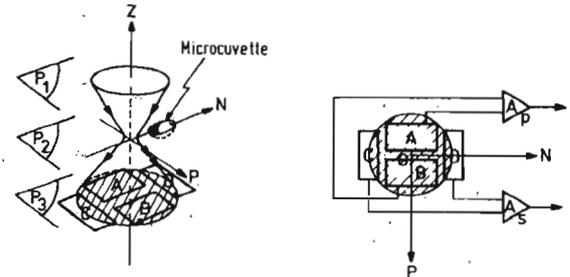


Fig. 7

les cavités dans la position nécessaire. Pour cette raison, l'épaisseur du disque peut varier de 50 micromètres sans modification de la lecture.

Le stabilisateur pneumatique est donc constitué par une sorte de U horizontal, entre les bras duquel est introduit le disque en rotation (fig. 4). Par un profil convenable de sa section droite ce U provoque sur les filets d'air entraînés par le disque un phénomène de compression, puis de décompression, dont les effets peuvent être représentés par l'apparition de forces aérodynamiques complexes, correspondant d'une manière élémentaire à trois composantes localisées aux points A, B et C (fig. 5).

Il y a compression en A et B, et dépression en C, de sorte que le disque s'incurve d'un angle voisin de 20°; pour faciliter la tendance à cette déformation de part et d'autre du U le dièdre de stabilisation est ajouté au stabilisateur proprement dit.

Ce type de stabilisation nécessite l'emploi du disque souple; les meilleurs résultats ont été obtenus avec des disques en Mylar ou en PVC de 150 μm d'épaisseur.

Ce dispositif remarquable suffit à assurer à lui seul une stabilisation de la face supérieure du disque avec une précision supérieure à 2 μm. Si l'effet stabilisateur s'était exercé au contraire de façon symétrique, l'asservisse-

ment aurait eu lieu sur la fibre moyenne, et il aurait été nécessaire d'utiliser alors des disques d'épaisseur soigneusement calibrée, au moins au micromètre près, de sorte que le prix de revient de la matière première aurait été considérablement augmenté.

LE SYSTÈME D'ASSERVISSEMENT

L'asservissement radial du pinceau lumineux de lecture à la spirale en rotation est assuré par déflexion au moyen d'un miroir vibrant situé immédiatement au-dessus de l'objectif (fig. 6).

L'originalité de la solution Thomson réside dans l'absence de tout capteur spécifique. Le signal d'erreur est produit en effet, comme le signal HF, par la seule distribution de l'énergie lumineuse diffractée par les microcuvettes, du signal enregistré.

L'analyse de la figure de diffraction est effectuée sur la lumière transmise, tant pour éviter une métallisation du disque après pressage, que pour supprimer les organes optiques de découplage nécessaires à la séparation des faisceaux incidents et réfléchis; mais la méthode est utilisable aussi en réflexion.

Sur la figure 7, P1 indique le plan du diaphragme de sortie de

l'objectif, P2 la surface gravée du disque et P3 le plan de détection. A, B, C, et D sont quatre éléments électriquement distincts d'une cellule photosensible, disposés symétriquement par rapport aux axes OP et ON, ils sont réunis par paires aux amplificateurs différentiels Ap et As.

En l'absence de gravure dans la zone éclairée, le cône des rayons transmis est situé dans le prolongement exact du cône des rayons incidents. Les énergies reçues par les cellules A et B sont égales, de même que les énergies reçues par les cellules C et D. Les signaux délivrés par As et Ap sont donc nuls tous les deux (fig. 7).

Il n'en est pas de même lorsqu'une microcuvette pénètre dans la zone focale de l'objectif (fig. 8), car la diffraction provoquée par le flanc de cette dépression entraîne un déplacement de l'axe du cône des rayons transmis, en même temps qu'une déformation plus ou moins accentuée de sa section droite.

Si l'objectif est positionné correctement, c'est-à-dire si, comme il est représenté sur la figure, son axe coupe effectivement la trajectoire suivie par la microcuvette en mouvement, la figure de diffraction sur P3 se déplace vers C, mais en restant toujours symétrique par rapport à ON.

Un déséquilibre apparaît donc aux bornes de l'amplificateur différentiel As, mais non de son

homologue Ap. Le même phénomène, mais inversé, se produit lorsque la microcuvette quitte la zone focale éclairée (fig. 9).

Ainsi les signaux alternativement positifs et négatifs produits par As traduisent par leur succession la modulation de fréquence correspondant à l'information enregistrée.

Si l'axe optique n'est pas correctement positionné, c'est-à-dire s'il existe un écart Dp entre le point focal et la trajectoire suivie par les microcuvettes (fig. 10), la figure de diffraction cesse d'être symétrique par rapport à ON. Une différence d'éclairement apparaît sur les cellules A et B, donc un signal aux bornes de l'amplificateur différentiel Ap.

Ce signal d'erreur est utilisé pour contrôler l'asservissement radial du faisceau de lecture sur le disque en rotation.

L'analyse des phénomènes de diffraction à l'origine des signaux fournis par les cellules photoélectriques précédentes constitue un problème difficile, tant du point de vue théorique, que du point de vue expérimental. Une interprétation simple des effets observés peut néanmoins être donnée à partir de la seule optique géométrique, en assimilant la diffraction de la tache focale à la réfraction pure et simple de l'axe du cône des rayons incidents par le flanc des microcuvettes. Au point de vue expérimental, des résultats

intéressants ont été déduits d'une simulation de ces mêmes phénomènes à la fréquence de 35 GHz, c'est-à-dire 8,5 mm de longueur d'onde.

LE SYSTEME DE CODAGE

Le codage des signaux est nécessaire ; plusieurs systèmes sont possibles. Pour des raisons qui tiennent à l'exploitation rationnelle de la bande passante disponible, soit 8 à 9 MHz, on utilise pour chaque signal fondamental :

luminance,
chrominance,
sons à deux canaux,
une porteuse propre modulée en fréquence.

On a conservé sur la chrominance les principes de transmission à la base du procédé SECAM, pour mettre à profit l'insensibilité relative de ce procédé aux erreurs de phase provenant de l'excentrement du disque ou d'irrégularités possibles du couple d'entraînement.

La figure 11 présente le schéma synoptique des traitements successifs effectués sur les signaux de base, en vue d'arriver jusqu'au signal global qui transmet la totalité de l'information enregistrée.

Les signaux rouge, vert et bleu sont combinés dans une matrice linéaire de manière à produire les composantes :

$$Y + \text{synchro}$$

$$B - Y$$

$$\text{et } R - Y.$$

Ces composantes sont ensuite filtrées pour limiter leurs spectres respectifs à des valeurs compatibles avec la capacité de leur canal sur le vidéo-disque.

Le signal son N° 1 échantillonné à la fréquence de balayage de « lignes » est filtré d'abord de façon à limiter les composantes élevées de son spectre à 7,5 kHz.

Le signal Y synchro est appliqué à un modulateur de fréquence, dont la déviation est comprise entre 6,3 et 7,8 MHz.

Les signaux R-Y et B-Y sont prélevés alternativement de ligne à ligne, et le son N° 1, échantillonné comme plus haut est injecté dans l'intervalle de ces alternances, c'est-à-dire dans l'intervalle de suppression ligne. La séquence de ces signaux est appliquée ensuite à un modulateur de fréquence, qui fournit une sous-porteuse à 3 MHz de fréquence moyenne.

Le signal son N° 2 est appliqué enfin à une sous-porteuse à 1,9 MHz, elle aussi modulée en fréquence ; ce deuxième canal son est à large bande, et suscepti-

ble de transmettre à lui seul un programme stéréo.

Ces trois ondes modulées en fréquence sont additionnées alors dans les proportions suivantes : 1 pour la porteuse principale (Y + synchro), 0,2 pour la sous-porteuse à 3 MHz (chroma son N° 1), 0,1 pour la sous-porteuse à 1,9 MHz (son N° 2).

Ce signal composite global est enregistré sur le disque et sa lecture est effectuée comme indiqué précédemment.

La fréquence de la sous-porteuse chroma est placée à l'extrémité supérieure du spectre significatif de la bande de base. C'est là une caractéristique spécifique de ce codage. Son intérêt consiste à permettre d'éviter beaucoup d'intermodulations parasites apparaissant dans l'image lorsqu'une sous-porteuse d'amplitude non négligeable est affectée de distorsion non linéaire au cours de sa transmission.

LES EFFETS SPÉCIAUX

Plusieurs « effets » peuvent être obtenus au moment de la lecture du disque, si l'on combine une portion de piste à sa voisine avec une période multiple entier de la durée d'une trame, avec un « saut » du capteur.

La lecture optique effectuée, sans aucun contact matériel avec le disque permet une répétition de ces sauts sans usure du disque, ou du lecteur.

On peut réaliser notamment des arrêts sur l'image, une progression périodique d'image à image, des effets de ralenti ou d'accélération, en avant comme en arrière, permettant ainsi de retrouver sur le disque l'effet de « page flipping » précieux dans la manipulation d'un livre.

Pour obtenir de tels effets, il faut cependant tenir compte de la nature séquentielle du codage couleur utilisé, et dont un exemple est reproduit sur la figure 11.

Les lignes alternativement rouges (R-Y) et bleues (B-Y) correspondant au codage type Secam du disque peuvent représenter l'alternance de phase de la sous-porteuse chroma d'un disque en standard PAL. Sur ce schéma, le saut du spot de lecture au moment du retour en arrière à la spire précédente détruit, en effet, à chaque tour la suite alternée des informations de couleur délivrées par la tête de lecture.

Le signal obtenu de cette façon ne peut plus être décodé convenablement par le téléviseur ; il serait possible de rétablir une séquence correcte par un dispositif pure-

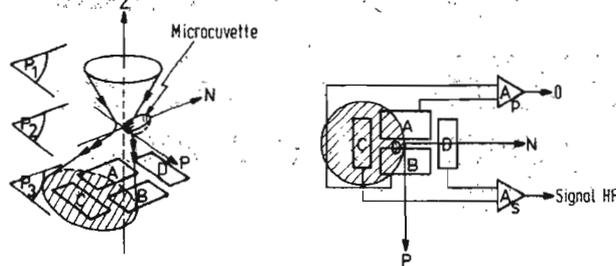


Fig. 8

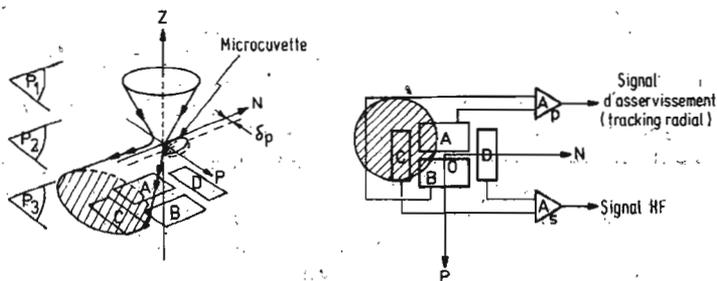


Fig. 10

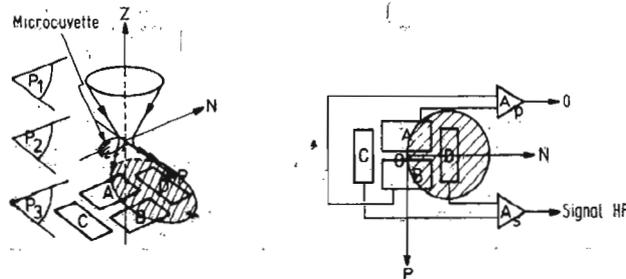


Fig. 9

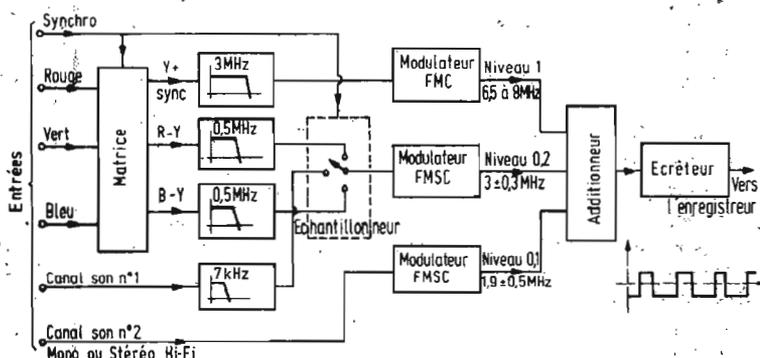


Fig. 11

ment électronique, qui devrait alors être incorporé au lecteur.

En lecture normale, l'image est toujours analysée à 625 lignes; dans l'utilisation d'effets spéciaux, elle ne l'est plus, au contraire, qu'à 624 lignes, mais l'expérience montre que l'effet est imperceptible pour l'observateur non prévenu.

L'UTILISATION DES VIDÉO-DISQUES

On imagine mal que trois systèmes puissent coexister, et uniquement en ce qui concerne les vidéo-disques européens; les américains ne sont pas en reste, et ils étudient au moins trois modèles différents.

Mais, il ne suffit pas de faire un disque, il faut avoir des programmes, et les idées sont assez vagues sur ce point. L'opéra, le grand spectacle, n'offrent qu'un domaine limité; l'enseignement et la formation professionnelle constituent un autre marché, néanmoins, les séries y seront courtes, et la bande magnétique que chacun peut enregistrer paraît mieux placée que le disque dans ce domaine.

Reste l'information avec, par exemple, un disque encarté dans un hebdomadaire et contenant quelques grands reportages sur des sujets d'actualité; mais, si l'amateur est prêt à payer cher « La flûte enchantée » ou le « Crépuscule des Dieux », le disque d'actualité doit évidemment être bon marché.

DES IDÉES NOUVELLES

En dehors des systèmes complexes de Philips et de Thomson, il faudrait rappeler l'Optidise, que s'attache à construire avec des moyens limités, un jeune inventeur M. Guy Nathan. Par rapport à ses devanciers, il apporte surtout deux idées nouvelles. L'une consiste à utiliser comme support le film photographique. Au lieu de coder l'information dans une succession de petits creux, l'Optidise enregistre directement la luminance et les deux chrominances dans un noircissement plus ou moins prononcé du film.

Il n'est pas possible de faire la même chose pour le son; la variété des nuances de gris que l'on peut distinguer est trop faible pour reproduire toutes les nuances sonores. On y remédie en faisant varier, à la fois, la noirceur et la largeur des pistes sonores.

A partir d'une émulsion mère, le tirage par contact permet des cadences de reproduction très élevées, au moins dix fois supérieures à celles du disque moulé ou pressé.

L'autre idée originale consiste à ne pas enregistrer les informations à la suite les unes des autres, mais à les ranger sur des lignes parallèles. Les signaux de luminance et de chrominances correspondant à une ligne de l'image télévisée sont aussi situés les uns à côté des autres sur un même rayon. L'ensemble forme ainsi une piste large et la vitesse de rotation est très réduite.

Elle varie de deux à six tours par minute; elle est plus grande au voisinage du centre où les spirales sont plus courtes, pour maintenir constante la densité d'information. En dehors de l'information proprement dite, on enregistre toujours des signaux de service, qui assurent le guidage de la tête de lecture et la régulation de la vitesse du plateau.

La très basse vitesse de rotation ne permet pas l'arrêt sur l'image, mais offre de nombreux avantages. En particulier, la tête de lecture peut reposer directement sur le disque, l'usure étant insignifiante; il n'y a donc pas de problème de mise au point.

Le disque est éclairé par une lampe banale, des fibres optiques coniques recueillent la lumière transmise, et la transmettent à un ensemble de photodiodes.

Il y a encore d'autres innovations intéressantes dans l'Optidise; ses promoteurs ont des idées utiles sur son utilisation.

Il subsiste une difficulté majeure: l'Optidise n'est pas réalisé. Des études ont montré qu'il était réalisable, mais la construction d'un prototype complet, comprenant à la fois un lecteur, de disques et un système d'enregistrement dépasse pour l'instant les moyens de la Sepo, la petite société qui l'a conçu!

R.S.



CONSTRUCTION des APPAREILS ÉLECTRONIQUES du DÉBUTANT

par G. BLAISE

Voici le livre qui permettra à toute personne, désirant savoir construire des appareils électroniques de s'initier d'une manière pratique et intégrale, à toutes les particularités, concernant les travaux à effectuer. Les conseils pratiques sont accompagnés de notions d'électronique et de ce fait, ce livre rendra les plus grands services, aussi bien aux jeunes débutants, qu'aux personnes exerçant d'autres professions, et désirant construire des montages électroniques, par exemple: ingénieurs, chimistes, musiciens, mécaniciens, architectes, etc.

Extrait du sommaire:

Outils et composants - Condensateurs - Résistances et bobines - Diodes et redresseurs - Détecteurs et radiorécepteurs à diode - Les transistors dans les montages électroniques - Fils de branchement - Platine imprimée - Comment réaliser soi-même les circuits imprimés - Dessins - Plans exposés - Processus chimiques - Dessins sur cuivre - Conseils pour le montage des composants - Circuits intégrés - Emploi des CI pour le débutant - Montage sur platines à trous et lignes métallisées - Platine VEROBOARD - Conception de la disposition des éléments - Transistors à effet de champ - Exemple de construction - Choix du système de câblage - Emploi des circuits intégrés - Fixation et soudage.

Un ouvrage broché de 174 pages - Format: 15 x 21 - Prix: 30 F.

En vente à la:

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS

Tél.: 878-09-94/95

C.C.P. 4949-29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande - Tous nos envois sont en port recommandé.)



METEOROLOGIE

de Ch. FEVROT
et G. LEROUX

La « METEOROLOGIE » de Messieurs G. LEROUX et Ch. FEVROT est un livre clair qui fait un tour rapide et forcément sommaire des problèmes météorologiques.

Cet ouvrage est surtout destiné à faciliter aux auditeurs radio ou aux spectateurs TV la compréhension des explications des météorologistes professionnels.

L'ouvrage se termine par un aperçu sur le climat français, ce qui pourra toujours être utile et un glossaire facilitera aux lecteurs la compréhension des termes techniques.

Sommaire:

L'atmosphère — Insolation et échauffement de l'atmosphère — La pression atmosphérique — L'humidité atmosphérique, les nuages et les précipitations — Les renseignements météorologiques — La prévision du temps — Le climat de la France.

Un volume broché, format 15 x 21, 96 pages, 52 cartes et dessins. Prix: 20 F.

En vente à la:

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS

Tél.: 878-09-94/95

C.C.P. 4949-29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement — Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande. Tous nos envois sont en port recommandé.)

mise au point sur les — TRANSISTORS L'EFFET DE CHAMP et ses applications

LA technique moderne, grâce aux spectaculaires réussites des technologies, laisse par omission supposer qu'elle a découvert, récemment, tout ce dont elle exploite les propriétés. Lorsqu'on feuillette des catalogues, l'illusion naît de la dernière nouveauté, du « **nec plus ultra** » de l'invention... Pourtant, sans sombrer dans le pessimisme d'« il n'y a rien de nouveau sous le soleil », il faut bien reconnaître que les **utilités d'aujourd'hui** ne sont que les **conclusions de travaux scientifiques bien antérieurs...** ce qui justifie, à nos yeux, l'entretien (onéreux) de la recherche (désintéressée), dite avancée, ou de pointe, poursuivie par des hommes passionnés (dont les salaires ne sont pas la principale cause de réjouissance !).

Ce retour au passé (qui, à l'affirmation : « Il y a plus de savants existant depuis ces dix dernières années, qu'il y en eut depuis la préhistoire », rétorque par une boutade : « Oui, mais heureusement que les premiers ont été là puisque nous leur devons tout »), ce retour au passé, donc, se justifie pour notre propos, car l'« effet de champ » qui procure de beaux jours des fabricants de transistors est « une vieille invention » de la première moitié du XX^e siècle, due génie de Lilienfeld (1928), qui mit, ainsi, en évidence, l'action de l'électricité sur... l'électricité (1).

Nous allons, donc, étudier ce phénomène, aussi nous faudra-t-il d'abord le présenter, puis déterminer la manière employée pour le réaliser à moindre coût et enfin produire le panorama de ses applications pratiques.

1. DÉFINITION DE L'EFFET DE CHAMP

1. Théorie élémentaire.

Fidèle au principe pédagogique auquel nous nous sommes conformés dans cette série d'articles, nous ne progresserons, ici, encore, que pas à pas.

Dans l'appellation « effet de champ », deux termes sont à connaître : « effet » et « champ », avant de bien comprendre ce qu'ils signifient lorsqu'on les accole.

En physique, on nomme « effet », la **conséquence** d'une action spécifique (dite **cause** ou **raison**). L'effet est mesuré à l'aide d'équipements plus ou moins perfectionnés (ne pas écrire « sophistiqués », ce mot ayant en Français le sens de « précieux », de « snob »...). Il est, à la fois, une **réponse particulière** à une **stimulation donnée**, tout autant qu'une **excitation modulante**, à son tour, tel autre phénomène, au **rythme de ses propres variations**.

Lorsque, dans une **portion de l'espace**, règnent des **forces électriques**, opérant toutes sortes d'influences sur des **charges fixes et mobiles**, qui y sont insérées, ou y circulent librement, il se crée un **champ** (2), **rapport entre une tension et une distance**, ce qui s'exprime (unités pratiques) en [V/cm]. Si une particule, de charge q , se trouve sous la dépendance d'un champ électrique E , la force F (qui s'applique sur elle) est égale à $(q.E)$, en unités C.G.S. (e.s.). Si le corpuscule est immobile à l'origine, le chemin l qu'il parcourt dans le vide pendant le temps t , après animation, s'établit

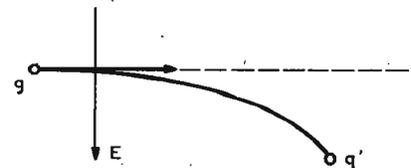


Fig. 1.1 - Trajectoire d'une particule électrique modifiée par un champ électrique E qui est perpendiculaire au trajet initial.

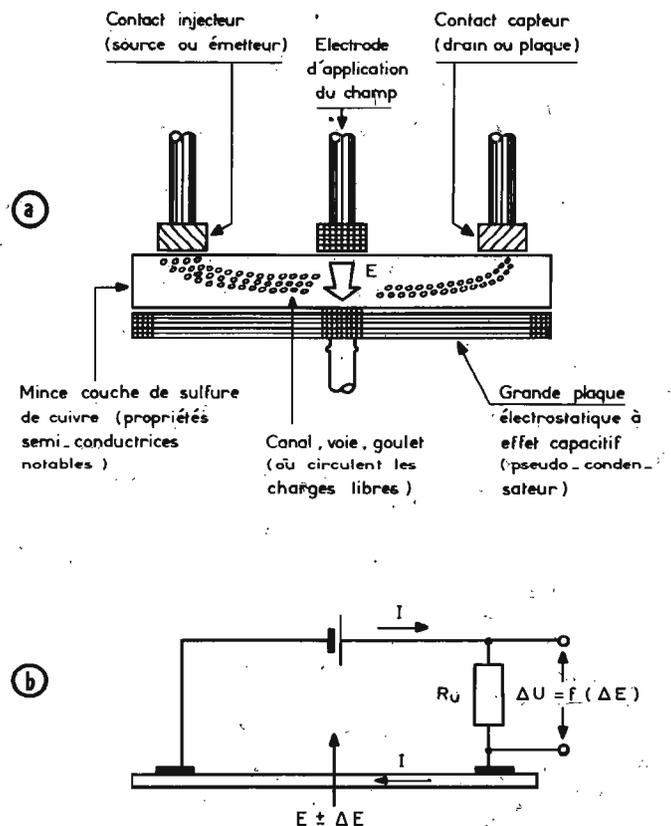


Fig. 1.2 - Disposition des électrodes sur une lamelle de sulfure de cuivre pour mettre en évidence l'effet de champ (a); principe de la découverte de ce processus par Lilienfeld (b).

à partir de la formule :

$$l = \frac{1}{2} \cdot t^2$$

$$= \frac{1}{2} \frac{F}{m_c} \cdot t^2 = \frac{1}{2} \frac{q \cdot E}{m_c} \cdot t^2$$

avec m_c , masse réelle du corpuscule, animé d'une vitesse v . Si la particule possède une vitesse initiale v_0 , de direction perpendiculaire (dans les ouvrages savants, on écrit pour montrer que l'on a des lettres « orthogonale »... mais cela ne change rien à l'affaire !) le mouvement résulte

tant (conjonction des deux actions, de E et de v_0) est d'allure **parabolique** (Fig. 1-1).

Le rapport q/m_c de la charge électrique élémentaire q (égale à $1,6 \times 10^{-19}$ coulomb [Cb]) à la masse du corpuscule m_c considéré (pour un électron, pour un trou, $m_c = 9,1 \times 10^{-31}$ kilogramme, [kg]) vaut $1,76 \times 10^{11}$ [Cb/kg].

L'« effet de champ » se traduit par la **modulation qu'impose un champ électrique perpendiculaire à un faisceau d'électrons**, (ou de trous) émanant d'une « source » et capté par un

« drain », passant dans un **canal** (ou voie de transfert) sur lequel E agit. Si E est périodique, (alternatif, ou pulsé) le **pinceau électronique**, émergeant au drain, reproduit fidèlement ses variations (y compris les fluctuations perturbatrices, surtout si elles découlent de la présence du champ E).

La figure 1-2 reprend le dispositif qui permit à Lilienfeld la découverte de ce phénomène.

Le **champ électronique**, en agissant sur les porteurs, qui constituent le courant I , a fait varier la **résistance du substrat semi-conducteur**. On dira qu'il joue sur la **mobilité μ** des charges

libres et que la **conductivité σ** (inverse de la **résistivité ρ** du matériau) s'en ressent.

Dans tout **semi-conducteur N**, (voir fig. (1-3) on trouve en allant de l'extérieur vers l'intérieur, **trois régions** qui, du point de vue électrique, sont **très différentes** : — **La surface (1)** (ou, plus précisément, la **pellicule superficielle**, de faible épaisseur) est fortement négative, parce que chargée par des électrons fixés aux atomes superficiels (très actifs à la suite des traitements technologiques suivis)* ; ces électrons ont émigré hors de la **zone sous-surface** dite :

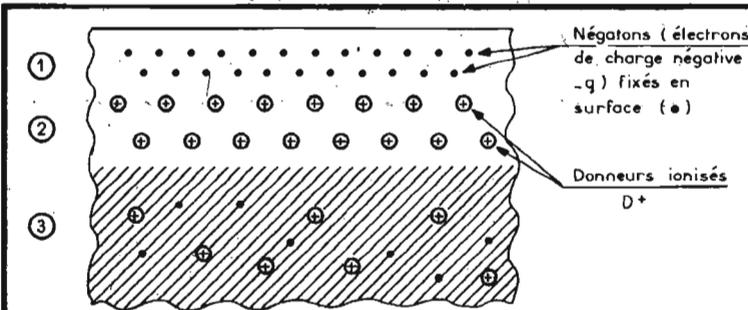


Fig. 1.3 - Coupe dans un semi-conducteur de type N (donneurs ionisés D+) au voisinage de la surface du matériau.

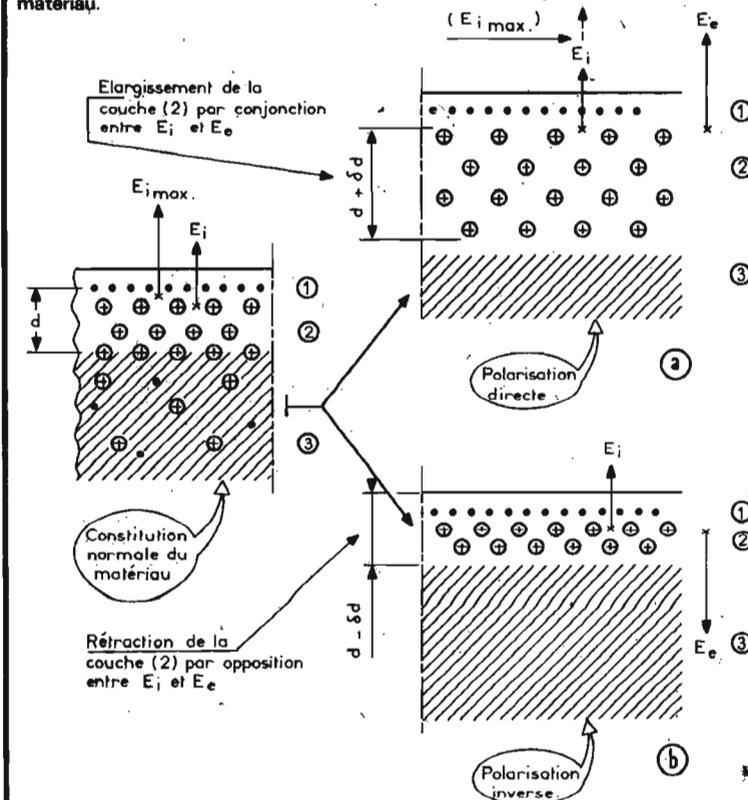


Fig. 1.4 - Action du sens du champ électrique dû à une tension extérieure appliquée au volume du matériau ; bien observer qu'à l'état normal (semi-conducteur extrinsèque) il existe un champ électrique interne à ceux des forces de valence et coulombiennes qui existent dans le substrat (a) ; élargissement de la zone neutre (2) quand le champ surajouté E_e possède le même sens que le champ interne E_i (b) ; raccourcissement de la région (2) lorsque E_e et E_i se contraignent (c) ; il s'ensuit qu'un champ basculant du côté positif au côté négatif module la largeur de (2) d'où des variations de résistance.

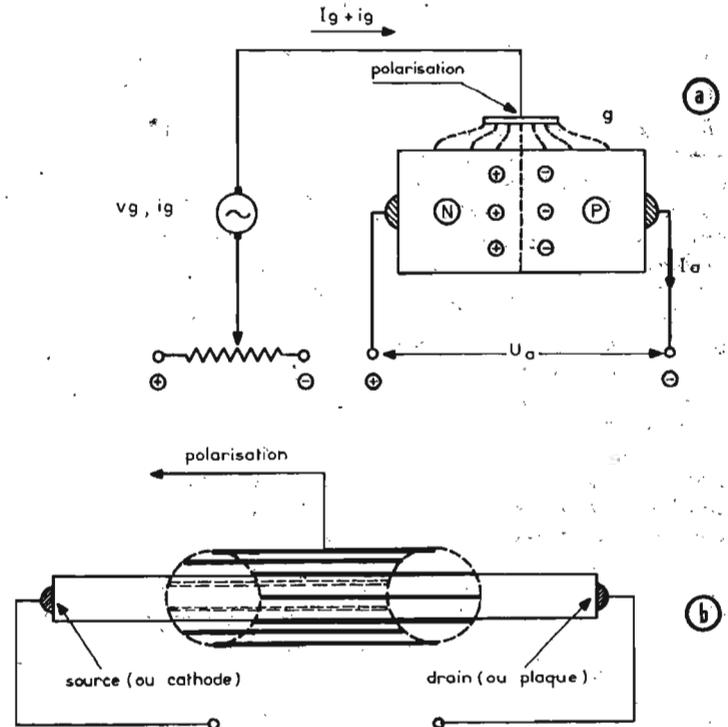


Fig. 1.5 - Influence d'une électrode extérieure g sur une jonction diode PN (unipolaire) par variation de champ électrique (a) ; disposition de la porte excitatrice sous forme d'une « cage d'écuriel » (b).

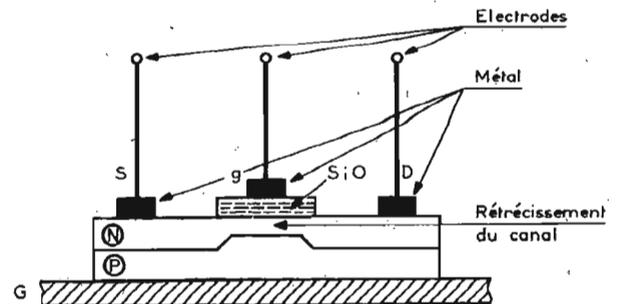


Fig. 1.6 - Réalisation d'un transistor (T) à effet (E) de champ (C) (ou FET : field effect transistor) avec diélectrique (dioxyde de silicium SiO_2) intercalé entre la porte (ou grille) et le substrat semi-conducteur N ; observer la réduction de la zone N sous l'électrode de commande g (rétrécissement du « canal ») ou voie de passage obligée des électrons injectés en S, source et récupérés au drain D) ; il s'ensuit une meilleure répartition des charges mobiles, avec diminution du bruit en $1/f$ (dit de « flicker » ou de scintillation basse-fréquence).

— **Région de charge d'espace positive** (2), qui doit cet état aux ions donneurs (D^+) abandonnés par des porteurs, piégés dans la couche superficielle précédente ;

— **Région neutre** (3) ; nous revenons là au matériau semi-conducteur classique (ici de type N), doté de **donneurs excités** mais accompagnés d'autant de **négatons libres** à l'entour (nuage électronique de Drude), avec **quelques trous mobiles** (en petite quantité, d'où leur nom de « porteurs minoritaires »).

Pratiquement, il y a **passage progressif** de la région de charge d'espace (2) à la région neutre (3). La façon dont cette **transition** (douce, ou abrupte) est opérée, en fabrication, correspond à ce qu'il est convenu de nommer un **profil technologique** (qui dépend des procédés retenus : diffusion des produits, épitaxie, ou croissance orientée par apport continu de corps réactifs, etc.) (4). Nous nous sommes intéressés dans les lignes ci-dessus à un **semi-conducteur extrinsèque** (puisque dopé avec des donneurs positifs) **du type N** (à comportement négatif, les porteurs majoritaires étant des négatons, ou électrons négatifs). Dans le cas d'un **substrat de type O**, il faut changer les signes des charges, par rapport à ceux représentés sur la figure 1-3. (5) et introduire des accepteurs $A^{(-)}$ aux lieux et places des donneurs $D^{(+)}$.

Seule la **région neutre** (3) est **conductrice**. Comme la surface (1) (charges immobiles) et la région positive (2) se trouvent dépourvues de porteurs libres, elles sont « isolantes » (propriétés diélectriques). Les porteurs, qui proviennent de la région neutre (3), et qui tentent de pénétrer dans la zone de charge spatiale (2) sont **violemment refoulés** par le champ électrique interne E_2 , dû à l'existence de la double couche électrique des donneurs et des électrons superficiels. La surface (1) et la région positive (2) constituent, par conséquent, une **couche de barrage**, ou **colline de potentiel**, à l'intérieur de laquelle il y a disparition, ou **appauvrissement** de charges mobiles (on dit qu'il y a « déplétion »... toutefois, ne perdons jamais de vue que des électrons demeurent en faible proportion dans (2) par suite d'effets physiques, parasites, de

« dégradation », de « tunnel », etc.) (6).

Le champ électronique interne E_2 est perpendiculaire (les « matheux » disent « normal ») à la surface du semi-conducteur. Si on lui superpose un champ d'origine externe E_e , l'épaisseur de la **couche de barrage** d **varie en fonction du sens d'application** de E_e :

— d augmente (élargissement) si E_e est de même orientation que E_i (fig. 1-4a) ;

— d diminue (constriction) si E_e s'oppose à E_i (fig. 1-4b).

Ainsi, la largeur de la région conductrice (zone neutre 3) varie comme (2), avec le **champ appliqué**, d'où la **modulation de la conductance** du semi-conducteur, parcouru par une intensité parallèle à la tranche superficielle. Un champ extérieur E_e , continu, variable, périodique, impulsionnel, aléatoire, etc. reflète ses propres déformations sur le courant I , donc, le triture, au rythme de ses variations, qui peuvent, dès lors, se trouver amplifiées, ou amoindries, suivant l'importance de la contribution des corpuscules participant à l'établissement de l'intensité I .

Le champ appliqué E_e sert, en premier ressort, à charger les « états de surface », c'est-à-dire à **activer** les donneurs D^+ pour les contraindre à placer leurs électrons dans la couche (1) qui en est

avide (cas d'un substrat de type N). Il s'ensuit **qu'une fraction, seulement, de la charge induite entraîne la variation de conductance** ($\delta\sigma$).

L'équation générale du fonctionnement, sans entrer dans le détail mathématique des fonctions f_1 et f_2 (voir ci-dessous) s'exprime, en tenant compte des paramètres définis dans les lignes précédentes :

$$\sigma \pm \delta\sigma = f_1 \left(d \pm \delta d \right) = f_2 (E_i, E_e, I)$$

δd , $\delta\sigma$, représentent de petites variations finies (mesurables) de l'épaisseur d de la région (2) et de la conductivité σ du matériau. On pourrait parler d'un effet de modulation de section (section offerte au passage du courant I , évidemment).

1.2 - REALISATIONS

Les Américains Shockley, Dacey, Ross, Stuetzer, les Français Grosvalet, Martin, Teszner présentèrent, à la suite de divers calculs théoriques, des réalisations dont les noms sont bien connus des initiés. En premier lieu, la littérature traite du « **fieldistor** » (field : champ en anglais) selon un montage reproduit figure 1.5 a et b. La **base B** des transistors tripolaires classiques y a été supprimée. Une électrode de

commande g , à **effet capacitif**, lui a été substituée (fig. 1.5a). On l'appelle grille (g , ou gate : porte dans la langue de Shakespeare) (7). Primitivement, cette grille avait été montée en « cage d'écureuil », entourant le barreau semi-conducteur en son milieu (fig. 1.5b). On devine le côté pratique de la chose... et sa fragilité. Le « **statistor** » (fig. 1.6) glissa sous la mince lamelle métallique g , une **pellicule de silice** SiO_2 (oxyde de silicium), fabricant de la sorte un « condensateur MOS » (métal - oxyde - semi-conducteur) qui est, **incontestablement**, à l'origine des technologies actuelles des « MOS-FET » (métal - oxyde - semi-conducteur/field effect transistor) mais aussi des structures « MIS » (métal - insulator - semi-conducteur), qui sont d'une grande utilité pour des emplois aussi variés qu'étendus (et qui ne cessent de s'accroître) bien qu'en micro-ondes le **produit gain x bande passante** de ces dispositifs reste inférieur à celui des transistors bipolaires. Le **tecnétron**, configuration cylindrique (fig. 1.7a) recommandée par Teszner, est un **barreau semi-conducteur à section circulaire** qui tire le maximum de l'effet de champ par rapport à la disposition laminaire (fig. 1.7b). Quant à l'**alcatron** (fig. 1.7c) fut étudié par le regretté professeur Grosvalet et son équipe de brillants chercheurs

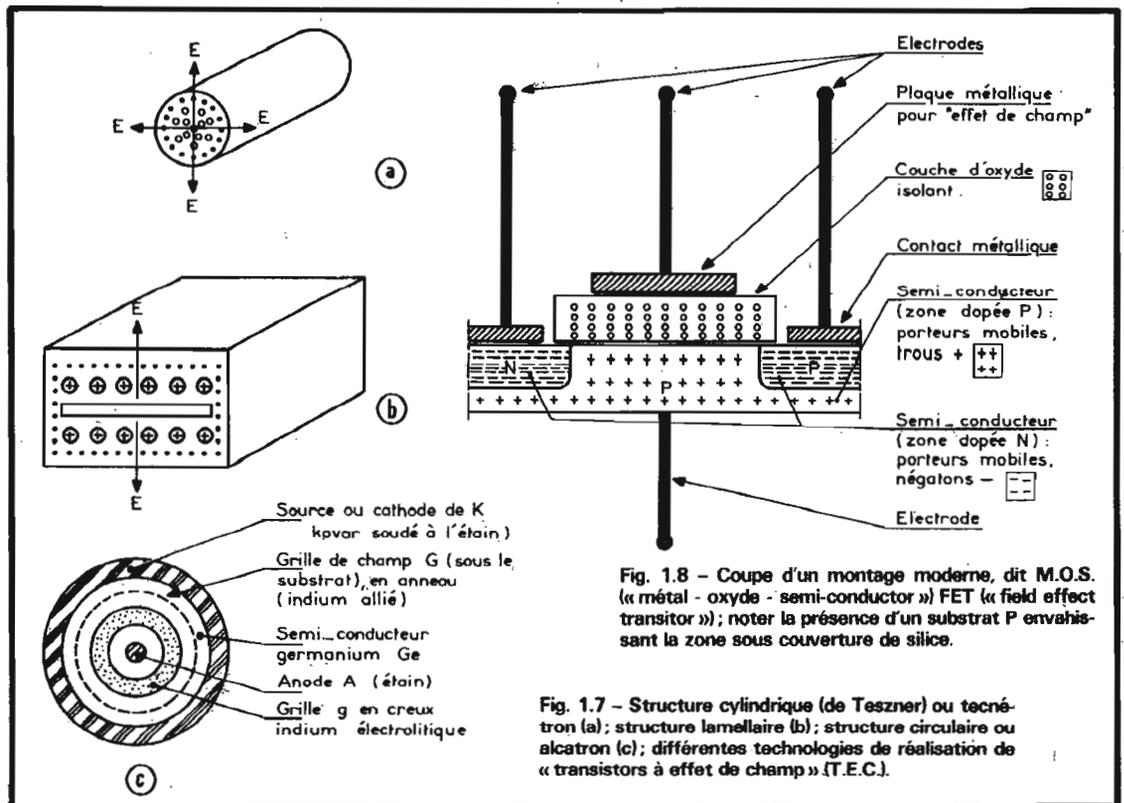


Fig. 1.8 - Coupe d'un montage moderne, dit M.O.S. (« métal - oxyde - semi-conducteur ») FET (« field effect transistor ») ; noter la présence d'un substrat P envahissant la zone sous couverture de silice.

Fig. 1.7 - Structure cylindrique (de Teszner) ou tecnétron (a) ; structure laminaire (b) ; structure circulaire ou alcatron (c) ; différentes technologies de réalisation de « transistors à effet de champ » (T.E.C.).

* Ceci explique la nécessité des procédés de « passivation » c'est-à-dire de « désactivation maximale » des surfaces.

(Tribes, Motsch) du Centre de Recherches physico-chimiques de la C.S.F.

Les « MOS-FET's » (que les Français devraient traduire par « T.E.C.-S.O.M. » : « Transistors à effet de champ dans un semi-conducteur passivé par un oxyde sous métal » comme celui dessiné figure 1.8, ont permis de mieux connaître les surfaces passivées par des couches non-conductrices épaisses. Le potentiel de surface est rendu variable dans la **région d'inversion** (région (1) surchargée en particules négatives formant alors une « surpopulation » locale, selon la langue des statisticiens, c'est-à-dire que les porteurs y sont en surnombre) au moyen d'une tension externe V_c . La conductivité, alors imputable aux **porteurs minoritaires** en excès (dans la zone de déplétion - 2) est mesurée comme une fonction F_2 du champ E_c conséquence de V_c .

Comme il existe des centres chargés dans la couche isolante (insulator) d'oxyde (diélectrique), la tension appliquée, nécessaire, pour procurer une conductance donnée, diffère des valeurs théoriques (calculs de Shockley, Dacey, Ross, avec corrections de Grosvalet, Tribes, Lemée). En se servant d'une **injection spectrale** (un signal d'amplitudes variées avec un grand étalement de fréquences, du continu aux H.F., voire aux VHF) comme paramètre additionnel, des taux de relaxation pour différents processus de charge, peuvent être déterminés et on précise ainsi la notion de **durée de vie** (des centres fixes et des porteurs).

Le gridistor (8) (Teszner-G-Ricquel), comme celui de la figure 1.9(a,b,c) combine les avantages de l'effet de champ et de l'injection de porteurs minoritaires (sous polarisation inverse). Le principe maintenu est celui du « **fieldtron (9) à striction** (resserrement) **centripète** (vers l'axe médium) mais les structures retenues sont toujours à multicanaux soit, disposés en « brosse » (fig. 1.10a) soit, distribués en « peigne » (fig. 1.10b). Des masques à réseaux carré ou circulaire sont employés dans le premier cas. Des masques à créneaux « à la grecque » servent aux évaporations et à la diffusion des contacts dans le second système (fig. 1.11).

Certains montages récents utilisent une couche protectrice de nitrure de silicium (Si_3N_4) qui empêche diverses oxydations thermiques du silicium, grâce à son inertie envers l'oxygène

(1 000 [A] de nitrure suffisent pour garantir 10 heures de chauffage des pièces à 1150°). La méthode de Morandi (physicien italien) est expliquée par les figures 1.12a et suivantes.

Maintes autres technologies peuvent prétendre au succès. Il en est deux qui sont particulièrement répandues, à savoir, la méthode S.O.S. et la méthode L.O.C.O.S., toutes deux rattachées à la structure M.O.S.-F.E.T.

La première introduit un substrat particulièrement isolant, le saphir (S.O.S. signifie « Silicon On Sapphire » : silicium sur saphir) pour pallier les inconvénients du semi-conducteur substrat (pour plus de développements se reporter au cours sur les circuits intégrés de l'I.T.P.); on trouve, dans cette famille (dont nous parlerons encore dans la suite de cet article) des C-MOS/SOS, où l'on voit figurer des T.E.C. complémentaires, les uns à canaux N, les autres à canaux P, travaillant à 2 nanosecondes [ns] ou 10^{-9} [s], à une puissance de 30 à 50 [mW] dans les réalisations en cours d'étude.

La seconde retient toujours cette notion de complémentarité mais l'isolement entre les différents circuits intégrés relève du procédé LOCOS (R.T.C.) qui décrit une oxydation très localisée mais profonde dans les mailles du semi-conducteur support, avec traitement de nitrure selon le principe qui vient d'être remémoré. Nous y reviendrons plus tard.

1.3 - RESUME DU PARAGRAPHE 1

Les transistors à effet de champ (T.E.C., voir J.-P. Æmichèn, en bibliographie) appartiennent à la famille des dispositifs à une seule jonction, ou monopolaire, sans être pour autant des Unijonctions, (U.J.T. en anglais). Ces composants sont des... diodes à deux contacts de base (généralement nommés B_1 et B_2) purement ohmiques (sans effet capacitif ni inductif) avec injection de porteurs mobiles (négatifs ou trous) par un émetteur E. La conductance n'y est pas modulée comme dans les T.E.C., en revanche, ils offrent une **caractéristique de transfert $I = f(V)$ à résistance dynamique négative** (qui se manifeste par un surcroît d'énergie,

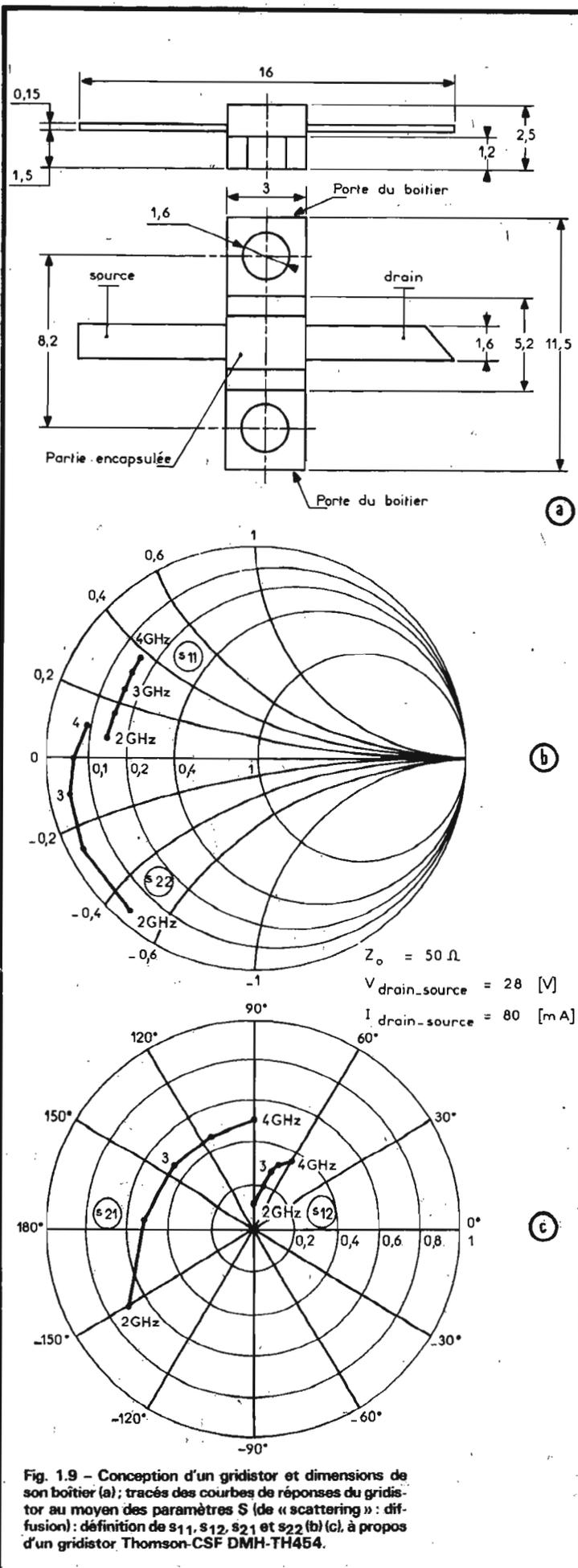
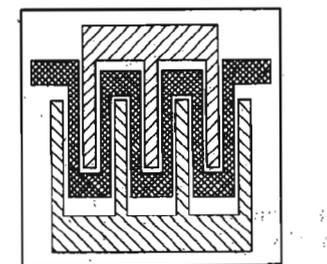
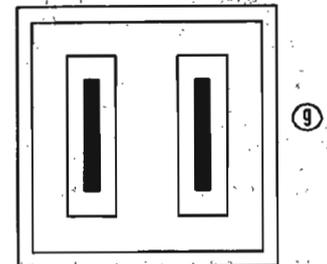
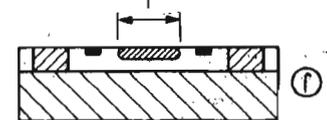
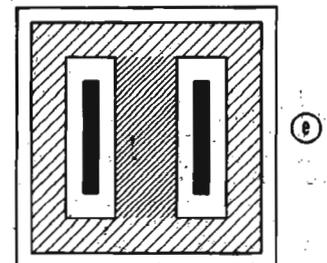
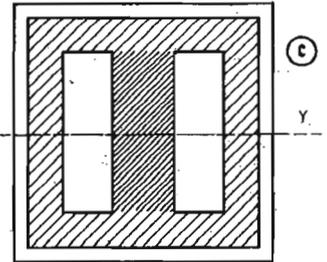
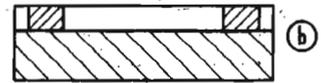
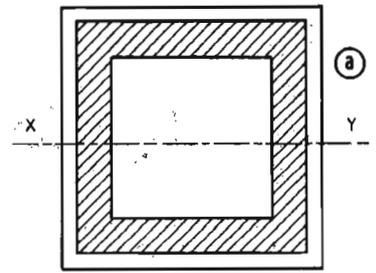
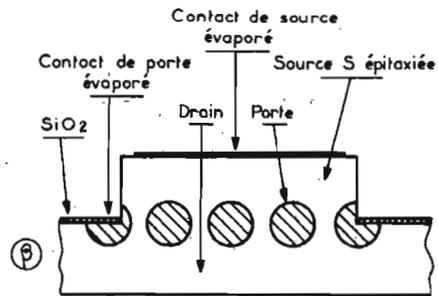
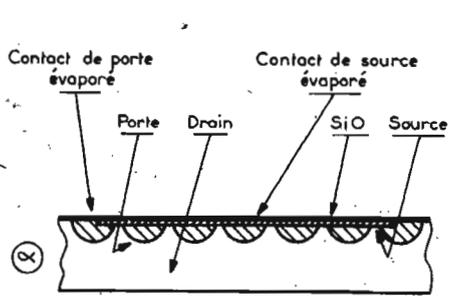
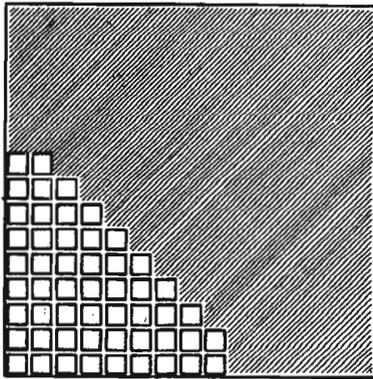


Fig. 1.9 - Conception d'un gridistor et dimensions de son boîtier (a); tracés des courbes de réponses du gridistor au moyen des paramètres S (de « scattering » : diffusion): définition de S_{11} , S_{12} , S_{21} et S_{22} (b), (c), à propos d'un gridistor Thomson-CSF DMH-TH454.



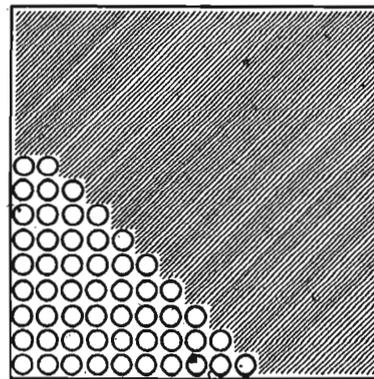
(a)



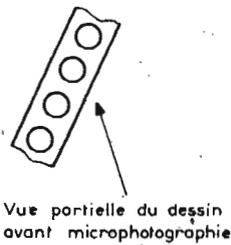
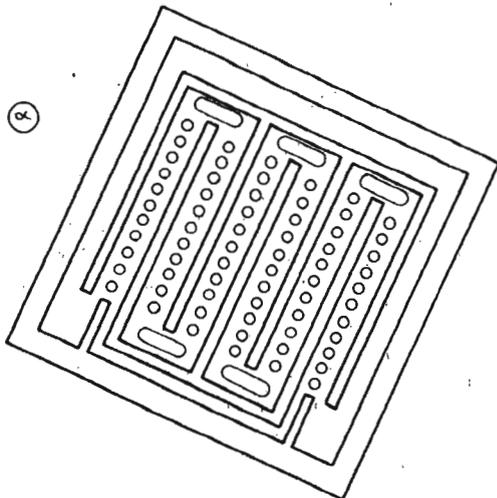
(b)

0 50 100 (μm)

(c)

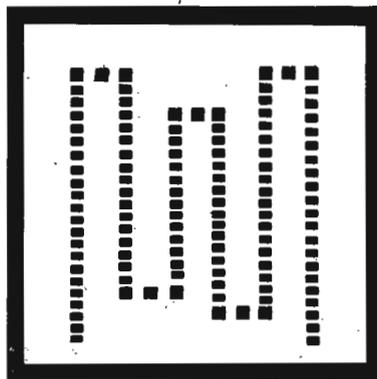


0 50 100 (μm)



(b)

(c)



(d)

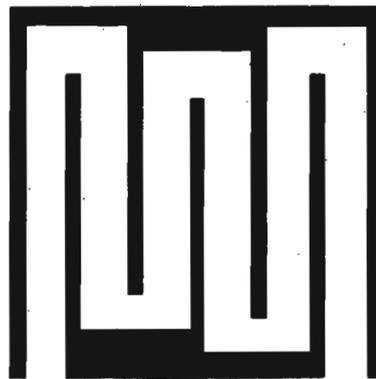


Fig. 1.10

Fig. 1.11

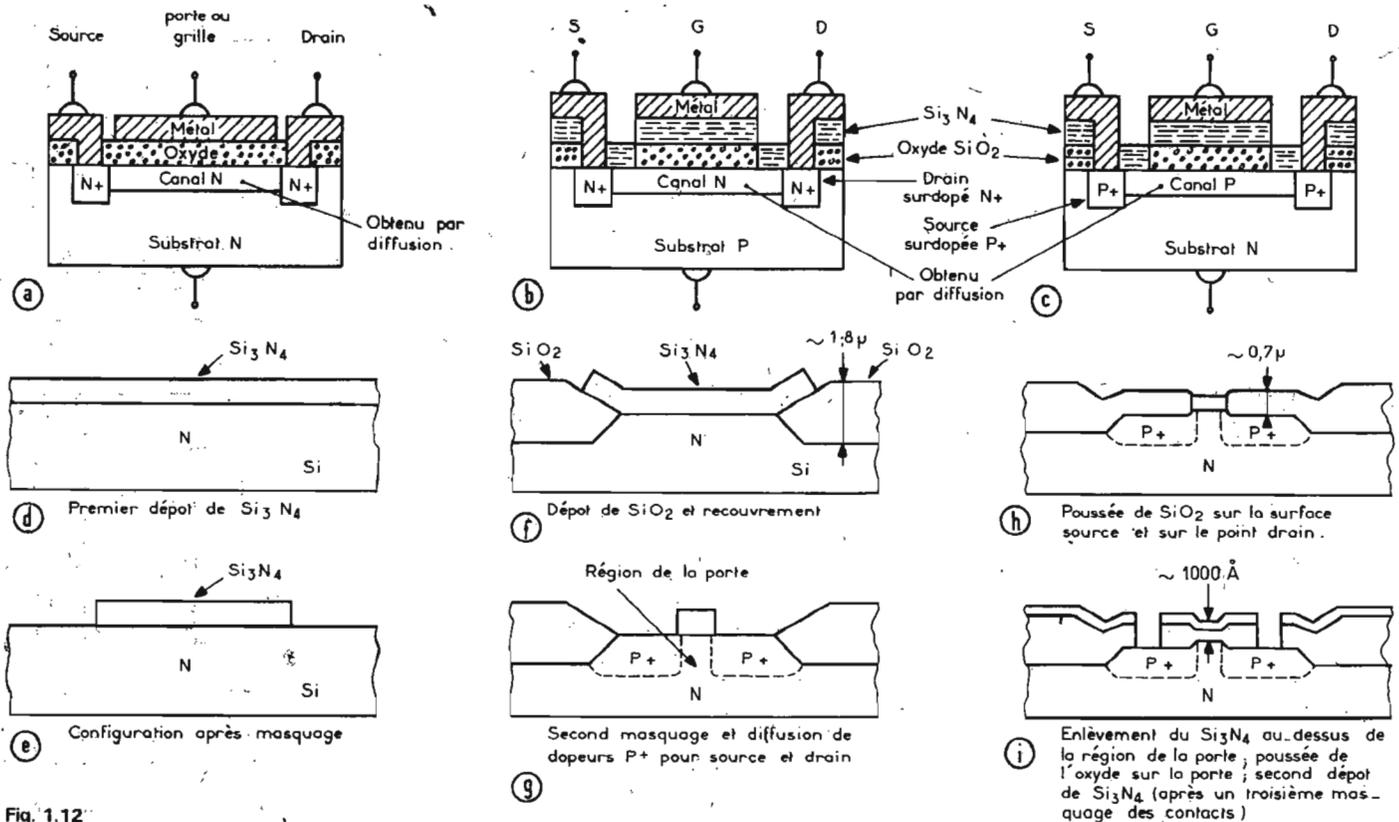


Fig. 1.12

Fig. 1.10 - Section transversale d'une « structure en brosse » (« brush ») intégrée par la méthode de la double diffusion (α - a); section transversale d'une « structure en brosse » obtenue par déposition épitaxiale (β - a), c'est-à-dire par apport, en surface, de matériau complémentaire (transport gazeux); deux types de masques pour oxydation destinés à la confection d'une « structure en brosse », avec des mailles carrées (γ - a) et des mailles circulaires (δ - a); les dimensions des échelles sont fixées en micromètres (μm) ou microns; structure d'un gridistor obtenu par la technologie dite du « peigne » (« comb ») avec intégration dense de composants actifs (α - b); masques, actuellement, employés pour assurer ce type de fabrication, pour la diffusion de la grille du T.E.C. (β - b) et pour la diffusion des contacts de source et de drain (γ - b); les ingrédients apportés se déposent et pénètrent sur toutes les zones non protégées par les masques.

Fig. 1.11 - Méthode de construction d'un T.E.C., selon J.-P. Cémichen (voir biblio).
 - La première étape de réalisation d'un T.E.C. est la diffusion profonde, dans la zone épitaxiale N (en blanc) qui surmonte un substrat de type P (en grisé), d'un « caisson d'isolement », sorte de cadre de type P+ (en gris foncé) qui traverse entièrement la zone N et rejoint le substrat P. En (a) la vue de dessus de la plaquette; en (b) la coupe suivant x-y.
 - La seconde étape de réalisation d'un T.E.C. consiste à

diffuser une zone P, moins profonde, qui rejoint le caisson d'isolement, mais ne traverse pas la zone N, laissant subsister le canal.

En (c), vue de dessus; en (d), vue latérale en coupe. - La dernière diffusion à réaliser pour obtenir le T.E.C. est celle de deux zones N+ (en noir), qui permettront d'établir les contacts de drain et de source (e).

Aspect final du produit :
 - Vue en coupe (f) et de dessus (g) de la structure d'un T.E.C. à jonction. Les zones foncées sont deux zones diffusées N+ servant à réaliser les contacts sur les extrémités du « canal » (zone N, claire, comprise entre le substrat de type P et la barre diffusée supérieure, de type P). Ces deux contacts s'appellent la « source » et le « drain » (leur rôle est symétrique) et la barre de type P, reliée au substrat P, s'appelle la « grille » du T.E.C. La cote 1 représente la longueur du canal.

Il convient cependant de noter une remarque (h) :
 - Pour accroître la largeur du canal sans augmenter abusivement les dimensions de la plaquette de silicium sur laquelle est réalisé le T.E.C. un bon moyen consiste à réaliser une zone de grille en forme de grecoque, serpentant entre les zones N+ de source et de drain (en hachures plus légères), qui ont la forme de peignes « interdigités » (dont les « doigts » entrent les uns dans les autres).

Nous retrouvons ici la préoccupation soulevée par le masquage (cf fig. 10-a et b).

Fig. 1.12 - Dans la simple structure à couche d'oxyde intercalée entre grille et canal des T.E.C. (a) il reste des zones non protégées contre des agents polluants du diélectrique, aussi utilise-t-on, pour pallier cet inconvénient et améliorer les caractéristiques de l'ensemble, une technique supplémentaire dite de nitruration (nitride de silicium Si_3N_4) déterminée par le physicien italien Morandi tant pour les substrats extrinsèques P (dopés d'accepteurs), schéma (b), que pour les substrats extrinsèques N (dopés de donneurs), schéma (c); le processus technologique ainsi suggéré a été appelé « Planox » dans la littérature (« planar » + « oxydation ») associant au procédé « mesa » des transistors (diffusion et érosion) le système M.O.S., mais de surcroît, au prime abord, ici, le matériau semi-conducteur extrinsèque, par exemple du silicium N est recouvert de nitride de silicium (d), puis les aires retenues pour implanter les régions actives sont découpées (e); le silicium est alors déposé (f); une nouvelle élimination du nitride permet la diffusion des régions P+, réversibles, source et de drain (g); puis on protège la partie découpée (h) et l'opération s'achève par les classiques manipulations d'évaporation d'aluminium, de masquage et d'alliages intermétalliques pour favoriser de bons contacts ohmiques (sans effets inductifs, ni capacitifs).

En (c), vue de dessus; en (d), vue latérale en coupe. - La dernière diffusion à réaliser pour obtenir le T.E.C. est celle de deux zones N+ (en noir), qui permettront d'établir les contacts de drain et de source (e).

Aspect final du produit :
 - Vue en coupe (f) et de dessus (g) de la structure d'un T.E.C. à jonction. Les zones foncées sont deux zones diffusées N+ servant à réaliser les contacts sur les extrémités du « canal » (zone N, claire, comprise entre le substrat de type P et la barre diffusée supérieure, de type P). Ces deux contacts s'appellent la « source » et le « drain » (leur rôle est symétrique) et la barre de type P, reliée au substrat P, s'appelle la « grille » du T.E.C. La cote 1 représente la longueur du canal.

Il convient cependant de noter une remarque (h) :
 - Pour accroître la largeur du canal sans augmenter abusivement les dimensions de la plaquette de silicium sur laquelle est réalisé le T.E.C. un bon moyen consiste à réaliser une zone de grille en forme de grecoque, serpentant entre les zones N+ de source et de drain (en hachures plus légères), qui ont la forme de peignes « interdigités » (dont les « doigts » entrent les uns dans les autres).

Nous retrouvons ici la préoccupation soulevée par le masquage (cf fig. 10-a et b).

comme dans le cas des diodes Esaki, dites « à effet tunnel »).

Les T.E.C. comprennent trois groupes qui seront disséqués au cours du paragraphe 2. Nous ne retiendrons, pour l'instant, que :

131 - Les transistors à effet de champ monopolaires, à jonction unique PN, où se rangent les tétrodes, les alcatrons et diverses structures lamellaires...

132 - Les T.E.C. à grille isolée (G.I.) qui englobent les fiéldistors

(ou fiéldtrons), les statistors, puis les M.O.S. (métal - oxyde - semi-conducteurs), les M.I.S. (métal - insulated - semi-conductors), etc.

133 - Les T.E.C. complexes, qui comportent plus de trois électrodes (tétrodes, multi-odes...), qui sont à l'origine des dispositifs à grande échelle d'intégration (L.S.I.: large scale integration) (10); on les rencontre dans les mémoires mortes, programmables, à accès aléatoires, dans les

multiplexeurs, dans les microprocesseurs, etc., dont nous aurons à évoquer les spécificités plus tard.

B. MARIN

Bibliographie : J.-P. Cémichen : « Transistors à effet de champ » - éditions Radio.

H. Arciszewski : « Mesures sur les transistors » - collection Technique et Scientifique du CNET.

Cours I.T.P. d'Enseignement Programmé : « Les Circuits Intégrés » - Notes d'application Motorola, Texas, Sescosem, National Semi-Conductors, Fairchild.

LE CHAMP ELECTRIQUE

Pour bien assimiler la notion de champ électrique, il convient de revenir aux lois de Coulomb. Les célèbres expériences de ce physicien, réalisées en 1785, à l'aide d'un dispositif qu'il avait inventé, la « balance de torsion », (fig. Ap. I.1) fondée sur ses idées quant à l'élasticité des corps, ont montré que les **charges électriques** (désormais exprimées par une unité métrologique qui porte son nom, le coulomb [Cb]) de **mêmes signes algébriques** (plus (+) - plus (+), moins (-) - moins (-)) se repoussent (répulsion mutuelle) tandis que les charges de signes contraires s'attirent (attraction mutuelle).

Appelons Q_1 [Cb] et Q_2 [Cb] deux charges électriques (liées à un support, dont un bras mobile porte l'une d'entre elles). Mettons

ces charges face à face, sans rien présumer de leurs natures positives ou négatives. Une certaine action (d'attraction ou de répulsion) s'exerce qui se traduit par une force F , telle que (voir fig. Ap. I.1, fig. Ap. I.2, fig. Ap. I.3):

$$F = k \cdot \frac{Q_1 \cdot Q_2}{r^2} \cdot \frac{r}{r}$$

La grandeur r , mesurée en mètres [m] est la distance séparant les charges en interaction soit au début de l'expérience ; les **lettres grasses F et r** caractérisent des **grandeurs vectorielles**, c'est-à-dire, affectées d'une **origine** (centre de coordonnées, au croisement des abscisses et des ordonnées d'un diagramme cartésien en Ox et en Oy , par exemple), d'une **direction** (ligne d'orientation) d'un **sens** (positif ou négatif, comme en algèbre des axes fléchés) et d'une **valeur métrique**, figurée par un nombre donné d'unités métrologiques ; r indique

donc la distance entre Q_1 et Q_2 par une flèche qui représente un vecteur dans l'espace libre où l'attraction (ou la répulsion) s'opère ; la constante k , extraite des tableaux des résultats de la manipulation, est, aujourd'hui, parfaitement définie : il s'agit de l'inverse du produit de la permittivité (« constante diélectrique ») ϵ_0 du vide par le nombre 4π d'où :

$$k = \frac{1}{4\pi\epsilon_0}$$

L'introduction du facteur 4π s'explique pour rationaliser (rendre cohérent) le système d'unités (Giorgi) dit M.K.S. (mètre, kilogramme, seconde) C (Coulomb, ou unité électrostatique de charge... alors qu'en électrodynamique nous trouverions l'ampère [A], intensité du courant) ; en effet, l'insertion de 4π , ici, soulage l'écriture des formules, usuellement, rencontrées en pratique.

Nous aboutissons ainsi à une expression de la force F que nous écrirons :

$$F = \left(\frac{1}{4\pi\epsilon_0} \times q_1 \times \frac{r}{r^3} \right) \cdot q_2 = q_2 \cdot E$$

afin de laisser ressortir une nouvelle grandeur vectorielle, le **champ électrique E** , établi en volts par mètre, [V]/[m]. Il apparaît, de la sorte, que le champ électrique résulte de la présence d'une charge, incluse dans chacun des points constituant un certain volume de l'espace sur lequel se trouve appliquée une différence de potentiel, en volts [V].

A propos de ϵ_0 , nous ajoutons, afin de faire œuvre de physicien, que :

$$\epsilon_0 = [8,854 \ 34 \pm 0,000 \ 06] \times 10^{-12}$$

mesurée en farads par mètre ([F]/[m]) dans le système M.K.S.C. (ou, d'ailleurs,

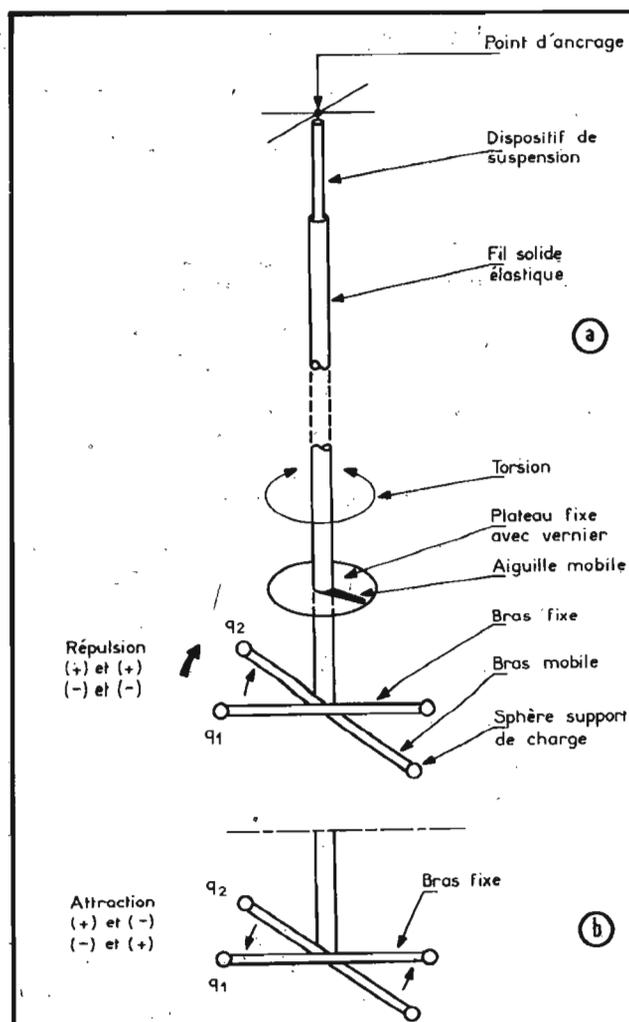


Fig. Ap. I.1 - Balance de torsion de Coulomb avec explications de la répulsion par des charges électriques de mêmes signes (a) et de l'attraction par des charges fixes (électrostatiques) de signes opposés (b).

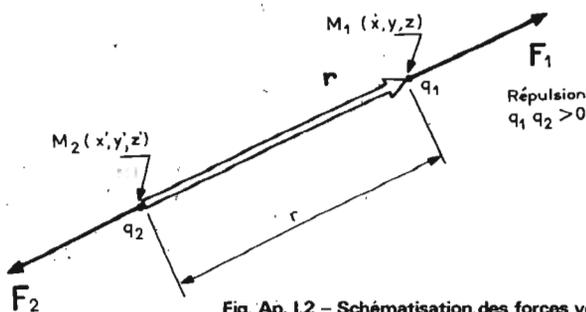


Fig. Ap. I.2 - Schématisation des forces vectorielles et de la distance d'interaction entre deux charges de même signes.

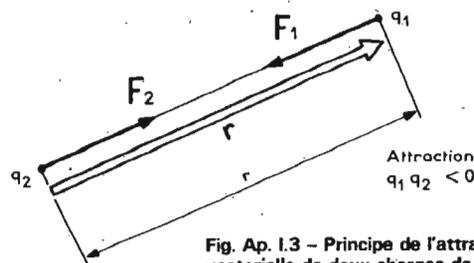


Fig. Ap. I.3 - Principe de l'attraction et représentation vectorielle de deux charges de signes contraires.

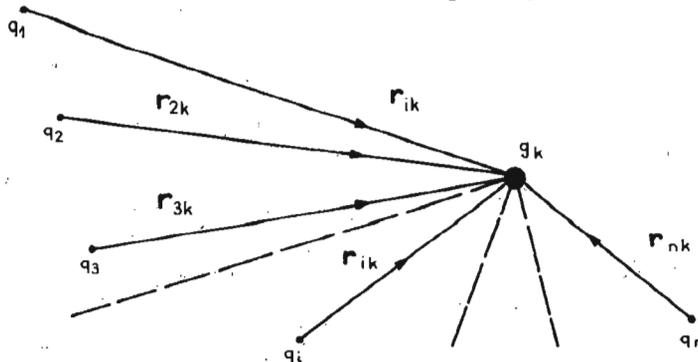


Fig. Ap. I.4 - Influences de n charges sur une seule d'entre elles supposée isolée ; en réalité les interactions sont mutuelles et il s'agit-là d'une vue descriptive destinée à expliquer l'établissement de la formule du texte.

M.K.S.A., des électriciens); la théorie de l'électromagnétisme prouve que :

$$\epsilon_0 = \frac{10^7}{4\pi c^2}$$

avec π , égal, comme ci-dessus, au rapport de la circonférence, à son diamètre, soit 3,141 59 et c, célérité (ou vélocité, ou vitesse) de l'onde lumineuse dans le vide (précisément intersidéral) qui a pour valeur moyenne (statistiquement et macroscopiquement) :

$$c = [2,997\ 900 \pm 0,000\ 007] \times 10^8 \text{ [m]/[s]}$$

Nous écrivons, contrairement à l'opinion répandue, **valeur moyenne**, car cette **vitesse n'est pas invariante** au niveau ultramicroscopique de la matière (voir relativité générale de la physique corpusculaire).

Si de **nombreuses charges ponctuelles** (c'est-à-dire d'infimes dimensions, supposées sphériques) $Q_1, Q_2, Q_3, \dots, Q_i, Q_j, \dots, Q_n$ (avec n, indice désignant la dernière considérée d'entre elles) agissant sur une charge (prise, arbitrairement, comme isolée) Q_k , la force **F** résultera de la **somme**

géométrique des forces individuelles exercées par chacune des charges sur celle-là (Q_k); il vient, alors (fig. Ap. 4) :

$$F_k = \frac{Q_k}{4\pi \epsilon_0} \sum_{i=1}^{i=n} Q_i \frac{r_{ik}}{r_{ik}^3} = Q_k \cdot E_k$$

en posant :

$$E_k = \frac{1}{4\pi \epsilon_0} \sum_{i=1}^{i=n} Q_i \frac{r_{ik}}{r_{ik}^3} = \sum_{i=1}^{i=n} E_{ik}$$

Le symbole Σ souligne l'opération somme, ou addition, effectuée sur chaque terme qui le suit; l'indice double ik marque la relation qui attache q_i à q_k .

APPENDICE II :

CONSIDERATIONS GÉNÉRALES SUR LE PARAGRAPHE 1

Les différents articles à propos des transistors que nous avons publiés à partir du numéro 1473 de cette revue, nous ont permis de préciser bien des données qui nous ont été fort utiles ici. Faisons le point de ces considérations élémentaires mais indispensables à qui veut poursuivre.

Les **composants passifs** (RLC) transmettent le signal appliqué, aux prix, d'actions très simples (retard, différenciation, intégration, etc.). Les **composants actifs** (discrets, ou intégrés, quelle qu'en soit l'échelle... c'est-à-dire leur densité d'implantation sur un même substrat) amplifient, inversent, comparent, modulent (etc.) l'information qui leur parvient, grâce aux différentes formes de l'énergie qu'ils reçoivent d'une source extérieure et qu'ils accommodent au gré de leurs modalités internes. La concentration en éléments dopeurs est de l'ordre de un atome (donneur ou accepteur) pour dix mille atomes du maté-

riau purifié au millionième en fabrication.

Les pastilles de circuits intégrés, ou « puces » (de l'argot technique), présentent une superficie moyenne de là 2 mm², sur laquelle on pique des micro-éléments actifs de 0,1 à 0,2 mm².

La localisation précise des petites surfaces d'où sera ôtée la couche protectrice d'oxyde, dans le but d'un dopage du matériau sous-jacent, est permise par l'emploi d'un corps appelé « photorésist » (qui augmente de résistance, au sens de tenue mécanique après exposition à la lumière, ici, le rayonnement ultra-violet intense). Exposé à la source U.V., le « photorésist » se polymérise et se transforme en composé chimiquement indifférent aux solvants et aux acides.

Quant aux circuits intégrés, nous les comprenons, désormais, comme des modules fonctionnels complets, de haute fiabilité, à prix de revient compétitif. Nous les avons bien séparés, et nos lecteurs doivent s'en souvenir, en T.E.C. à jonction, pourvus d'un canal, par le fabricant, et en M.O.S.-F.E.T. dans lesquels le

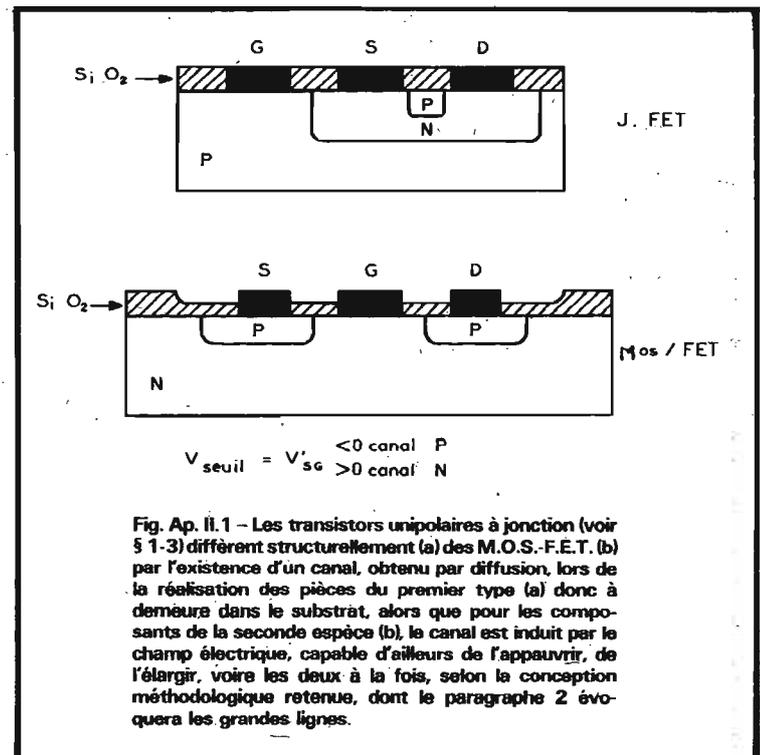


Fig. Ap. II.1 - Les transistors unipolaires à jonction (voir § 1-3) diffèrent structurellement (a) des M.O.S.-F.E.T. (b) par l'existence d'un canal, obtenu par diffusion, lors de la réalisation des pièces du premier type (a) donc à demeure dans le substrat, alors que pour les composants de la seconde espèce (b), le canal est induit par le champ électrique, capable d'ailleurs de l'élargir, voire les deux à la fois, selon la conception méthodologique retenue, dont le paragraphe 2 évoquera les grandes lignes.

passage des charges mobiles est rendu possible par induction d'une voie de transfert en présence du champ électrique. La fig.

Ap. II.1 condense cette définition essentielle, à défaut de laquelle la suite de cet exposé serait rendue incompréhensible.

(1) Brevet américain (U.S. patent) n. 1 745 175 du 28 janvier 1930 (cité par J.-P. Emichen - voir bibliographie).

(2) Voir appendice I : Le champ électrique.

(3) Ceci explique la nécessité des procédés de « passivation » c'est-à-dire de « désactivation maximale » des surfaces.

(4) Nous nous réservons d'expliquer ce que sont ces procédés dans la suite de cette série d'articles.

(5) Dans un semi-conducteur de type P, les porteurs majoritaires sont des

« trous », positifs; ce sont des « lacunes de négatons » et non pas des « positions », ou électrons positifs, pourtant comme eux, de charge élémentaire (+9). La conduction par trous est assurée par des sauts successifs, à rebours de la part des **charges mobiles négatives**.

(6) La « physique du solide », en usine, ne connaît pas les « états purs » des cours d'enseignement, au contraire, traite-t-elle des combinaisons nocives de phénomènes divers, afin d'en éliminer, au mieux, les effets perturbateurs dans les réalisations mises sur le marché.

(7) Nos lecteurs sont conviés à prononcer Chék'spire et non pas « Chat qui expire », la race féline leur en voudrait !

(8) Gridistor est une appellation commerciale protégée par dépôt et enregistrement légal, sous tutelle du CNET (S. Teszner). Le modèle de la figure 1.9 (a, b, c) est un TH454 de la Thomson-CSF (DMH) qui travaille à 2 GHz et délivre 500 mW (amplificateur de classe A).

(9) Ou « fieldistor » en anglais.

(10) L'intégration à moyenne échelle (M.S.I.) correspond à des composants

électroniques intégrés (C.E.I.) de complexité comprise entre 10 et 100 portes par pastille, tandis que la L.S.I. s'intéresse à des implantations de plus de cent grilles par plaquette entière (voir l'excellent enseignement I.T.P. sur les Circuits intégrés, 4e leçon).

Bien noter ici que la complexité n'est pas le difficile à comprendre (ou compliqué) mais le résultat d'une structure fonctionnelle dense, avec un agencement subtil des parties. L'électronique intelligente des systèmes d'armes modernes approche d'ailleurs la complexité du réseau nerveux humain.

la télévision par câbles

les différentes conceptions des réseaux de télédistribution

(suite voir N° 1490)

L'ORIGINE DU BRUIT THERMIQUE

TOUT élément résistif engendre à une température différente du zéro absolu une force électromotrice qui appliquée aux bornes d'un récepteur de même résistance, y crée une tension de valeur moitié. Ceci est valable dans le cas d'une véritable résistance ou du terme résistif d'une impédance comme celle d'une antenne. La puissance de ce bruit thermique à 18°C est $P = 4 \times 10^{-21}$ W par hertz (nous disons 4×10 à la puissance -21 , watt par hertz). La d.d.p. ou tension correspondant à cette puissance est fonction de la valeur de la résistance et de la bande traversée

par le bruit. Celle-ci est de 4,35 MHz pour la 2^e et 3^e chaîne. La tension de bruit aux bornes d'une antenne de 75Ω à 20°C est de l'ordre de 1,15 μ V pour une bande de 4,35 MHz en 2^e et 3^e chaînes et de 1,50 μ V en 1^{re} chaîne. Cette tension est mesurée à l'entrée du récepteur relié à l'antenne et présentant la même résistance. Elle est due à la puissance de bruit thermique à 20°C que nous écrivons $P = 1.k.T_o = 4.10^{-21}$ W par hertz. Nous disons alors que le facteur de bruit inévitable est $F = 1$ ou 0 α B. Mais les niveaux de bruit que l'on peut mesurer en divers points d'une télédistribution sont bien plus élevés étant donné que tous les circuits électroniques du réseau de distribution contribuent à l'élévation du niveau de bruit. Cette

contribution s'appelle le facteur de bruit du réseau désigné par F.k.T_o ou simplement par F. Dans le cas où l'antenne est reliée à un préamplificateur adapté qui augmente la puissance de bruit de l'fois, nous disons que le facteur de bruit à l'entrée est de 10 ou de $10 \cdot \log 10 = 10$ dB. Si la sortie du préamplificateur est reliée à l'entrée d'un récepteur ayant un facteur de bruit de 5 et si le gain en puissance du préamplificateur est égal à 100, le facteur de bruit à l'entrée du préamplificateur devient $5 + (10-1)/100 = 5,09$ K.T_o ou $F = 5,09$. Ces chiffres nous montrent qu'un bon préamplificateur doit posséder un faible facteur de bruit et un gain d'amplification élevé. On doit commencer l'installation de télédistribution par l'emploi d'une

antenne à grand gain et d'un amplificateur à faible bruit et gain élevé.

LA DEGRADATION DE LA QUALITE DE L'IMAGE DANS UNE TELEDISTRIBUTION

Nous avons vu dans le chapitre concernant le bruit thermique que l'antenne se comportait comme un générateur de tension qui reçoit le champ électrique E et qui délivre la tension V destinée à la télédistribution. Mais cette tension V se compose d'une tension utile appelée signal et d'une tension perturbatrice appelée bruit. Si l'antenne reliée à un amplificateur adapté engendre à l'entrée de celui-ci une tension de bruit de 1,73 μ V à 20°C pour une bande

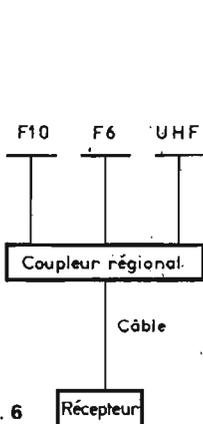


Fig. 6

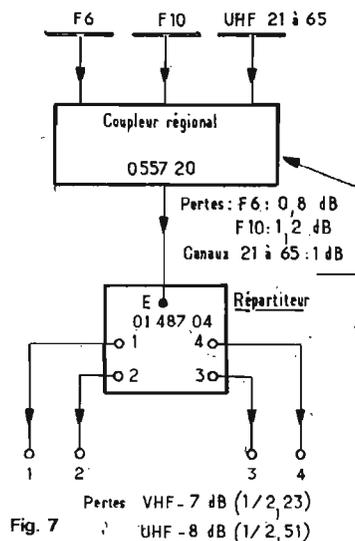


Fig. 7

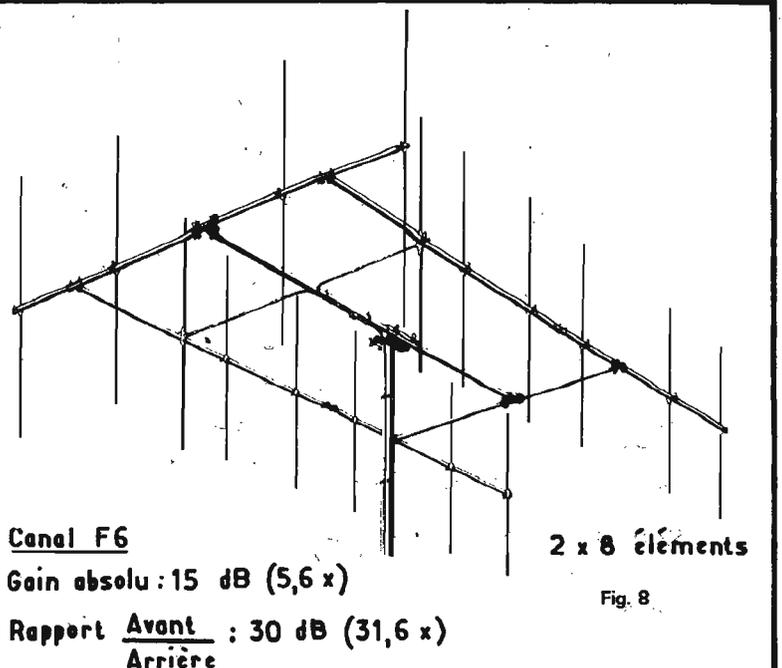


Fig. 8

de 6 MHz (2^e chaîne) et si nous recevons un signal de 135 μ V en 2^e chaîne, le rapport signal à bruit sera égal à $135/1,34 = 100$ (40 dB). Si l'on utilise immédiatement après l'antenne un amplificateur qui augmente le bruit de deux fois en tension, le rapport signal à bruit tombe à 50 (34 dB). Dans le cas où l'amplificateur serait placé après une longueur de câble de descente apportant un affaiblissement en tension de deux fois, le rapport signal à bruit deviendrait 25 (28 dB). Etant donné qu'une bonne qualité d'image exige un rapport signal à bruit de 100 (46 dB), la tension générée par l'antenne (135 μ V) est insuffisante du fait que $134 \times 200 = 268$ mV.

CARACTERISTIQUES DES AMPLIFICATEURS

Un préamplificateur à large bande (40 à 860 MHz) fonctionne avec un gain de 10 (20 dB) et un facteur de bruit de 5,6 à 12,6 en puissance donc en tension de 5,6 = 2,37 (7,5 dB) à 12,6 = 3,55 (11 dB). La tension amplifiée à sa sortie est de l'ordre de 100 mV pour une limite de transmodulation de 0,5 % (46 dB) et un niveau des produits de l'intermodulation de 1/400 (- 52 dB).

Nous avons vu dans le chapitre transmodulation que celle-ci exprime quantitativement le rapport entre le taux de la modulation normale du signal perturbé et

le taux de la modulation parasite provoquée par le signal perturbateur. Le même chapitre nous a montré que l'intermodulation est un phénomène de battement comparable à celui d'un étage de changement de fréquence des récepteurs de radio et de télévision. On sait que le passage de deux signaux F_1 et F_2 dans un tel étage produit l'apparition d'un nouveau signal de fréquence $F_3 = F_2 - F_1$ (si $F_2 > F_1$) ou $F_1 - F_2$ (si $F_1 > F_2$). Dans le cas qui concerne la dégradation de l'image, l'étage amplificateur ou convertisseur fait également apparaître des signaux de fréquences $2F_2 - F_1$ ou $2F_1 - F_2$, $3F_2 - F_1$ ou $3F_1 - F_2$, etc. Ces signaux parasites apparaissent comme des

fréquences fixes dans le spectre vidéo.

Dans une distribution collective, on doit assurer un niveau de 1 mV en VHF, 1,41 mV en bande IV et 2 mV en bande V.

Le niveau de sortie d'un amplificateur à large bande est toujours indiqué pour deux porteuses modulées en amplitude. Dans une télédistribution à six porteuses modulées en amplitude, on doit réduire le niveau maximum de sortie de 1,5 fois (- 3,5 dB).

Il faut citer après le préamplificateur à large bande, l'amplificateur « toutes bandes » à 4 entrées avec multicoupleur incorporé, fonctionnant en bande I, bande III, bandes IV et V et en AM/FM.

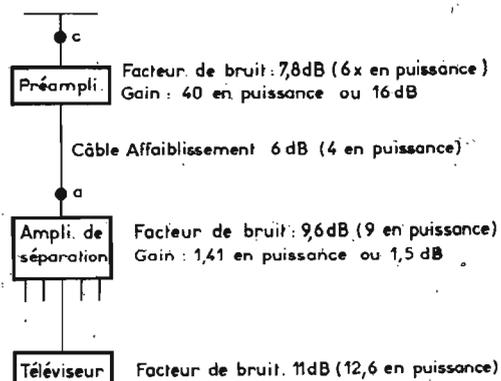
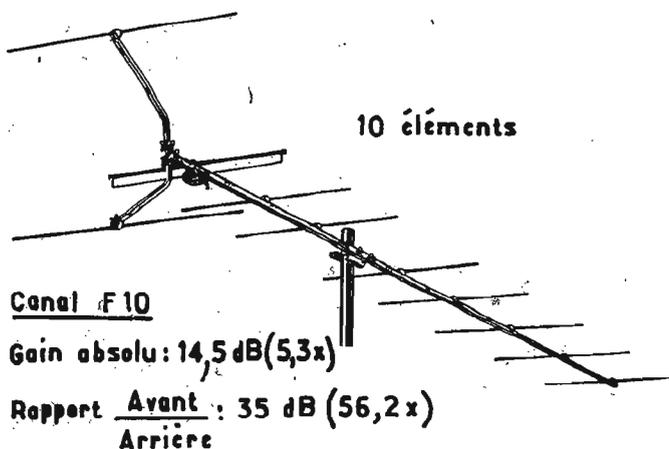
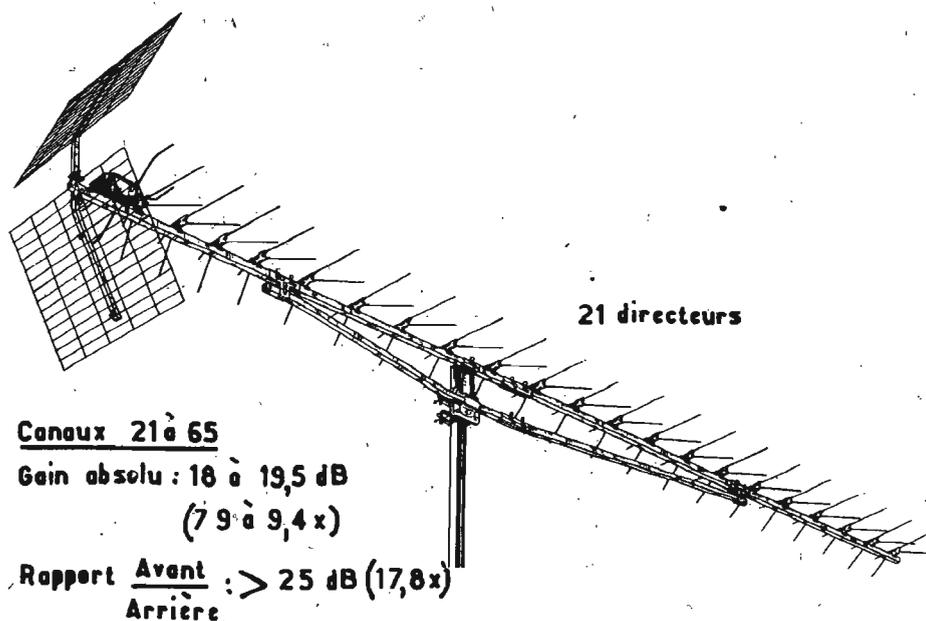


Fig. 11

Les caractéristiques du type 03 520 00 sont les suivantes :

	B.I	B.III	B. IV et V
Gain (sortie 1 direction)	26 dB	26 dB	26 dB
Tension de sortie (1 direction)	200 mV	200 mV	200 mV
Tension de sorties (2 direction)	130 mV	130 mV	130 mV
Facteur de bruit (en puissance)	4	5.6	10
	gain	tension	bruit
En AM/FM (sortie 1 direction)	11 dB	200 mV	5 x
En AM/FM (sortie 2 directions)	7,5 dB	130 mV	5 x

Les modules équipant les amplificateurs monocanaux sont capables de délivrer une tension de sortie de 562 mV pour chacune des deux sorties avec un gain réglable de 15 à 35 dB et un facteur de bruit de 5,6 en puissance (7,5 dB) en bande III.

Ces amplificateurs existent également pour les canaux en bande I et en bandes IV et V.

Il est souvent intéressant de procéder à une transposition d'un canal de la bande III en un canal de la bande I. Pour obtenir cette conversion de fréquence nous disposons de modules de transposition qui doivent précéder un module amplificateur monocanal fonctionnant dans l'un des deux canaux (F₂ ou F₄) de la bande I. Par exemple le conversion F₁₀ (bande III) en F₂ (bande I) exige un amplificateur monocanal F₂ (12 530 00) dont l'entrée est connectée à la sortie du convertisseur F₁₀/F₂. Le gain du convertisseur est réglable de 3 à 6 dB. Sa tension de sortie est de 3 mV et son facteur de bruit de 13 dB donc 20 fois en puissance. Avec un gain de 6 dB (2 fois en tension), le signal d'entrée est de 3 mV/2 = 1,5 mV. Le bruit est de 13 dB, (20 fois en puissance donc 4,46 fois en tension) et le bruit total avec l'antenne est de 1,73 μV x 4,46 = 7,7 μV d'où un rapport signal à bruit : 1.500 μV/7,7 μV = 205 (46 dB) à condition que l'entrée du convertisseur reçoive une tension de 1,5 mV. S'il est fait usage en amont du convertisseur d'un préamplificateur, c'est le facteur de bruit de ce dernier qui sera prépondérant. Etant donné le gain élevé et le faible bruit de l'amplificateur monocanal qui suit le convertisseur on peut admettre un rapport signal à bruit de 46 dB.

celle de la figure 6 destinée à la région de Cannes où l'on reçoit les canaux F₁₀, F₆ et les deux chaînes UHF. En vue de réduire les interférences nous avons employé un coupleur régional (Portenseigne 055720) dont les affaiblissements de passage sont de 0,8 dB pour le canal F₆ ; 1,2 dB pour le canal F₁₀ et 1 dB pour les canaux UHF. L'affaiblissement du câble en UHF est de 6 dB et en VHF de 3 dB.

Quelle doit être la tension aux bornes de l'antenne UHF si l'on veut obtenir une bonne image avec un rapport signal sur bruit égal à 100 donc 40 dB ? L'installation est celle de la figure 6 où l'on ne fait pas usage d'un préamplificateur.

Pour effectuer ce calcul nous allons faire usage de la table de correspondance niveaux/tensions où une tension de 1 mV correspond à 0 dB mV. Une tension de 10 mV correspond donc à 20.log 10 = 20 dB mV et une tension de 100 mV à 20 x log 100 = 40 dB mV.

Nous avons vu dans l'étude du bruit thermique que la tension de bruit aux bornes de l'antenne

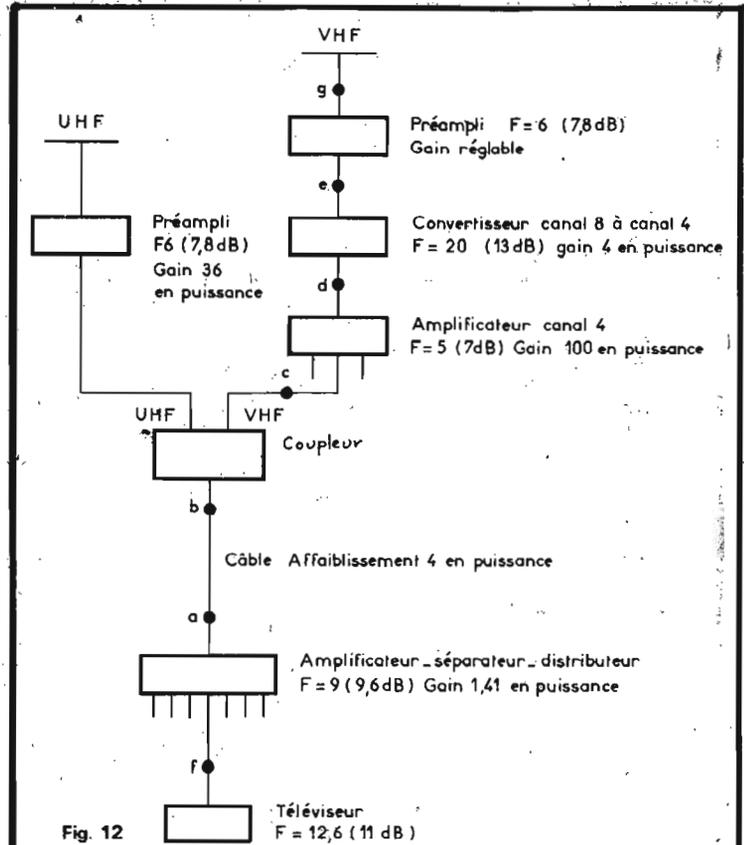


Fig. 12

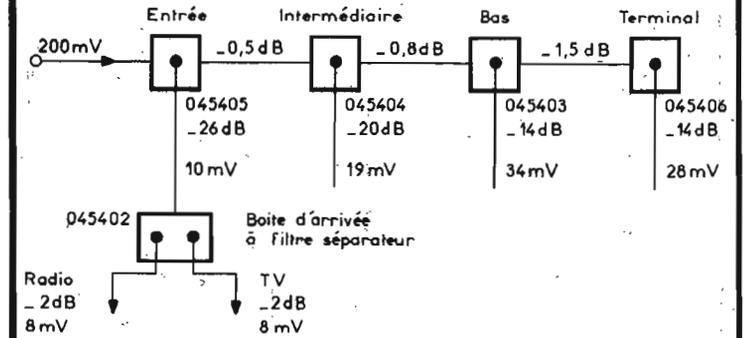


Fig. 13

L'EMPLOI D'UN COUPLEUR REGIONAL

Considérons par exemple une installation très simple commé

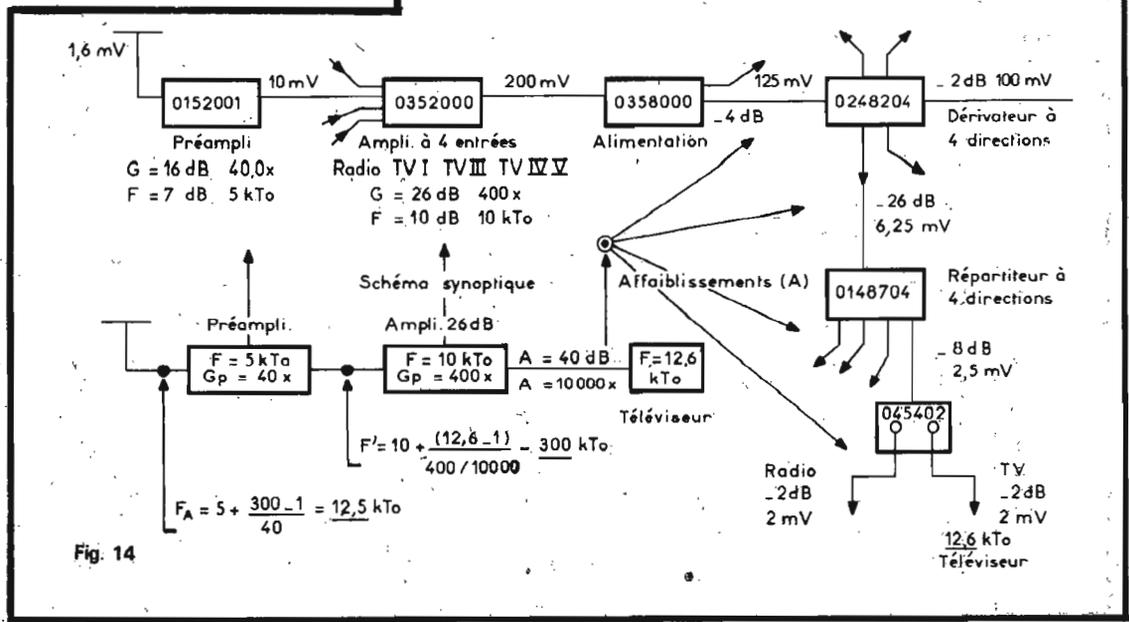


Fig. 14

Cette table n'est utilisable que pour des rapports de tensions > 1

$$\left. \begin{array}{l} \text{soit pour un circuit apportant une amplification NdB} = \frac{U_{\text{sortie}}}{U_{\text{entrée}}} \\ \text{soit pour un circuit apportant un affaiblissement NdB} = \frac{U_{\text{entrée}}}{U_{\text{sortie}}} \end{array} \right\}$$

dB	Rapport de tensions												
0	1,000	4,0	1,585	8,0	2,512	12,0	3,981	16,0	6,310	20	10,0	60	1 000
0,1	1,012	4,1	1,603	8,1	2,541	12,1	4,027	16,1	6,383	21	11,2	61	1 122
0,2	1,023	4,2	1,622	8,2	2,570	12,2	4,074	16,2	6,457	22	12,6	62	1 260
0,3	1,035	4,3	1,641	8,3	2,600	12,3	4,121	16,3	6,531	23	14,1	63	1 413
0,4	1,047	4,4	1,660	8,4	2,630	12,4	4,169	16,4	6,607	24	15,9	64	1 585
0,5	1,059	4,5	1,679	8,5	2,661	12,5	4,217	16,5	6,683	25	17,8	65	1 780
0,6	1,072	4,6	1,698	8,6	2,692	12,6	4,266	16,6	6,761	26	20,0	66	2 000
0,7	1,084	4,7	1,718	8,7	2,723	12,7	4,315	16,7	6,839	27	22,4	67	2 240
0,8	1,096	4,8	1,738	8,8	2,754	12,8	4,365	16,8	6,918	28	25,1	68	2 510
0,9	1,109	4,9	1,758	8,9	2,786	12,9	4,416	16,9	6,998	29	28,2	69	2 820
1,0	1,122	5,0	1,778	9,0	2,818	13,0	4,467	17,0	7,079	30	31,6	70	3 160
1,1	1,135	5,1	1,799	9,1	2,851	13,1	4,519	17,1	7,161	31	35,5	71	3 550
1,2	1,148	5,2	1,820	9,2	2,884	13,2	4,571	17,2	7,244	32	40,0	72	4 000
1,3	1,161	5,3	1,841	9,3	2,917	13,3	4,624	17,3	7,328	33	44,7	73	4 470
1,4	1,175	5,4	1,862	9,4	2,951	13,4	4,677	17,4	7,413	34	50,1	74	5 010
1,5	1,189	5,5	1,884	9,5	2,985	13,5	4,732	17,5	7,499	35	56,2	75	5 620
1,6	1,202	5,6	1,905	9,6	3,020	13,6	4,786	17,6	7,586	36	63,1	76	6 310
1,7	1,216	5,7	1,928	9,7	3,055	13,7	4,842	17,7	7,674	37	70,8	77	7 080
1,8	1,230	5,8	1,950	9,8	3,090	13,8	4,898	17,8	7,762	38	79,4	78	7 940
1,9	1,245	5,9	1,972	9,9	3,126	13,9	4,955	17,9	7,852	39	89,1	79	8 910
2,0	1,259	6,0	1,995	10,0	3,162	14,0	5,012	18,0	7,943	40	100,0	80	10 000
2,1	1,274	6,1	2,018	10,1	3,199	14,1	5,070	18,1	8,035	41	112,2	81	11 220
2,2	1,288	6,2	2,042	10,2	3,236	14,2	5,129	18,2	8,128	42	126,0	82	12 600
2,3	1,303	6,3	2,065	10,3	3,273	14,3	5,188	18,3	8,222	43	141,3	83	14 130
2,4	1,318	6,4	2,089	10,4	3,311	14,4	5,248	18,4	8,318	44	158,5	84	15 850
2,5	1,334	6,5	2,113	10,5	3,350	14,5	5,309	18,5	8,414	45	178,0	85	17 800
2,6	1,349	6,6	2,138	10,6	3,388	14,6	5,370	18,6	8,511	46	200,0	86	20 000
2,7	1,365	6,7	2,163	10,7	3,428	14,7	5,433	18,7	8,610	47	224,0	87	22 400
2,8	1,380	6,8	2,188	10,8	3,467	14,8	5,495	18,8	8,710	48	251,0	88	25 100
2,9	1,396	6,9	2,213	10,9	3,508	14,9	5,559	18,9	8,811	49	282,0	89	28 200
3,0	1,413	7,0	2,239	11,0	3,548	15,0	5,623	19,0	8,913	50	316,0	90	31 600
3,1	1,429	7,1	2,265	11,1	3,589	15,1	5,689	19,1	9,016	51	355,0	91	35 500
3,2	1,445	7,2	2,291	11,2	3,631	15,2	5,754	19,2	9,120	52	400,0	92	40 000
3,3	1,462	7,3	2,317	11,3	3,673	15,3	5,821	19,3	9,226	53	447,0	93	44 700
3,4	1,479	7,4	2,344	11,4	3,715	15,4	5,888	19,4	9,333	54	501,0	94	50 100
3,5	1,496	7,5	2,371	11,5	3,758	15,5	5,957	19,5	9,441	55	562,0	95	56 200
3,6	1,514	7,6	2,399	11,6	3,802	15,6	6,026	19,6	9,550	56	631,0	96	63 100
3,7	1,531	7,7	2,427	11,7	3,846	15,7	6,095	19,7	9,661	57	708,0	97	70 800
3,8	1,549	7,8	2,455	11,8	3,890	15,8	6,166	19,8	9,772	58	794,0	98	79 400
3,9	1,567	7,9	2,483	11,9	3,936	15,9	6,237	19,9	9,886	59	891,0	99	89 100
dB μ V	Tensions												
0	1,00 μ V	20	10,0 μ V	40	100 μ V	60	1,00 mV	80	10,0 mV	100	100 mV	120	1,00 V
1	1,12 μ V	21	11,2 μ V	41	112 μ V	61	1,12 mV	81	11,2 mV	101	112 mV	121	1,12 V
2	1,26 μ V	22	12,6 μ V	42	126 μ V	62	1,26 mV	82	12,6 mV	102	126 mV	122	1,26 V
3	1,41 μ V	23	14,1 μ V	43	141 μ V	63	1,41 mV	83	14,1 mV	103	141 mV	123	1,41 V
4	1,59 μ V	24	15,9 μ V	44	159 μ V	64	1,59 mV	84	15,9 mV	104	159 mV	124	1,59 V
5	1,78 μ V	25	17,8 μ V	45	178 μ V	65	1,78 mV	85	17,8 mV	105	178 mV	125	1,78 V
6	2,00 μ V	26	20,0 μ V	46	200 μ V	66	2,00 mV	86	20,0 mV	106	200 mV	126	2,00 V
7	2,24 μ V	27	22,4 μ V	47	224 μ V	67	2,24 mV	87	22,4 mV	107	224 mV	127	2,24 V
8	2,51 μ V	28	25,1 μ V	48	251 μ V	68	2,51 mV	88	25,1 mV	108	251 mV	128	2,51 V
9	2,82 μ V	29	28,2 μ V	49	282 μ V	69	2,82 mV	89	28,2 mV	109	282 mV	129	2,82 V
10	3,16 μ V	30	31,6 μ V	50	316 μ V	70	3,16 mV	90	31,6 mV	110	316 mV		
11	3,55 μ V	31	35,5 μ V	51	355 μ V	71	3,55 mV	91	35,5 mV	111	355 mV		
12	3,98 μ V	32	40,0 μ V	52	400 μ V	72	4,00 mV	92	40,0 mV	112	400 mV		
13	4,47 μ V	33	44,7 μ V	53	447 μ V	73	4,47 mV	93	44,7 mV	113	447 mV		
14	5,01 μ V	34	50,1 μ V	54	501 μ V	74	5,01 mV	94	50,1 mV	114	501 mV		
15	5,62 μ V	35	56,2 μ V	55	562 μ V	75	5,62 mV	95	56,2 mV	115	562 mV		
16	6,31 μ V	36	63,1 μ V	56	631 μ V	76	6,31 mV	96	63,1 mV	116	631 mV		
17	7,08 μ V	37	70,8 μ V	57	708 μ V	77	7,08 mV	97	70,8 mV	117	708 mV		
18	7,94 μ V	38	79,4 μ V	58	794 μ V	78	7,94 mV	98	79,4 mV	118	794 mV		
19	8,91 μ V	39	89,1 μ V	59	891 μ V	79	8,91 mV	99	89,1 mV	119	891 mV		

adaptée est de $1,15 \mu\text{V}$ en UHF et de $1,5 \mu\text{V}$ en VHF. C'est la tension théorique correspondant aux bandes passantes d'un récepteur idéal. Les tensions admises généralement sont de $1,73 \mu\text{V}$ à 20°C en VHF et de $1,34 \mu\text{V}$ en UHF ce qui correspond à des niveaux de $4,8 \text{ dB mV}$ et $2,6 \text{ dB mV}$.

Le coupleur régional à un affaiblissement de $1,2 \text{ dB}$ pour Monaco F₁₀ et le câble un affaiblissement de 3 dB .

Si le récepteur de télévision a un facteur de bruit de 7 dB en VHF et si nous voulons obtenir un rapport signal sur bruit de 40 dB , le niveau de la tension d'antenne doit être égal à $4,8 + 1,2 + 3 + 7 + 40 \text{ dB mV} = 56 \text{ dB mV}$ donc 631 mV d'après la table de correspondance ci-après.

En UHF le niveau doit être de $2,6 + 1 + 6 + 9 + 40 = 58,6 \text{ dB mV}$ donc 800 mV . Le facteur de bruit du téléviseur est de 9 dB en UHF.

L'emploi d'un répartiteur à 4 sorties augmente les pertes de 7 dB en VHF et de 8 dB en UHF (voir fig. 7).

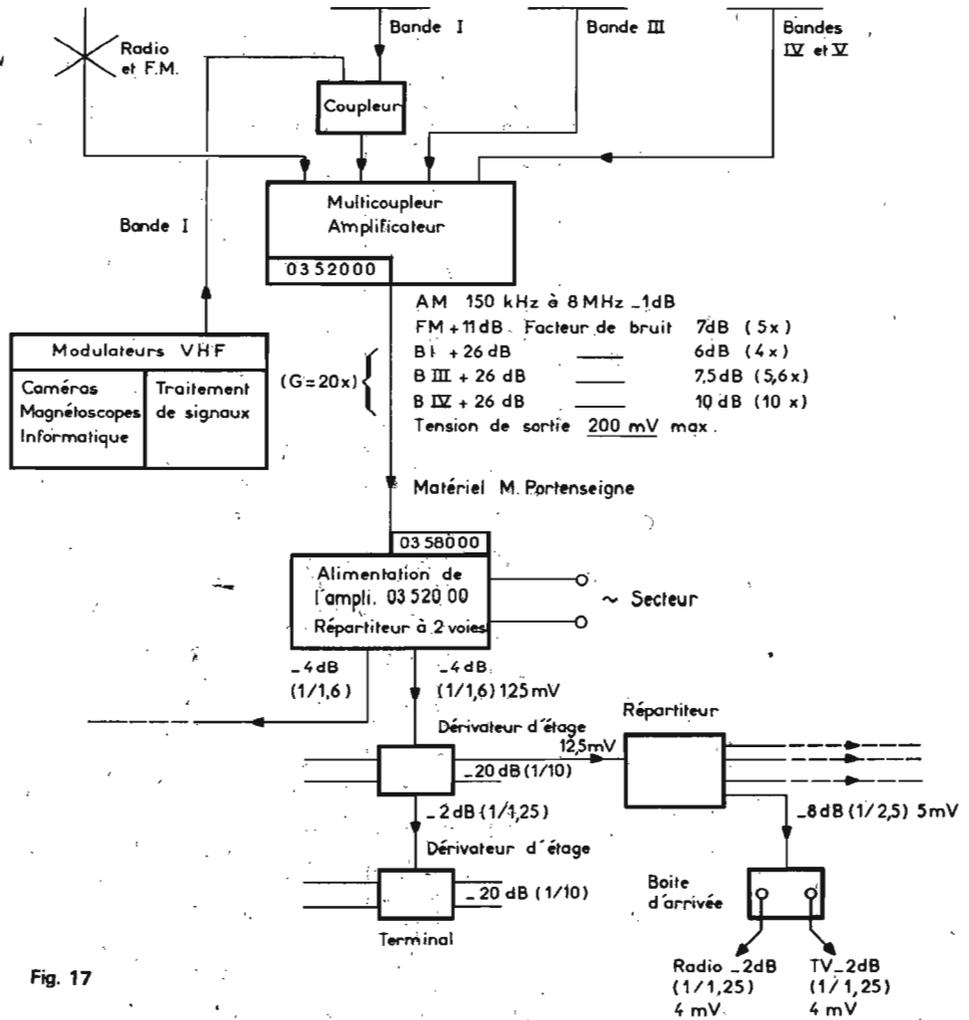
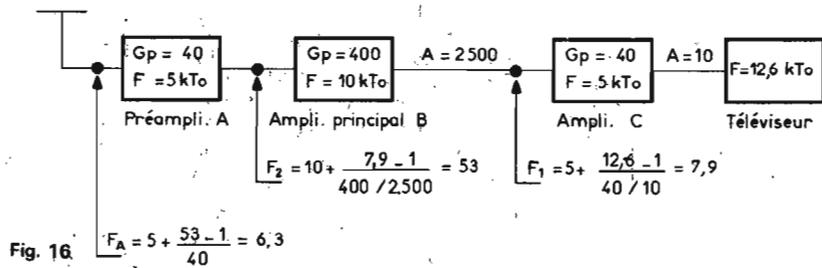
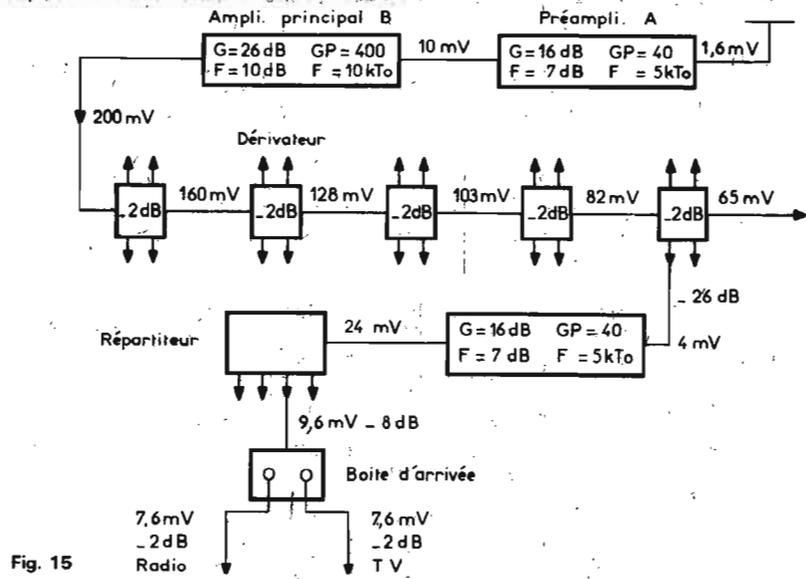
En vue d'obtenir le maximum de tension à l'entrée de cette installation de Grimaud nous avons dû employer des antennes à gain élevé comme celles des figures 8, 9 et 10.

L'EMPLOI D'UN PREAMPLIFICATEUR

L'installation de la figure 11 se compose d'un préamplificateur, d'un amplificateur de séparation avec répartiteur et d'une série de téléviseurs fonctionnant en VHF et UHF dont le facteur de bruit le plus mauvais est de 11 dB ce qui correspond à une augmentation de $12,6$. L'amplificateur de séparation a un facteur de bruit de $9,6 \text{ dB}$ ce qui correspond à une augmentation de la puissance de bruit de 9 fois. Le préamplificateur a un facteur de bruit de $7,8 \text{ dB}$ correspondant à une augmentation de la puissance de bruit de 6 fois.

Le gain de l'amplificateur de séparation est de $1,5 \text{ dB}$ soit $1,41$ en puissance. Le gain du préamplificateur est de 16 dB , soit 40 en puissance ; $6,3$ en tension. L'affaiblissement dû au câble est de 6 dB , 4 en puissance et 2 en tension.

Ce qui nous intéresse dans cette installation est de savoir la valeur du facteur de bruit à l'entrée C de l'installation.



Le facteur de bruit au point a est d'après ce que nous avons déjà vu : $F_a = 9 + (12,6 - 1)/1,41 = 17,2 \text{ KT}_0$. Tous ces chiffres sont des facteurs en puissance et non en dB ! $F_a = 17,2$ ce qui correspond à 12,4 dB.

Voyons maintenant le facteur de bruit à l'entrée donc au point C. $F_c = 6 + (17,2 - 1)/10 = 7,62$ en puissance donc 2,76 en tension correspondant à 8,8 dB. Dans cette équation le chiffre 6 est celui du facteur de bruit du préampli (en puissance) le nombre 17,2 est celui du facteur de bruit (en puissance) au point a et le chiffre 10 est le rapport du gain 40 (en puissance) du préamplificateur par 4 (en puissance) qui est l'affaiblissement du câble : $40/4 = 10$. Le facteur de bruit à l'entrée de l'installation de télédistribution est donc de 8,8 dB.

En VHF le niveau de bruit thermique est 4,8 dB mV au maximum à l'antenne où le facteur de bruit de l'installation est de 8,8 dB. Si nous voulons obtenir une bonne image avec un rapport signal à bruit de 100, soit 40 dB, le niveau du signal à l'entrée de

l'installation doit être la somme $4,8 + 8,8 + 40 = 53,6 \text{ dB mV}$. La table de correspondance niveaux/tensions nous indique 500 mV pour 54 dB mV.

En UHF le niveau de bruit thermique est de 2,6 dB mV. L'affaiblissement provenant du câble augmente de 6 dB et le facteur de bruit à l'entrée augmente environ de 4 dB ce qui exige une tension de l'ordre du millivolt.

TELEDISTRIBUTION COMPORTANT UN CONVERTISSEUR EN VHF

L'installation de la figure 12 est très complète. Elle comporte un préamplificateur, un convertisseur VHF canal 8 en canal 4, un amplificateur canal 4, un coupleur régional, un second préamplificateur, un amplificateur de séparation et de distribution et un nombre élevé de téléviseurs.

La caractéristique dynamique d'une telle installation est bonne quand le facteur de bruit à son entrée est sensiblement le même que celui des récepteurs fonction-

nant au bout de la distribution.

Nous avons porté dans la figure 12 tous les renseignements utiles concernant l'ensemble du matériel employé. Le schéma comporte 8 points de mesure : f, a, b, c, d, e, g, et h.

Prenons comme facteur de bruit au point f celui d'un téléviseur ancien soit 11 dB donc 12,6 en puissance d'où $F_f = 12,6 \text{ KT}_0$.

Au point a nous obtenons $F_a = 9 + (12,6 - 1)/1,41 = 17,2$ (12,4 dB) où 9 est le facteur de bruit de l'amplificateur séparateur, distributeur et 1,41 son gain en puissance.

Au point d nous trouverons $F_d = 5 + (17,2 - 1)/19,4 = 5,84$ en puissance. D'où sort le nombre 19,4 ? Le gain en puissance de l'amplificateur F_4 est 100, l'affaiblissement du coupleur est 1,3 en puissance et l'affaiblissement du câble en VHF est 4 en puissance. Le gain en puissance entre les points d et a est donc $100/4 \cdot 1,3 = 19,4$.

Le facteur de bruit du convertisseur est 20 en puissance et son gain en puissance 4 ce qui permet de calculer le facteur de bruit au

point e : $F_e = 20 + (5,84 - 1)/4 = 21,21$ en puissance.

Le préamplificateur fonctionnant devant le convertisseur a un facteur de bruit de 6 en puissance. Son gain est réglable ce qui va nous permettre d'obtenir le même facteur de bruit à l'entrée et à la sortie de la télédistribution, c'est-à-dire $F_g = F_f = 12,6$ en puissance. Calculons ce gain G ? $F_g = F_f = 12,6 = 6 + (21,21 - 1)/G$.

On trouve un gain en puissance de 3. C'est peu mais suffisant pour satisfaire les téléspectateurs ayant des récepteurs à tubes. Chacun de ces récepteurs doit fonctionner comme si son entrée était reliée directement à l'antenne.

Avec un facteur de bruit à l'entrée de 12,6 donc 11 dB et un bruit thermique de l'antenne VHF de 4,8 dB μV , on peut obtenir une bonne image avec un rapport signal à bruit de 100 (40 dB) si le niveau à l'entrée est égal à $4,8 + 12,6 + 40 = 57,4 \text{ dB } \mu\text{V}$ correspondant à 750 μV .

En vérifiant les niveaux à chaque sortie des amplificateurs et convertisseur on constatera l'absence de transmodulation et d'intermodulation.

Le facteur de bruit à l'entrée UHF de l'installation de la figure 12 est : $F_h = G + (17,2 - 1)/6,9 = 8,3$ en puissance.

Le nombre 6,9 est le rapport gain à pertes donc $36/1,2,4 = 6,9$ où le gain en puissance du préamplificateur est 36 et les pertes du coupleur et du câble 1,3 et 4.

DISTRIBUTION COLLECTIVE « BOÎTE À BOÎTE »

Une distribution collective « boîte à boîte » peut être schématisée à l'aide de la figure 13 où nous admettons à l'entrée haut de colonne une tension de 200 mV. L'affaiblissement de passage de la première boîte est de 0,5 dB et l'affaiblissement de transfert de 26 dB. La boîte d'arrivée à filtre séparateur Radio-TV reçoit dans ces conditions 10 mV et délivre 8 mV sur chaque sortie. La boîte intermédiaire de la colonne reçoit 190 mV et délivre 19 mV. La boîte terminale reçoit 144 mV et délivre 28 mV. Nous avons employé ici les boîtes Portenseigne à transferts compensés pour un équilibrage correct des tensions disponibles à chaque prise. Les chiffres montrent que l'on peut réduire la tension à l'entrée de la colonne à 25 mV pour obtenir encore une bonne image.

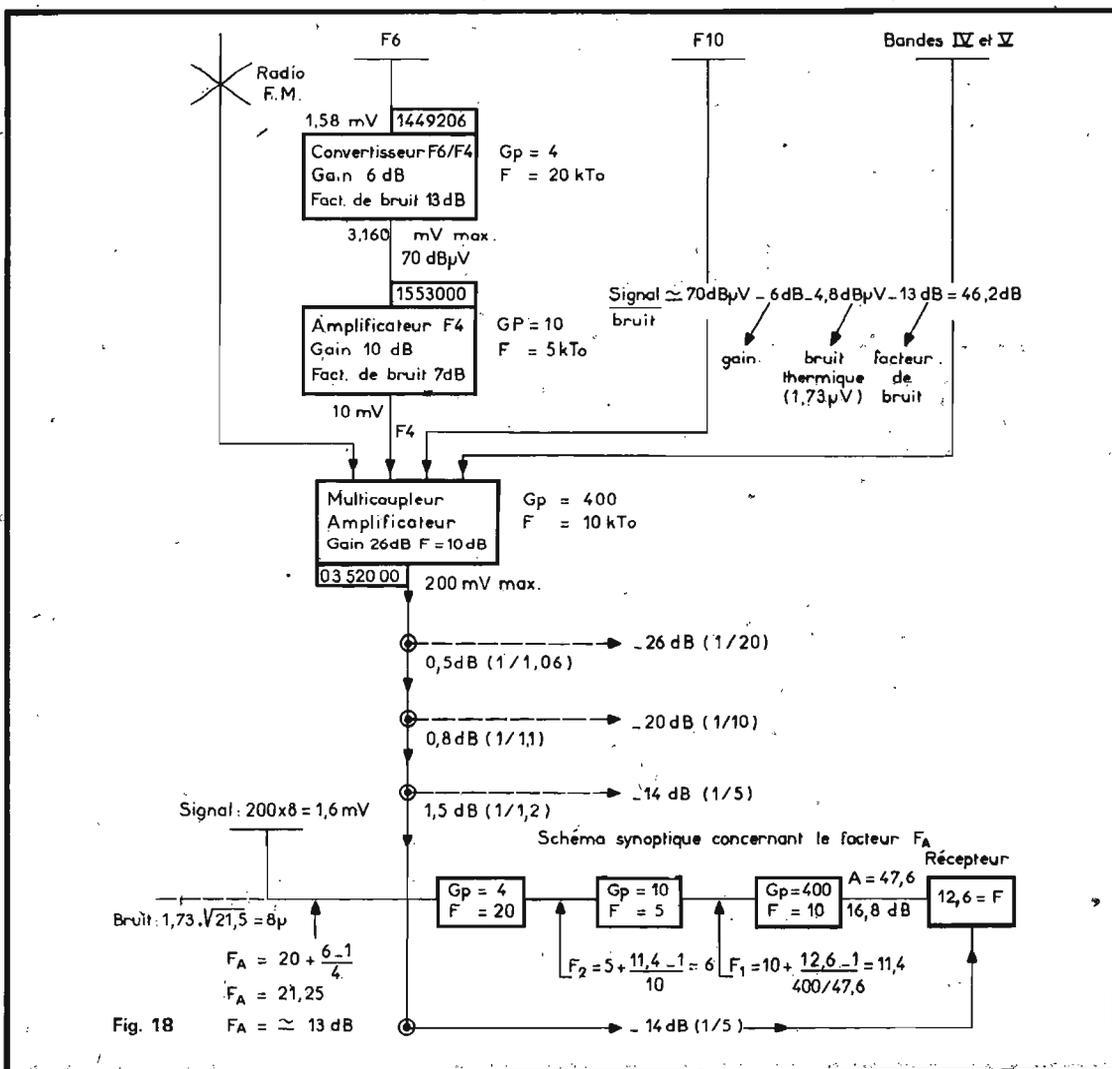


Fig. 18

DISTRIBUTION EN EPINE DORSALE

Dans l'installation de la figure 14 nous partons d'un préamplificateur à large bande suivi d'un amplificateur à 4 entrées dont la sortie est reliée à un répartiteur 2 directions incorporé dans une alimentation pour l'amplificateur à 4 entrées et pour un préamplificateur. Ce répartiteur à 2 directions se trouve ensuite relié à un dérivateur à 4 directions où chaque sortie est reliée à un répartiteur à 4 directions destiné à alimenter les boîtes d'arrivée Radio-TV.

Les affaiblissements dans cette installation sont nombreux. En commençant par la boîte d'arrivée nous comptons $2 \text{ dB} + 8 \text{ dB} + 26 \text{ dB} + 4 \text{ dB} = 40 \text{ dB}$ soit en puissance 10 000. Le facteur de bruit à l'entrée de l'amplificateur à 4 entrées est $300.k.T_0$ et à l'entrée du préamplificateur $12,5.k.T_0$. Avec ce facteur de bruit $F = 12,5$ à l'entrée une tension de 1 mV à l'antenne est suffisante pour obtenir une bonne image.

DISTRIBUTION EN EPINE DORSALE AVEC AMPLIFICATEUR DE DERIVATION

Cette distribution se trouve schématisée dans la figure 15 où l'antenne est reliée à un préamplificateur dont la sortie alimente un amplificateur principal. Celui-ci alimente ensuite toute une série de dérivateurs dont les sorties peuvent être reliées à des amplificateurs destinés à alimenter des répartiteurs.

Entre le téléviseur et l'entrée de l'ampli C l'affaiblissement est $2 \text{ dB} + 8 \text{ dB} = 10 \text{ dB}$ donc 10 en puissance. Le gain en puissance de l'ampli C étant 40 et son facteur de bruit 5, le facteur de bruit à l'entrée de l'ampli C est d'après la fig. 16 : $F_1 = 5 + (12,6 - 1)/4 = 7,9$. L'affaiblissement provenant des dérivateurs est $2 + 2 + 2 + 2 + 26 = 34 \text{ dB}$ donc 2 500 en puissance. Le facteur de bruit à l'entrée de l'ampli principal B dont le gain en puissance est 400 et le facteur de bruit 10 devient $F_2 = 10 + (7,9 - 1)/0,16 = 53$. Pourquoi la division par 0,16 ? Le gain de l'ampli B est de 400 et l'affaiblissement avant l'ampli B est

2 500 d'où le rapport $400/2 500 = 0,16$.

Le facteur de bruit à l'entrée du préamplificateur A dont le gain en puissance est 40 et le facteur de bruit 5 devient $F_A = 5 + (53 - 1)/40 = 6,3$. Une tension de 1 mV à l'entrée du préampli A est largement suffisante pour l'obtention d'une bonne image même avec un téléviseur à fort bruit dont le facteur $F = 12,6$.

Dans le projet de la figure 17 nous assurons une distribution de Radio, FM, TV₁, TV₃, TV₄, TV₅ et un programme local par caméra et magnétoscope. La diffusion de ce programme s'effectue en VHF sur l'un des canaux libres de la bande I.

LE BRUIT APORTE PAR LE CONVERTISSEUR

Dans le projet de la figure 18 destiné à une région à champ fort sur le canal 6 ou tout autre, l'emploi d'un convertisseur devient indispensable.

La conversion du canal 6 en canal 4 à l'aide du modèle 14 492 06 permet d'obtenir une tension de 3,16 mV à la sortie du convertisseur sur la canal 4 pour 1,58 mV à l'entrée sur le canal 6. Cette tension de sortie corres-

pond à un niveau de $70 \text{ dB } \mu\text{V}$ sans transmodulation visible (-46 dB).

Le facteur de bruit du convertisseur est de 13 dB soit $F = 20.k.T_0$. Le gain en puissance $G_p = 4$; en tension $G_t = 2$ donc 6 dB. En disposant d'une tension de 1,58 mV à l'entrée, le rapport signal à bruit est fonction du niveau de bruit thermique à l'antenne. En admettant que ce niveau soit au maximum de $4,8 \text{ dB } \mu\text{V}$ correspondant à une tension de $1,73 \text{ } \mu\text{V}$ aux bornes de l'antenne reliée à l'entrée du convertisseur, le rapport signal à bruit à l'entrée devient $70 \text{ dB } \mu\text{V} - 6 \text{ dB (gain)} - 4,8 \text{ dB } \mu\text{V (thermique)} - 13 \text{ dB (facteur de bruit du convertisseur)}$.

Le rapport signal à bruit est donc $70 - 6 - 4,8 - 13 = 46,2 \text{ dB}$ donc de l'ordre de 200 en tension.

Le convertisseur étant suivi d'un amplificateur fonctionnant sur la bande du canal 4 avec un facteur de bruit de 5 et un gain en puissance de 10 on constate que celui-ci n'augmente pratiquement pas le bruit à l'entrée. Le schéma synoptique de la figure 18 permet de trouver la valeur exacte du facteur de bruit à chaque point de mesure de la distribution. ■



8^e édition F. 3 AV

L'EMISSION et la RECEPTION d'amateur

par Roger A. RAFFIN

Cet ouvrage n'est pas un traité destiné à apprendre l'électronique, il ne s'adresse donc pas directement au profane, mais à l'amateur possédant les principales notions élémentaires de radio.

Néanmoins, par leurs multiples détails et leurs explications toujours reprises à la base, chaque sujet est abordable par le débutant « ondes courtes » et saura, en même temps, retenir l'attention de l'amateur chevronné.

Cette dernière édition, totalement remaniée, tient compte des plus récents progrès de la technique, et l'on notera l'équilibre soigneusement dosé entre les montages à lampes et les montages à semi-conducteurs (transistors et circuits intégrés)... En fait, à puissance égale, de nombreux amateurs restent toujours fidèles aux lampes, parce que d'un coût moindre.

Un volume relié, de 840 pages. Format 16 x 24. Très nombreux schémas. Prix : 100 F.

En vente à la :

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS

Tél. : 878.09.94/95

C.C.P. 4949-29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement — Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande
Tous nos envois sont en port recommandé.)



« Pour le
Radio-amateur »

LES QSO VISU FRANÇAIS-ANGLAIS

de L. SIGRAND
(F2 x 5)

Le cours d'Anglais et les Compléments étaient destinés au langage des liaisons sur l'air. Cette nouvelle brochure traite cette fois des contacts directs : les radio-amateurs se rendent volontiers visite lorsqu'ils en ont l'occasion, soit en France, soit à l'étranger.

Il importe donc de savoir engager et entretenir une conversation normale courante ; on n'est pas à l'aise si les idées ne viennent pas, et il est indispensable de connaître les phrases utilisables pour une première visite, les présentations ; pour parler du temps qu'il fait ; pour se renseigner sur la santé, sur ce qui concerne le séjour, le départ ; pour rendre service, s'occuper de formalités, remercier, téléphoner, visiter les magasins, s'exprimer sur l'heure et les différentes expressions de temps ; savoir donner une affirmation, un consentement, une négation, un refus ; donner des indications sur les lieux, les mouvements, les parcours ; connaître les termes utiles de quantités, de manières, d'appréciation.

On disposera de nombreuses phrases concernant les actions de parler, d'apprendre, de traduire.

Et pour terminer, une récréation amusante :

22 expressions utiles simples en 20 langues, que l'on ne connaît pas forcément, permettront d'augmenter l'intérêt et le caractère sympathique de la conversation. (Français, anglais, allemand, italien, espagnol, portugais, roumain, néerlandais, suédois, danois, norvégien, russe, serbo-croate, polonais, bulgare, grec, finnois, hébreu, japonais, chinois).

Format 15 x 21 — 40 pages. Prix : 8 F.

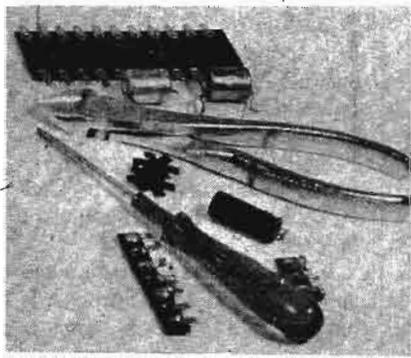
En vente à la :

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS

Tél. : 878.09.94/95

C.C.P. 4949-29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement — Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande.
Tous nos envois sont en port recommandé.)



ABC de L'ELECTRONIQUE

APPLICATIONS des AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS à circuits intégrés

INTRODUCTION

Il existe actuellement un grand nombre de circuits intégrés spécialement conçus pour fonctionner comme amplificateurs opérationnels.

A partir de ces amplificateurs, utilisés seuls ou en associations avec d'autres montages électroniques, il est possible de réaliser toutes sortes de dispositifs, tels qu'amplificateurs linéaires, amplificateurs correcteurs, régulateurs de tension, filtres actifs, intégrateurs, différenciateurs, vérificateurs de composants, etc.

Le plus pratique est l'emploi de circuits intégrés permettant de réaliser rapidement et économiquement les montages désirés.

La plupart des marques européennes et américaines proposent des CI spéciaux pour leur emploi comme amplificateurs opérationnels.

Souvent, le même CI est fabriqué par plusieurs sociétés et porte le même numéro indicatif ou un numéro différent.

Voici d'abord, des applications du $\mu A 741$ de Fairchild, également disponibles chez d'autres fabricants.

ESSAI DES ISOLATEURS OPTIQUES

De plus en plus utilisés dans les montages électroniques pour des

applications diverses, les isolateurs optiques doivent être vérifiés avant leur incorporation dans les appareils. Un moyen simple de vérification est dans l'emploi du circuit d'essai (Ten) USA, dans Electronics du 27 juin 1974.

Ce montage permet de mesurer deux courants :

I_D = courant direct de la diode émettrice de lumière D et I_C = courant de collecteur du phototransistor PHT, ces deux semi-conducteurs constituant l'isola-

teur optique à essayer, représenté dans le rectangle pointillé au milieu du schéma de la figure 1.

L'appareil de Johnson utilise 16 résistances R_1 à R_{16} , toutes de 0,5 W à tolérance de $\pm 1\%$ sauf celles à tolérance de $\pm 5\%$ indiquées sur le schéma : R_{10} , R_{16} , R_8 .

Il n'y a aucun condensateur dans ce montage.

Les semi-conducteurs nécessaires sont : un transistor PNP type 2N4250, une diode 1N914, une diode zener 1N5231 de 5 V.

deux circuits intégrés CI-1 et CI-2 du type $\mu A 741$.

Il faut aussi disposer de deux commutateurs :

$S_1 - S_2$: bipolaire à six positions, 1 à 6.

$S_3 - S_4$: bipolaire à deux positions a et b.

Le mode d'emploi est très simple : l'appareil est branché à un voltmètre électronique capable de mesurer des tensions de l'ordre du volt.

Il s'agit de déterminer avec une

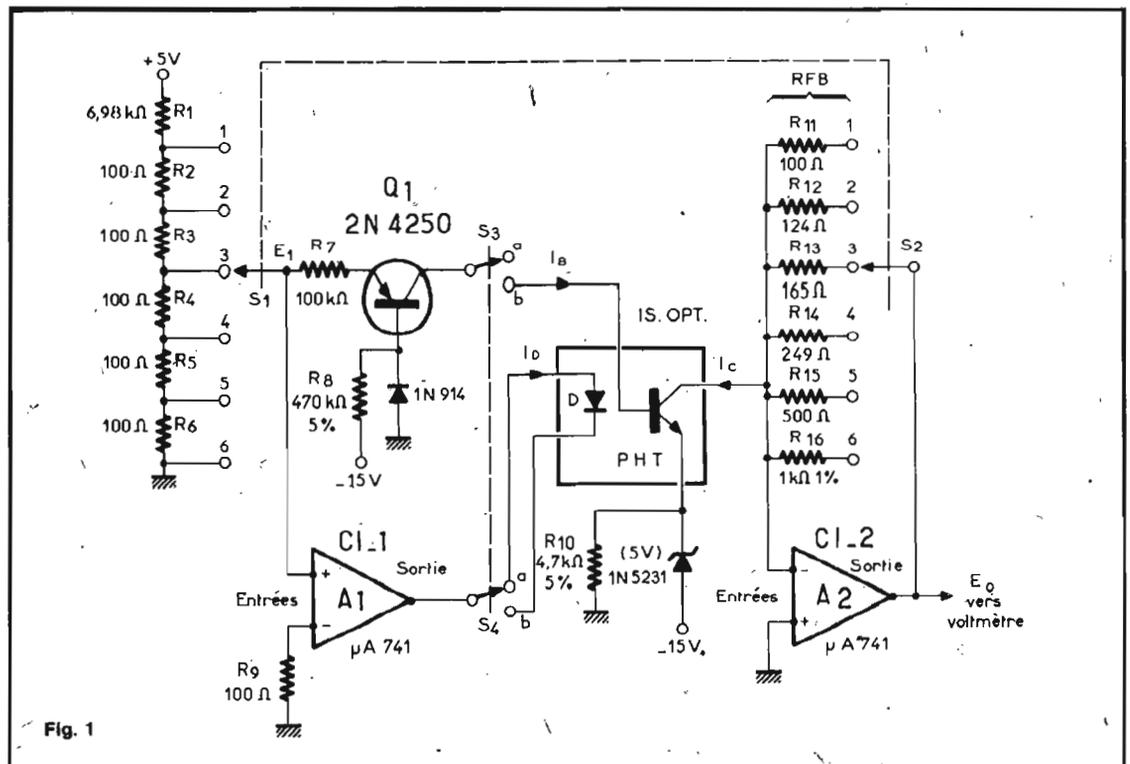


Fig. 1

bonne précision l'efficiency du transfert de courant de l'isolateur optique à transistor à la sortie.

On pourra obtenir la valeur du paramètre h_{FE} qui représente le gain de courant du transistor PHT. Ces grandeurs se mesureront à la sortie E_o à l'aide d'un voltmètre électronique.

Deux alimentations sont nécessaires, l'une de + 5 V avec - à la masse et l'autre de + 15 V.

L'ensemble du dispositif de mesure nécessite, par conséquent, l'appareil analysé ici et un voltmètre capable de mesurer de 0 à quelques volts.

Le CI - 1 est monté en convertisseur de tension à courant, et fournit un courant maximum de 10 mA à l'entrée du coupleur optique c'est-à-dire à la diode LED. Cette opération permet l'essai d'efficiency du coupleur.

Le transistor PNP, Q_1 , est également monté en convertisseur de tension à courant et fournit à la base du photo-transistor un courant maximum de $10 \mu A$, ce qui permet la mesure du gain de courant h_{FE} .

L'autre amplificateur opérationnel CI-2 sert de convertisseur courant à tension, au cours des deux essais.

Efficiency EF est définie par la relation :

$$EF = [(I_C/I_D) 100\%] \text{ IB} = 0$$

dans laquelle :

I_C = courant de collecteur du photo-transistor,

I_D = courant direct de la diode LED,

la formule étant valable pour $I_B = 0$.

La fonction de transfert du convertisseur de tension à courant est définie par :

$$I_D = E_1/100 \text{ (100 = } 100 \Omega \text{)}$$

et celle de courant à tension par :

$$E_o = I_C R_{FB}$$

ou R_{FB} est une des résistances reliées à S_2 , E_o la tension mesurée à la sortie par le voltmètre et E_1 la tension sur le commun du commutateur S_1 solidaire de S_2 .

L'efficiency peut, alors, s'écrire :

$$EF = (100 E_o/E_1 R_{FB}) 100\%$$

dans laquelle $100 = 100 \Omega$.

Afin d'obtenir une lecture directe, le commutateur bipolaire S_1 - S_2 commande en même temps la tension E_1 et la résistance R_{FB} .

Le produit de E_o et R_{FB} est toujours 100 quelle que soit la position du commutateur. Il en résulte que l'on a :

$$EF = E_o 100\%$$

autrement dit 1 V à la sortie correspond à 100% de EF, 0,5 V à 50% etc.

De la même manière on définit :

$$h_{FE} = I_C/I_b \text{ ID} = 0$$

ou I_b = courant de base du photo-transistor.

En fonction de EF, on a :

$$h_{FE} = E_o (10^5)/E_1 R_{FB}$$

Comme le produit de E_1 et R_{FB} est 100, on a :

$$h_{FE} = 1000 E_1$$

et on a 1 V à la sortie pour $h_{FE} = 1000$.

En utilisant des μA 741 on pourra mesurer des efficiencies

jusqu'à 300% (pour 3 V) et h_{FE} jusqu'à 3000 (pour 3 V à la sortie également).

A noter le commutateur S_3 - S_4 qui permet la mesure de EF en position a et h_{FE} en position b.

Les courants d'essai I_D et I_B du photo-transistor sont les suivants :

Position de S_1 - S_2		
	I_D	I_B
1	10 mA	$10 \mu A$
2	8 mA	$8 \mu A$
3	6 mA	$6 \mu A$
4	4 mA	$4 \mu A$
5	2 mA	$2 \mu A$
6	0 mA	$0 \mu A$

PRESENTATION

Le μA 741 C est présenté en trois sortes de boîtiers : boîtier à 14 broches, boîtier à 8 broches, boîtier cylindrique 8 fils.

Pratiquement ce CI doit être branché en deux points pour l'alimentation : V + au + de l'alimentation positive, V - au - de l'alimentation négative, les - et + restants étant branchés aux masses (voir figure 2).

L'alimentation est de l'ordre de + 18 V maximum, autrement dit, pouvant être montées en série, leur point commun étant celui de la masse, comme celles de l'application décrite.

Restent trois autres points : E+ = entrée non inverseuse, E- = entrée inverseuse, S = sortie.

Dans le μA 741, le boîtier est cylindrique à 8 fils, comme indiqué à la figure 3A. Cette disposition est également valable pour le μA 741 C en boîtier cylindrique.

En (B) figure 3 on représente le boîtier rectangulaire à 8 broches vu de dessus et en (C) le boîtier 14 broches.

Voici maintenant d'autres applications du μA 741 proposées par Fairchild.

AMPLIFICATEUR DE GAIN

Ce montage est donné à la figure 4. L'alimentation peut être comprise entre + 3 V et + 20 V.

La résistance R est donnée par la relation :

$$E = \frac{R_s R_f}{R_s + R_f}$$

autrement elle est égale à la résultante de R_s et R_f en parallèle. Le gain est égal à :

$$G_v = R_f/R_s$$

AMPLIFICATEURS COMPRESSEURS

On en réalise un avec un μA 741 associé à un transistor à effet de champ 2N5163 (Fairchild) monté à l'entrée selon le schéma de la figure 5.

L'entrée est prévue pour une source de signaux de 75Ω . Le signal BF à « comprimer » est appliqué à la « source » du FET. La grille G est reliée à l'anode de la diode D_1 du type FD 111

Fig. 3

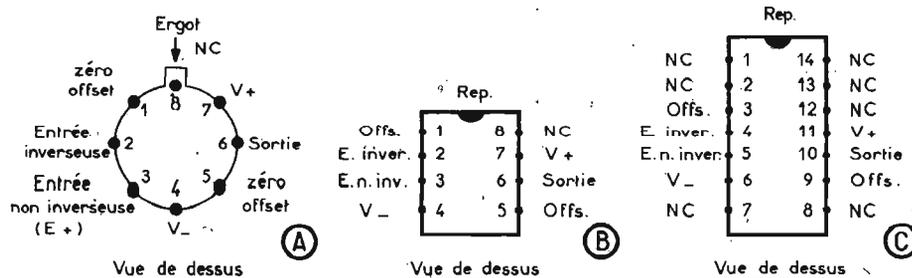


Fig. 2

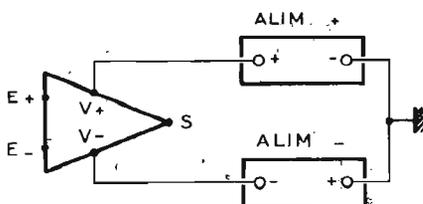
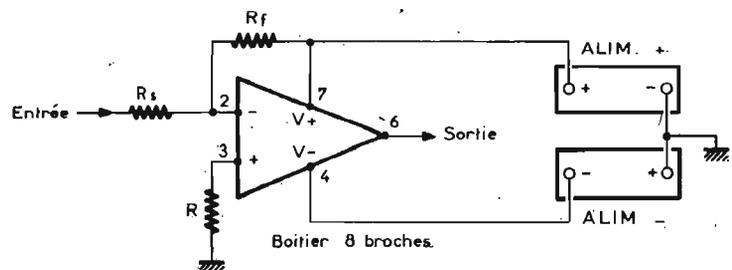


Fig. 4



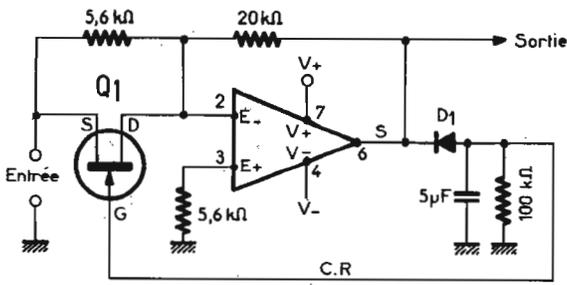


Fig. 5

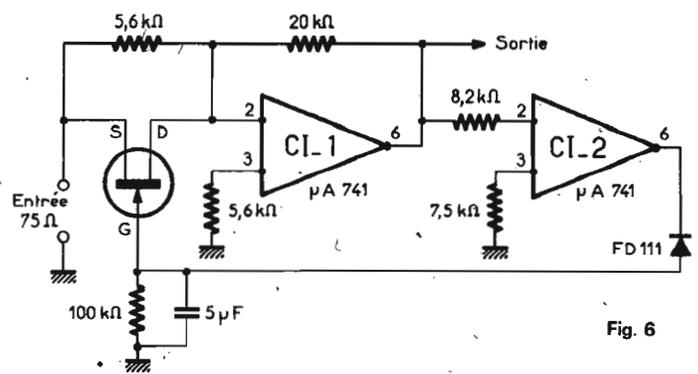


Fig. 6

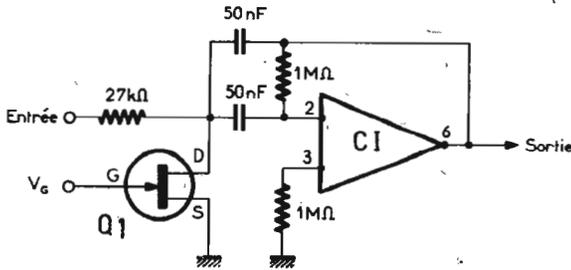


Fig. 7

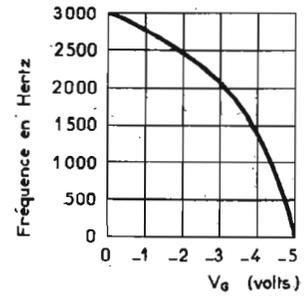


Fig. 8

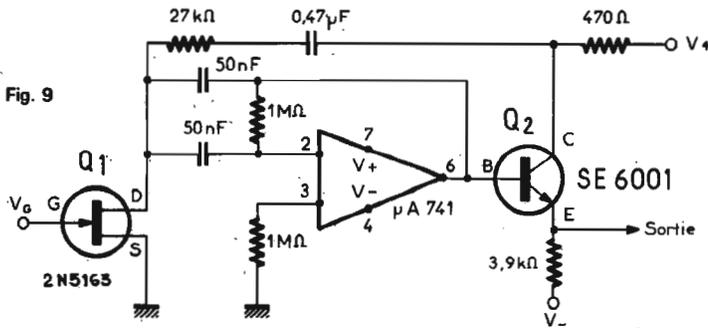


Fig. 9

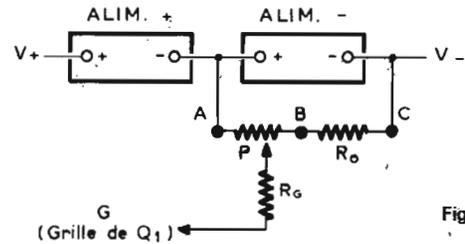


Fig. 10

(même marque) ce qui donne lieu à une contre-réaction produisant la compression.

Le drain D du FET est relié à l'entrée inverseuse du CI point 2.

La source S du FET est l'électrode d'entrée. Elle est reliée par la résistance de 5,6 kΩ à l'entrée E-.

Il y a aussi contre-réaction entre la sortie et cette entrée inverseuse grâce à la résistance de 20 kΩ.

L'entrée non inverseuse, point 3 est reliée à la masse par l'intermédiaire de la résistance de 5,6 kΩ.

Un circuit correcteur 5 μF - 100 kΩ est monté à la sortie.

Plus le signal d'entrée est fort, plus D₁ polarise négativement G du FET Q₁ du type 2N5163 et plus le gain de ce transistor diminue.

Un autre amplificateur compresseur plus efficace est celui de la figure 6 qui nécessite deux μA 741.

Ce montage donne une variation de 2 dB à la sortie pour une variation de 30 dB à l'entrée.

FILTRE ACCORDE PAR UNE TENSION

Ce « VCF » est réalisable d'après le schéma de la figure 7. Il s'agit d'un filtre passe-bande dont la largeur de bande est de 80 Hz avec les valeurs des éléments de la figure.

La fréquence médiane de la bande peut être modifiée en faisant varier V_G, la tension de polarisation de la grille G du FET 2N5163.

Cet effet est montré par la courbe de la figure 8.

OSCILLATEUR COMMANDE PAR UNE TENSION

Ce « VCO » peut être monté d'après le schéma de la figure 9.

utilisant le μA 741 et le 2N5163.

Ce montage est dérivé de celui du filtre actif. On a ajouté une boucle de rétroaction entre la sortie de Q₂ de l'entrée point 2 du CI. Il y a contre-réaction à toutes les fréquences sauf celle d'accord du filtre.

Ce dernier s'accorde avec la tension V_G comme précédemment entre quelques centaines de hertz et 3 000 Hz, dans la gamme « médium » de la BF.

ACCORD PAR TENSION

En tenant compte des valeurs représentées par la courbe de la figure 9, on voit qu'il faudra disposer d'un mode de réglage manuel de tension couvrant la gamme 0 à - 5 V.

On pourra réaliser ce réglage à l'aide d'un potentiomètre monté comme l'indique la figure 10.

La tension zéro est celle de la masse, point A de cette figure.

La tension - 5 V doit être en B et, au point C, la tension sera celle de la source négative V-.

Soit par exemple E_C volts. On doit avoir : E_P + E_O = E_C.

ou E_P = tension aux bornes de P

E_O = tension aux bornes de R_O

E_C = tension du point - V

Prenons P = 10 kΩ, R_O = 100 kΩ

Il vient alors : E_O = E_C - 10 000.

Le courant dans P est :

I_P = 5/10 000 = 0,0005 A = 0,5 mA, en supposant négligeable, le courant dans R_G.

Dans ces conditions, le courant dans R_O sera également de 0,5 mA donc :

R_O = $\frac{E_C - 5}{0,0005}$ Ω

Soit par exemple E_C = 5 V. Dans ce cas R_O = 0 et le potentiomètre sera branché aux bornes de l'alimentation négative.

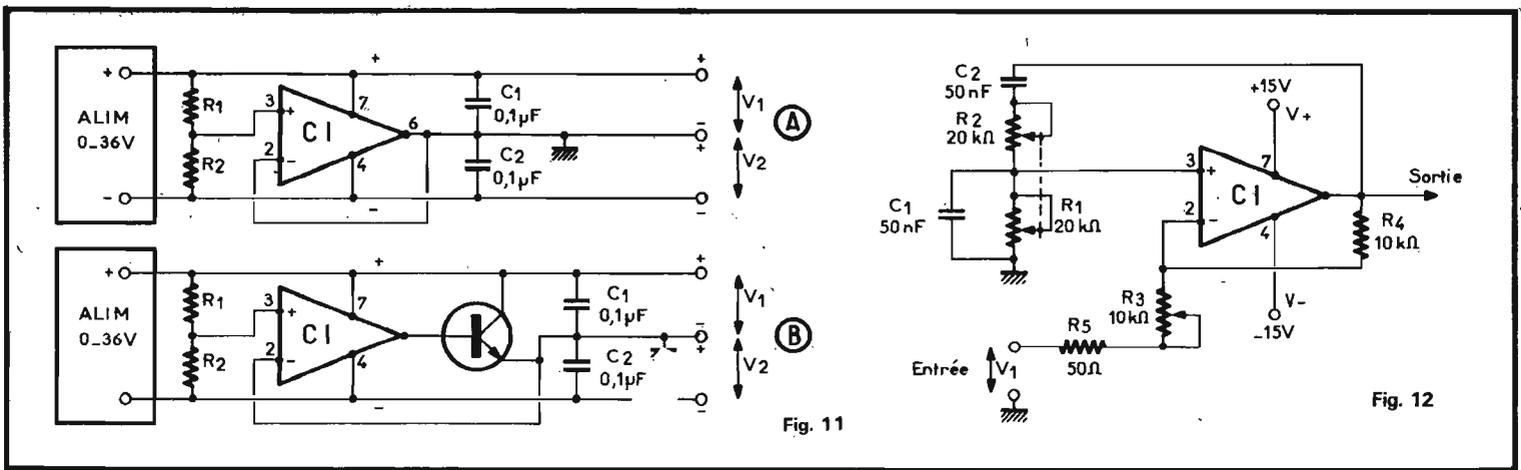


Fig. 11

Fig. 12

Si $E_c = 15 \text{ V}$, on a :

$$R_o = \frac{10}{0,005} = 20\,000 \, \Omega$$

On pourra adopter aussi des valeurs plus petites pour P, par exemple $1\,000 \, \Omega$. Le courant sera alors de 5 mA et on trouvera :

$$R_o = \frac{E_c - 5}{0,005}$$

Si $E_c = 15 \text{ V}$ on a :

$$R_o = \frac{10}{0,005} = 2\,000 \, \Omega$$

Le curseur de P étant relié par R_G de $100 \text{ k}\Omega$ à la grille G, la commande de P agira sur la fréquence d'accord du filtre VCF (figure 7) ou de l'oscillateur (figure 9) selon la courbe de la figure 8.

La modulation de fréquence du VCF ou du VCO est possible avec une tension alternative ajoutée à celle continue.

LE $\mu\text{A} 741$ COMME DIVISEUR DE TENSION

Avec deux amplificateurs opérationnels $\mu\text{A} 741$ on peut réaliser le diviseur électronique de tension de la figure 11 (A) qui est très économique et rapide à monter.

On part d'une alimentation en continu de 0 à 36 V fixe ou variable.

Le diviseur $R_1 - R_2$ détermine les tensions de sortie V_1 et V_2 d'après la proportion :

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{V_1}{V_2}$$

On pourra obtenir le rapport désiré en agissant sur les résistances par un des procédés suivants : R_1 et R_2 variables, un potentiomètre branché à la place de $R_1 + R_2$ avec le curseur au point entrée non inverseuse (point 3 du μA

741), une seule résistance variable.

L'entrée inverseuse point 2, est reliée à la sortie point 6 et au commun de C_1 et C_2 de $0,1 \, \mu\text{F}$.

Ce montage est complété en alimentant le CI en reliant le point 7 à la ligne + et le point 4 à la ligne -

Le courant fourni par chacune des sorties est faible. Pour obtenir un courant de 1 A et plus, réaliser le montage de la figure 11 (B) dans lequel on a intercalé un transistor du type 2N4116, NPN.

Il ne faut pas dépasser la tension de 36 V au total.

Prenons par exemple un potentiomètre de $10 \text{ k}\Omega$ représentant $R_1 + R_2$. Ce potentiomètre sera linéaire. Soit 30 V par exemple, la tension de l'alimentation unique.

En agissant sur le réglage du potentiomètre on aura toujours $V_2 = 30 - V_1$.

Le transistor 2N4116 devra être monté avec radiateur sinon, il serait rapidement détruit (Electronics 24/4/73).

FILTRE ACTIF ACCORDABLE ET A Q ELEVE

Le schéma de ce filtre utilisant un $\mu\text{A} 741$ est donné à la figure 12 (d'après Electronics 31/1/72).

Ce filtre de bande est réalisé à partir d'un pont de Wien, inséré dans la boucle disposée entre la sortie point 6 du CI et l'entrée non inverseuse, point 3.

Le pont de Wien se reconnaît aux réseaux RC série C_2R_2 et parallèle $C_1 R_1$, avec $C_1 = C_2 = 50 \text{ nF}$ et $R_1 = R_2 = 20 \text{ k}\Omega$ variable.

On utilisera des potentiomètres linéaires conjugués montés en résistances et branchés de façon à ce que leurs résistances varient dans le même sens, de 0 à $20 \text{ k}\Omega$.

Ce dispositif détermine la fréquence d'accord c'est-à-dire la fréquence médiane de la bande transmise.

Cette fréquence peut se calculer à l'aide de la formule :

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} \quad (1)$$

qui se simplifie du fait que $R_1 = R_2$ et $C_1 = C_2$, ce qui donne :

$$f_o = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (2)$$

Ainsi, par exemple si $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, et $C_1 = C_2 = 50 \text{ nF}$, la formule (2) donne :

$$f_o = \frac{1}{6,28 \cdot 0,01 \cdot 0,1} \text{ Hz}$$

valable avec R en $\text{M}\Omega$ et C en μF . On obtient $f_o = 159 \text{ Hz}$.

Lorsque $R_1 = R_2 = 20 \text{ k}\Omega$, f_o vaut la moitié de 159 Hz. Si $R_1 = R_2$ diminue f_o tendrait vers l'infini, mais le dispositif ne fonctionne bien que jusqu'à 1,6 kHz. Pratiquement la gamme des fréquences est 160 à 1 600 Hz pour $R_1 = R_2$ variant entre 20 k Ω et 2 k Ω environ. La variation du coefficient de surtension Q peut s'effectuer à l'aide de R_3 de 10 k Ω , potentiomètre de haute qualité genre Helipot.

On obtiendra un coefficient Q de 2 000 au maximum. Lorsque Q = 2 000, le gain de ce montage est de 600 fois et si Q = 30, le gain se réduit à 140 fois.

Par gain on entend le rapport :

$$\frac{e_s}{e_e}$$

ou e_s = tension de sortie et e_e = tension d'entrée.

D'autre part, on voit aisément que le montage considéré est celui d'un oscillateur en pont de Wien modifié.

Il y a oscillation si l'inégalité suivante est satisfaisante :

$$1 + \frac{R_4}{R_3 + R_5} < 3 \quad (3)$$

ou, ce qui revient au même :

$$\frac{R_4}{R_3 + R_5} < 2 \quad (4)$$

Seule R_5 est variable de 0 à 10 k Ω .

Remplaçons dans (4), R_4 , R_5 par leurs valeurs :

$$\frac{10\,000}{R_3 + 50} < 2$$

d'où l'on tire aisément :

$$R_3 > 4\,800$$

Donc, tant que R_3 est inférieure à 4 800 Ω environ, il n'y aura pas d'oscillation et le montage sera un filtre actif.

Plus R_3 se rapprochera de 4 800 Ω environ, plus Q augmentera jusqu'à oscillation.

Le circuit monté entre la sortie, l'entrée inverseuse et l'entrée du signal, contient la boucle de contre-réaction entre les points 6 et 2.

Les deux réglages : R_3 et $R_1 - R_2$ sont indépendants, donc, avec ce montage on pourra régler la largeur de la bande passante et la fréquence médiane de cette bande.

Il faut utiliser des potentiomètres $R_1 - R_2$ précis, à valeurs égales en toutes positions.

Employer des condensateurs C_1 , C_2 au mylar. Des essais pourront être faits avec d'autres valeurs de $C_1 = C_2$ pour obtenir d'autres gammes de fréquences médianes.

Par exemple avec 1 μF , f_o sera dix fois inférieure.

APPLICATION DU $\mu\text{A} 739 \text{ C}$

Ce circuit intégré contient deux amplificateurs opérationnels identiques ce qui permet, entre autres, la réalisation de préamplificateurs haute fidélité stéréophoniques à deux ou quatre canaux (avec deux $\mu\text{A} 739$).

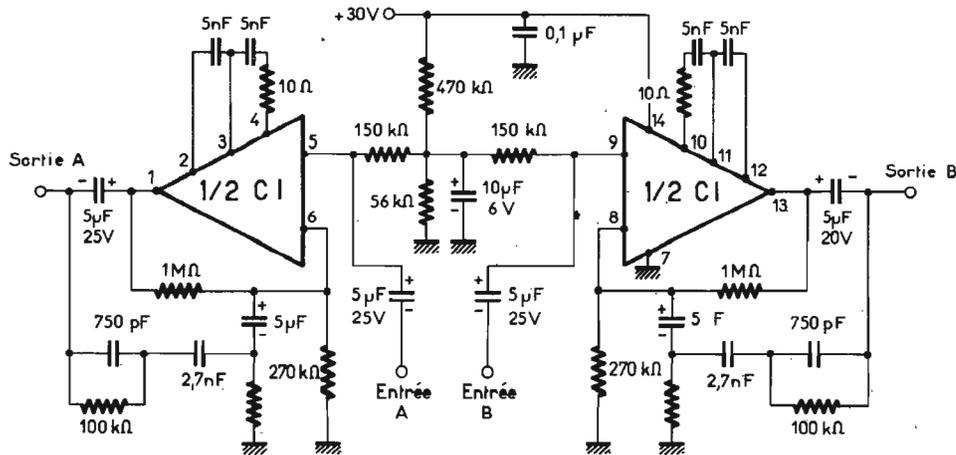


Fig. 13

Ce circuit intégré est monté dans un boîtier rectangulaire à 14 broches dont le détail des branchements est donné ci-dessous.

Broche	Fonction
1	sortie A
2	sortie « LAG » A

Broche	Fonction
3	entrée LAG A
4	entrée LAG A
5	entrée non inverseuse A
6	entrée inverseuse A
7	V -
8	entrée inverseuse B
9	entrée non inverseuse B

Broche	Fonction
10	entrée « LAG » B
11	entrée « LAG » B
12	sortie « LAG » B
13	sortie B
14	V +

Les points «LAG» sont utilisables pour des corrections mais peuvent aussi ne pas être branchés.

Voici à la figure 13 un schéma de préamplificateur stéréo pour phono avec pick-up magnétique, donnant la correction RIAA.

F. JUSTER



PRIX QUANTITATIFS
Expédition Paris-Provence
CATALOGUE SUR DEMANDE

CONTROLEC

7 bis, rue Robert-Schuman
94-ABLON (près Orly) 922.20.78

- RAYONNAGES
- MEUBLES METALLIQUES POUR OUTILLAGE
- ETABLIS

2 à 24 BACS
"TYPE 4"
154 x 139 x 84 mm
(Utiles)

4 à 60 TIROIRS
"TYPE 2"
156 x 139 x 38 mm
(Utiles)

8 à 120 TIROIRS
"TYPE 1"
157 x 69 x 38 mm
(Utiles)

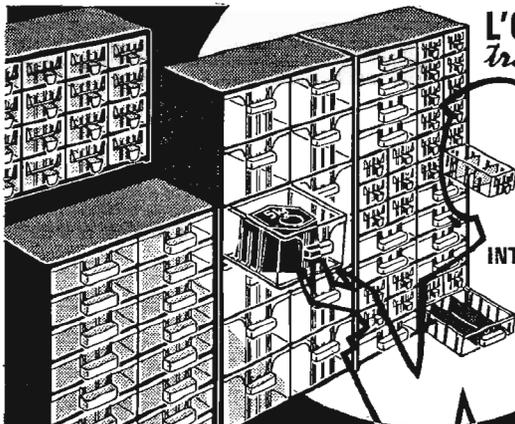
pour vos objets
et
petites pièces



CONTROLEC

L'ORDRE...
transparent!

27
CLASSEURS
RATIONNELS
INTERCOMBINABLES



**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

LECTRONI-TEC, 35801 DINARD

NOM (majuscules SVP)

ADRESSE

UN CADEAU
SPÉCIAL
à tous nos
étudiants

HPS 53

UN GÉNÉRATEUR D'IONS NÉGATIFS

LA lutte contre la pollution de l'air, donc contre ses effets néfastes sur la santé de l'homme, est actuellement à l'ordre du jour. On en parle dans les revues, à la radio et à la TV, et les cris d'alarme poussés par les biologistes doivent être pris au sérieux.

On a constaté en effet, depuis de nombreuses années, que l'action bienfaisante de l'air de la campagne et de la montagne est due à la présence dans cet air d'ions **négatifs**, alors que l'air des villes contient des ions **positifs**.

Qu'est-ce qu'un ion ? C'est un atome portant une charge électrique, c'est-à-dire un atome « anormal », puisque la charge positive du noyau est égale à la charge négative de l'ensemble des électrons dans un atome « normal », qui est neutre. Mais il se produit, au sein des molécules d'un corps, des échanges d'électrons entre atomes : certains perdent des électrons, d'autres en fixent en supplément. On comprend que les premiers deviennent positifs, et les seconds négatifs.

Dans une atmosphère contenant des ions positifs, il convient donc d'injecter une quantité suffisante d'ions négatifs pour lui rendre une pureté aussi proche que possible de celle du grand air. A l'heure actuelle, les ions négatifs sont utilisés dans les établissements de soins pour le traitement des affections des voies respiratoires. Sous leur influence,

on constate également une accélération de la guérison des brûlures graves, de la cicatrisation des plaies, entre autres.

Dans un appartement ou une salle de travail, l'air « régénéré » par les ions négatifs produit chez tous les sujets qui en font l'expérience, un effet tonique et une sensation d'euphorie. Nous l'avons personnellement vérifié, et nous considérons que cet euphorisant est de beaucoup préférable aux nombreuses spécialités pharmaceutiques qui tendent vers le même but.

PRINCIPE DU GÉNÉRATEUR

Le schéma dont nous nous sommes inspiré a été publié, il y a de nombreuses années, dans une revue française, l'article étant lui-même adapté d'une revue étrangère. Le schéma d'origine est reproduit sur la figure 1.

Un oscillateur H.F. est construit autour du tube de puissance V₁. Ce tube est, du point de vue de sa tension anodique,

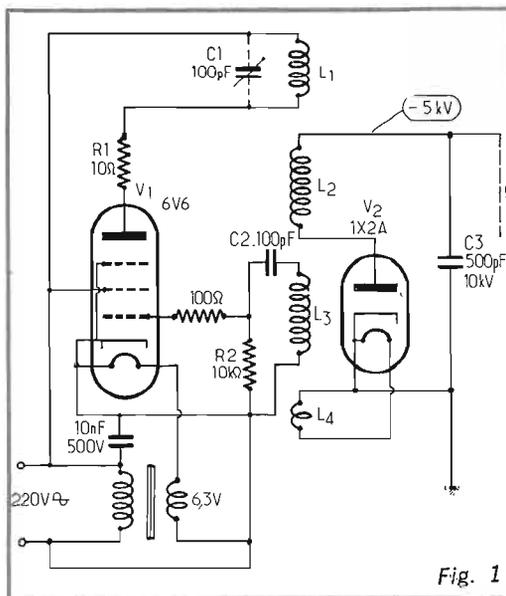


Fig. 1. — Nous n'avons pas intitulé cet article « les liaisons dangereuses » parce que l'amateur n'a rien à craindre en dépit des 5000 V délivrés par le montage. Il s'agit en fait d'un montage oscillateur qui se bloque immédiatement dès que l'on touche par inadvertance la sortie. Nous ne recommandons pas aux amateurs d'essayer mais de prendre quelques précautions afin d'éviter ces secousses désagréables. Il s'agit là du schéma de base du montage.

alimenté directement en alternatif. Il redresse donc lui-même son courant, mais il en résulte qu'il ne fonctionne que pendant chaque demi-période, ce qui d'ailleurs ne présente aucun inconvénient pratique. L'oscillation est obtenue par couplage inductif entre circuits de grille et d'anode (bobine L_3 et L_1). La tension alternative est multipliée par la bobine élévatrice L_2 , puis redressée par la diode V_2 , et filtrée par le condensateur C_3 . On obtient ainsi une tension continue (ou presque...) de l'ordre de 5 kV. Cette tension est appliquée à une grille ionisante g.i. Et pour améliorer la diffusion des ions dans l'air, le montage original prévoit un ventilateur placé derrière cette grille.

RÉALISATION PRATIQUE

Différentes considérations nous ont amené à modifier le montage d'origine, surtout en ce qui concerne les composants : élimination d'éléments désuets ou difficiles à trouver, et aussi de délicats travaux de bobinage de nature à rebuter l'amateur. En fin de compte, grosse économie de temps, de peine, et même d'argent, pour la réalisation du générateur.

Voyons successivement ces modifications.

LES BOBINES

La bobine élévatrice L_2 , primitivement composée de six galettes en nid d'abeille, est remplacée par l'enroulement T.H.T. d'un transformateur de sortie lignes pour téléviseur. Il ne s'agit pas de sacrifier un composant neuf, mais de récupérer la bobine T.H.T. sur un transformateur remplacé pour cause de défectuosité du primaire (c'est le cas le plus fréquent). Nous avons utilisé un OREGA 3045, mais tout autre transformateur moderne peut convenir.

Comme le montre la figure 2, la bobine est enfilée sur un tube de carton bakélinisé de diamètre convenable. Dans notre cas, une légère difficulté a surgi, car nous ne disposions que de tube de 18 mm, trop gros pour entrer dans L_2 . Il a donc fallu fabriquer le mandrin en trois morceaux A-B-C, B étant de diamètre plus faible. Ces trois tronçons sont collés par leur tranche avec de la colle au cyanoacrylate ; il va sans dire que les sections doivent être bien dressées, et qu'un léger passage à la râpe fine donne plus d'adhérence à la colle, qui, pour être « miraculeuse », ne demande pas moins des précautions d'application.

Lorsque l'assemblage (s'il est nécessaire) est sec, on bobine L_1 , soit 100 spires de fil émaillé de 25/100 mm, tout contre L_2 , le plus régulièrement possible, et de sorte que la largeur de l'enroulement n'excède pas 3 mm. Pour faciliter la superposition sans glissement des couches, il faut placer sur le mandrin une joue provisoire J, rondelle de bakélite maintenue par du scotch. De plus, à la fin de chaque couche, on la badigeonne de vernis cellulosique (le vernis à ongles de Madame fait très bien l'affaire, et d'autant mieux qu'il est plus vieux, donc plus épais). On procède de la même façon pour L_3 , qui comporte 60 spires de même fil, bobinées toujours tout contre L_2 . Bien entendu, on laisse quelques centimètres de fil libres à l'entrée et à la sortie de chaque bobine. Quand le vernis est bien sec, on enlève le scotch et les joues provisoires.

En prévision de la fixation du mandrin sur le châssis, une pièce cylindrique isolante D_7 est enfilée à force et collée. Cette pièce est traversée d'un bouton b de 3 mm de diamètre, tête à l'intérieur.

LES TUBES

Sur le schéma d'origine, le tube VI était un 6 V 6, qui ne figure plus maintenant dans les catalogues. Aussi l'avons-nous remplacé par un EL300 (ou 6FN5), longtemps utilisé comme tube de puissance lignes sur les téléviseurs NB, et toujours livrable. Dans certains montages de bases de temps lignes, ce tube, dont la résistance de fuite de grille atteint plusieurs mégohms, finit par acquérir un courant inverse de grille, tendant à rendre celle-ci positive. Il s'ensuit une augmentation progressive de la largeur de l'image, préjudiciable à la durée de vie du tube et du transformateur de sortie. Le seul remède est alors de mettre un tube neuf, mais l'ancien demeure utilisable pour la présente application, du fait de la faible valeur de la résistance de grille R_2 . Voilà donc un tube qui ne coûte rien. Il se monte sur un support octal, en stéatite de préférence, mais pas obligatoirement. Le brochage est représenté sur la figure 3. Le chauffage se fait sous 6,3 V, 1,65 A.

Le tube redresseur T.H.T. 1 X 2 A, chauffé sous 1,25 V, 0,2 A, est encore plus difficile à trouver ! Mais, comme nous récupérons un transformateur de lignes, nous disposons de sa valve DY802 (1,4 V et 0,6 A). Même si ce tube est « fatigué », il est parfait pour cette réalisation, car il va n'avoir à débiter que... 2 μ A environ ! Donc, deuxième tube gratuit.

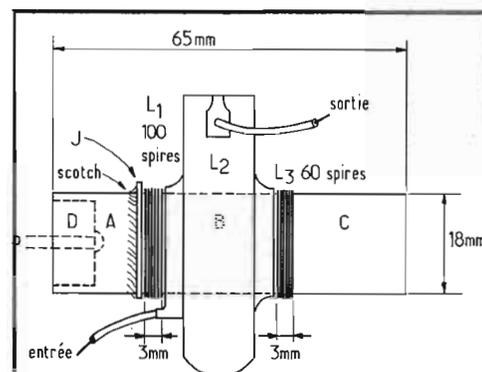
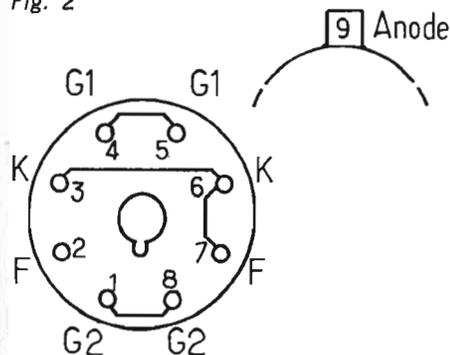


Fig. 2



EL300/6FN5 Fig. 3

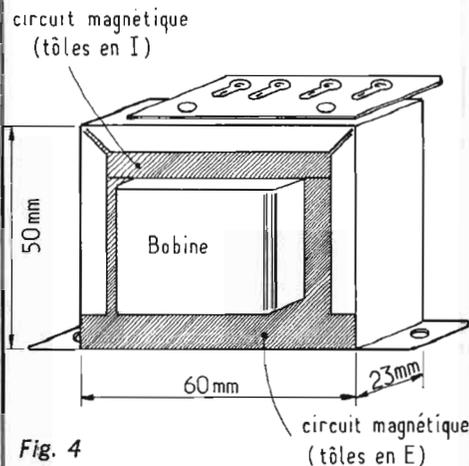


Fig. 4

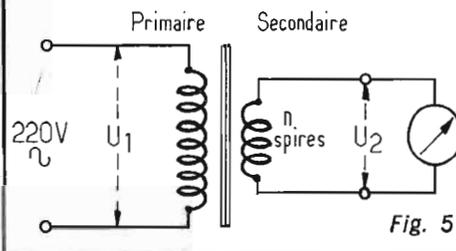


Fig. 5

Fig. 2 à 5. — Au niveau de la réalisation pratique ces dessins seront très utiles. La bobine sera enfilée sur un tube de carton bakélinisé. Les liaisons à effectuer sur le culot du tube EL300 seront courtes de préférence. Le rapport de transformation pourra être simplement calculé.

LE TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION

La seule solution techniquement correcte d'obtenir la tension de chauffage de V_2 est le transformateur. Ce dernier est aussi un composant de récupération : c'est tout bonnement un ancien transformateur de modulation pour récepteur radio à tubes. Mais la section de son circuit magnétique doit être suffisante pour qu'il puisse délivrer sans échauffement notable la puissance nécessaire. La figure 4 montre l'aspect et les dimensions extérieures du modèle à adopter.

Nous avons la chance de posséder un transformateur AUDAX type 2020, dont le rapport de transformation est de 30. En connectant son primaire à un réseau de 220 V, on obtient au secondaire 7,5 V à vide, et 6 V en charge, c'est-à-dire alimentant le filament du tube EL300. La chute de tension en charge est due aux résistances ohmiques du primaire et du secondaire, et entraîne un léger échauffement du transformateur, ce qui n'est absolument pas grave.

Voyons maintenant le cas d'un transformateur de caractéristiques inconnues. On peut toujours le modifier, s'il ne répond pas aux conditions ci-dessus énoncées, en suivant un processus très simple que voici :

— Injecter dans le primaire une tension de 220 V à 50 Hz. Cette opération est toujours possible sans danger à condition que le transformateur ne présente pas de court-circuit interne.

— Mesurer la tension U_2 au secondaire (fig. 5) à l'aide d'un contrôleur alternatif. **Noter** cette tension.

— Démontez le transformateur et retirez la bobine.

— Enlever l'enroulement secondaire (gros fil) en comptant le nombre de spires. **Noter** ce nombre que nous appellerons n .

— Soit U_3 la nouvelle tension à obtenir (7,5 à 8 V). Soit x le nouveau nombre de spires à bobiner. La tension au secondaire étant proportionnelle au nombre de spires, on a :

$$U_2/U_3 = n/x$$

C'est-à-dire : $xU_2 = nU_3$, et finalement : $x = nU_3/U_2$

Pour bobiner le nouveau secondaire, on conservera la même section de fil (de l'ordre de 60/100 mm), car il faut penser à l'encombrement, d'autant plus qu'il y a lieu de réserver la place suffisante pour un autre enroulement, destiné à délivrer le courant de chauffage du tube DY802. En effet, le tube redresseur T.H.T. de la figure 1 était chauffé en H.F. par une spire L_1 couplée à L_3 . Or, les essais que nous avons faits ont échoué, du fait

de l'intensité de chauffage triplée par le changement de type de tube. Mais, le filament du DY802 étant au potentiel du châssis, il est possible de l'alimenter en 50 Hz. L'enroulement de chauffage sera réalisé en fil émaillé de 45 à 50/100 mm, et séparé du premier par une mince couche de scotch. Quant à son nombre de spires, on le déduit du nombre n trouvé plus haut, au moyen de la même formule.

Il ne reste plus qu'à réassembler le transformateur, en vérifiant que la bobine

passe avec un jeu suffisant dans la fenêtre du circuit magnétique. Ce dernier est formé de tôles en E et de tôles en I, entre lesquelles on trouve habituellement une cale d'entrefer en carton. Cette disposition est destinée à éviter la saturation magnétique du transformateur quand il est employé en B.F., mais ici, il est utilisé en alimentation, et la cale peut être supprimée. Si on le fait, on constate un léger accroissement des tensions secondaires, le couplage avec le primaire devenant plus serré.

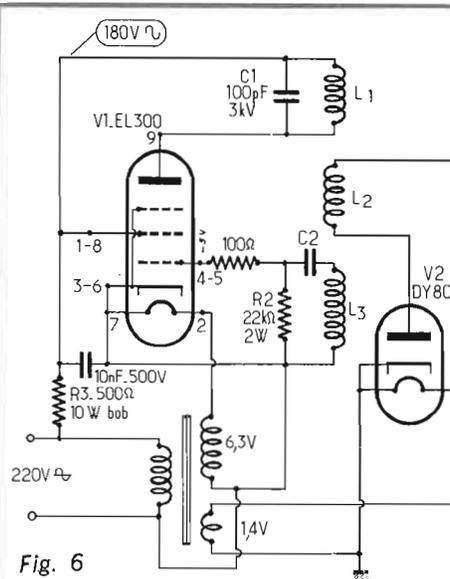


Fig. 6

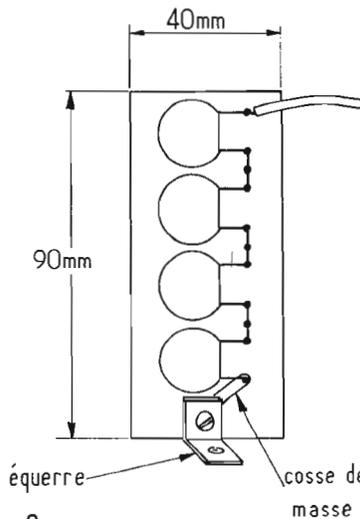


Fig. 8

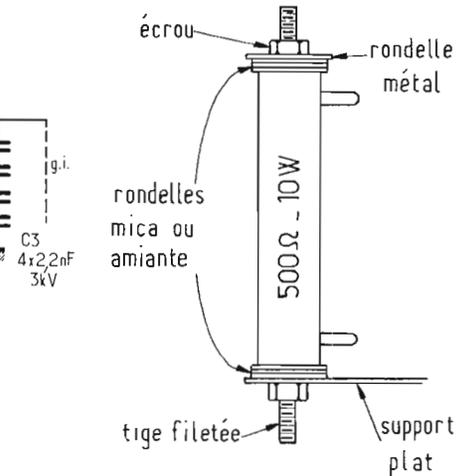


Fig. 7

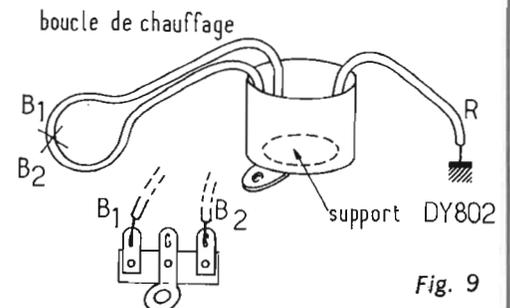


Fig. 9

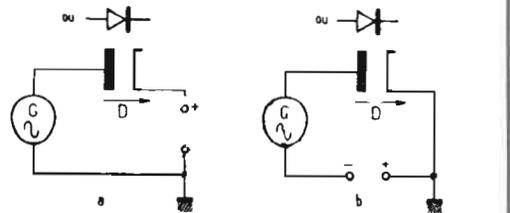


Fig. 10

Fig. 6 à 10. — La figure 6 présente le schéma de principe définitif du montage en question. La résistance de 500 Ω sera montée sur une petite plaquette support à l'aide d'une tige filetée de 3 mm, d'écrous et de rondelles isolantes de mica ou d'amiante. Le condensateur de filtrage C8 est difficile à trouver, en conséquence on utilisera la méthode pratique de la figure 8. Comme le précise la figure 9, la boucle de chauffage de la DY 802 sera coupée en son milieu d'où les sorties B_1 et B_2 soudées à la barrette relais.

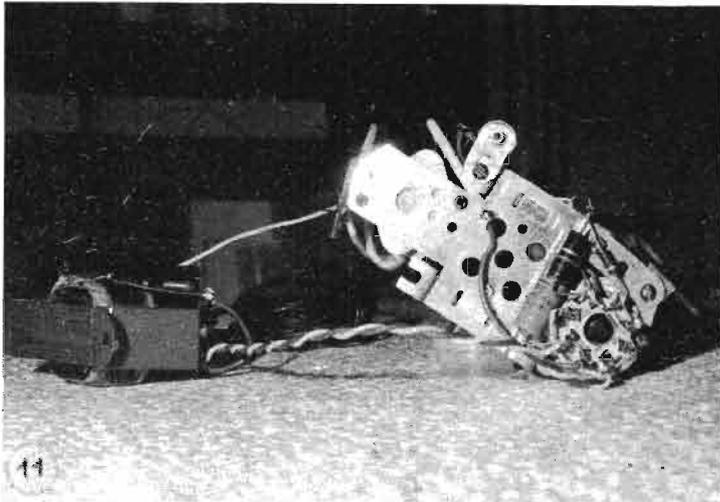


Fig. 11

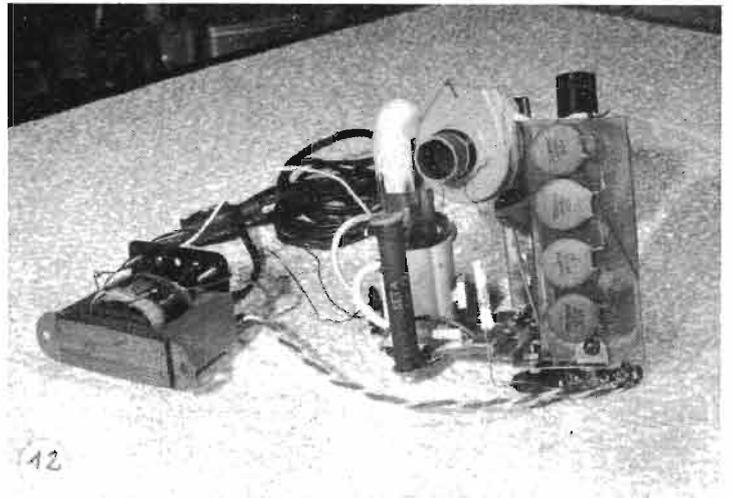


Fig. 12

LES AUTRES COMPOSANTS

La figure 6 donne le schéma définitif. Le condensateur ajustable C_1 de la figure 1 accorde le circuit d'anode de V_1 . Nous avons mis un condensateur fixe céramique de 100 pF, 3 kV, sans inconvénient. La résistance R_1 est supprimée. R_2 prend la valeur normalisée de 22 k Ω . La résistance R_3 abaisse la tension anodique à 180 V; en effet, au cours des essais avec 220 V, nous obtenions plus de T.H.T., mais avec des risques d'amorçage entre L_1 et L_2 , et l'écran de V_1 rougissait. Cette résistance est montée sur une petite plaquette-support à l'aide d'une tige filetée de 3 mm, d'écrous et de rondelles isolantes de mica ou d'amiante (pas de bakélite) : fig. 7.

Le condensateur de filtrage C_2 est difficile à trouver. Nous l'avons remplacé par quatre éléments de 2,2 nF (ou 2 200 pF) en série, tension de service 3 kV, ce qui donne une grande marge de sécurité. Les quatre condensateurs sont fixés sur une plaque isolante (plexi-glas par exemple), simplement par leurs sorties passées dans de petits trous. La sortie du bas est connectée par une cosse à un boulon portant en même temps une équerre pour la fixation de la plaque (fig. 8).

Enfin, on prépare les connexions du support de la valve T.H.T. Comme on le voit sur la figure 9, la boucle de chauffage est coupée en son milieu, d'où les sorties B_1 et B_2 , qui seront soudées à un relais de câblage pour être raccordées au secondaire 1,4 V du transformateur. Ce procédé permet d'éviter le difficile démontage du support du tube. Comme,

d'autre part, le fil de sortie T.H.T. R est déjà relié au filament, il suffit de couper ce fil qui va, dans ce montage, être relié à la masse.

En effet, soit un générateur de tension alternative G et un redresseur D, qui peut être un tube, ou bien un semi-conducteur (fig. 10 a et b).

Le redresseur conduit toujours dans le sens de la flèche, mais il est possible d'obtenir une tension redressée **positive** par rapport à la masse en a, et au contraire, **négative** par rapport à la masse en b. La seule différence réside dans la position des bornes « + » et « — » dans le circuit.

L'ASSEMBLAGE

On commence par fixer le support du tube EL300 au bâti du transformateur T.H.T. (fig. 11). On remarquera une pièce provenant d'un jeu de constructions mécaniques très connu. Ensuite, on câble le dit support, en s'aidant des figures 3 et 6, et l'on prépare les connexions de chauffage (fils torsadés) allant au transformateur d'alimentation. Une autre petite pièce plate sert à fixer la tige-support de la résistance R_3 .

Sur la figure 12, on voit l'ensemble « debout ». Le mandrin des bobines est fixé au bâti principal par le moyen décrit sur la figure 2. On observera que le câblage est effectué « en l'air », c'est-à-dire qu'il n'y a aucun relais de câblage aux « points chauds », par exemple entre le condensateur C_2 (disposé verticalement) et la bobine L_1 . Cette simplifica-

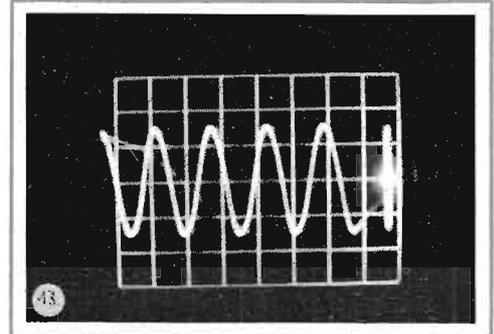


Fig. 13

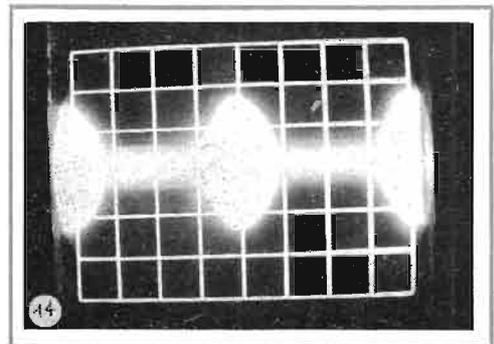


Fig. 14

Fig. 13 et 14. — Le signal pourra être visualisé sur l'écran d'un oscilloscope en introduisant simplement la pointe de la sonde, dans le tube de carton. Le même signal d'une vitesse de balayage supérieur apparaît sur la figure 14.

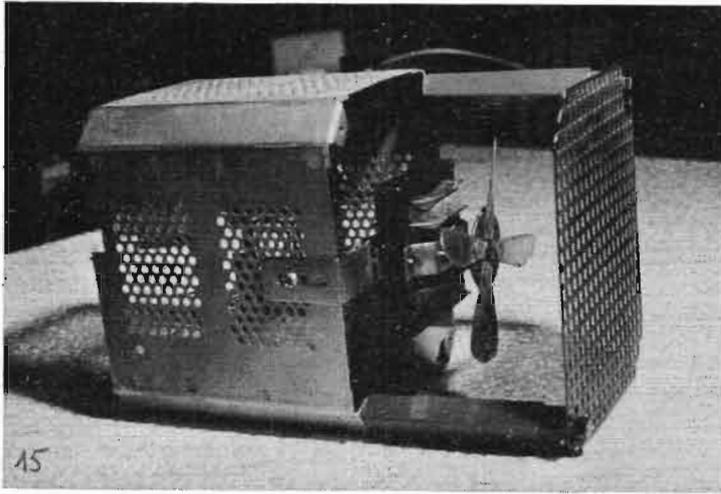


Fig. 15

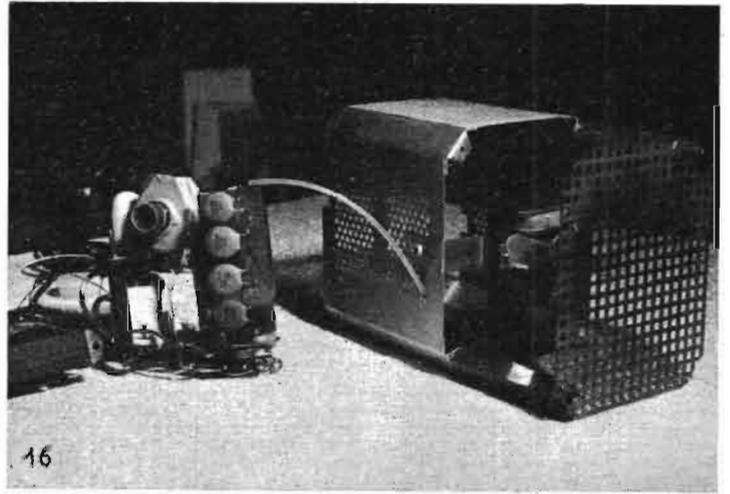


Fig. 16

tion ne nuit pas à la rigidité d'un appareil destiné à demeurer à poste fixe. Il n'en irait évidemment pas de même pour une réalisation industrielle pouvant être transportée.

A ce stade de la construction, il est indispensable d'essayer le montage électronique. On sait que l'oscillation H.F. ne peut se produire que pour un seul sens de couplage des bobines L_1 et L_2 . Il convient donc de connecter d'abord L_1 dans n'importe quel sens, puis de connecter ensuite L_2 entre C_2 et la cathode de V_1 . Si, après trente secondes de chauffage, on ne peut tirer une étincelle de la borne supérieure de l'ensemble de condensateurs, C_2 , c'est que la phase est incorrecte, et il faut alors croiser les sorties de L_2 .

Pour nos lecteurs qui possèdent quelques appareils de mesures, voici des indications complémentaires :

— La T.H.T., mesurée avec un voltmètre électronique muni de la sonde spéciale, est d'environ 5,5 kV.

— La tension négative sur la grille de V_1 , toujours avec un voltmètre électronique, est de — 5 V.

— Le signal, vu à l'oscilloscope, est recueilli en introduisant simplement la pointe de la sonde dans le tube de carton bakéllisé, apparaît comme sur la figure 13, où l'amplitude est de 5 V/cm et la vitesse de 1 μ s/cm. On en déduit que la fréquence réelle est d'environ 660 kHz. Le même signal, vu à la vitesse de 5 ms/cm, apparaît comme sur la figure 14. Il est clair que l'oscillation ne se produit, comme prévu (tube V_1 auto-redresseur), que pendant chaque demi-période du secteur (plages renfilées). De

même, son amplitude varie selon une loi sinusoïdale, comme la tension alternative de la source.

La figure 15 montre le boîtier métallique de l'appareil. Il faut en effet prévenir le rayonnement, car cet oscillateur HF est un véritable émetteur, situé dans la gamme P.O. de radio-diffusion, près de la station de Lyon en ce qui nous concerne. Nous avons utilisé une « cage » d'ancien transformateur T.H.T. datant de l'époque des volumineux téléviseurs « 70 ». Cette pièce de récupération nous a permis d'obtenir un blindage-support à quatre faces, et de l'ancien « couvercle », nous avons fait sans modification la grille ionisante. Deux supports isolants (ex-crayons à bille) fixent cette grille à la cage au moyen de boulons ne pénétrant que d'un centimètre à chaque extrémité.

Comme il faut, d'autre part, forcer l'air ambiant à travers la grille, afin de le charger en ions négatifs, un ventilateur est nécessaire. Le nôtre a été construit à partir d'un ancien moteur d'électrophone, coupable de vibrations quand son axe était normalement dans la position verticale. L'hélice est faite d'un disque à moyeu (encore une ancienne pièce du jeu de constructions) et de quatre pales découpées dans de la tôle d'aluminium (lames d'ancien gros C.V.), rivées sur le disque et chantournées dans le sens convenable. Le ventilateur est fixé simplement à la cage par une équerre. Son moteur est évidemment commuté en 220 V, et connecté aux bornes d'arrivée du secteur.

Bien entendu, on peut concevoir un coffret métallique plus évolué, avec fond arrière et blindage plus complet. Mais

il doit demeurer aéré. De même, si l'on veut éviter de recevoir un choc (non dangereux !), on peut enfermer le tout dans un capot isolant, mais toujours en ménageant des orifices de ventilation, c'est-à-dire des prises d'air à l'arrière.

Il est encore possible d'ajouter un interrupteur, un voyant de marche (néon 220 V par exemple). Nous laissons à ce sujet toute initiative à l'amateur soucieux de présentation...

Il reste à fixer, à l'intérieur de la cage métallique, le bâti du transformateur T.H.T., et, près de l'arrière, le transformateur d'alimentation. Cette opération se passe de commentaires. La figure 16 montre l'ensemble électronique près de sa cage. Un morceau de câble « T.H.T. », partant du groupe de condensateur C_2 , est soudé à la grille ionisante, en haut et sur sa face interne.

Nous précisons encore que l'appareil absorbe au total 265 mA sous 220 V soit 58 VA. Le débit moyen du tube V_1 est de 80 mA, ce qui lui assure une très longue durée de vie.

EN CONCLUSION

Notre réalisation personnelle fonctionne sans défaillance, dans notre laboratoire, depuis de nombreuses semaines. Et nous répétons, en toute impartialité, comme nous l'avons dit au début de cet article, que la sensation de légère euphorie qu'il procure n'est pas simplement le produit de l'imagination.

P. BROSSARD

Photos : G. CHAMPREMIER.

INITIATION

aux circuits intégrés logiques

(Suite, voir N° 1490)

LE comptage est l'opération logique la plus fréquemment utilisée par l'amateur. Que ce soit en comptage de temps (horloge numérique), comptage d'objet ou bien comptage de périodes dans un fréquencemètre. Dans le présent article nous allons voir et utiliser quelques types de bascules.

I. LES BASCULES

A - BASCULE R.S. (figure 1)

Elle se présente à nous, avec ses deux entrées, et ses deux sorties. On la réalise simplement à l'aide de deux NAND.

Les sorties Q et \bar{Q} sont toujours l'inverse l'une de l'autre. La véritable sortie est la sortie Q (\bar{Q} étant une sortie complémentaire).

Les entrées \bar{S} et \bar{R} sont en l'air (donc à 1) en temps normal. Si nous relierions \bar{S} à la masse, le premier NAND aura sa sortie à 1. Le deuxième aura ses deux entrées à 1.

Le deuxième NAND aura à ce moment-là, sa sortie à l'état bas. Cette sortie étant reliée à l'entrée du premier, on ramène un zéro sur cette entrée.

L'état 1 de la sortie sera alors conservé même si \bar{S} n'est plus relié à la masse.

On suit un raisonnement identique pour \bar{R} . La sortie sera à zéro si cette entrée est reliée à la masse.

Résumé :

- Contact bref de l'entrée \bar{S} avec la masse = sortie Q à 1.
- Contact bref de l'entrée \bar{R} avec la masse = sortie Q à 0.

L'état est conservé après le contact ; si l'on fait plusieurs contacts sur la même ent., le seul premier est actif.

B - BASCULE R.S.H. (figure 2)

On rajoute à la bascule précédente une entrée horloge de validation.

Les données présentes sur les entrées S et R ne sont prises en compte que pendant le temps où H (horloge) est à 1.

S & H à 1 entraîne $Q = 1$
 R & H à 1 entraîne $Q = 0$

Note : Dans les représentations, si l'on note une entrée en la barrant (\bar{S} par exemple) cela signifie qu'elle est active par mise à zéro, et inversement une entrée non barrée (S par exemple) est active à l'état 1.

C - BASCULE D (figure 3)

Similaire à la bascule RSH, l'entrée S est attaquée directement par D , et R par \bar{D} .

Au coup d'horloge la sortie Q prend l'état présent sur D .

Note : Dans les circuits intégrés contenant des bascules D, celles-ci sont le plus souvent réalisées à l'aide de bascules JK. Celles-ci présentent de nombreux avantages. Néanmoins pour nous le principe reste sensiblement le même.

D - BASCULE J.K. (figure 4)

Nous trouvons deux entrées J et K , une entrée horloge et les sorties Q et \bar{Q} .

Pour cette bascule les entrées ne sont actives que lors des impulsions d'horloge.

Au moment du top d'horloge : $J = 0$ et $K = 0$ la sortie Q ne change pas d'état.

$J = 1$ et $K = 1$ la sortie Q s'inverse par rapport à l'état précédent.

$J = 1$ et $K = 0$ la sortie $Q = 1$ quelque soit l'état précédent.
 $J = 0$ et $K = 1$ la sortie $Q = 0$ quelque soit l'état précédent.

E - APPLICATION : DES CIRCUITS ANTI-REBONDS

Très souvent lorsque l'on désire utiliser ou tester des bascules ou compteurs, il est nécessaire d'avoir un signal à flanc raide obtenu par commande manuelle (poussoir par exemple).

Les interrupteurs ou poussoirs habituels présentent l'inconvénient de rebondir et de ce fait délivrent une salve d'impulsions.

La bascule RS nous l'avons vu, offre l'avantage de prendre l'état donné par la première impulsion et reste insensible aux suivantes (sur la même entrée bien sûr) figure 5. Les résistances de $4,7\text{ k}\Omega$ assurent un très bon niveau 1 aux entrées normalement en l'air.

Par la suite nous utiliserons toujours un circuit comme celui-ci, pour envoyer une impulsion.

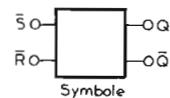
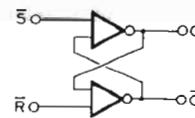


Fig. 1 - Bascule RS.

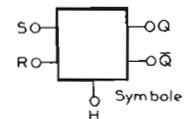
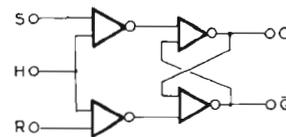


Fig. 2 - Bascule RSH.

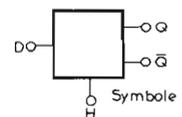
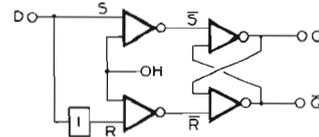


Fig. 3 - Bascule D.

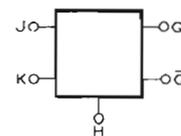


Fig. 4 - Bascule JK.

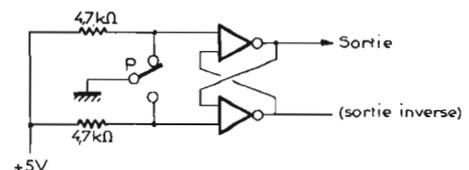


Fig. 5 - Circuit anti-rebond.

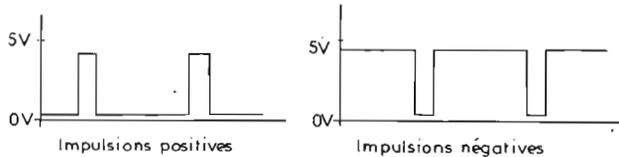


Fig. 6

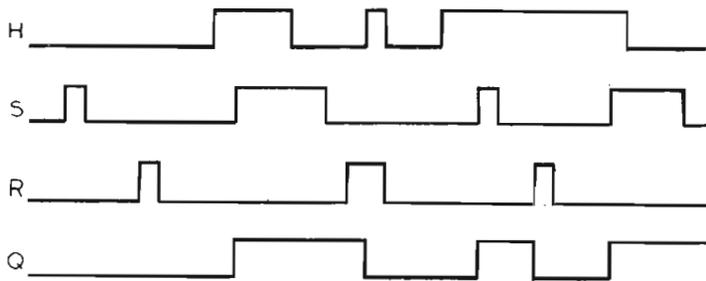


Fig. 8 - Diagramme de fonctionnement bascule RSH.

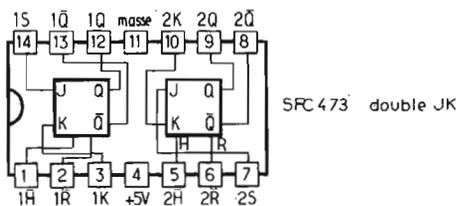


Fig. 10

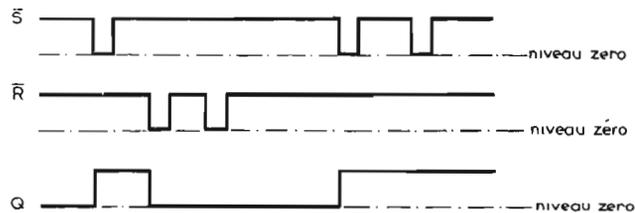


Fig. 7 - Diagramme de fonctionnement d'une bascule RS.

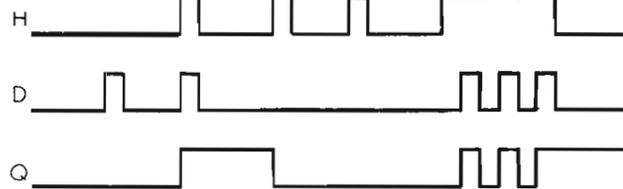


Fig. 9 - Fonctionnement bascule type D.

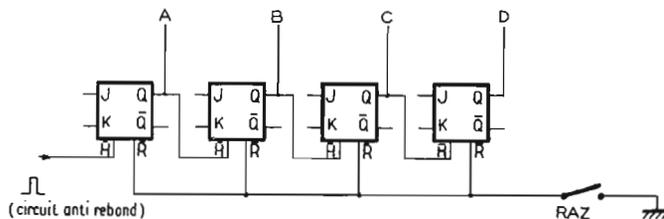


Fig. 11 - Compteur binaire.

Suivant le sens de branchement du poussoir nous obtenons à chaque pression, soit une impulsion positive, soit négative (fig. 6).

II. MANIPULATIONS SUR LES BASCULES

A - BASCULE R.S.

Réalisez à l'aide de 2 NAND d'un SFC400 une bascule R.S. (fig. 1).

Connectez un témoin lumineux sur la sortie Q et éventuellement un second sur la sortie \bar{Q} . Reliez un court instant l'entrée S à la masse, quelque soit l'état où elle se trouvait auparavant. La sortie Q est maintenant à l'état 1. Toutes nouvelles actions sur S sont sans effet.

Reliez R à la masse. Q passe à l'état zéro (diagramme de fonctionnement figure 7).

B - BASCULE R.S.H.

A votre montage précédent, rajoutez les deux autres NAND du SFC400 (fig. 2).

Les commandes sont réalisées par mise à l'état 1 et elles ne sont prises en compte que lorsque l'entrée H (horloge) est aussi à

l'état haut. Vous obtenez le diagramme de fonctionnement de la figure 8.

C - BASCULE D

Rajoutez un inverseur entre les deux entrées de la bascule précédente, vous obtenez un modèle de bascule D (fig. 3).

Le diagramme de fonctionnement vous est donné figure 9.

D - BASCULE J.K.

Pour l'essai de ce type de bascule, nous utiliserons le circuit intégré SFC473 qui contient deux bascules J.K. indépendantes (brochage fig. 10).

Pour chaque bascule nous avons une entrée J, une entrée K, une entrée H, une entrée de remise à zéro R, les sorties Q et \bar{Q} .

Montez le circuit intégré sur le support d'essai, connectez le +5V et la masse. Branchez un témoin lumineux sur chaque sortie (ou bien un seul sur la sortie Q).

L'entrée R (remise à zéro) étant indépendante de l'horloge, faites un contact bref entre cette entrée et la masse. A partir de ce moment la sortie Q est à zéro.

Essai proprement dit :

— reliez l'entrée K à la masse (à zéro)

— l'entrée J reste en l'air (à 1)
— envoyez une impulsion positive sur l'entrée horloge à l'aide d'un circuit anti-rebond. La sortie Q passe à 1

— avez-vous noté sur quel flanc de l'impulsion (montant ou descendant) la bascule a changé d'état ?

— reliez J à la masse (à zéro)
— laissez K en l'air (à 1)
— envoyez une impulsion positive d'horloge, la sortie Q passe à zéro

— laissez J et K en l'air (les deux entrées à 1)
— envoyez une impulsion positive d'horloge. Q change d'état et passe à 1

— envoyez une nouvelle impulsion d'horloge, Q change à nouveau d'état.

— à chaque nouvelle impulsion d'horloge, la sortie Q change d'état (Q est toujours l'inverse de Q).

Résumé :

— R est la remise à zéro inconditionnel de la bascule

— les entrées J et K sont commandées par l'horloge

— J pour la remise à 1

— K pour la remise à 0

— les entrées J et K à 1 font changer l'état de la bascule à chaque impulsion d'horloge

— c'est le flanc descendant de l'horloge qui commande la bascule. Ce dernier point est très important.

E - RÉALISATION D'UN COMPTEUR BINAIRE

Monter deux circuits SFC473, c'est-à-dire quatre bascules JK sur une plaquette supports. Réalisez le câblage correspondant au schéma logique de la figure 11. N'oubliez pas de brancher l'alimentation et la masse.

Chaque bascule divise par deux. Son entrée H est commandée par la sortie Q de la bascule précédente.

— Faire la mise à zéro par un contact bref de la RAZ.

— Envoyez une impulsion, la sortie A passe à 1.

— A chaque impulsion le compteur prend une configuration différente. Voir tableau 1.

Vous avez sans doute remarqué que l'état des différentes sorties correspond au comptage binaire de 0 à 15. Nous pouvons rajouter d'autres bascules à ce compteur, pour pouvoir compter des nombres beaucoup plus grands.

F - RÉALISATION D'UN COMPTEUR PAR 10

L'intérêt d'un comptage par 10 n'échappera à personne.

TABLEAU I

N° des impulsions	D	C	B	A
RAZ	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1
16	0	0	0	0
17	0	0	0	1
18	0	0	1	0
			etc.	

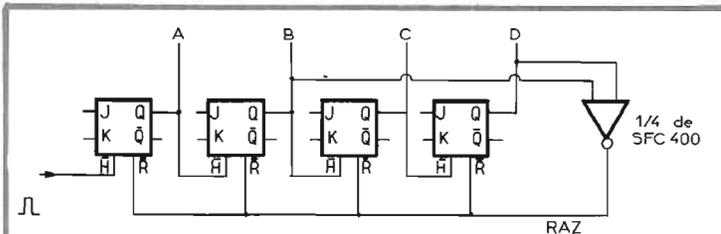


Fig. 12 - Compteur décimal.

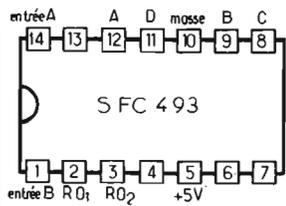


Fig. 13

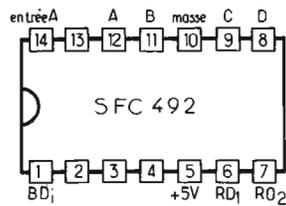


Fig. 14

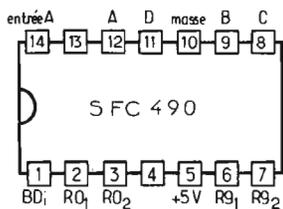


Fig. 15

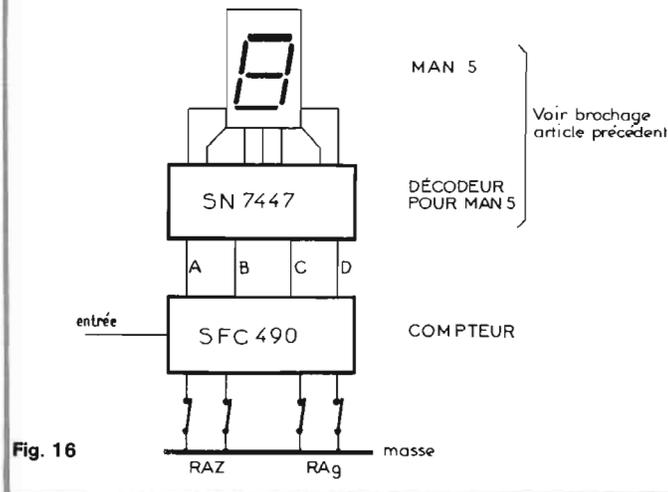


Fig. 16

Ecrivons la suite des chiffres décimaux, nous avons : 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 0, 1, 2, etc.

Il faut donc que la bascule se remette à zéro à la 10^e impulsion pour commencer un nouveau comptage.

La solution consiste à commander la RAZ par la présence du code correspondant à 10, soit 1010. La figure 12 nous en donne le schéma logique.

Le NAND normalement à 1 est sans effet sur la RAZ, par contre lorsque ces deux entrées sont à 1 (ce qui correspond au code du Nombre 10) sa sortie est à zéro et il commande alors la RAZ générale.

Vous pouvez faire suivre votre compteur d'un circuit décodeur BCD décimal du type SFC447, pour commande d'un affichage 7 segments (voir article précédent).

III. UTILISATION DES COMPTEURS INTÉGRÉS

A - COMPTEUR BINAIRE QUATRE BIT TYPE SFC493 (brochage fig. 13)

Nous trouvons dans ce circuit le dernier montage réalisé. Les entrées du NAND ne sont pas reliées afin de permettre la réalisation de n'importe quelle combinaison. (La RAZ est faite en portant les deux entrées à 1 ou en les laissant tout simplement en l'air ; pendant le comptage il est nécessaire d'avoir au moins une entrée à zéro).

Autres particularités : la sortie Q de la bascule A n'est pas reliée à l'entrée de la bascule B, ceci pour permettre le comptage direct par 8.

On reliera extérieurement les pattes 1 et 12 du circuit pour les comptages supérieurs à 8.

B - COMPTEUR DIVISEUR PAR 12 TYPE SFC492 (figure 14)

La RAZ est effectuée dans les mêmes conditions que le compteur précédent.

a) quand on l'utilise en diviseur par 12, la sortie A est reliée à l'entrée BDi, dans ce mode les sorties A, C, D donnent respectivement les divisions par 2, 6, 12.

b) quand la connexion entre A et BDi n'est pas réalisée, et que les impulsions sont appliquées à l'entrée BDi, il en résulte une division par 3 et 6 sur les sorties C et D. Dans ce mode la bascule A

peut être utilisée indépendamment, excepté pour la remise à zéro qui est commune.

C - COMPTEUR PAR 10 TYPE SFC490

On pourrait qualifier ce circuit de « petite merveille ». Toutes ses caractéristiques le rendent d'un usage facile pour l'amateur. En effet, il a été prévu pour compter par 2, 3, 4, 5, 6, 8, 9, 10 sans élément extérieur. (Le comptage par 7 nécessitant un NAND externe à trois entrées) Les divisions de fréquence sont effectuées par n'importe quel nombre sans éléments externes. Le brochage figure 15.

Utilisation :

- Montez un SFC490 sur une plaquette support
- Reliez la sortie A à l'entrée BDi.
- Reliez une entrée (ou les deux) RO à la masse.
- Reliez également une entrée R9 ou les deux à la masse.
- Connectez l'alimentation.
- Envoyez sur l'entrée A les impulsions à compter.

Vous pouvez pour plus de clarté utiliser un affichage (fig. 16).

Vérifier également que là aussi c'est le flanc descendant de l'impulsion qui commande la décade.

Remise à zéro = mettre les deux entrées RO à 1 (en les débranchant de la masse).

Remise à 9 = mettre les deux entrées R9 à 1 (en les débranchant de la masse).

Vous vérifierez la nécessité d'employer un circuit anti-rebond en utilisant un poussoir relié à la masse, et à l'entrée A. Mais peut-être l'avez-vous vérifié malgré vous par précipitation. Si cela est, rappelez-vous que la précipitation en matière de logique est très coûteuse et source de déboirs et d'échecs.

Comptage par un nombre autre que 10
Nous utilisons toujours le circuit intégré SFC490.

- Comptage par 2 : utilisation de la bascule A seule.
- Comptage par 3 : reliez les sorties A et B respectivement à RO₁ et RO₂.
- Comptage par 4 : reliez la sortie C à RO₁, RO₂ étant en l'air.
- Comptage par 5 : reliez les sorties A et C respectivement à RO₁ et RO₂.
- Comptage par 6 : reliez les

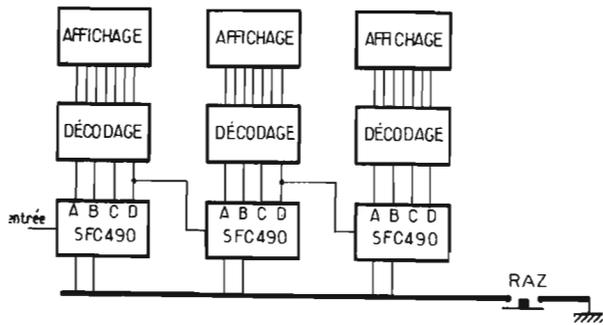


Fig. 17

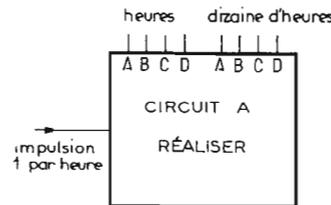


Fig. 18

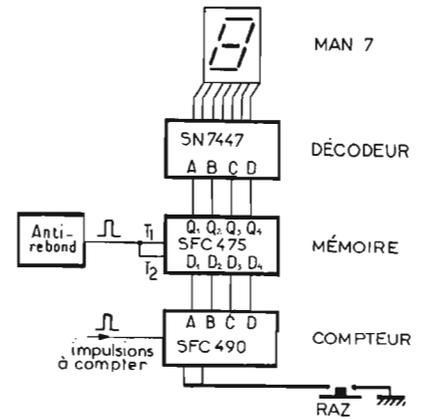


Fig. 19

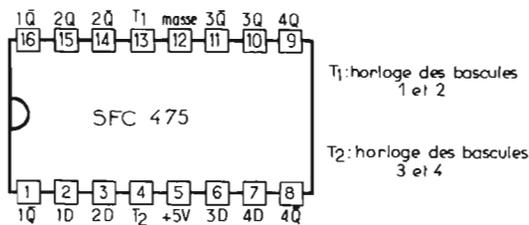


Fig. 20 - Quadruple bascules D.

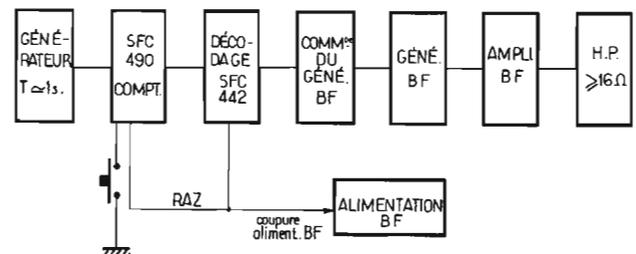


Fig. 21 - Synoptique général du carillon.

sorties B et C respectivement à R_{01} et R_{02} .

— Comptage par 8 : reliez la sortie D à R_{01} , R_{02} étant en l'air.

— Comptage par 9 : reliez les sorties A et D respectivement à R_{01} et R_{02} .

— Comptage par 7 : utiliser un NAND externe à trois entrées, reliées à ABC. La sortie étant reliée à R_{01} , R_{02} en l'air.

Dans le cas d'une division de fréquence par 7, il est possible d'opérer sans éléments extérieurs : on connecte à la masse R_{01} et R_{02} et l'on relie B et C respectivement à R_{91} et R_{92} . Quand la décade arrive à l'état 6, il y a remise à 9. L'impulsion suivante fait passer la décade à zéro.

Il faut donc une impulsion pour arriver à l'état zéro, et 6 autres pour retrouver l'état 6, soit au total $6 + 1 = 7$ impulsions.

Pour tous les comptages et divisions de fréquence autres que par 2, il est nécessaire de relier la sortie A à l'entrée BDi.

Comptage de nombre important (à plusieurs chiffres)

On relie les décades à la suite les unes des autres (fig. 17). La sortie D de la première commande l'entrée A de la suivante, et ainsi de suite.

Suivant les montages la RAZ peut être commune.

Problème : Le mois prochain nous étudierons une horloge numérique. Pouvez-vous établir le schéma du circuit des heures (fig. 18). Il arrive une impulsion par heure, vous en effectuez le comptage avec bien entendu la remise à zéro à 24 heures. Vous pouvez utiliser, si vous le jugez utile, des éléments externes.

D - COMPTAGE AVEC AFFICHAGE MÉMORISÉ

Dans certaines applications, il est souhaitable d'afficher le résultat d'un comptage pendant que s'effectue un nouveau comptage. On utilise alors un élément mémoire entre la décade de comptage et le décodeur (fig. 19).

Fonctionnement : A chaque impulsion positive sur l'entrée T du SFC475, ce circuit recopie sur ses sorties les états présents sur ses entrées. Ce circuit est constitué de quatre bascules D (brochage fig. 20).

Utilisation :

- faire RAZ
- appliquez une impulsion positive sur les entrées T1 et T2 sur SFC475 (on affiche alors zéro)
- envoyez par exemple quatre impulsions sur l'entrée du SFC490 (on affiche toujours zéro)

— envoyez une impulsion positive sur les entrées T1 et T2 (on affiche alors 4)

— faire RAZ (on affiche toujours 4)

— envoyez par exemple huit impulsions sur l'entrée du SFC490 (on affiche toujours 4)

— envoyez une impulsion positive sur les entrées T1 et T2 du SFC475 (on affiche alors 8)

— etc.

Les alimentations

Deux alimentations sont nécessaires. Une de 5V pour les circuits intégrés du générateur, et l'autre de 8 à 10V pour l'amplificateur basse fréquence. En outre, cette seconde alimentation devra être coupée automatiquement lorsque le carillon sera en position d'attente (schéma fig. 26).

De conception très simple, seule l'alimentation de l'amplificateur basse fréquence présente une particularité. Le transistor T9 coupe l'alimentation lorsqu'il est conducteur. Sa conduction est assurée par la présence d'un 1 logique sur sa résistance de base. Or nous voyons que cette résistance est reliée à la sortie de l'inverseur du code zéro, ce point étant, nous l'avons vu, à 1 lorsque le compteur est bloqué.

Réalisation

Les photos 27 et 28 nous mon-

tront l'aspect intérieur et extérieur de la réalisation. Nous avons deux petits H.P. de 8Ω en série, à la place d'un plus gros modèle de 16Ω (la valeur 16Ω peut être plus élevée sans risque, nous disposons en effet d'une grande réserve de puissance).

Nous voyons sortir trois fils du boîtier. Ce sont :

- 1) le fil relié à la masse
- 2) le fil de retour du poussoir de commande
- 3) le fil allant vers la diode de redressement (voir fig. 29).

Pour cette réalisation, nous vous donnons seulement l'implantation et la vue du circuit imprimé de la partie basse fréquence, et des alimentations (la diode de redressement et le condensateur de filtrage ne sont pas sur cette plaquette) photos 30 et figure 31.

Ceci dans le but de vous habituer aux implantations à circuits intégrés. L'utilisation de ces éléments se prêtant parfaitement aux réalisations personnelles par l'amateur (absence de calcul en général), vous serez très souvent amené à dessiner vos propres circuits imprimés. La photo 28 laisse entrevoir la disposition des composants sur le dessus de la plaquette. Vous pouvez vous en inspirer si vous le désirez.

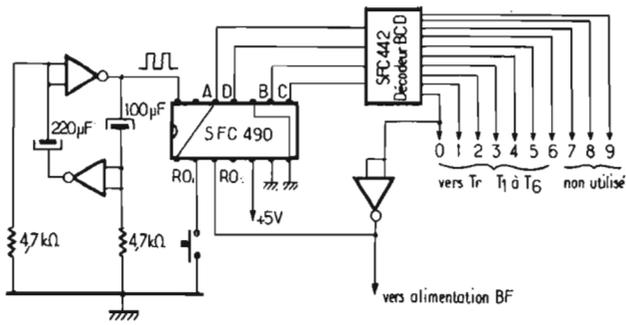
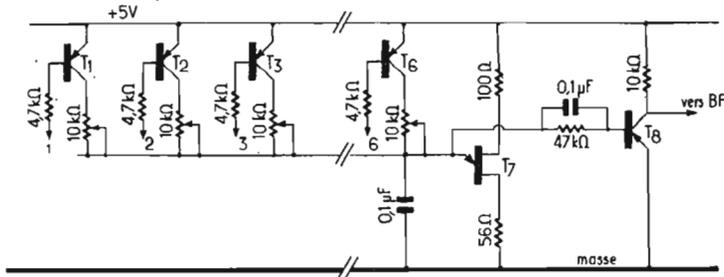


Fig. 22



T₁ à T₆ = 2N 2905
 T₇ = UJT 2N 1671B
 T₈ = 2N 1711

Fig. 23

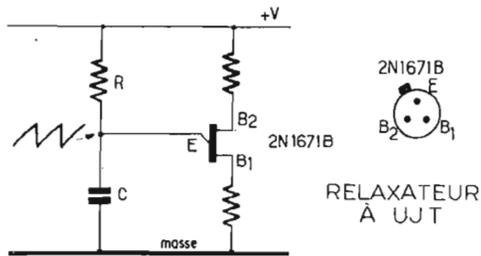


Fig. 24 - Relaxateur à UJT.

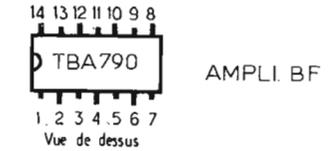
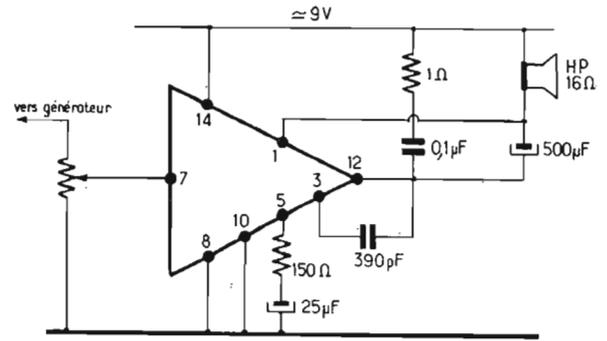


Fig. 25 - Ampli BF.

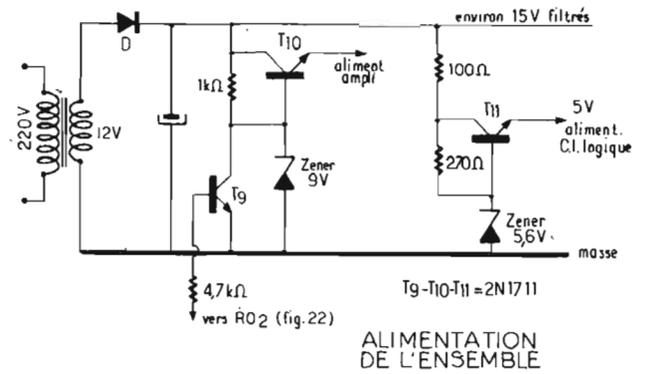


Fig. 26 - Alimentation de l'ensemble.

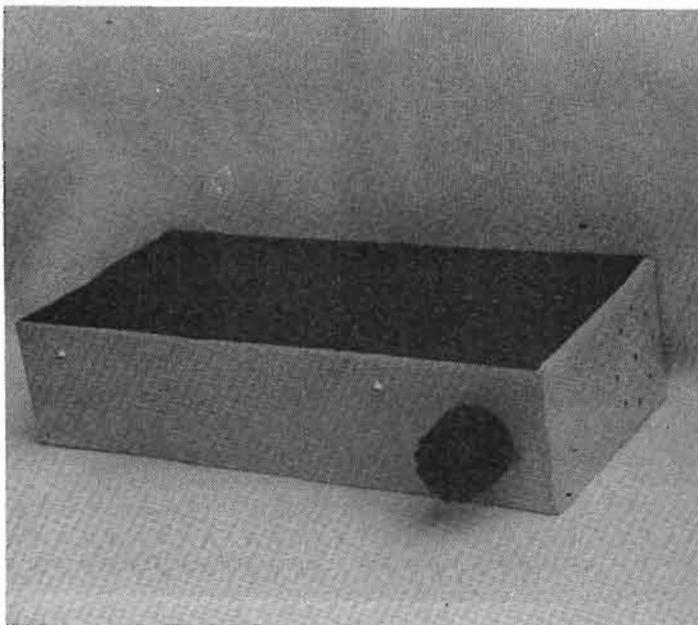


Photo 27

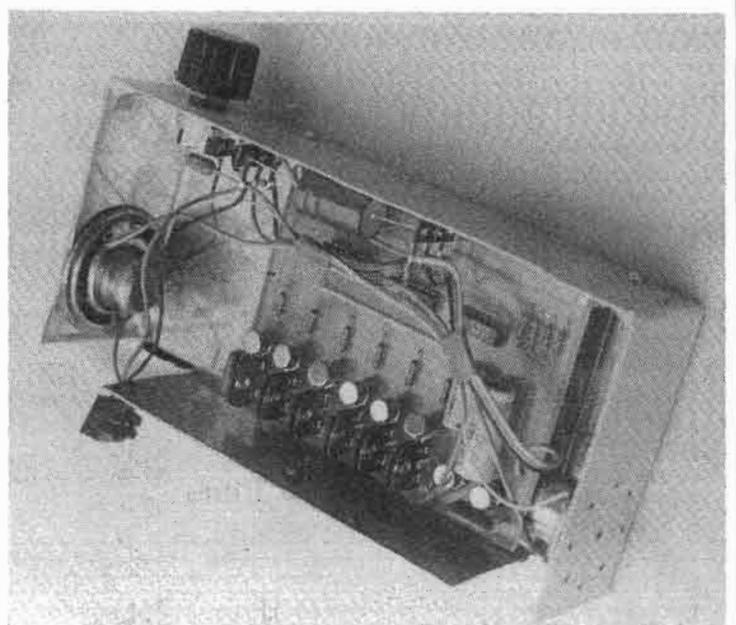
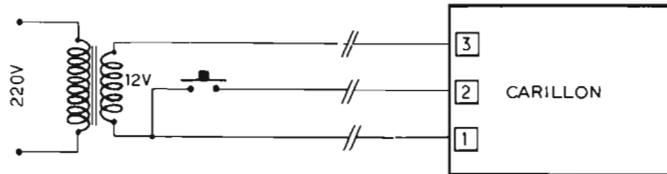


Photo 28



Transfo 220V fixé sur le tableau de distribution vers compteur E.D.F.

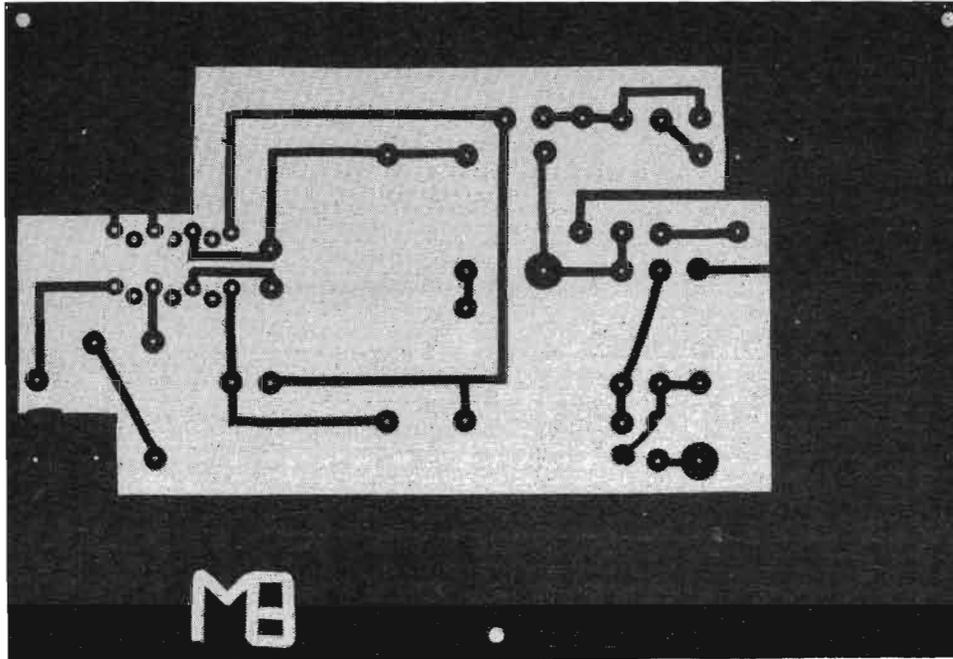


Photo 30

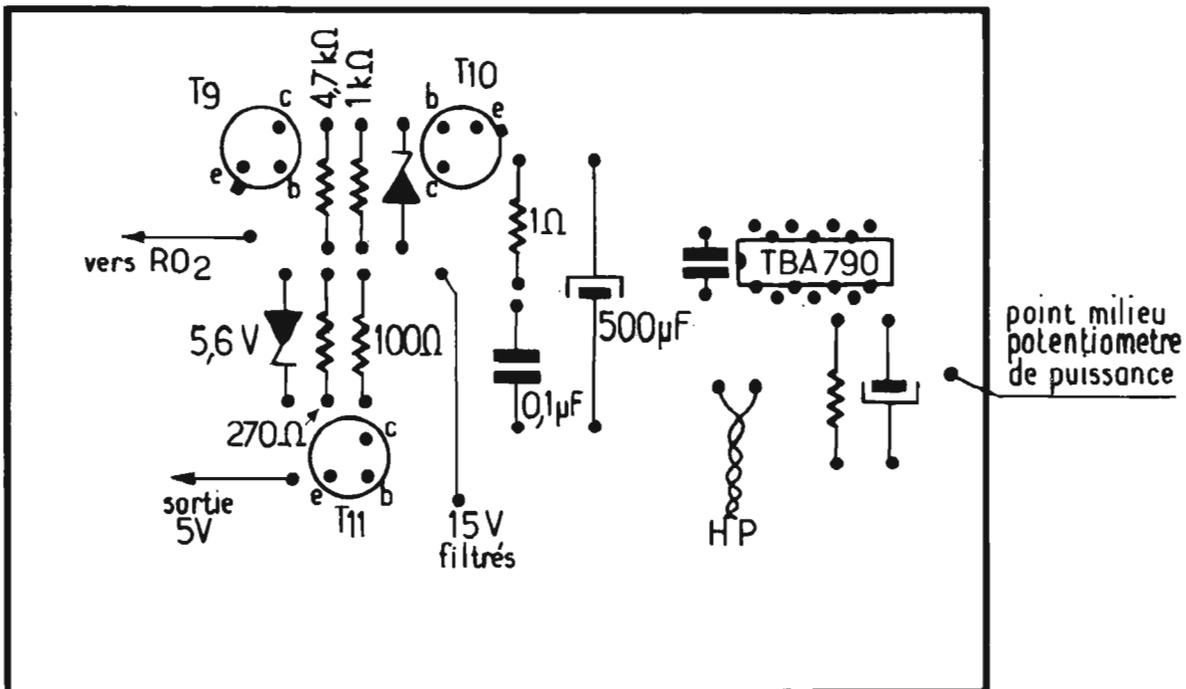


Fig. 31 - Plaque alimentation et ampli (vue de dessus).

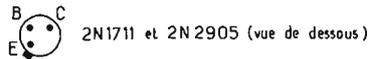
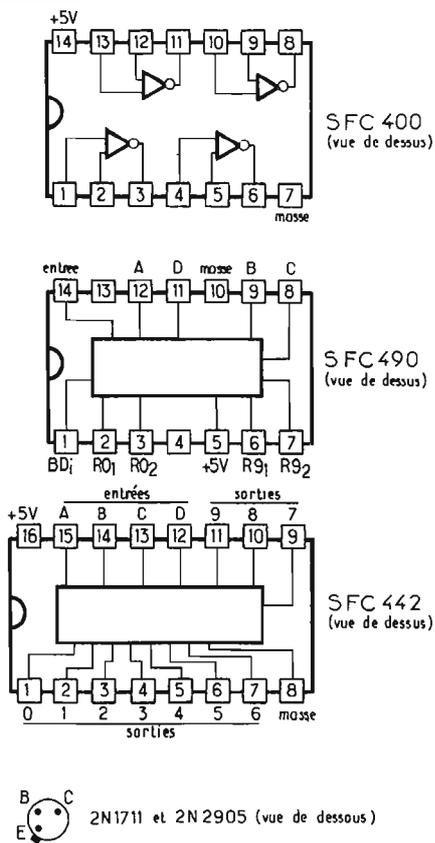


Fig. 32

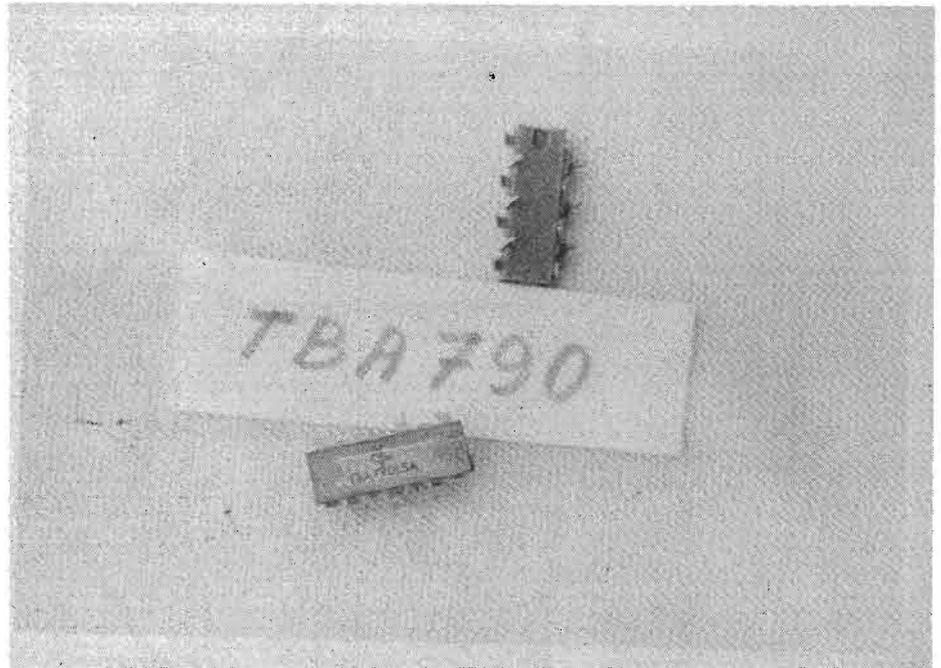


Photo 33

Note : La maquette que nous avons réalisée, a volontairement été limitée à six notes. Les sorties 7, 8, 9 du décodeur sont restées en l'air. Vous pouvez en faire de même ou bien utiliser neuf sorties en rajoutant trois transistors et trois résistances ajustables. La figure 32 vous rappelle le brochage des trois circuits intégrés utilisés, et des transistors.

Amélioration

Une fois le montage terminé, jugerez-vous qu'il faut une pression relativement longue (1 à 2 secondes) pour déclencher le carillon. Vous pouvez réduire ce temps, en mettant en parallèle, sur le poussoir un condensateur chimique d'une centaine de μF (valeur à essayer), l'armature négative côté masse.

Le mois prochain nous aborderons l'étude d'une horloge numérique.

IV. RÉALISATION D'UN CARILLON SÉQUENTIEL A PLUSIEURS NOTES

Synoptique général figure 21. Le schéma du bloque générateur, comptage et décodage est donné figure 22.

Le générateur est un multivibrateur composé de deux NAND, nous avons utilisé ce montage dans les articles précédents. Il délivre un signal rectangulaire de période sensiblement égale à 1 seconde. Ce signal est appliqué à l'entrée d'un compteur SFC490 dont on décode les sorties ABCD. à l'aide d'un circuit SFC442.

Nous rappelons que les dix sorties d'un SFC442 sont à 1, sauf la sortie correspondante à l'état présent sur les entrées.

On remarque en outre que les deux entrées RAZ :

- en l'air pour R0₁ (le poussoir n'étant pas appuyé) donc à 1.
- R0₂ relié à la sortie de l'inverseur (constitué par un NAND dont on relie les deux entrées). L'entrée de cet inverseur est

connecté à la sortie zéro du décodeur.

Lorsque le décodeur sélectionnera l'entrée zéro, un état haut apparaîtra à la sortie de l'inverseur. Le poussoir n'étant pas appuyé les deux entrées de RAZ seront à 1. Ce qui maintiendra le SFC490 à zéro.

L'ensemble sera donc bloqué dans cette position.

Si nous appuyons sur le poussoir mettant R0₁ à la masse, le compteur se débloque et il compte les impulsions.

Lâchons le poussoir, le compteur ayant démarré ce n'est plus la sortie zéro qui est sélectionnée, de ce fait il n'y a plus de RAZ.

A tour de rôle les sorties 1, 2, 3, ... 9 sont sélectionnées. Lorsqu'arrive à nouveau la sélection du zéro, le compteur se débloque attendant une nouvelle commande.

Le schéma du bloque « commande du générateur BF et le générateur lui-même » est donné figure 23.

Le générateur basse fréquence est constitué d'un relaxateur à UJT (voir principe fig. 24). La fréquence du signal est fonction de RC. Nous allons à l'aide de transistors commuter les résistances R de différentes valeurs, ce qui

assurera des tonalités différentes.

En nous référant au schéma figure 23, nous voyons que chaque transistor de commutation est conducteur dès que sa base est reliée à la masse au travers d'une résistance de 4,7 k Ω .

La sortie sélectionnée par le décodeur est à zéro, donc au potentiel de la masse. Un seul transistor est conducteur à la fois. La fréquence de chaque note est fixée par la valeur de la résistance ajustable placée dans le collecteur.

Le schéma de l'amplificateur basse fréquence est donné figure 25. Nous utilisons pour cet étage un circuit intégré TBA 790, bien que surpuissant pour l'usage que nous en faisons, son utilisation permettra à certains amateurs de faire connaissance avec les amplificateurs BF intégrés.

Toutefois l'usage de ce circuit n'a rien d'impératif. N'importe quel autre amplificateur à basse fréquence pourra faire l'affaire.

B.M.

des affaires chez BERIC !...

RÉCEPTEUR DE TRAFIC TOUTES ONDES "NORMENDE"



GALAXY 9000 ST

(Décrit dans le HP de FEVRIER, page 145)
complet avec notice et schémas
complets - GARANTI 1 AN :

2 950 F

ID. 2

Transistor. Diodemètre. Vérification de transistors de faible puissance et de puissance PNP et NPN. Court-circuit : émetteur, collecteur, base émetteur et base collecteur. Circuit ouvert. Courant de fuite I_{cco} pour $V_{ce} = 3$ V. Courant de collecteur (Ic) gain statique du courant (B en CC). Vérification de diodes. Alim. : 2 piles de 1,5 V. Poids 500 g. Dim. : 12 x 9,5 x 7,5 cm.
En Kit, complet avec notice. Prix : **170 F**

MI. 1

Impédance-Mètre pour antenne. Gammes de fréquences 0 à 150 mHz. Gammes d'impédance 20 à 600 Ohms. Indicateur de zéro : galvanomètre de 100 μ A. Poids 350 g. Dim. : 18 x 6,5 x 8 cm.
En Kit, complet avec notice. Prix : **250 F**

IS. 1

Injecteur de signaux. Fréquence fondamentale : 4 KHz (onde complexe). Tension de sortie : 1,5 V crête à crête. Alimentation incorporée : pile de 1,5 V. Dim. : 3 x 13 cm. Poids 70 g.
En Kit, complet avec notice. Prix : **50 F**

MR. 1

Grid-Dip. Gammes de fréquences de 1,6 à 200 mHz en 5 échelles. Galvanomètre de 500 μ A. Circuit : triode de haute fréquence comme oscillateur Colpitts. Alimentation incorporée 125/220 V, 50 Hz, 5 W. Dimensions : 13 x 6,5 x 8 cm. Poids : 1 kg. En Kit, complet et notice (bobines montées). Prix : **360 F**

MR. 2

Jeu de bobines additionnelles pour MR 1. 1re, 424 à 790 KHz, 2e bobine 770 à 1670 KHz. Prise médiane pour la masse. Poids : 100 g.
Monté complet avec notice. Prix : **60 F**

CD. 743

Grid-Dip transistorisé (3 effets de champ) de 300 KHz à 200 mHz en 6 bandes. Précision : 3 %. Mode de fonctionnement : émission HF pure et modulée à 800 Hz avec niveau réglable de 0 à 30 %. Réception. Sortie BF indépendante. Capacité (en option). Alimentation : pile 9 V. Dim. : 15 x 8 x 5,5 cm. Poids : 400 g.
Livré avec notice d'utilisation. Prix : **432 F**

T 925 - POUR AMPLIS LINEAIRES OU AUTRES

Transformateur primaire 110 à 240 volts, secondaire 6,3 volts 1 ampère - 6,3 volts 20 ampères et 350 volts 1 ampère, ou en pont 700 volts 500 mA. Dimensions : 16 x 11 x 13 cm.

Dimensions : 16 x 11 x 13 cm.

Prix : **90 F**

Tous nos prix s'entendent T.T.C. mais port en sus - Expédition rapide

BERIC

43, rue Victor-Hugo, 92240 MALAKOFF - Tél. 253-23-51 - M° Pte de Vanves
Magasin fermé dimanche et lundi — C.C.P. PARIS 16578-99
NOUVEAU CATALOGUE EN PREPARATION : SOYEZ PATIENTS

ENFIN !

Good Son
INTERNATIONAL

EN ENSEMBLE CONSTRUCTEUR

PRESENTE SON CELEBRE
AMPLI « REGIE 8 »

2 x 25 W



Comprenant :

- 1 CHASSIS
- 1 FACE AV. EN ALU ANODISE
- 10 BOUTONS DE POTENTIOM. LINEAIRES
- 2 VU-METRES
- 2 MODULES DE PUISSANCE INTEGRES « TOSHIBA »
- 1 CIRCUIT IMPRIME ALIM.
- 1 CIRCUIT IMPRIME PREAMPLI
- 3 CONTACTEURS A TOUCHES
- 1 REDRESSEUR
- Lampes témoin - prises - Vis-series - réparateur de tension
- 1 SCHEMA COMPLET DE L'ELECTRONIQUE

PRIX : **375 F**

EN OPTION :
1 COFFRET EBENISTERIE
EN NOYER DE « REGIE 8 »

PRIX : **80 F**

A L'OCCASION DU
FESTIVAL DU SON
PRIX PROMOTION

980 F

EXCEPTIONNEL

L'AMPLI « REGIE 8 » COMPLET

Documentation « REGIE 8 » contre enveloppe timbrée à 0,80 F

UNIVERSAL
Electronics

3, rue Jacques-Cœur - PARIS (4^e)
Métro : BASTILLE, côté rue Saint-Antoine

Tél. : 887-64-12 - 277-76-80

FERME LE SAMEDI

CONSTRUISEZ LE
VOUS-MEMEME



ME 109
TOUT
TRANSISTORS
DU CONTINU A
2 MHz
Sensibilité :
20 mV
Base de temps de
10 Hz à 200 KHz

PRIX EN KIT : **750 F**

Tous nos modèles sont livrés avec un dossier
pratique et technique

gratuit !

DOCUMENTATION GENERALE OSCILLOSCOPES
ET APPAREILS DE MESURES - SUR DEMANDE

Titrebel

35, Rue d'Alsace
75010 PARIS

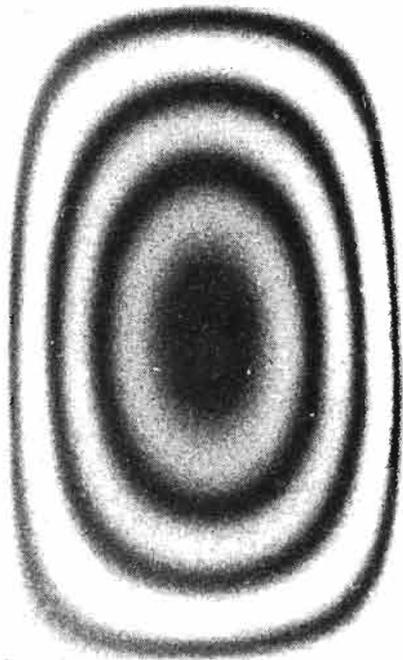
TELEPHONE DES MESURE 607.88.25
DEPARTEMENTS : COMPOSANTS 607.83.21

BON A DECOUPER

Veuillez m'adresser votre documentation générale gratuite.

NOM _____ Prénoms _____
ADRESSE _____

hp



LES LASERS



Marc FERRETTI

L'ANÉMOMÈTRE À LASER

LA mécanique des fluides est l'une des disciplines les plus complexes qui soit : elle traite de l'écoulement de fluides gazeux ou liquides dans des conduites, ou autour d'obstacles placés au sein de l'écoulement.

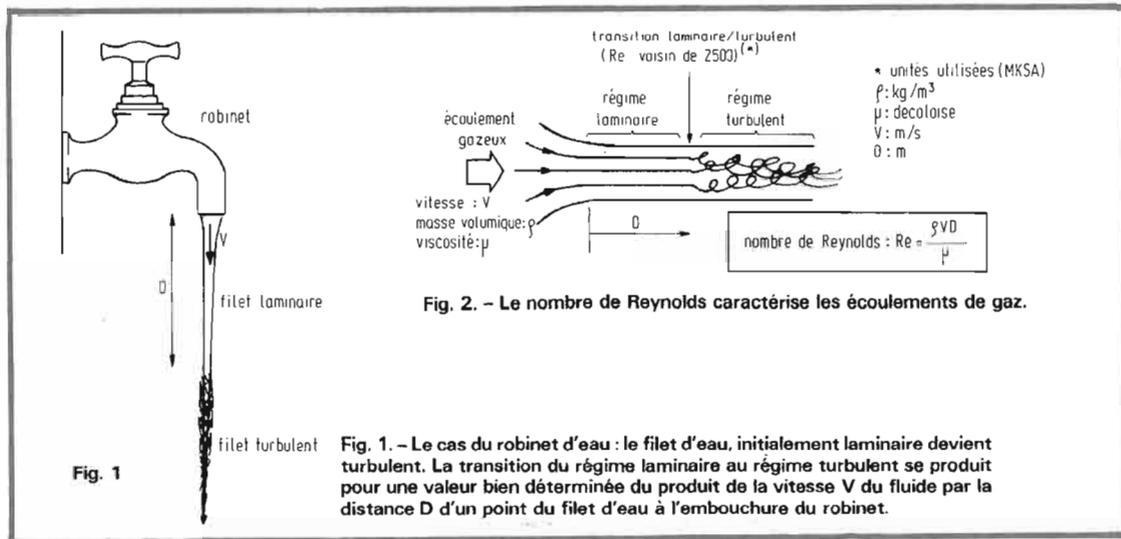
Un fluide est un milieu déformable. Il épouse toujours les contours du récipient qui le contient, quelle que soit la forme de ce récipient. Lorsqu'il s'écoule d'un récipient vers un autre récipient, le fluide épousera encore le profil des conduits qu'il traverse, tout en contournant les obstacles éventuels qu'il rencontre, et qui perturbent son mouvement. Le mouvement de ce fluide est dit « tridimensionnel » : chaque point de l'écoulement est caractérisé par sa propre vitesse.

L'ingénieur, le chercheur, le technicien qui travaillent dans cette discipline doivent toujours chercher à déterminer la vitesse locale d'un écoulement de fluide. Souvent, divers phénomènes viennent compliquer le problème du spécialiste : par exemple, dans l'étude de l'écoulement de gaz à grande vitesse, la masse volumique (donc sa densité) varie avec la vitesse. On est alors amené à résoudre des problèmes tridimensionnels à masse volumique variable : leur formulation mathématique est souvent extrêmement ardue et leur résolution exige généralement l'emploi d'ordinateurs à grande capacité de mémoire.

Dans certains cas, la température des parois des conduites, ou celle des obstacles est différente de la température du fluide. Des transferts de chaleur se produisent, et ceux-ci sont plus ou moins intenses selon que l'écoulement du fluide est plus ou moins rapide. Un exemple classique du phénomène est celui de « l'assiette à soupe » : si la soupe est trop chaude, il faut souffler

dessus pour la refroidir ; physiquement, on est en présence d'un écoulement d'air frais (le souffle) à la surface d'un liquide chaud ; et ce dernier a tendance à céder rapidement ses calories en présence de cet écoulement d'air externe ; mathématiquement, la résolution du problème de « l'assiette à soupe » requiert l'introduction d'équations exprimant les transferts thermiques, et celles-ci sont couplées aux équations donnant la vitesse de l'air à la surface du liquide à refroidir... c'est une complication supplémentaire, et non la dernière !

Voici une nouvelle complication : la turbulence. Examinez le filet d'eau sortant d'un simple robinet. Si le débit est faible, on a l'impression d'avoir un filet bien lisse, comme une tige de verre : on dit que l'écoulement est « laminaire ». Si le filet est assez long, il devient « turbulent » après un certain parcours : le filet fluide devient trouble. Maintenant, augmentons le débit d'eau : la longueur laminaire diminue, et le filet d'eau a tendance à devenir turbulent plus tôt (fig. 1).



MAQUETTE OU ORDINATEUR ?

Tous les phénomènes précédents sont extrêmement importants. Il faut les introduire dans les calculs de mécanique des fluides, afin d'obtenir des solutions les plus proches possible de la réalité.

Il existe de très nombreux cas où la résolution de tels problèmes s'avère nécessaire. En aéronautique, il est indispensable de calculer les profils optimaux des ailes d'ailevons, des ogives de fusée, ou encore des aubages d'étages de compression et de détente, dans les turboréacteurs. Au niveau industriel, on trouve de nombreux problèmes similaires : les fluides sont, en effet, d'excellents « véhicules » de l'énergie et aussi des bons « outils » de lubrification ; ils servent dans de nombreux organes de machines : entraînement de moteurs (turbine à vapeur, à gaz, moteur à combustion interne, moteur Diesel...), lubrification de mécanismes (paliers, butées, joints d'étanchéité...).

Le calcul, en mécanique des fluides, est indispensable, au moyen d'un ensemble d'équations différentielles, dites de Navier-Stokes. Leur résolution exige l'emploi des ordinateurs, et les méthodes de résolution sont généralement très sophistiquées (méthode des différences finies, méthode des éléments finis, par exemple), mais fastidieuses à mettre en œuvre. Certains problèmes ne peuvent pas être programmés sur ordinateur ; ainsi le phénomène de turbulence n'a pas encore de solution purement théorique.

En somme, on se trouve confronté à deux types de problèmes : ceux pour lesquels l'analyse théorique est possible, mais alors elle est extrêmement compliquée ; ceux qu'aucune théorie ne peut, à ce jour décrire. C'est pourquoi l'expérimentation, en mécanique des fluides, doit toujours compléter une analyse théorique. Mais, à vrai dire, l'un ne va pas sans l'autre : un essai coûte cher, et il convient de le préparer par une étude purement théorique qui optimisera, certains paramètres ; l'essai servira à établir la valeur d'autres paramètres, et à confirmer expérimentalement la valeur des paramètres calculés précédemment. Ces essais se font, soit sur maquettes réduites

en soufflerie (calcul d'éléments d'avions ou de fusées, étude de la tenue au vent d'immeubles, détermination de la résistance de l'air à l'avancement de trains rapides ou d'automobiles), ou sur prototypes en grandeur réelle (turbo-machine).

Que mesure-t-on en général ?

La température du fluide est un paramètre aisément accessible. La pression peut, aussi être mesurée. En aérodynamique, on cherche à déterminer également la vitesse locale des fluides. On peut, parfois mesurer directement la masse volumique.

Quant aux instruments de mesure, ils sont de deux types : ceux qui perturbent l'écoulement de fluide par leur présence physique, et ceux qui n'apportent aucune perturbation. Ainsi, si l'on plonge un thermomètre à mercure dans un écoulement de fluide, ce dernier doit modifier sa trajectoire et contourner le thermomètre : à faible vitesse d'écoulement, cette perturbation est négligeable ; mais avec des gaz à grande vitesse, se déplaçant au-delà du « mur du son », il se formera une onde de choc devant le thermomètre qui modifiera complètement la nature de l'écoulement ; la perturbation sera, alors loin d'être négligeable.

L'emploi du laser, pour réaliser une étude d'écoulement de fluide, est particulièrement intéressant : le faisceau laser est immatériel, et, le plus souvent il n'engendre aucun phénomène perturbateur. Si l'énergie du laser est trop

grande, on assistera, cependant, à une ionisation (dans le cas d'un écoulement gazeux) ou à un fort échauffement (écoulement liquide) ; l'un ou l'autre de ces deux phénomènes perturbera les mesures susceptibles d'être réalisées avec le laser.

Souvent, on utilise un laser de faible puissance (laser à hélium-néon) qui ne perturbera pas les mesures.

DES ECOULEMENTS TURBULENTS OU LAMINAIRES

Un écoulement liquide peut être turbulent ou laminaire selon que le produit de la vitesse par une longueur caractéristique est supérieure, ou non, à un certain seuil (fig. 1).

Il en va de même des écoulements gazeux. Cependant la situation se complique, car le produit vitesse x longueur caractéristique ne suffit pas pour définir le régime de l'écoulement : la masse volumique, et la viscosité du gaz sont à prendre en considération également. On définit un paramètre caractéristique, dénommé « nombre de Reynolds », qui se trouve être le produit de la masse volumique par la vitesse du fluide et par une longueur caractéristique de l'écoulement, le tout divisé par la viscosité dynamique du gaz (fig. 2).

L'écoulement gazeux est laminaire aux faibles nombres de Reynolds (inférieurs à 2 500) ; aux

nombres de Reynolds élevés, il devient turbulent.

Pour un liquide, on utilise également le nombre de Reynolds, qui est proportionnel au produit vitesse x longueur caractéristique. Aux faibles valeurs du nombre de Reynolds, un écoulement liquide sera laminaire, et deviendra turbulent aux plus grandes valeurs de ce nombre.

Dans la pratique, le nombre de Reynolds est souvent grand dans les écoulements gazeux, pour lesquels la viscosité est faible (le nombre de Reynolds est inversement proportionnel à la viscosité), et pour lesquels on atteint des vitesses d'écoulement importantes. Ainsi, il n'est pas rare d'obtenir des nombres de Reynolds supérieurs au million sur un avion. Les écoulements gazeux sont souvent turbulents.

Il n'en va pas de même pour les liquides ; la viscosité dynamique est plus élevée et les vitesses considérées sont faibles. Les nombres de Reynolds peuvent ainsi être de l'ordre de la centaine et les écoulements liquides être ainsi laminaires.

Dans un écoulement turbulent, les fluides se trouvent fortement mélangés, brassés ; les transferts thermiques sont plus rapides qu'en régime laminaire et cet effet peut être mis à profit dans des circuits de chauffage ou de refroidissement. Dans d'autres cas, la turbulence est indésirable car elle est la cause de pertes d'énergie.

Il est donc important de pouvoir mesurer la structure fine

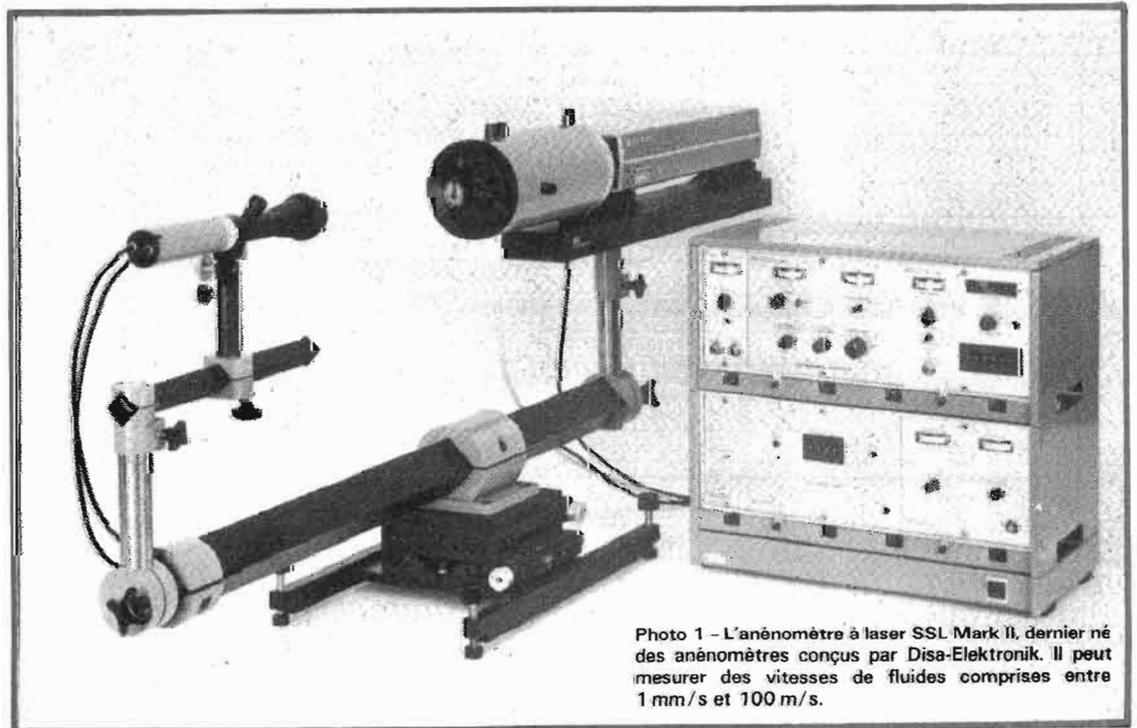


Photo 1 - L'anémomètre à laser SSL Mark II, dernier né des anémomètres conçus par Disa-Elektronik. Il peut mesurer des vitesses de fluides comprises entre 1 mm/s et 100 m/s.

d'un écoulement turbulent. Les calculs théoriques ne sont pas aisés et ils s'appuient souvent sur des résultats empiriques. L'élément sensible que l'on doit utiliser pour ce type de mesures doit être de très petites dimensions (pour que les mesures soient fines), son temps de réponse doit être court, et sa sensibilité suffisamment élevée; en outre il est important que cet élément n'ait qu'une influence perturbatrice limitée sur l'écoulement original. L'instrument utilisé habituellement est l'anémomètre à fil, ou à film chaud: l'élément sensible est soit un fil mince suspendu entre les deux branches d'une fourche, ou un mince film métallique déposé sur un support en quartz.

Une sonde à fil chaud a une longueur de fil voisine du millimètre; on peut remplacer l'anémomètre à fil chaud par un anémomètre à laser: le volume analysé par cet appareil a un diamètre de l'ordre de 50 microns. La résolution spatiale est donc considérablement améliorée grâce au laser; de plus, la mesure des vitesses de l'écoulement s'effectue sans perturbation extérieure.

La méthode du fil chaud est fondée sur la mesure de la variation d'une résistance en fonction

de la température; la sonde, nécessairement de petites dimensions pour assurer la ponctualité de la mesure, est très fragile. Enfin, l'étalonnage de ce type d'appareil n'est pas stable: il dépend, en particulier de la température et de la pureté du fluide.

L'EFFET DOPPLER EST MIS EN ŒUVRE

Le laser possède trois propriétés particulières: il émet un faisceau monochromatique et de très faible divergence; enfin, il est possible de concentrer une énergie importante dans de faibles volumes.

Ces qualités peuvent être mises à profit pour mesurer, par effet Doppler, la vitesse d'un écoulement, en analysant la lumière diffusée par les particules en suspension dans le fluide en mouvement. Les particules sont éclairées par le faisceau laser; l'effet Doppler se traduit par un décalage de la fréquence de l'onde diffusée, par rapport à l'incidence de l'onde optique incidente.

Pour mettre en évidence les faibles différences de fréquence entre les ondes incidentes et diffusées, il faut disposer d'une source monochromatique; c'est,

en effet, la largeur de raie de la radiation incidente qui fixera la plus faible différence entre ondes incidentes et diffusées. D'autre part, pour que la mesure soit ponctuelle, la source doit émettre un faisceau quasiment non-divergent. Enfin, pour que la mesure soit possible, l'intensité lumineuse doit être suffisante et l'on doit pouvoir concentrer une énergie importante au point de mesure. Ces qualités requises caractérisent justement les lasers.

Le premier montage susceptible d'être utilisé, consiste à mélanger l'onde diffusée dans une direction donnée, à l'onde incidente, sur le photo-détecteur lui-même (fig. 5). Il présente l'inconvénient d'être très sensible aux vibrations et aux mésalignements.

Dans un second montage, souvent employé, on crée, à partir d'une source laser, deux faisceaux indépendants qui se croisent au point de mesure; le photo-détecteur est placé soit sur l'un ou l'autre des trajets, soit entre les deux trajets. Dans le premier cas, l'alignement est automatiquement réalisé puisque le récepteur reçoit un faisceau direct; dans le second cas, la fréquence de battement ne dépend

plus de la position du photo-détecteur entre les deux faisceaux. Ces méthodes présentent donc l'avantage de ne nécessiter aucun effort particulier d'alignement lors de la réalisation du montage (fig. 6).

Plusieurs variantes du montage à deux faisceaux laser sont ainsi utilisées, selon la position du photo-détecteur.

Le laser employé est un laser à hélium-néon fonctionnant à 0,6328 micron de longueur d'onde, et sa puissance est de quelques milliwatts.

La forme d'un signal Doppler idéal est celle d'une sinusoïde dont la fréquence est liée à la vitesse instantanée du fluide (ou plutôt la projection de cette vitesse sur une direction qui dépend de la direction d'observation). Le traitement du signal doit être étudié de manière très soignée, afin d'éliminer, en particulier les signaux parasites dus au bruit propre au laser, au bruit venant du photo-multiplieur ou encore au bruit provenant des particules qui traversent le faisceau laser tout au long de son trajet dans le fluide; ce dernier bruit peut devenir important pour de grandes épaisseurs de fluide à traverser.

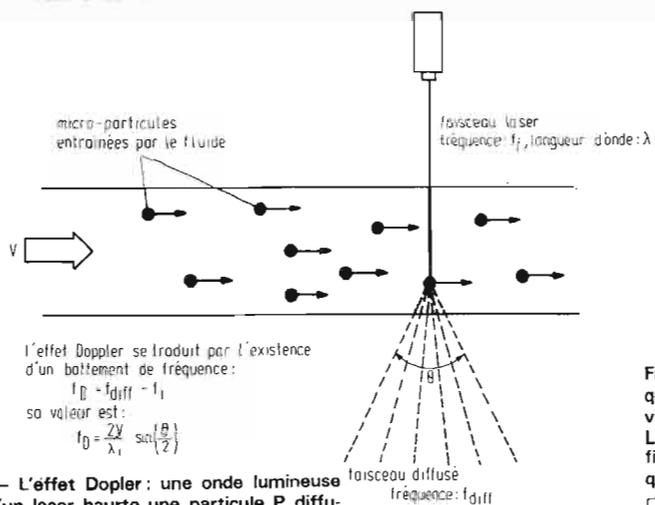


Fig. 3. - L'effet Doppler: une onde lumineuse issue d'un laser heurte une particule P diffusante, en suspension dans un fluide animé d'une vitesse V. La fréquence de la lumière diffusée est légèrement différente de la fréquence du faisceau incident.

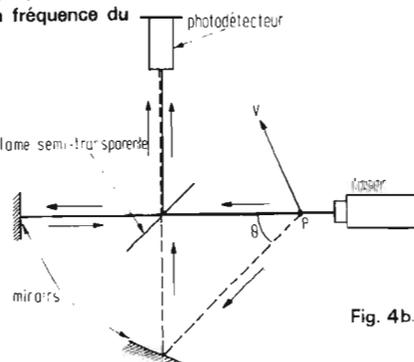


Fig. 5. - Anémomètre simple: l'efficacité du mélange optique sur le photodétecteur dépend du parallélisme des fronts d'onde qui atteignent celui-ci; le montage est très sensible aux mésalignements et aux vibrations.

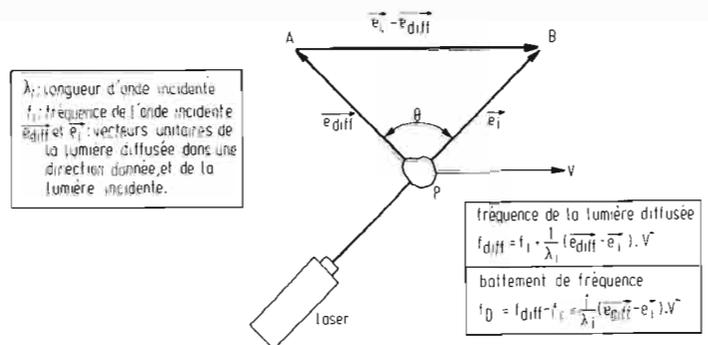


Fig. 4. - Une démonstration: considérons une onde lumineuse émise par un laser qui heurte une particule P, diffusante, en suspension dans un fluide animé d'une vitesse V.

La lumière diffusée par cette particule a une fréquence différente de la fréquence f_i incidente. Le mélange des ondes incidentes et diffusées donne un battement de fréquence F_D .

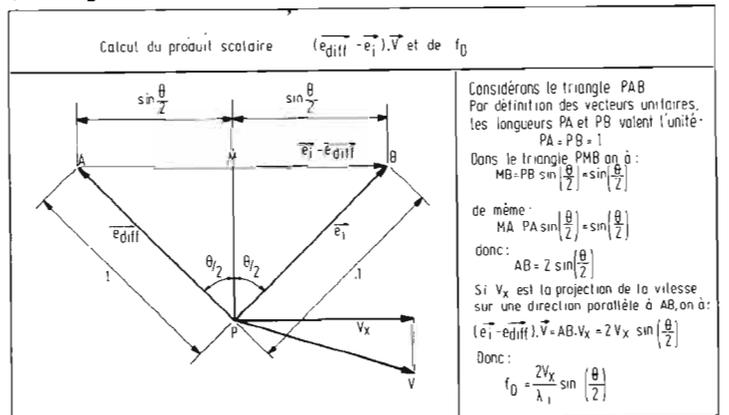
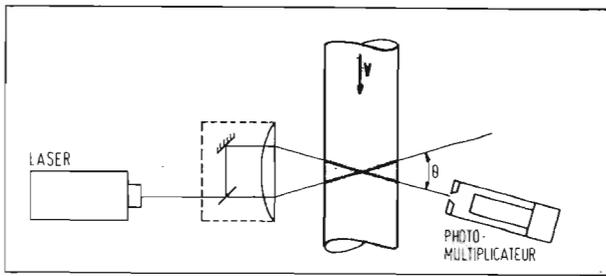
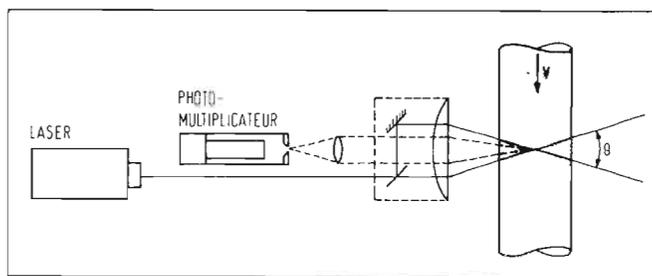


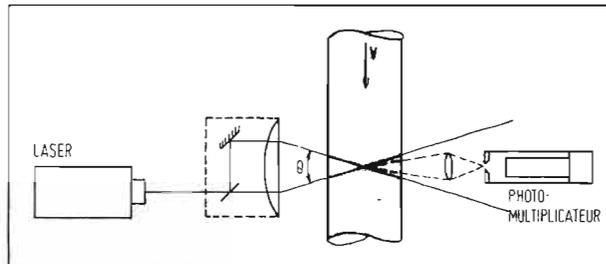
Fig. 4b.



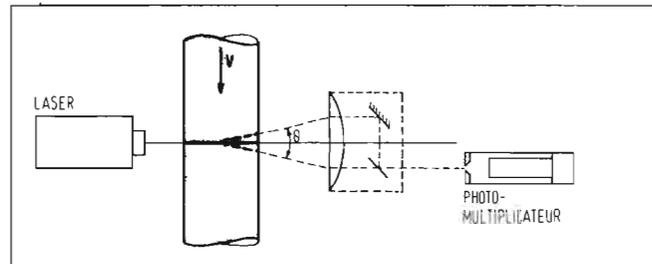
(a) Méthode du faisceau de référence



(b) Méthode Doppler différentielle avec lumière diffusée vers l'arrière.



(c) Méthode Doppler différentielle avec lumière diffusée vers l'avant



(d) Méthode à deux faisceaux diffusés vers l'avant

Fig. 6. - Quatre méthodes de mesure à deux faisceaux.

Divers appareillages ont été réalisés et certains sont commercialisés, tels que l'anémomètre à laser type SSL de DISA ; cet anémomètre a été développé en collaboration avec l'United Kingdom Atomic Energy Authority, équivalent britannique de notre commissariat à l'Énergie atomique.

Un prototype d'anémomètre à laser a été conçu au centre d'études et de recherches de l'E.D.F. pour les besoins du laboratoire national d'hydraulique. Il offre une gamme de mesures s'étendant de quelques dixièmes de mm/s à 10 m/s environ. La comparaison de signaux obtenus par l'anémomètre, avec ceux de films chauds (sonde Disa 55A87) montre que le dispositif à laser a un temps de réponse plus bref que le film chaud.

Dans de nombreuses applications, il est important de mesurer au même point, et au même instant, deux composantes perpendiculaires de la vitesse du fluide. A partir d'un seul laser, on peut créer quatre faisceaux qui convergent au point de mesure ; les faisceaux ont des polarisations croisées deux à deux ; cette discrimination par polarisation est nécessaire pour assurer l'indépendance des mesures selon deux axes perpendiculaires. Deux détecteurs reliés chacun à une chaîne de mesure permettent de mesurer simultanément les deux composantes de vitesse du fluide.

Dans certaines applications la mesure du sens de propagation (et non uniquement la valeur absolue

de la vitesse) peut avoir de l'intérêt : c'est le cas lors de l'étude de la houle. Pour discriminer le sens de l'écoulement, les chercheurs de l'E.D.F. ont produit un « faux zéro » de l'appareil : en l'absence d'écoulement, l'appareil fournit une réponse en fréquence, non nulle ; dans ces conditions, le signal correspondant à un écoulement sera caractérisé par une fréquence qui s'ajoutera ou se retranchera au faux zéro, selon son sens.

L'ANENOMETRE EN SOUFFLERIE...

De nombreux laboratoires d'aérodynamique ont adopté l'anémomètre à laser pour la mesure de la vitesse de l'air dans les souffleries, autour de maquettes simulant hélicoptères, avions, fusées ou autres engins aériens.

Ainsi, à l'Arnold Air Force Station, la source employée est un laser à argon délivrant 0,7 W à la longueur d'onde de 0,4880 micron. Souvent, en anémométrie par laser, il fautensemencer artificiellement l'écoulement fluide pour que la mesure soit réalisable ; les essais, à l'Arnold Air Force Station, ont été menés sans ensemencement de l'écoulement ; cette méthode a été rendue possible grâce à la forte puissance optique délivrée par le laser. Des essais ont été effectués autour d'ailes portantes, placées en écoulement subsonique ; ces ailes reproduisaient les ailes d'avions à

décollage court. Les résultats obtenus avec l'anémomètre à laser ont été comparés à des résultats déduits de mesures de pression : ces deux types de résultats se sont avérés être en bonne concordance sauf au bord d'attaque des profils où la vitesse du fluide change brusquement de direction : un léger mésalignement dans le montage conduit alors, dans l'investigation du bord d'attaque, à d'importantes erreurs sur la mesure des vitesses.

L'écoulement turbulent a fait l'objet de nombreuses investigations expérimentales. Par exemple, à l'« Ames Research Center » de la NASA, Dennis A. Johnson et William C. Rose ont choisi d'analyser le comportement des « couches limites » turbulentes dans les écoulements supersoniques (fig. 7), à des nombres de Mach voisins de 2,9. Les mesures de vitesse, en anémométrie par laser deviennent peu aisées aux grandes vitesses d'écoulement : en effet, les signaux recueillis ont des fréquences élevées ce qui nécessite l'emploi de circuits électroniques à plus large bande passante ; en outre, pour que l'intensité des signaux soit suffisante, il convient d'ensemencer l'écoulement de fines particules diffusantes ; la finesse des particules doit être suffisamment grande pour qu'elles se déplacent à la même vitesse que le fluide gazeux. Le montage expérimental paraît donc peu aisé à réaliser, ce qui explique la faible quantité de

publications scientifiques relatives à l'anémométrie à laser en supersonique.

D. A. Johnson et W.C. Rose ont effectué de nombreuses mesures (jusqu'à 6 000) de vitesse instantanée dans la couche limite turbulente ; ils en ont déduit des paramètres spécifiques de la turbulence au moyen de lois statistiques. Les mesures, ici aussi, donnent des résultats similaires à ceux obtenus par les moyens classiques (anémomètre à fil chaud).

Les mêmes chercheurs ont poursuivi leurs investigations en supersonique par l'interaction d'ondes de choc avec des couches limites turbulentes. Lorsqu'un obstacle est placé dans un écoulement supersonique, il se forme une onde de choc devant le bord d'attaque : à la traversée de ce choc, tous les paramètres aérodynamiques du fluide (pression, température, vitesse, masse volumique) varient brutalement. L'onde de choc s'étend assez loin aux environs de l'obstacle. Cette onde peut rencontrer un autre obstacle, sur lequel se développe une couche limite : l'interaction onde de choc - couche limite engendre une modification du profil de la couche limite, et, donc, des variations des transferts thermiques et des effets visqueux derrière la zone où se produit cette interaction. De tels phénomènes peuvent simuler ce qui se passe à l'entrée d'une prise d'air, à l'entrée des moteurs d'un avion supersonique par exemple : la prise d'air se présente en effet

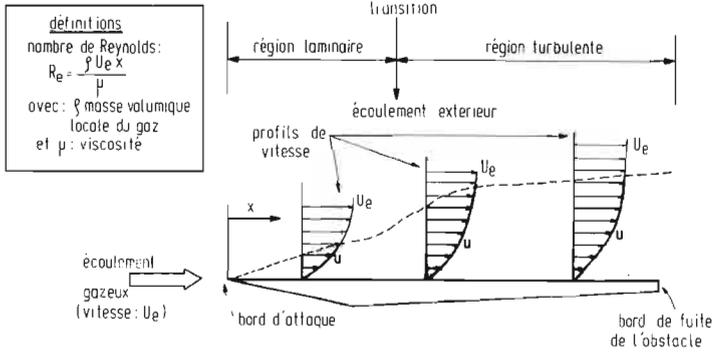


Fig. 7 - La couche limite.

Considérons un obstacle solide placé dans un écoulement de gaz. A la paroi de l'obstacle, le fluide a une vitesse nulle, mais celle-ci augmente en s'éloignant de l'obstacle. A une certaine distance de la paroi, la vitesse ne varie plus.

La région proche de la paroi, où la vitesse varie est dénommée « la couche limite ». C'est dans cette couche que se produisent les transferts de chaleur entre l'écoulement et l'obstacle; la couche limite est aussi responsable d'effets visqueux, tels que l'échauffement de l'obstacle dû au frottement du gaz sur les parois.

La couche limite est laminaire à proximité du bord d'attaque; elle devient turbulente lorsque le nombre de Reynolds est supérieur à un seuil (environ 3 000). Les effets de la couche limite (effets visqueux, transferts thermiques) sont fortement influencés par la nature laminaire ou turbulente de celle-ci: d'où l'importance des études sur le comportement de la couche limite.

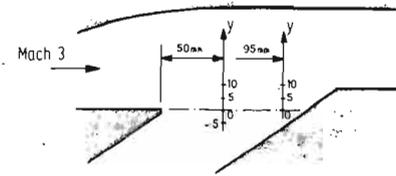
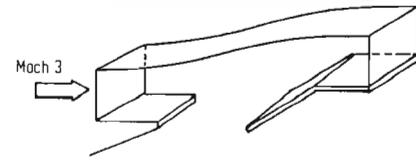


Fig. 9 - Les mesures par anémomètre à laser, effectuées à l'O.N.E.R.A. ont été réalisées dans un écoulement turbulent à l'aval d'une marche.

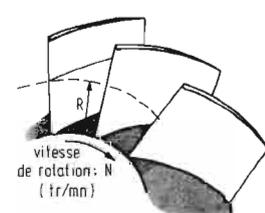
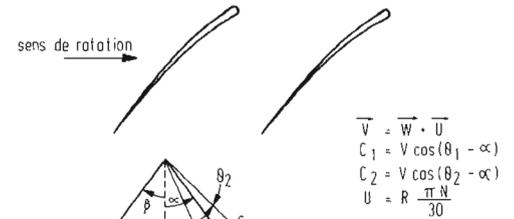


Fig. 10 - Dans le rotor d'une turbomachine...

Dans le rotor d'une turbomachine, l'écoulement résulte de deux effets: d'une part, la variation de pression entre l'amont et l'aval d'un aubage génère un mouvement relatif, caractérisé, localement par une vitesse relative W de l'écoulement; d'autre part, le rotor tourne et entraîne, avec une vitesse U , le fluide. La vitesse réelle V de l'écoulement résulte de la composition vectorielle de la vitesse relative W et de la vitesse d'entraînement U . Par anémométrie à laser, on mesure deux projections c_1 et c_2 de la vitesse réelle V suivant deux directions: ces deux mesures permettent de déterminer la vitesse réelle, en grandeur et en direction.

La mesure s'effectue au rayon R . La connaissance de la vitesse de rotation du rotor permet de calculer la vitesse d'entraînement U au rayon R .

A partir de V et de U , on peut déduire la vitesse relative W par des relations géométriques dans les triangles, le « triangle de vitesses est ainsi reconstituée: il permet d'évaluer les grandeurs thermodynamiques locales (pression, température, masse volumique du gaz)

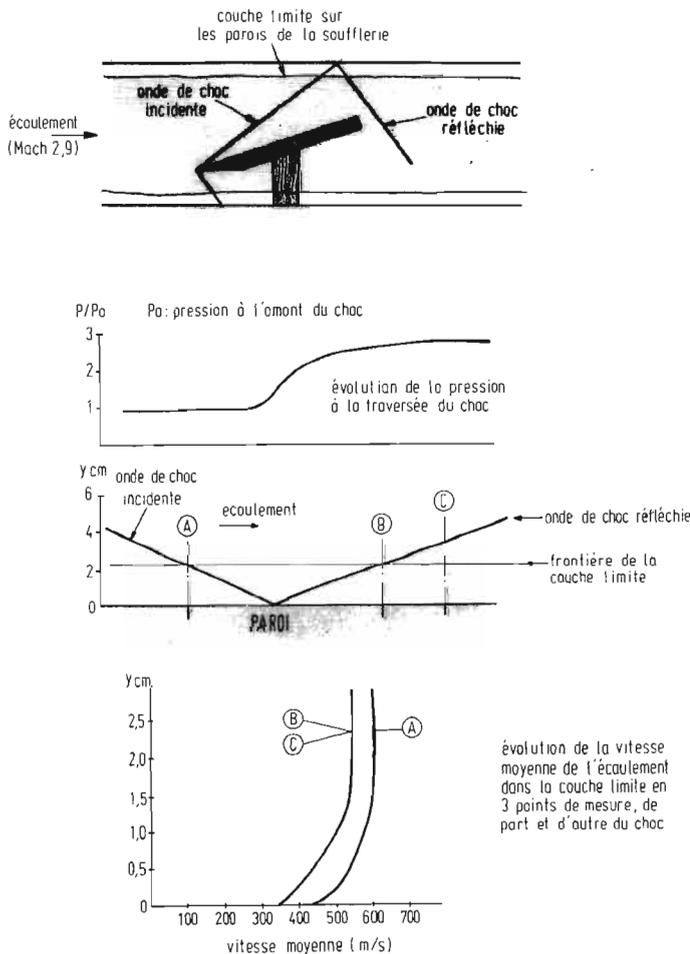


Fig. 8 - L'interaction choc, couche limite turbulente. Des mesures fines par anémomètre à laser ont été effectuées par W.C. Rose et D.A. Hohnson, voici quelques mois.

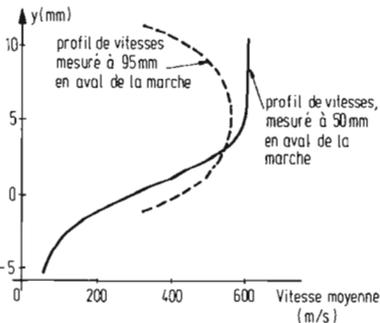
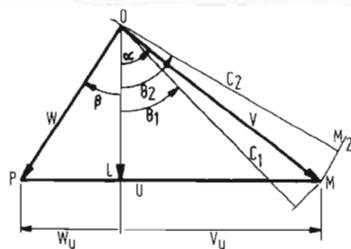


Fig. 11 - Comment on calcule un triangle de vitesse ?

L'anémomètre à laser permet de connaître $OM_1 = C_1$, $OM_2 = C_2$, ainsi que les angles θ_1 et θ_2 . On a :

$$\begin{aligned} C_1 &= V \cos(\theta_1 - \alpha) \quad (1) \\ C_2 &= V \cos(\theta_2 - \alpha) \quad (2) \end{aligned}$$

Il vient donc :

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{\cos(\theta_1 - \alpha)}{\cos(\theta_2 - \alpha)}$$

d'où :

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{\cos \theta_1 \cos \alpha + \sin \theta_1 \sin \alpha}{\cos \theta_2 \cos \alpha + \sin \theta_2 \sin \alpha}$$

et :

$$C_2 (\cos \theta_2 \cos \alpha + \sin \theta_2 \sin \alpha) = C_1 (\cos \theta_1 \cos \alpha + \sin \theta_1 \sin \alpha)$$

soit :

$$(C_1 \cos \theta_2 - C_2 \cos \theta_1) \cos \alpha = (C_2 \sin \theta_1 - C_1 \sin \theta_2) \sin \alpha$$

Et, finalement :

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{C_1 \cos \theta_2 - C_2 \cos \theta_1}{C_2 \sin \theta_1 - C_1 \sin \theta_2} \quad (3)$$

$C_1, C_2, \theta_1, \theta_2$ sont mesurés. La relation (3) permet de calculer $\operatorname{tg} \alpha$, donc α . On en déduit la vitesse V au moyen de l'une ou l'autre des relations (1) et (2).

Posons $OL = OM \cos \alpha = V \cos \alpha$.

Appelons V_u et W_u les projections de V et de β sur la direction PM .

On a : $V_u = V \sin \alpha$.

D'autre part : $U = R \pi N / 30$, où N est la vitesse de rotation du rotor exprimée en tours par minute.

Il vient $W_u = V_u - U = V \sin \alpha - U = PL$.

On en déduit, d'après le théorème de Pythagore, dans le triangle rectangle PLO :

$$W = \sqrt{OL^2 + PL^2}$$

$$\text{soit } W = \sqrt{(V \cos \alpha)^2 + (V \sin \alpha - U)^2}$$

$$\text{et } \operatorname{tg} \beta = \frac{PL}{OL} = \frac{V \sin \alpha - U}{V \cos \alpha}$$

sous forme d'un cône, qui génère en vol supersonique, une onde de choc ; celle-ci se propage et va frapper la carène située légèrement à l'arrière. Pour connaître le comportement aérodynamique des prises d'air, il faut disposer d'investigations expérimentales à échelle réduite, en soufflerie aérodynamique (fig. 8). L'outil d'investigation peut, ici encore, être le laser à hélium-néon, associé à l'instrumentation conventionnelle (tube de Pitot et anémomètre à fil chaud).

Des travaux similaires sont menés en France dans les laboratoires d'aérodynamique, et en particulier à l'O.N.E.R.A. Des mesures par anémomètre à laser y ont été effectuées par A. Boutier, dans une soufflerie fonctionnant à mach 3, d'une part avec un laser à hélium-néon de 25 milliwatts et d'autre part avec un laser à argon émettant 2 W à la longueur d'onde de 0,5145 micron ; ce dernier laser permet d'éviter d'ensemencer l'écoulement avec des particules diffusantes ; seules les particules de poussière contenues naturellement dans l'atmosphère sont utilisées dans les mesures d'anémométrie par effet Doppler. L'investigation a porté sur un écoulement supersonique hautement turbulent, généré par une marche, dans la soufflerie 58 B du centre de recherches de Chalais-Meudon.

... ET POUR L'INVESTIGATION DES TURBOMACHINES

L'investigation expérimentale des turbomachines (turbine à gaz,

compresseur) est extrêmement compliqué : on n'a guère accès au canal qu'emprunte le fluide, puisque ce canal tourne. Une turbomachine est en effet un appareil dans lequel l'on transforme de l'énergie cinétique de rotation en énergie de pression (c'est le compresseur) ou au contraire de l'énergie de pression en énergie cinétique (c'est la turbine). Cette transformation s'effectue dans des séries d'aubages fixes (stator) et mobiles (rotor). Le stator d'un compresseur a pour rôle soit de ralentir le fluide et de transformer l'énergie cinétique du fluide (qui lui est conférée dans le rotor) en énergie potentielle (pression) ; dans une turbine, le stator sert à accélérer le fluide (comme une tuyère) et à la présenter convenablement au rotor.

Il est quasiment impossible de connaître expérimentalement la nature de l'écoulement dans un rotor : comment insérer, en effet, un capteur dans un ensemble tournant souvent à grande vitesse (plusieurs milliers de tours par minute). Par contre, l'anémomètre à laser est un instrument qui ne requiert aucun contact mécanique et il peut donc être utilisé pour l'étude des écoulements tournants. Une telle utilisation a été envisagée chez General Electric par D.C. Wisler et P.W. Mossey ; l'anémomètre à laser a servi à la mesure de vitesses dans un compresseur de recherche tournant nant à faible régime (590 t/mn), il a été fait appel à un laser à argon émettant des impulsions optiques (longueur d'onde de 0,5145 micron) de puissance crête atteignant 6 W ; la durée des

impulsions était de 25 microsecondes. Les particules diffusantes ensemencées furent des grains de polystyrène de diamètre égal au micron : elles suivent quasiment l'écoulement ; en effet, avec des vitesses réelles du flux comprises entre 15 et 25 m/s, les particules paraissent subir un très léger glissement (de l'ordre de 0,03 m/s).

Un compresseur industriel

tourne souvent beaucoup plus vite que le compresseur expérimental précédent (on dépasse souvent 10 000 t/mn). Peut-on envisager d'adapter l'anémomètre à laser à ce type de turbomachine et, pourquoi pas ? aux turbines... l'industrie n'a pas encore fourni de réponse précise.

Marc FERRETTI

ON LIRA AVEC INTÉRÊT :

- « Progrès permis par l'anémomètre à laser dans la mesure des écoulements » par B. Hansen - Mesures, janvier-février 1972.
- « Vélocimètre à laser » par B. Dessus, P. Napie et L. Perneker - La Houille blanche, n° 8, 1972.
- « The Designer and applications of a non-contact velocimeter used in process control » par R.J. Smith-Saville - Conférence présentée lors d'Eurocon 74 (mai 1974).
- « Application of dual scatter laser Doppler velocimeters for wind tunnel measurements » par A.E. Lennert, F.H. Smith, R.L. Parker - Rapport de l'Arnolds Air Force Station (Tennessee, USA).
- « Measurement of turbulence transport properties in a supersonic boundary-layer flow using laser velocimeter and towire anemometer techniques » par D.A. Johnson et W.C. Rose - Communication présentée lors de « l'AIAA Aero-Acoustics Conference » (Washington, oct. 1973).
- « A study of shock-wave turbulent boundary layer interaction using laser velocimeter and hot-wire anemometer technique » par W.C. Rose et D.A. Johnson - Communication présentée lors de « l'AIAA 12th Aerospace Sciences Meeting » (Washington, fev. 1974).
- « Laser velocimeter mean and fluctuation velocity measurement of a mach 2,9 wind-tunnel turbulent boundary-layer » par D.A. Johnson.
- « Laser Anemometry in a highly turbulent supersonic flow » par A. Boutier - Communication présentée à la réunion de travail sur l'anémomètre laser dans le cadre du projet Squid (Lafayette, USA)
- « Ges velocity measurements within a compressor rotor passage using a laser Doppler velocimeter » par D.C. Wisler et P.W. Mossey - ASME paper 72-WA/GT-2.

UN MODULATEUR DE LUMIERE PSYCHEDELIQUE A QUATRE CANAUX

L E but de notre étude est de réaliser un modulateur à 4 canaux dont un inversé. Pour cela il fallait un plan simple mais dont les caractéristiques puissent rivaliser avec celles des appareils commercialisés.

GENERALITES

Cet appareil, destiné à créer une animation lumineuse dont la couleur et l'intensité varient en fonction de la musique, vous permet de recréer dans un appartement ou même dans une salle de bal l'ambiance de votre night-club favori.

Les trois premiers canaux sont du même type que ceux d'un modulateur classique. Le premier ne s'allume que sur les notes graves de la musique, le second sur les médiums et le troisième sur les aiguës. Le canal négatif, lui au contraire, s'éteint dès que l'un des trois autres canaux s'allume. Cela présente un double avantage :

- 1) Les auditeurs ne sont jamais dans le noir complet, ce qui était un grave défaut des modulateurs courants.
- 2) Si l'on emploie des ampoules colorées les variations de teintes sont encore plus marquées. En effet lorsque les trois premiers

canaux modulent le canal négatif module également mais de façon inverse.

ETUDE TECHNIQUE

AMORÇAGE DE L'ENSEMBLE

L'amorçage général de tous les canaux est assuré par un transformateur classique de sortie dont le primaire est de 5 Ω et le secondaire de 5 000 Ω . Le réglage en sensibilité de l'ensemble est effectué par un potentiomètre linéaire bobiné de 1 000 Ω placé aux bor-

nes du secondaire du transformateur. De plus chaque canal (sauf le négatif qui est automatique) possède un réglage indépendant permettant de doser chaque voie par rapport aux autres.

LE CANAL GRAVE

Son réglage en sensibilité est assuré par un potentiomètre linéaire de 1 00 Ω dont les deux bornes extrêmes sont raccordées l'une au curseur du potentiomètre de volume général, l'autre à la masse. Le curseur de ce potentiomètre est ensuite relié à un circuit RC de type passe-bas composé

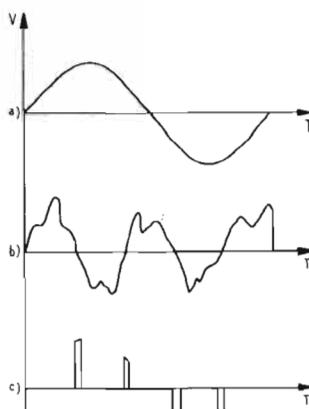


Fig. 1 - Courbes.

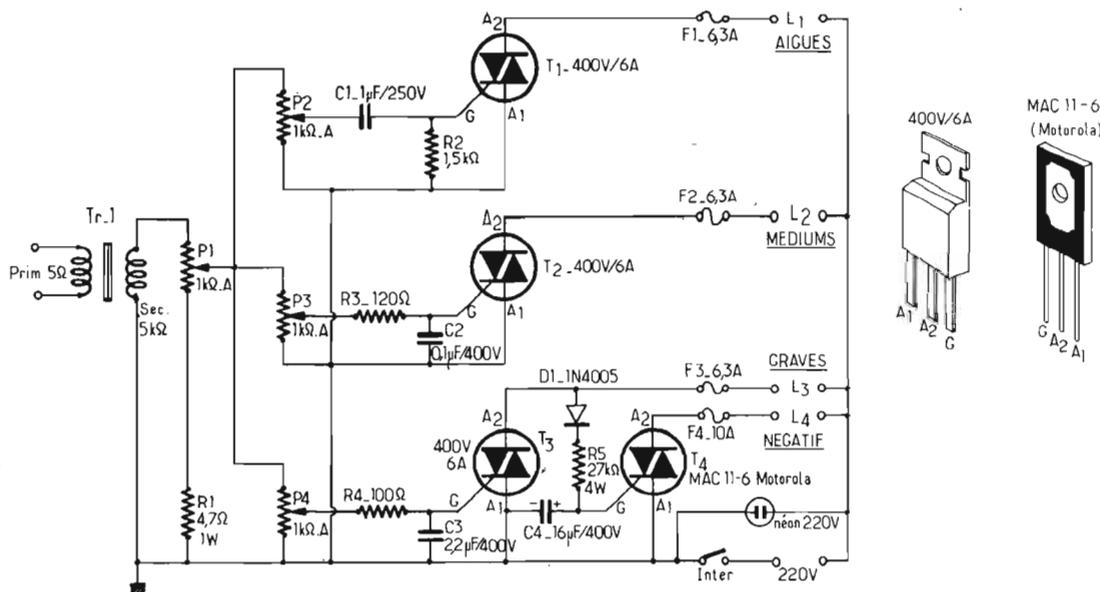


Fig. 2 - Schéma de principe. Précisions : toutes les résistances 0,5 W \pm 10 %, sauf : R = 4,7 Ω 1 W \pm 10 %, R = 27 k Ω 4 W \pm 10 %.

d'une résistance de 100Ω $1/2$ W et d'un condensateur de $2,2 \mu\text{F}/400$ V. Le signal issu de ce circuit RC est appliqué à la gâchette d'un triac 400 V/ 6 A. Ce triac permet de disposer sur ce canal d'une puissance de 1 100 W sur un secteur de 220 V.

LE CANAL MEDIUM

Ce canal aussi possède son réglage en sensibilité par rapport aux autres canaux grâce à un potentiomètre linéaire de 1 000Ω dont les deux points extrêmes sont raccordés, l'un au curseur du potentiomètre de réglage du volume général, l'autre à la masse. Le curseur de ce potentiomètre est relié à un circuit RC de type passe-bande. Il est composé d'une résistance de 120Ω $1/2$ W et d'un condensateur de $0,1 \mu\text{F}/400$ V. Le signal issu de ce circuit est appliqué comme précédemment à la gâchette d'un triac 400 V/ 6 A. La puissance disponible en sortie sur ce canal est également de 1 100 W.

LE CANAL AIGUS

Comme les deux canaux précédents, il possède son réglage en sensibilité assuré comme précédemment par un potentiomètre linéaire de 1 000Ω . Le curseur de ce potentiomètre est relié à un filtre RC de type passe-haut, composé d'une résistance de 1 500Ω et d'un condensateur de $1 \mu\text{F}/400$ V. Le signal issu de ce filtre est appliqué à la gâchette d'un triac 400 V/ 6 A. Comme précédemment la puissance disponible sur ce canal est de 1 100 W.

LE CANAL NEGATIF

a) Intérêt de la temporisation :

Etant donnée l'inertie thermique du filament des lampes (des spots en particulier) si on coupe le courant qui les alimente durant un temps très bref le filament n'a pas le temps de refroidir donc la lampe clignote très peu. Ici le temps de temporisation est de l'ordre de $0,1$ seconde. Ce qui est suffisamment long pour que le spot est le temps de s'éteindre entre deux impulsions, mais cela reste suffisamment bref pour qu'on le voit clignoter.

Dans la plupart des plans proposés jusqu'ici la tension de gâchette du négatif était directe-

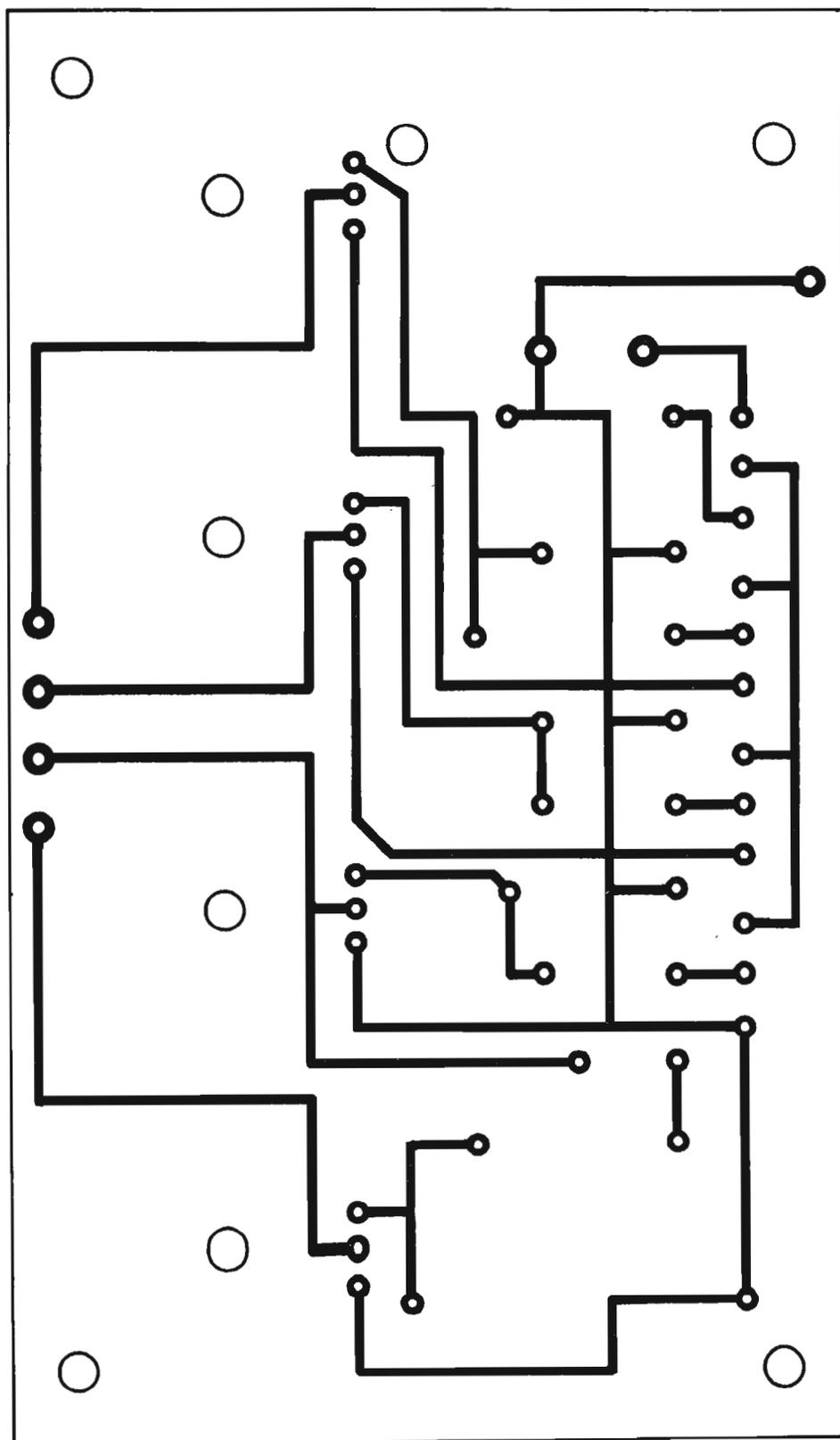


Fig. 3 - Plan du circuit imprimé (vu côté cuivre).

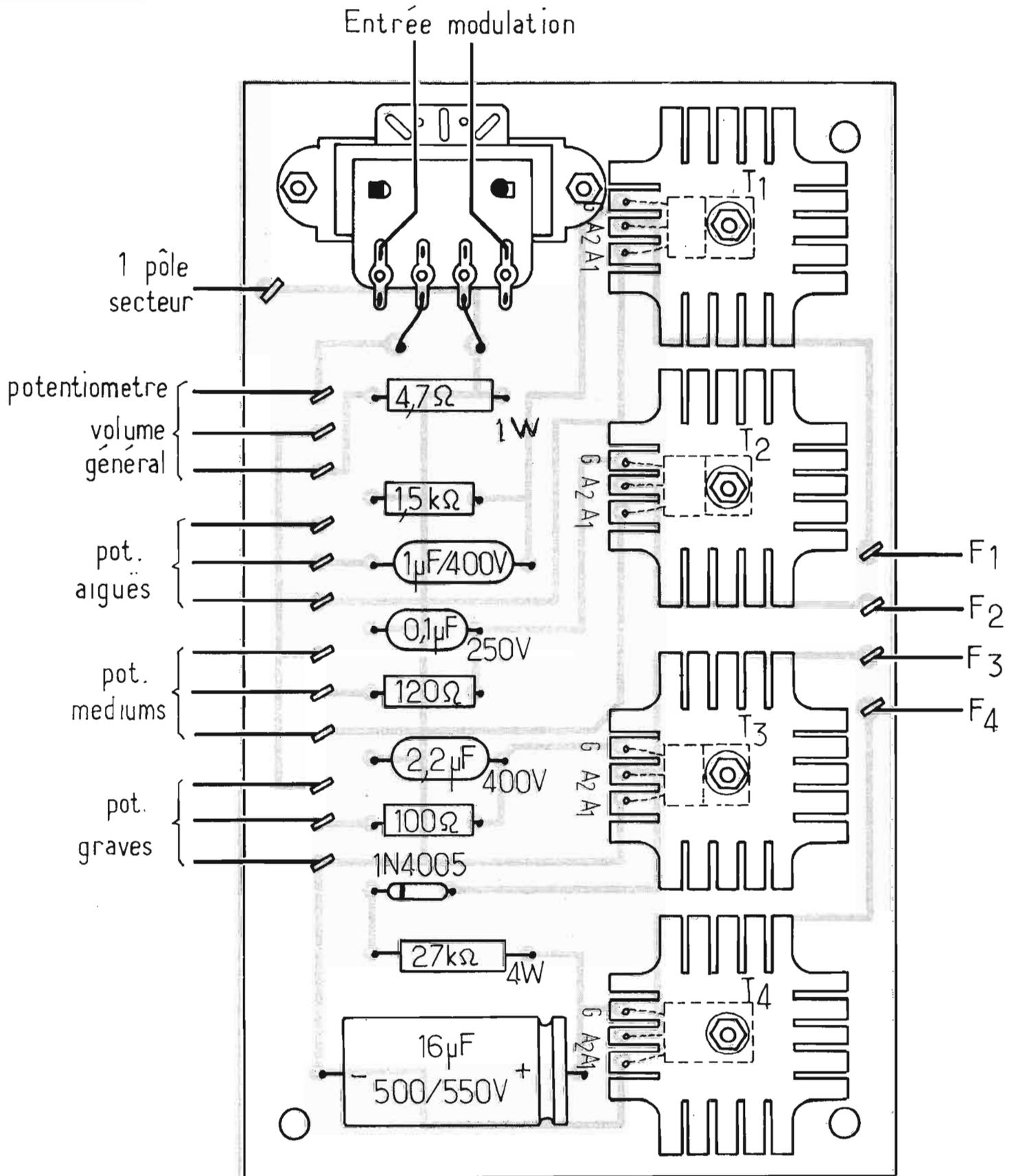


Fig. 4 - Plan d'implantation.

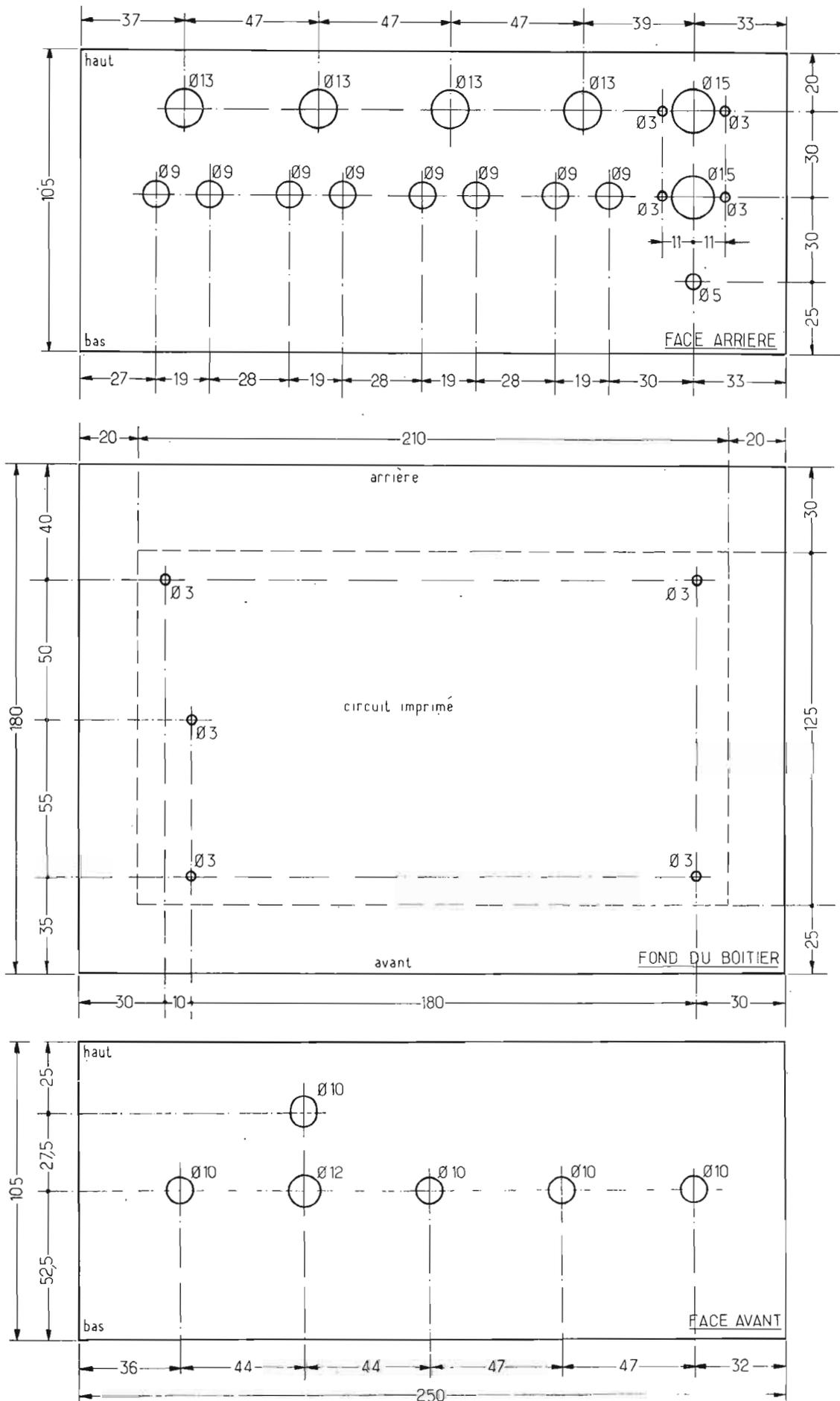


Fig. 5. Fig. 6. Fig. 7 - Plan de perçage du boîtier (éch. 1/2).

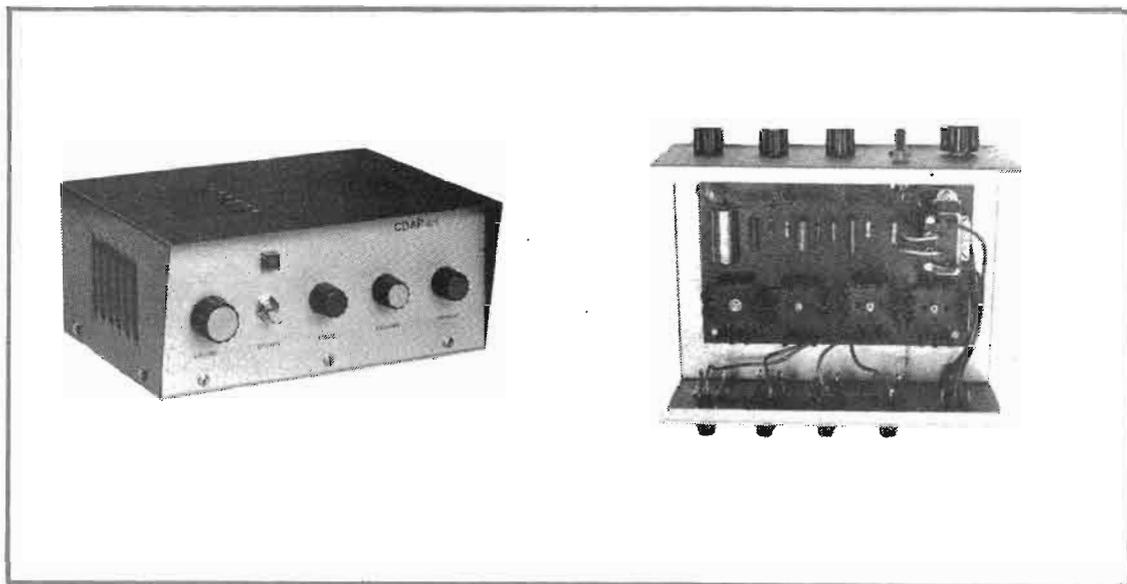
ment prélevée entre a_1 et a_2 de l'un des autres triacs. Etudions ce qui se passait alors. Sur la figure 1, la courbe (a) représente la sinusoïde du secteur, la courbe (b) un signal quelconque appliqué à la gâchette d'un des triacs du modulateur classique et la courbe (c) la variation de tension entre a_1 et a_2 de ce triac. On voit que cette tension n'est pas constamment nulle.

Donc le négatif déclenchera à chacune de ces impulsions. En conséquence la lampe du canal négatif ne s'éteindra jamais complètement. Si, par contre, on place le circuit de temporisation, le temps que mettra le condensateur de $16 \mu\text{F}/400 \text{ V}$ à se charger sera bien supérieur à la durée d'une de ces impulsions. Donc le pot négatif restera constamment éteint. De plus si on le désire il sera facile de monter un sélecteur permettant de brancher le négatif sur le canal de son choix. Sur le montage proposé il est branché sur le canal grave car c'est là que nous avons obtenu les meilleurs résultats.

b) Etude de la temporisation :

Le module négatif est donc branché entre a_1 et a_2 du triac du canal grave. A_1 est à la masse et la tension prélevée sur a_2 est redressée par la diode 1N4005 (400 V/200 mA). La gâchette du triac négatif est branchée au point milieu d'un circuit RC composé de la résistance de $27 \text{ k}\Omega/4 \text{ W}$ et du condensateur de $16 \mu\text{F}/400 \text{ V}$. Ce circuit se comporte donc comme un pont diviseur de tension dont le rapport varie en fonction du temps.

En effet, lorsque une tension apparaît aux bornes de ce circuit, le condensateur étant déchargé sa résistance interne est nulle, donc la différence de potentiel à ses bornes est nulle. Si le circuit reste sous tension la différence de potentiel aux bornes du condensateur atteint la tension de déclenchement du triac et alors la résistance de $27 \text{ k}\Omega$ est suffisante pour conserver cette différence de potentiel. Si la tension aux bornes du circuit RC s'annule, le condensateur se décharge rapidement dans le circuit de gâchette du triac et celui-ci n'est plus passant. Le triac utilisé pour le négatif est un 400 V/10 A (MAC 11-6, Motorola) ce qui donne à ce canal une puissance de 2 000 W. Ce triac a été choisi en raison des faibles courants de retour qu'il présente, assurant ainsi une grande fiabilité du circuit de temporisation.



PROTECTION DES TRIACS

Afin de protéger les triacs des courts-circuits de sortie, un fusible a été prévu sur chaque canal. Ces fusibles doivent être ultra-rapide, leur valeur est de 6 A pour les trois canaux positifs et de 10 A pour le canal négatif. Il est nécessaire d'utiliser des fusibles **ultra-rapides** car le temps que mettent les fusibles classiques à disjoncter risque de compromettre dangereusement le bon fonctionnement des triacs.

NECESSAIRES POUR FAIRE FONCTIONNER CET APPAREIL SUR UN SECTEUR DE 110 V

Le schéma indiqué est prévu pour fonctionner sur un secteur de 220 V. Si cependant on utilise l'appareil sur 110 V (chose rare de nos jours) il est nécessaire de remplacer la résistance $27 \text{ k}\Omega/4 \text{ W}$ du négatif par une résistance de $13 \text{ k}\Omega/6 \text{ W}$. Cependant la puissance disponible sur l'ensemble des canaux sera divisée par deux ce qui nous donne 550 W pour chaque canal positif et 1 000 W pour le canal négatif.

REALISATION PRATIQUE

Le schéma théorique de l'appareil complet est donné à la figure 2. On distingue nettement les trois canaux classiques avec leurs circuits de sélection de fréquences et leurs réglages en sensibilité. On constate également le raccordement négatif au canal grave ainsi que son circuit de temporisation.

LE CIRCUIT IMPRIME

Le plan du circuit imprimé est donné à l'échelle 1 par la figure 3. Les dimensions de ce circuit ont été fixées en fonction des dimensions du boîtier que nous avons choisi pour la réalisation (ce boîtier sera étudié plus loin) et d'autre part en fonction de la taille des éléments nécessaires à la réalisation du module. Le circuit est réalisé sur une plaquette de bakélite monoface de $210 \times 125 \text{ mm}$. Nous avons étudié ce circuit en tenant compte de deux paramètres. Premièrement réaliser un module aussi compact que possible et deuxièmement conserver un tracé relativement simple le rendant réalisable par tout amateur, même débutant.

Nous vous proposons un petit « truc » pour réaliser ce circuit rapidement et avec le maximum de précision.

a) Quadriller la plaque de bakélite, côté cuivre, avec un crayon à

papier, en petits carreaux de 0,5 cm de côté (quadrillage petits carreaux d'un cahier).

b) Une fois ce quadrillage effectué, prendre un **marker insoluble écrivant sur toutes surfaces** et reporter toutes les pastilles d'abord en traçant des petits ronds d'environ 4 mm de diamètre. Une fois cette opération terminée joindre les pastilles entre elles en suivant le plan du circuit donné par la figure 3. Une fois ce tracé réalisé, assurez-vous que les traits sont bien continus et que la couche d'encre est suffisamment épaisse. Il suffit alors de plonger le circuit dans un bain de perchlore de fer jusqu'à ce que le cuivre soit attaqué aux endroits désirés. Une fois le bain terminé il suffira d'enlever l'encre à l'aide d'un dissolvant classique. Nous nous sommes souvent servi de cette méthode de traçage et le résultat a toujours été très satisfaisant. Il faut néanmoins éviter de laisser le circuit séjourner trop longtemps dans le bain de perchlore.

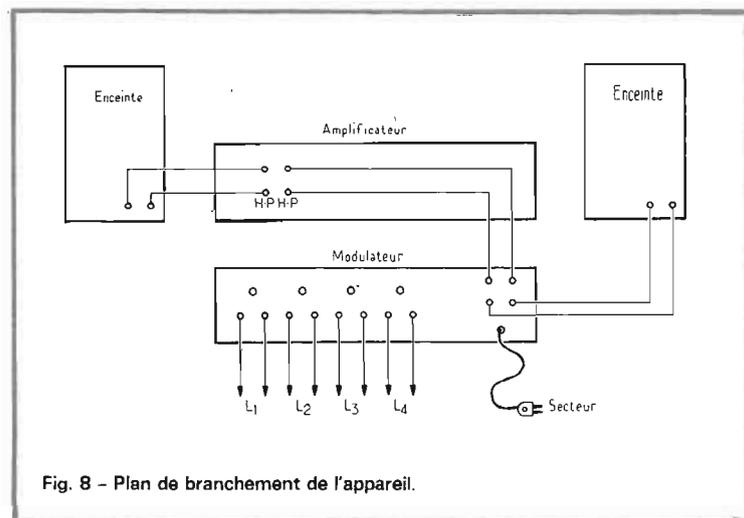


Fig. 8 - Plan de branchement de l'appareil.

IMPLANTATION DES COMPOSANTS

L'implantation des composants est donnée par la figure 4. On remarquera les radiateurs fixés sur les triacs afin d'éviter une élévation de température trop importante de ceux-ci lorsque l'appareil est utilisé au maximum de sa puissance. On veillera à ce que les radiateurs ne se touchent pas. Comme on peut le constater le transformateur est solidaire du circuit. Cependant les potentiomètres ainsi que les fusibles sont indépendants. Ils sont directement fixés sur le boîtier et raccordés au module à l'aide de fils de cablages classiques. Il est inutile d'utiliser, dans le cas présent, de fil blindé. L'implantation des composants ne présente aucune difficulté. On prendra soin de souder la diode, les triacs et le condensateur de $16 \mu\text{F}$ en respectant la polarité ou le brochage indiqué. Le module une fois terminé est fixé au fond du boîtier par les deux boulons de fixation du transformateur et par trois autres boulons disposés aux trois autres coins du circuit imprimé. Il est nécessaire de surélever le circuit par 5 tubes isolants du diamètre des boulons et d'environ 1 cm de haut afin qu'aucune des soudures ne risque d'entrer en contact avec le boîtier.

LE BOITIER

Un boîtier de 250 x 180 x 105 mm a été choisi pour contenir l'ensemble de l'appareil. Il s'agit d'un boîtier en tôle pliée. Toutes les faces sont boulonnées les unes aux autres ce qui permet un démontage rapide. Ceci est très pratique, en particulier, pour le perçage des différents trous.

La face avant de ce coffret est en aluminium brossé ce qui améliore son esthétique. Sur cette face sont fixés les 4 potentiomètres, l'interrupteur de mise en marche et le voyant. Son plan de perçage est donné par la figure 5. Cela constitue une disposition des diverses commandes qui est, à notre avis, pratique. Pourtant l'ordre indiqué n'est pas impératif et peut être modifié au goût de chacun.

Le fond du coffret sert de châssis pour supporter le circuit imprimé. On y retrouve les 5 trous des boulons de fixation. Le plan de perçage du fond est donné par la figure 6.

La face arrière est en tôle pliée. C'est sur elle que sont fixées les prises de sortie pour les spots. On utilisera des prises bananes femelles pour châssis. Leur espacement est tel que l'on puisse brancher dessus des fiches secteur classiques. Cette face porte également les 4 porte-fusibles ainsi que les deux prises DIN haut-parleurs permettant l'arrivée de la modulation son à l'appareil. On y percera également un trou permettant le passage du cordon secteur. Le plan de perçage de cette face est donné par la figure 7.

Le capot est lui aussi en tôle pliée peinte au four. Dans ce capot des aérations ont été ménagées pour permettre un meilleur refroidissement des triacs.

RACCORDEMENT GENERAL DE L'APPAREIL ET CONCLUSION

Le raccordement de l'appareil à la chaîne Hi-Fi ou au pick-up ainsi que le branchement des spots sont donnés à la figure 8. La puissance nécessaire au bon fonctionnement du modulateur est d'environ 1,5 W.

En conclusion nous pouvons dire qu'il s'agit ici d'un appareil à la portée de tous. Il trouve sa place aussi bien en appartement qu'en salle de bal ou en night-club.

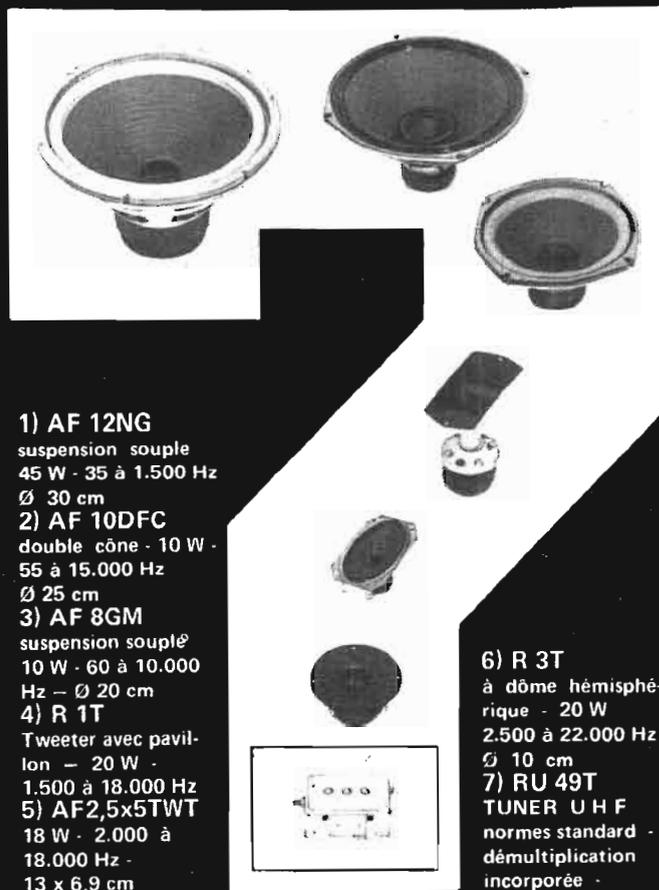
A.P.

VALEUR DES ELEMENTS

$R_1 = 4,7 \Omega$ 1 W $\pm 10 \%$
 $R_2 = 1,5 \text{ k}\Omega$ 1/2 W $\pm 10 \%$
 $R_3 = 120 \Omega$ 1/2 W $\pm 10 \%$
 $R_4 = 100 \Omega$ 1/2 W $\pm 10 \%$
 $R_5 = 27 \text{ k}\Omega$ 4 W $\pm 10 \%$
 $P_1 = P_2 = P_3 = P_4 = 1 \text{ k}\Omega$ linéaire
 $C_1 = 1 \mu\text{F}/250 \text{ V}$
 $C_2 = 0,1 \mu\text{F}/400 \text{ V}$
 $C_3 = 2,2 \mu\text{F}/400 \text{ V}$
 $C_4 = 16 \mu\text{F}/400 \text{ V}$
 $T_1 = T_2 = T_3 = \text{Triac } 400 \text{ V}/6 \text{ A}$
 $T_4 = \text{MAC } 11/6 \text{ (Motorola)}$
 $D_1 = 1\text{N}4005$
 $\text{Tr}_1 = \text{transformateur à primaire } 5 \Omega \text{ et secondaire } 5 \text{ k}\Omega \text{ (transformateur de sortie).}$

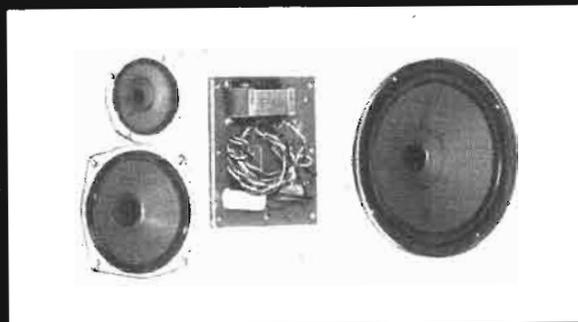
ROSELSON

Haut-parleurs Kits pour Enceintes Tuners UHF



- 1) AF 12NG
suspension souple
45 W - 35 à 1.500 Hz
Ø 30 cm
- 2) AF 10DFC
double cône - 10 W -
55 à 15.000 Hz
Ø 25 cm
- 3) AF 8GM
suspension souple
10 W - 60 à 10.000
Hz - Ø 20 cm
- 4) R 1T
Tweeter avec pavilion - 20 W -
1.500 à 18.000 Hz
- 5) AF2,5x5TWT
18 W - 2.000 à
18.000 Hz -
13 x 6,9 cm

- 6) R 3T
à dôme hémisphérique - 20 W
2.500 à 22.000 Hz
Ø 10 cm
- 7) RU 49T
TUNER UHF
normes standard -
démultiplication
incorporée



8) Ensemble de haut-parleurs et de filtres avec fils de liaisons repérés, à monter sur l'enceinte de votre choix de 15 à 60 W Série SK - BNG.

MEILLEUR RAPPORT QUALITE/PRIX sur le marché Européen

En vente chez votre revendeur habituel
Catalogue sur demande

TERA-LEG

51, rue de Gergovie - 75014 PARIS
Tél : 734 . 09 . 00

deno

9. la mesure des distorsions

Le terme « fidélité » désigne bien la qualité essentielle que l'on recherche dans toute installation de reproduction sonore digne de ce nom. C'est à ce point exact que l'on a parfois abusivement poussé le qualificatif des chaînes courantes au niveau de « haute fidélité » voire de « très haute fidélité ».

En fait, la fidélité (en électro-acoustique s'entend !) est l'aptitude que possède un appareillage à capter, amplifier et reproduire sans les déformer les sons émis par une source primaire (voix, instruments de musique, bruits d'ambiance, etc.), transformés en signaux électriques et restitués sous forme d'ondes sonores. C'est du moins ce que l'on espère obtenir de toute installation de qualité.

A l'inverse, tout phénomène qui tend à déformer l'allure des signaux et entraîne une sensation physiologique désagréable à l'audition est à éliminer : c'est le sombre domaine des distorsions.

Assez souvent, il arrive qu'une chaîne qui donnait d'honnêtes résultats au moment de son achat se soit, peu à peu, détériorée par suite de la variation de valeur ou de la dégradation de certains composants avec le temps. Dans ces conditions, il est souvent peu facile de se rendre compte, à l'audition, de cette lente évolution, et, avant d'atteindre des limites intolérables, l'auditeur aura subi, à son insu, les méfaits de distorsions qui sont indignes de sa chaîne.

Le meilleur moyen de faire un test de qualité est donc de déceler et de quantifier ces imperfections, ce qui permettra de soigner la mise au point des amplificateurs, de faire des essais comparatifs, etc.

QUE SONT LES DISTORSIONS ET D'OU PROVIENNENT-ELLES ?

Supposons que l'on envoie à l'entrée d'un amplificateur une tension de 10 mV et que l'on trouve à la sortie une tension de 1 V : on en conclura que le gain de cet amplificateur est de 100 en tension.

On peut donc penser que si l'on

fait varier la tension d'entrée d'un certain pourcentage, la tension de sortie sera 100 fois plus importante, mais variera dans le même rapport. Si tel n'est pas le cas, on dit qu'il y a une mauvaise linéarité en amplitude et des distorsions apparaissent.

On peut utiliser ce phénomène par le diagramme de la figure 1 : la caractéristique linéaire est une droite, comme son nom l'indique ; toute autre allure se traduira par des distorsions d'amplitude.

Les origines de ces distorsions sont multiples. On peut citer :

a) la courbure de la caractéristique telle qu'elle est indiquée sur la figure 1. Cette courbure peut être due à une mauvaise conception à une polarisation défectueuse, à la fuite d'un condensateur de liaison, à un transistor fonctionnant mal, etc. ;

b) le phénomène de saturation qui intervient dès que le niveau d'entrée a atteint un certain seuil et qui se traduit par une stabilisation de la tension crête de sortie si l'entrée augmente au-delà du seuil ;

c) le bruit, quelle que soit son origine, qui agit sur l'enveloppe du signal à très faible amplitude ;

d) la tendance à l'oscillation qui fait varier le gain de l'amplificateur en fonction du niveau et qui, à la limite, fait apparaître des amorces d'oscillation HF sur la crête des signaux ;

e) la modulation d'un signal par un autre (phénomène d'inter-

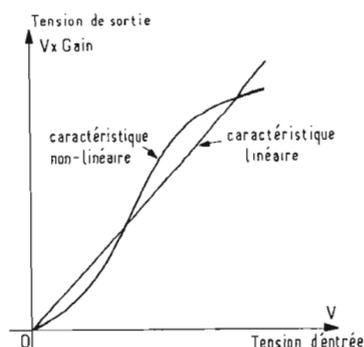


Fig. 1. - Caractéristique d'amplitude d'un amplificateur.

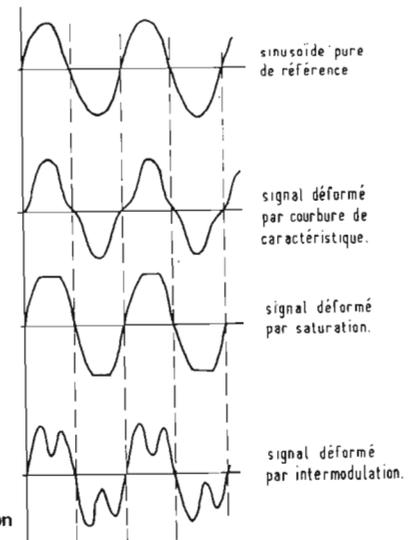


Fig. 2. - Différentes allures de déformation d'une sinusoïde.

modulation), due aussi à une courbure de caractéristique :

f) l'effet thermique, la micro-phonie de certains éléments, les couplages indésirables, etc.

Comme on le voit, les causes ne manquent pas, ce qui implique que les remèdes doivent être parfaitement adaptés.

L'analyse des distorsions serait difficile s'il fallait comparer un signal de modulation quelconque d'allure complexe à l'entrée et à la sortie d'un amplificateur. La variation rapide, et quelque peu aléatoire, de l'amplitude ne permet pas une analyse sérieuse sauf, peut-être, pour ce qui est du bruit ou de la saturation que l'on peut déceler à l'oscilloscope sur un signal de forme non définie.

Fort heureusement, on a pu démontrer que tout signal peut être décomposé en une série de raies spectrales correspondant chacune à une sinusoïde pure. Dès lors, il suffira d'analyser le comportement d'un amplificateur excité par une tension sinusoïdale « propre », de fréquence donnée, à l'entrée, pour en tirer des conclusions à peu près sérieuses sur son aptitude à amplifier sans les déformer les signaux de modulation de forme complexe quelconque.

La figure 2 montre, à titre d'exemple, quelques oscillogrammes caractéristiques de signaux distordus. On peut voir que l'allure du signal déformé varie suivant la cause de la déformation, ce qui permet, déjà, de faire un diagnostic à l'oscilloscope pour trouver l'origine de l'anomalie. Toutefois, on ne saurait retenir la méthode d'examen oscillographique que pour les signaux dont les déformations sont relativement importantes. La comparaison du signal d'entrée et de celui de sortie, sur deux traces est déjà un perfectionnement qui apportera une méthode plus efficace et plus fine d'appréciation des déformations mais la quantification ne pourra pas en être faite par ce moyen.

Une autre approche du problème consisterait à tracer la droite $V_{\text{sortie}} = k \cdot V_{\text{entrée}}$ à différentes fréquences, mais la mesure qui devrait se faire dans des conditions de précision assez grande est difficile à mettre en œuvre et risque de donner des valeurs fausses avec des montages habituels (ceux que détient l'amateur).

On obtiendra des résultats bien supérieurs avec des appareils spé-

cialement conçus pour mesurer des distorsions tels que ceux que nous décrivons dans le présent article.

LA DISTORSION HARMONIQUE

L'une des figures les plus caractéristiques utilisées pour quantifier la linéarité d'un amplificateur est la distorsion harmonique que l'on peut définir ainsi :

Si l'on envoie une sinusoïde pure à l'entrée d'un amplificateur, avec son niveau nominal, le signal de sortie se trouvera d'autant plus déformé que l'amplificateur a une caractéristique non linéaire et le spectre correspondant présentera en plus de la raie fondamentale à F_0 , une suite de raies harmoniques à $2 F_0$, $3 F_0$, etc., d'autant

plus importante en nombre et en amplitude que la non linéarité de l'amplificateur sera plus prononcée.

Si l'on désigne par a_1 , l'amplitude du signal à la fréquence fondamentale F_0 , par a_2 l'amplitude de l'harmonique 2 à $2 F_0$, etc., la définition mathématique du taux de distorsion harmonique est :

$$D_{\text{(harmonique)}} \text{ en } \% = \frac{a_2^2 + a_3^2 + \dots + a_n^2}{a_1^2 + a_2^2 + a_3^2 + \dots + a_n^2} \times 100$$

La valeur de ce taux de distorsion (dit aussi taux global de distorsion harmonique), suivant qu'elle s'applique à des amplificateurs quelconques ou à des appareils très élaborés, peut varier dans de grandes limites (de 2 à 3 % à 0,05 % et même moins). Des valeurs de 0,5 à 1 % sont très acceptables. Il ne faut pas oublier

que dans une chaîne dite à haute fidélité l'amplificateur est l'élément dont on cite le plus volontiers le taux de distorsion harmonique alors qu'il est généralement très inférieur à celui que donne un disque sur sa platine (2 à 3 %), un magnétophone (2 à 4 %), un tuner (0,5 à 3 %), une très bonne enceinte (1 à 4 %), etc.

Théoriquement, pour mesurer ce taux de distorsion, il conviendrait de filtrer le fondamental, puis chaque harmonique, sur le signal de sortie, de mesurer la tension correspondante à chaque raie spectrale et d'appliquer la formule citée. On conçoit aisément que cette méthode soit extrêmement laborieuse. Elle est encore utilisée dans certains laboratoires qui font de l'analyse spectrale, ce qui permet de connaître le taux d'harmonique de rang donné. Il n'est pas question de proposer

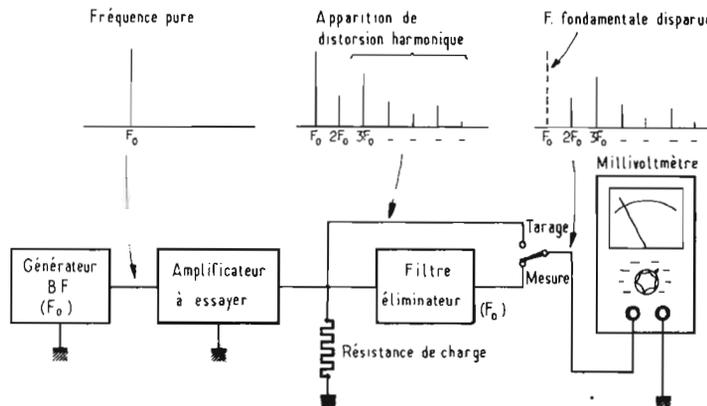


Fig. 3

Fig. 3. - Mesure de la distorsion d'un amplificateur.

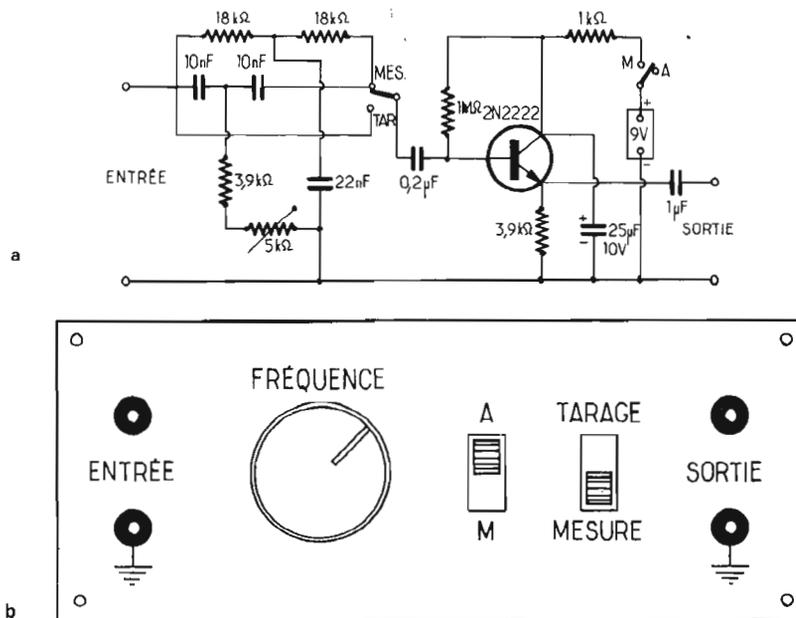


Fig. 4. - Un distorsiomètre ultra-sensible.

cette méthode sophistiquée à nos lecteurs.

Beaucoup plus pratique est la mesure qui fait appel à un distorsiomètre mesurant le taux global de distorsion.

Pour avoir une idée de la méthode utilisée on se reportera à la figure 3. L'amplificateur à essayer est attaqué par une tension sinusoïdale aussi pure que possible (valeur nominale en amplitude). On branche à la sortie la résistance de charge recommandée.

Dans un premier temps on mesure au moyen d'un millivoltmètre de tension efficace, la tension aux bornes de la résistance de charge, soit U_1 .

Puis l'on répète l'opération en interposant entre la sortie de l'amplificateur et le millivoltmètre, un filtre réjecteur éliminant la fréquence fondamentale dans le signal à mesurer. On mesure alors U_2 .

Le taux global de distorsion harmonique sera égal à :

$$D(\text{en } \%) = 100 \frac{U_2}{U_1}$$

Si, par exemple, $U_1 = 10 \text{ V}$ et $U_2 = 50 \text{ mV}$, le taux global de distorsion sera de 0,5 %.

Nous avons indiqué sur la figure 4 le schéma et la présentation d'un appareil très simple qui permettra de mettre en pratique cette méthode de mesure. La fréquence de fonctionnement est de 1 000 Hz.

Un filtre réjecteur en double T est disposé à l'entrée. Un commutateur permet de mettre en service ou non ce filtre. Le curseur du commutateur est réuni, à travers un condensateur d'isolement, à la base d'un transistor monté en collecteur commun. L'impédance d'entrée élevée du transistor ne perturbe pas la caractéristique réjectrice du filtre et permet d'avoir une faible résistance de sortie vers l'appareil de mesure. Pour être certain de centrer exactement le filtre sur la fondamentale, un réglage fin de fréquence permet de parfaire l'accord.

Toutefois, ce petit appareil, très utile lorsqu'il s'agit de faire des tests comparatifs, ne saurait donner des valeurs précises de taux global car la réjection de la fondamentale entraîne également un affaiblissement sur les harmoniques 2 et 3.

UN DISTORSIOMETRE HARMONIQUE A PONT DE WIEN

Pour obtenir un résultat plus précis, il convient de faire appel à un distorsiomètre à filtre actif dont un bon exemple est donné sur le schéma de principe de la figure 5a.

Cet appareil comporte 3 étages, un pont de Wien et un dispositif de contre-réaction qui augmente la sélectivité.

Le pont de Wien, dont on a déjà eu l'occasion de parler à propos des générateurs BF, est un circuit relativement simple dont le schéma équivalent est donné en figure 5b. Il comporte deux branches AM et BM formées respectivement par les résistances R_c et R_e , et deux autres branches : AS qui porte R et C en série et BS avec R et C en parallèle.

On introduit le signal alternatif entre A et B. Si le pont est équilibré, aucun signal n'apparaît entre S et M. Cet équilibre n'est atteint que si deux conditions sont remplies :

$$F_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad \text{et} \quad RC = 2R_e$$

Ceci revient à dire que l'on peut accorder le pont sur une fré-

quence bien particulière pour laquelle il exerce un filtrage parfait théorique.

Si l'on se reporte au schéma 5a, on note que le signal est envoyé sur T_1 (étage déphaseur) dont les résistances de collecteur et d'émetteur sont dans un rapport 2, les tensions en A et B étant en opposition.

La base de T_1 est polarisée par le pont de résistances R_2 et R_3 (en contre-réaction vers R_{13}). La résistance R_1 sert à limiter le courant base, au cas où une tension excessive se trouverait présente à l'entrée : T_1 est alors protégé de la destruction.

Les deux autres branches du pont sont formées par R_7 en série avec C_2 et R_8 en parallèle avec C_3 .

La tension d'erreur du pont, disponible en S, est amplifiée par les transistors T_2 et T_3 montés en liaison directe. Le gain est relativement faible mais la distorsion propre à cet amplificateur est indécélable en raison des contre-réactions présentes (émetteurs de T_2 et de T_3 non découplés, retour de R_{10} vers R_{13}).

L'effet de la contre-réaction globale par R_3 est mis en valeur sur le graphique de la figure 5c. Sans CR, la sélectivité du filtrage est insuffisante car les harmoniques 2 et 3 sont atténués en même

temps que la fondamentale. Si on limite le niveau de sortie avec un dispositif de CR, ces mêmes harmoniques ne seront pas affectés par le filtrage et la mesure sera significative.

La figure 6 indique le schéma complet de l'appareil.

La résistance R_4 (R_e) est complétée par un potentiomètre P_2 (balance) et une résistance ajustable R_6 .

De la même façon, le réglage de fréquence est assuré par P_3 avec un réglage grossier donné par la résistance ajustable R_9 .

De plus, pour éviter d'avoir à décaler la fréquence du générateur pour le tarage, on a prévu un double inverseur mesure/tarage qui peut mettre le pont hors service.

Le fonctionnement est assuré, d'une part, en branchant l'entrée de l'appareil à la sortie d'un amplificateur chargé par sa résistance nominale, d'autre part, en réunissant la sortie à un millivoltmètre capable de mesurer au moins 10 mV à 1 V eff à pleine échelle (se référer, par exemple à l'un des appareils décrits dans le précédent article).

L'appareil est prévu pour fonctionner sur 1 000 Hz. On met l'inverseur sur la position tarage et l'on règle le potentiomètre de niveau P_1 pour lire 1 V sur l'appareil de mesure. Cette quantité représente la valeur 100 %.

On passe alors en position mesure et l'on règle successivement P_2 et P_3 , sans retoucher à P_1 , jusqu'à ce que la lecture la plus faible soit atteinte. Pour lire correctement celle-ci, il conviendra de passer sur la sensibilité la plus faible possible. Chaque commutation apportera une modification de l'échelle du taux de distorsion de la manière suivante :

100 mV représentent 10 %
10 mV représentent 1 %
1 mV représente 0,1 % de distorsion globale.

Il est essentiel, pour faire une lecture précise, de tourner très doucement les potentiomètres P_2 et P_3 .

Lors de l'étalonnage de l'appareil, après avoir mis P_2 et P_3 à mi-course, on ajustera R_6 et R_9 successivement pour obtenir un minimum de lecture en sortie avec un générateur stable (et sans distorsion) réglé exactement sur 1 000 Hz.

La figure 7 montre la courbe de réponse du filtre accordé sur 1 000 Hz. La pointe inférieure « descend » en dessous de

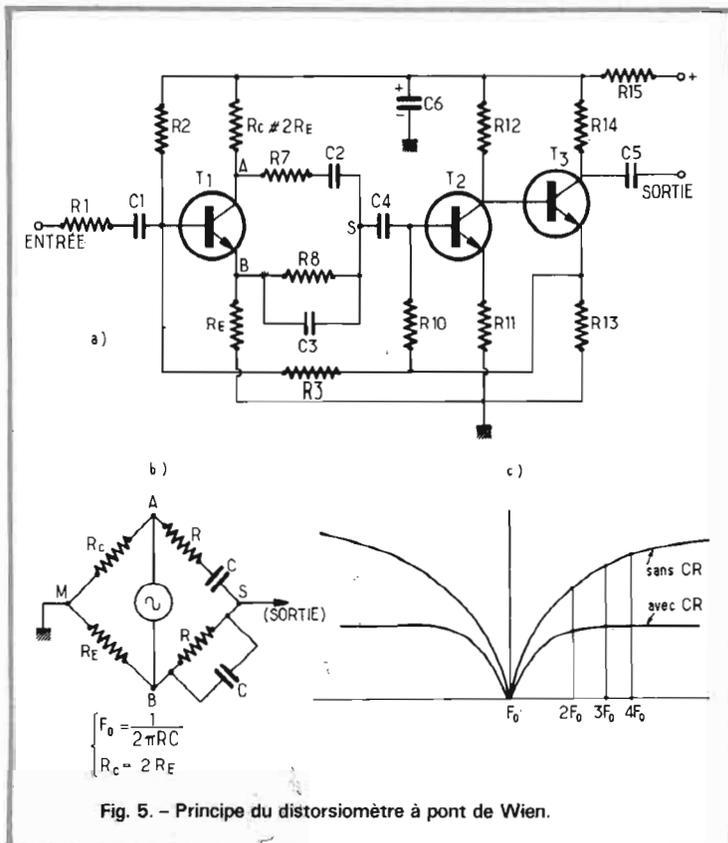


Fig. 5. - Principe du distorsiomètre à pont de Wien.

60 dB : ce chiffre correspond à un taux de 0,1 % ; on peut espérer obtenir une mesure jusqu'à 0,05 % si l'on soigne particulièrement bien les réglages. Il ne faut oublier cependant que les générateurs qui ont un taux de distorsion aussi bas ne sont pas très courants ni très économiques.

La réalisation pratique de l'appareil ne présente pas de difficultés particulières. On a présenté sur la figure 8 le dessin du circuit imprimé et la disposition des composants avec plan de câblage.

On s'attachera à choisir des composants de tout premier choix : la stabilité des réglages, qui en dépend, est un paramètre essentiel sur ce montage. Les résistances du pont seront du type 1 ou 2 % à couche (de préférence 1 W). Les condensateurs seront choisis dans une série 2,5 % (ou mieux) au polystyrène. Les potentiomètres P₂ et P₃ seront **obligatoirement** des

modèles bobinés (genre Minibob ou équivalent).

Bien que nous n'ayons représenté qu'un modèle monofréquence, rien ne s'oppose, en principe, à réaliser un appareil pouvant fonctionner sur plusieurs fréquences en commutant différentes valeurs de condensateurs du pont (la fréquence est inversement proportionnelle à la capacité). Là aussi, la qualité du commutateur devra être irréprochable (modèle à pinces à contacts auto-nettoyants).

Nous déconseillons l'utilisation de potentiomètres et de résistances ajustables (fréquence et balance) de plus fortes valeurs que celles que nous indiquons, car l'accord précis devient impossible et les lectures obtenues, surtout sur faible taux, risquent d'être totalement erronées.

Les lecteurs intéressés par le problème de la distorsion harmonique et par sa mesure pourront

consulter les articles et ouvrages qui lui sont consacrés. Signalons, à titre d'exemple, quelques références bibliographiques :

— Le Haut-Parleur, n° 1330, p. 157 : « Mesures sur les amplificateurs d'après les normes 45500 ».

— Dans le même numéro, pp. 190 à 192 : « Conception et réalisation d'un distorsiomètre à 5 gammes ».

— Hi-Fi Stéréo n° 1453, pp. 115 à 120 : « Mesure et analyse des harmoniques ».

LA DISTORSION PAR INTERMODULATION ET SA MESURE

Lorsqu'on envoie **simultanément**, par mélange linéaire, à l'entrée d'un amplificateur deux signaux sinusoïdaux de fréquences différentes, on peut observer en sortie une modulation du

signal à fréquence élevée, par celui à fréquence plus basse. Ce phénomène parasite est créé par la courbure de la caractéristique d'amplitude de l'amplificateur et/ou par une amplitude trop élevée de l'un des signaux. On dit que le signal de sortie est affecté d'une distorsion par intermodulation.

Un amplificateur linéaire ne montrerait, à sa sortie que la somme des amplitudes des signaux qui y sont entrés (au gain près).

On se doute qu'il existe un lien étroit entre la distorsion par intermodulation et la distorsion harmonique. Ces deux phénomènes sont, en effet, liés à la non linéarité d'amplitude de l'appareil considéré. D'ailleurs, il y a de la distorsion harmonique s'il y a de la distorsion par intermodulation.

D'une façon générale, le taux de distorsion par intermodulation est 3 à 4 fois plus élevé en % que le taux global de distorsion harmonique et il est relativement difficile de réaliser des amplificateurs dont « l'intermodulation » soit très inférieure à 1 % mesurée dans les conditions que nous précisons plus loin.

L'intermodulation entraîne un certain « embrouillement » du passage sonore surtout si ce dernier est complexe et comporte un spectre étendu de fréquences et de fortes amplitudes de crête. Il est toutefois assez difficile de discerner, sans comparaison avec une référence, la présence d'intermodulation dans un signal sonore, à moins que celle-ci soit très importante. Il n'en est pas de même avec la distorsion harmonique qui peut être « sentie » dès 3 à 4 % par des oreilles expertes.

La mesure du taux de distorsion par intermodulation se fera dans des conditions déterminées qui sont bien définies dans les normes DIN 45500.

On envoie à l'entrée de l'amplificateur à essayer un signal composite formé d'une tension à 8 kHz à laquelle est superposé un signal de 250 Hz d'amplitude 4 fois plus élevée.

On dispose entre la sortie de l'amplificateur et un oscilloscope un filtre passe-haut qui élimine le signal à 250 Hz et ne laisse subsister que celui à 8 kHz plus ou moins modulé par le 250 Hz.

La figure 9a montre la disposition des éléments de mesure et l'allure des signaux observés. On notera la résistance ajustable de 1 kΩ qui permettra d'obtenir le

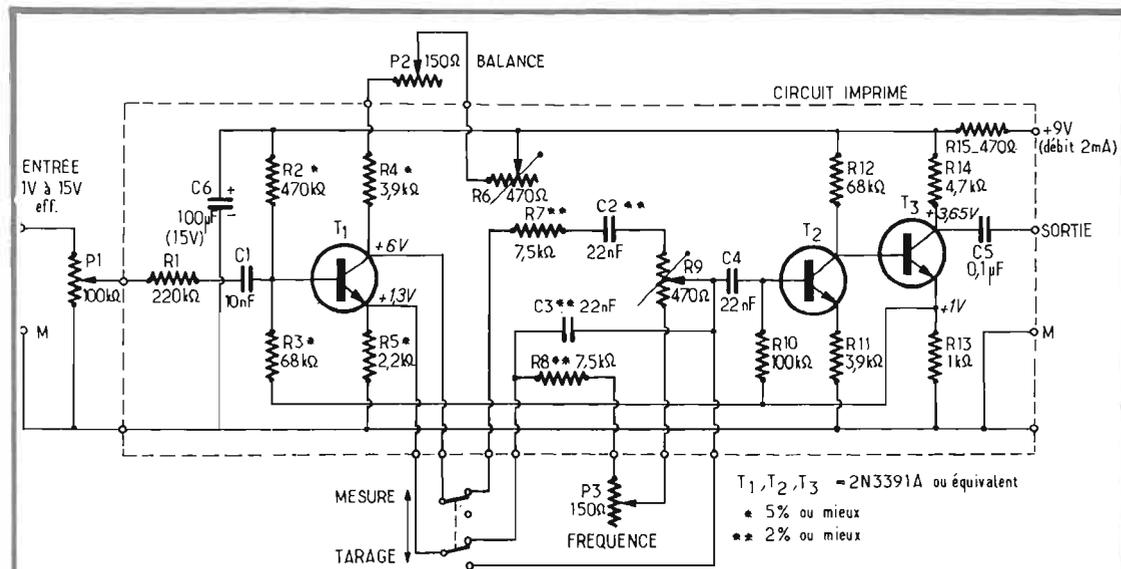


Fig. 6. - Schéma complet du distorsiomètre harmonique 1 000 Hz à Pont de Wien.

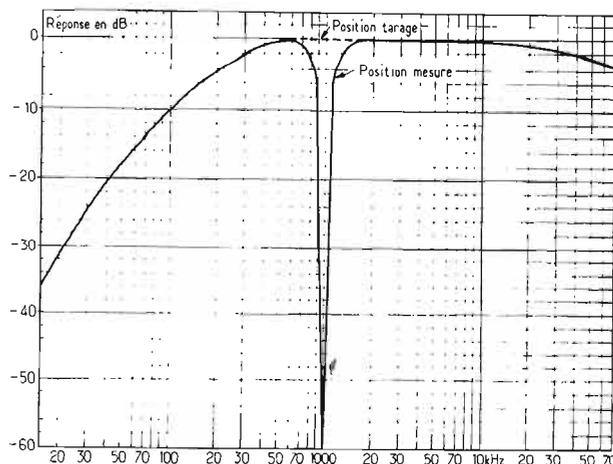


Fig. 7. - Courbe de réponse du filtre réjecteur de fondamentale (1 000 Hz).

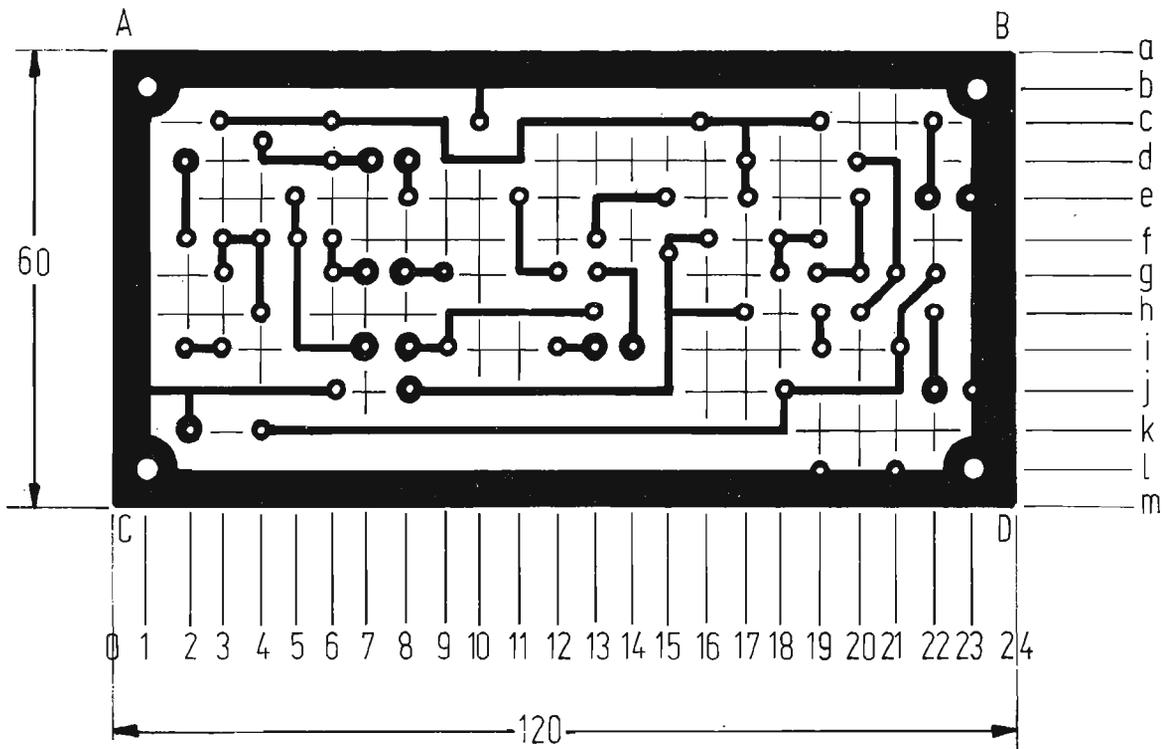
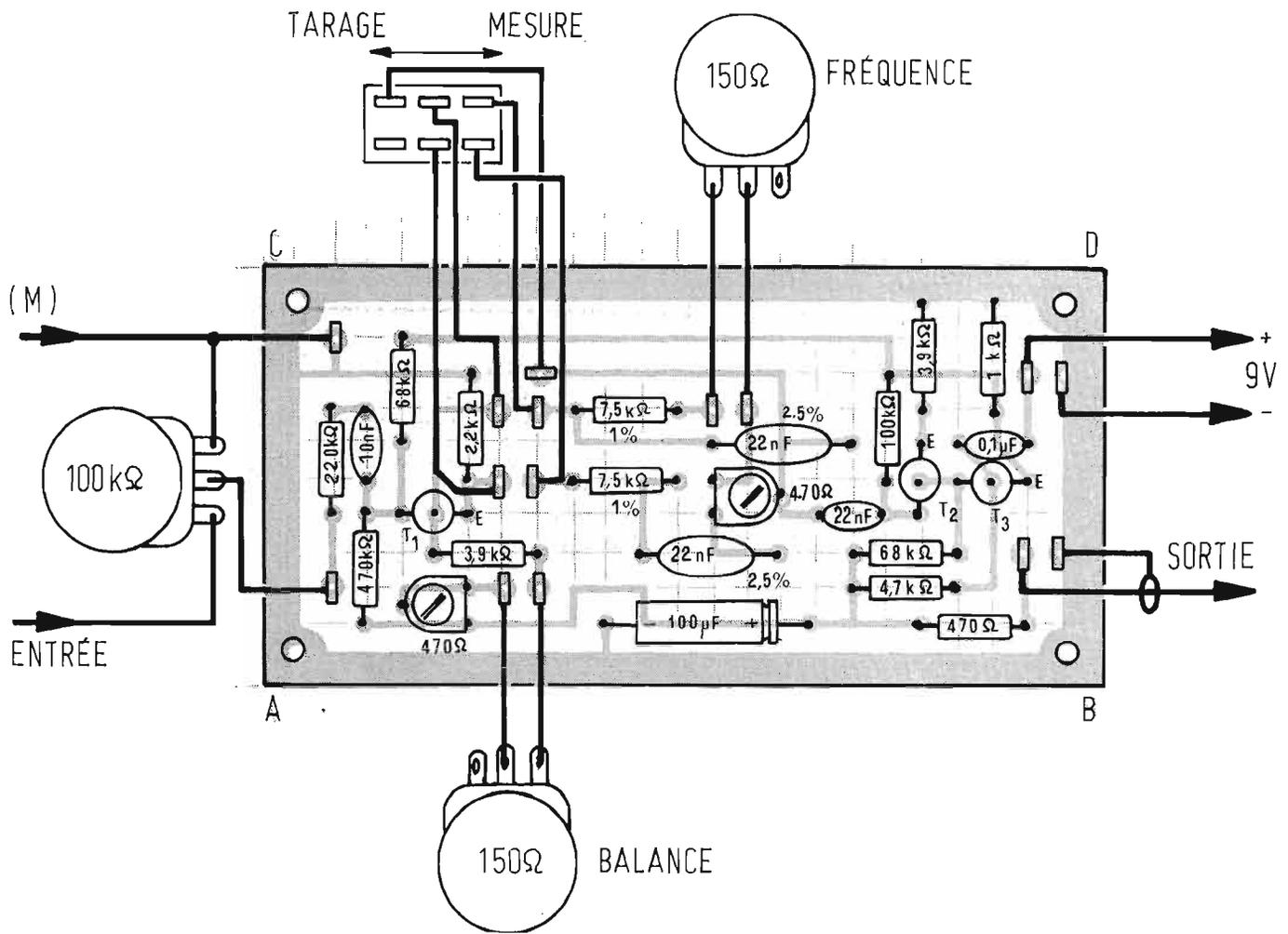


Fig. 8. - Réalisation du distorsiomètre harmonique à Pont de Wien.

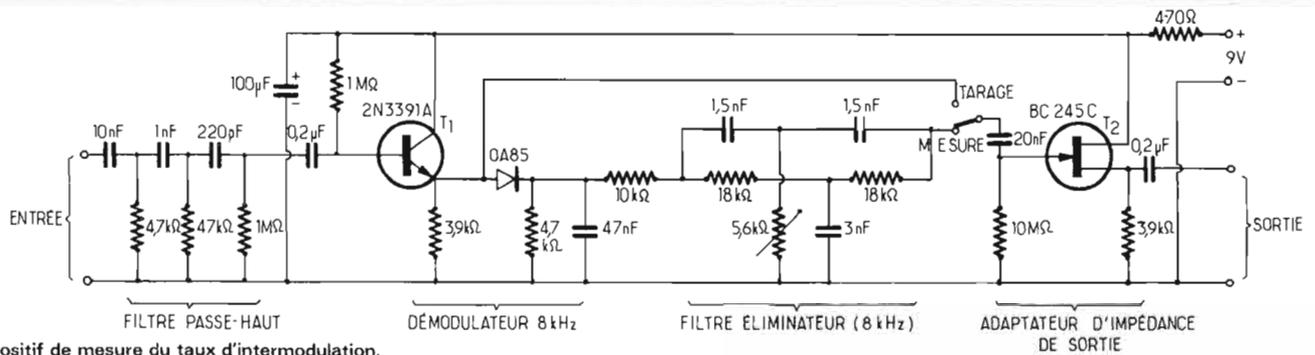


Fig. 10. - Dispositif de mesure du taux d'intermodulation.

bon rapport de tension entre les deux sources.

La tension modulée en sortie fait apparaître une amplitude crête à crête qui peut varier de b à a. Le taux de distorsion par intermodulation sera égal à :

$$D (\%) \text{ intermod.} = 100 \frac{a - b}{a + b}$$

qui n'est autre que le taux de modulation du signal à 8 kHz.

L'observation de la modulation

sur l'oscilloscope sera facilitée si l'on synchronise le balayage sur l'un des signaux (de préférence celui à 8 kHz). Si on en a la possibilité, on observera une extrémité seulement du signal en augmentant la sensibilité de l'amplificateur vertical et en décadrant l'image de moitié : la mesure sera alors plus précise.

On a représenté sur les figures 9b et 9c les schémas des oscillateurs de référence. Le montage

est très classique : il s'agit de 2 étages en cascade avec en réaction entre l'émetteur du deuxième transistor et la base du premier, un filtre en double T qui assure une très bonne stabilité et une tension exempte d'harmoniques. Eventuellement, pour se situer à la limite de l'accrochage, il est possible de diminuer la résistance d'émetteur du premier transistor (résistance ajustable), ce qui donnera l'onde la plus pure.

Le filtre passe-haut représenté en 9d est un simple réseau RC à trois mailles qui atténue le signal à 250 Hz de plus de 70 dB et d'un peu moins de 10 dB celui à 8 kHz.

Cette méthode de détermination du taux d'intermodulation peut, cependant s'avérer peu pratique à mettre en œuvre et peu précise pour les taux faibles. Nous proposons un appareil un peu différent sur la figure 10.

Le transistor T₁, monté en émetteur follower, reçoit sur sa base le signal débarrassé de la composante à 250 Hz par le filtre passe-haut.

La tension modulée qui apparaît sur l'émetteur de T₁ est envoyée sur un démodulateur qui restitue le 250 Hz d'enveloppe et élimine le 8 kHz résidu de détection. Pour parfaire le filtrage on fait suivre ce circuit de démodulation d'un double T coupe-bande réglé sur 8 kHz.

On mesurera l'amplitude du signal à 250 Hz au moyen d'un millivoltmètre ou d'un oscilloscope calibré en amplitude verticale. Le FET (T₂) sert à isoler l'appareil de mesure du filtre en double T ; l'impédance de porte est très élevée mais la source présente une résistance faible.

Pour pouvoir comparer l'amplitude du signal à 8 kHz (valeur moyenne) avec celle du signal provenant de la démodulation, on a prévu un inverseur tarage/mesure qui met ou non le démodulateur en circuit.

Le taux de distorsion par intermodulation est alors donné par :

$$D (\%) \text{ interm.} = \frac{U \text{ à } 250 \text{ Hz}}{U \text{ à } 8 \text{ kHz}}$$

L'étalonnage de l'appareil se fera en comparant les résultats obtenus par cette méthode avec celle faisant appel à l'interprétation d'un oscillogramme.

(à suivre)

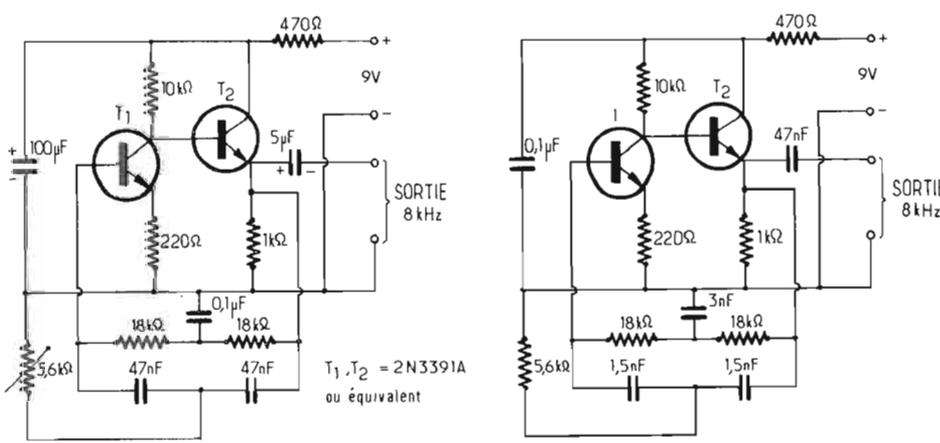
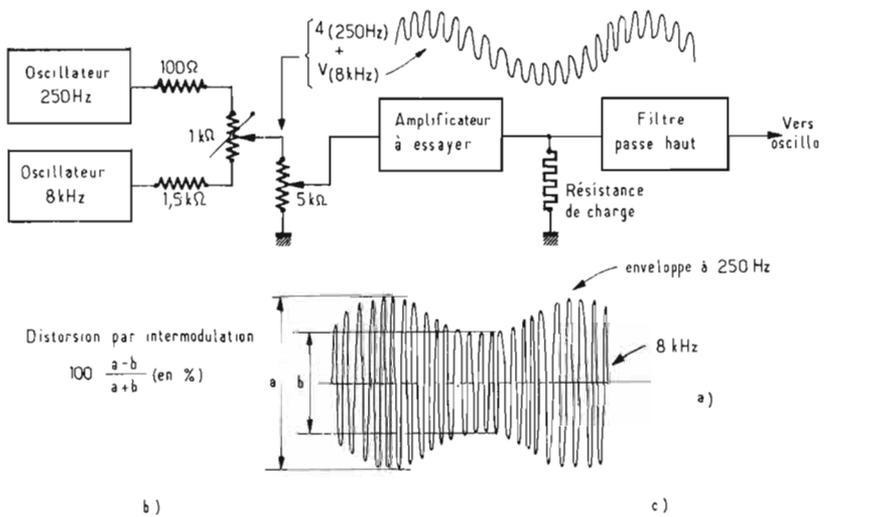
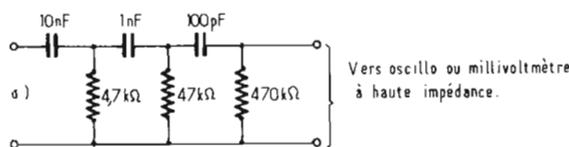


Fig. 9. - Distorsion d'intermodulation :
a) principe de la mesure.
b) oscillateur à 250 Hz.
c) oscillateur à 8 kHz.
d) filtre passe-haut.



Un magnétophone quadriphonique original :

LE GX 400 DSS AKAI



LA stéréophonie est appliquée, en pratique, en employant deux canaux sonores agissant sur deux haut-parleurs ou ensembles de haut-parleurs. Cette technique simplifiée est plus ou moins comparable à la stéréoscopie en optique, dont les résultats, en ce qui concerne l'obtention d'une véritable vision en relief naturel, sont très discutés par de nombreux opticiens.

La stéréophonie simplifiée à deux canaux offre ainsi des défauts indéniables ; de là, les recherches destinées à assurer l'illusion spatiale réelle du relief sonore, grâce à l'utilisation de canaux sonores plus nombreux ou de modifications de l'enregistrement, en combinant les méthodes stéréophoniques et les réverbérations artificielles.

L'ambiance acoustique nécessaire pour assurer une véritable impression de présence et de naturel musical peut, en tout cas, être améliorée, grâce à l'utilisa-

tion de quatre canaux sonores distincts au lieu de deux, en ajoutant aux deux canaux habituels stéréophoniques deux voies supplémentaires pour deux haut-parleurs destinés à être placés derrière les auditeurs, respectivement à droite et à gauche.

Ce principe simple est, d'ailleurs, également discuté par certains acousticiens. Ceux-ci font valoir que les murs disposés à l'arrière des salles de concerts comportent des revêtements amortisseurs de sons, de sorte que les auditeurs reçoivent les sons directs provenant des sources disposées en face d'eux, ou des sons réfléchis provenant des murs latéraux et du plafond, et non pas des sons provenant de l'arrière.

Le fait n'est pas général, car certaines salles, en particulier en Allemagne, sont beaucoup moins amorties à l'arrière, de sorte que cette remarque n'a pas un caractère vraiment probant.

L'augmentation du nombre

des canaux sonores permet, en tout cas, d'augmenter la surface de la salle d'écoute, sur laquelle on peut obtenir une bonne audition spatiale et ce fait justifie l'apparition des appareils à quatre canaux réalisés sous différentes formes.

Il y a désormais des disques quadriphoniques utilisés avec des lecteurs et des amplificateurs correspondants, et aussi des montages pseudo-quadriphoniques, qui permettent de transformer des appareils stéréophoniques à deux canaux en systèmes pseudo-quadriphoniques en utilisant des parties particulières des deux canaux sonores pour alimenter deux haut-parleurs supplémentaires disposés à l'arrière des auditeurs.

Mais, ce sont sans doute les magnétophones quadriphoniques à quatre canaux, qui constituent, dans cette catégorie, les appareils les plus remarquables, et qui présentent les plus grandes possibilités, puisqu'ils offrent à l'utilisa-

teur la possibilité de l'enregistrement et de la reproduction des sons plus ou moins directionnels dans un angle de 360° autour de l'auditeur, en assurant pour chaque canal la haute fidélité nécessaire.

S'ils peuvent être, en principe, des appareils à cassettes, ce sont pourtant encore, pour le moment, en pratique, des modèles à bobines, généralement de très haute qualité électro-mécanique et électronique, mais évidemment d'un certain encombrement et d'un prix élevé. Leur nombre est encore réduit, mais leur intérêt est évident ; ils sont réservés aux usages semi-professionnels ou aux amateurs privilégiés, mais leur prix ne dépasse pas, cependant, celui d'une chaîne sonore à très haute fidélité du type classique à deux canaux, ce qui justifie leur réalisation.

Parmi les quelques modèles actuels, un appareil récent présenté en France mérite d'être signalé.

C'est une platine d'enregistrement et de lecture quadriphonique pouvant enregistrer individuellement chacune des quatre pistes avec une parfaite synchronisation, s'il y a lieu, entre les divers enregistrements successifs.

Cet appareil présente ainsi, en dehors de ses possibilités quadriphoniques, des particularités très originales, puisqu'en permettant la lecture de la piste enregistrée sur la tête d'enregistrement elle-même, il évite le décalage entre la

tête d'enregistrement et la tête de lecture.

Les utilisations ne sont pas limitées à des enregistrements stéréophoniques pouvant être reproduits au moment de la lecture dans un sens de défilement ou dans l'autre, sans manipulation de la bande, il peut servir ainsi à des enregistrements quadriphoniques ou même à des enregistrements multipistes, grâce à ce système synchrone permettant de lire les pistes enregistrées à l'aide de la

tête d'enregistrement elle-même.

En dehors des possibilités quadriphoniques, il y a donc toutes celles de l'enregistrement multipistes, qui a été étudié dans les articles de la revue, et qui est de plus en plus employé par les professionnels, en particulier, pour servir aux premiers enregistrements de qualité destinés à la réalisation des disques.

Chaque piste étant enregistrée individuellement, on peut ainsi inscrire sur une piste des solistes,

sur une autre des chœurs sur la troisième la musique rythmique, sur la quatrième la musique d'accompagnement d'un orgue, etc.

DISPOSITION DE L'APPAREIL : LES SYSTEMES AUTOMATIQUES

Comme le montre la photographie de la figure 1, cette platine à

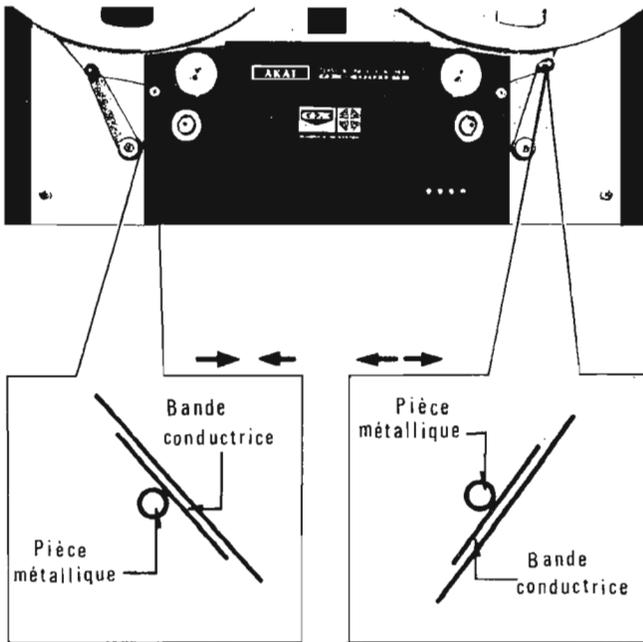


Fig. 2

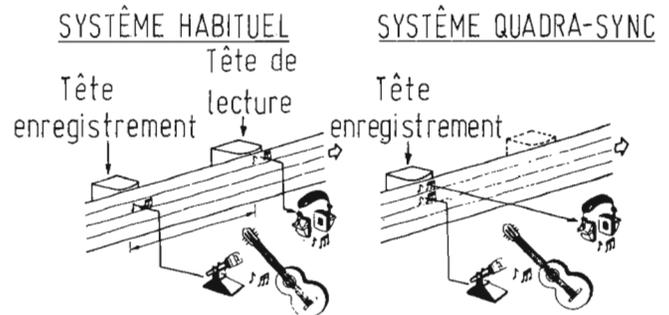


Fig. 6

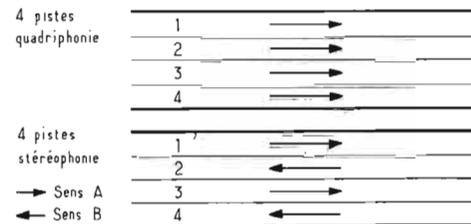


Fig. 3

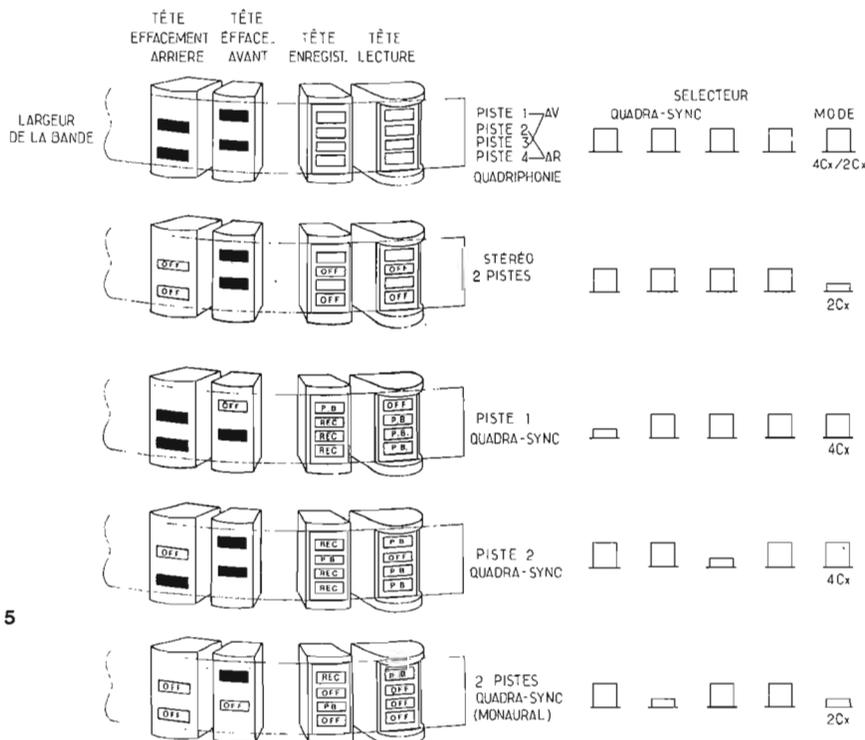


Fig. 5

bobines équipée de trois moteurs, dont deux concernant les bobines, et un entraînant les deux cabestans, peut fonctionner verticalement. Les deux moteurs d'entraînement des bobines, dont le diamètre peut atteindre 27 cm sont à rotor extérieur et à flux variable. Les moteurs actionnent directement les axes porte-bobines ce qui évite une transmission par courroie, et la bande défile entre deux cabestans, ce qui assure une meilleure tension plus régulière.

Le moteur entraînant les cabestans est asservi par une fréquence pilote, qui permet d'obtenir les trois vitesses de défilement de 38, 19 et 9,5 cm/seconde, avec un taux de fluctuation extrêmement faible, comme nous le verrons plus loin.

Le poids de cet appareil atteint 31 kg et ses dimensions 457 x 590 x 240 mm, ce qui correspond évidemment à la complexité du montage et à ses possibilités.

Comme on le voit sur la photographie, les niveaux de modulation dans les quatre canaux sont observés au moyen de quatre vumètres séparés et réglables séparément, au moyen de quatre boutons de volume contrôle. Un inverseur automatique assure le défilement dans un sens ou dans l'autre à la fin de chaque enregistrement, s'il y a lieu, c'est-à-dire évidemment pour l'inscription stéréophonique à deux pistes ou l'inscription monophonique à quatre pistes successives.

Comme on le voit sur la figure 2, la commande de cette inversion est assurée simplement par des bandes métalliques de 2,5 cm de longueur placées sur la face extérieure de la bande magnétique, et au point désiré l'inversion du défilement.

Ainsi, la bande assure la lecture de l'enregistrement ; elle est automatiquement rebobinée et arrêtée. De même, pour l'enregistrement, la bande métallique peut être collée au point désiré pour l'inversion de la machine ; la bande est enregistrée, rebobinée automatiquement et arrêtée. Le dispositif peut, d'ailleurs, être débrayé et dans la position « off » la lecture ou l'enregistrement est assuré qu'il y ait ou non une bande métallique collée sur la bande magnétique.

Le système permet également d'obtenir le fonctionnement continu en appliquant un morceau de bande conductrice sur la face extérieure de la bande magnétique, pour passer de la marche avant à la marche arrière et en

appliquant un autre morceau de bande conductrice sur la face intérieure de la bande magnétique, pour passer de la marche arrière à la marche avant, de façon à obtenir des effets d'inversion aux points désirés.

On dispose alors la machine pour obtenir la lecture continue des quatre canaux, c'est-à-dire que la bande assure la reproduction, et elle est rebobinée jusqu'à

l'emplacement où la bande conductrice est appliquée et, de nouveau, la lecture est effectuée.

Pour l'enregistrement, on applique, de même, une bande conductrice sur les deux faces de la bande magnétique, et l'on dispose la machine pour l'enregistrement. La bande est enregistrée et rebobinée automatiquement jusqu'à l'endroit où la bande conductrice a été appliquée, et la machine

est automatiquement réglée de façon à assurer un fonctionnement continu, avec des cycles de rebobinage et de lecture.

Le même système d'inversion est utilisable pour le fonctionnement à deux pistes. Pour la lecture, on applique encore une bande conductrice sur la partie extérieure de la bande magnétique au point d'inversion désiré, et l'on dispose la machine pour la lecture

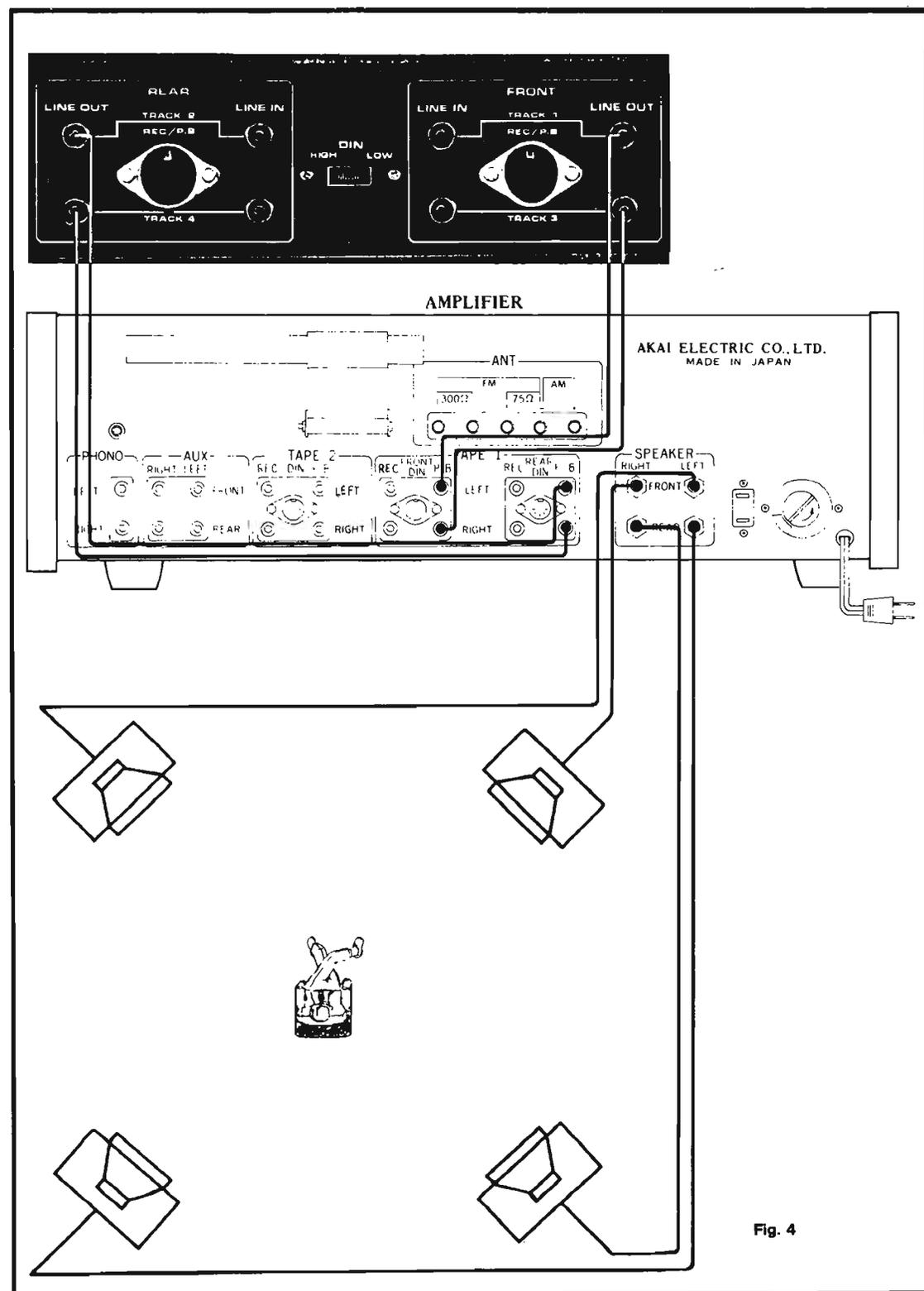


Fig. 4

que du fonctionnement complet de l'appareil, on place un inverseur d'arrêt automatique sur la position convenable ; à la fin du défilement de la bande, le circuit de coupure est actionné, et l'alimentation du montage complet est supprimée.

Au point de vue électromécanique, l'appareil comporte encore un contacteur assurant la pause momentanée du défilement pendant l'enregistrement ou la lecture, en particulier, pour le monta-

ge. En actionnant le contacteur de pause, on obtient l'arrêt momentané lorsqu'une certaine portion du programme n'est pas désirée ; le fonctionnement du système est indiqué par l'allumage d'une lampe témoin.

Enfin, tous les modes de fonctionnement de cet appareil peuvent être contrôlés à distance au moyen d'un boîtier de commande relié par un câble à une entrée de contrôle placée à l'arrière du tableau.

L'appareil comporte un sélecteur de vitesses permettant d'obtenir les trois vitesses de 38, 19 et de 9,5 cm/seconde ; la durée d'enregistrement à deux pistes stéréo pour une bobine de 520 m est de 3 heures à une vitesse de 9,5 cm/s et de 1 h 1/2 à une vitesse de 19 cm/s, de 45 mn à 38 cm/s ; en quadraphonie la durée est évidemment réduite de moitié.

Un système particulier de commande des différentes fonctions assure une très grande facilité de manœuvre. La nécessité d'appuyer sur un bouton d'arrêt avant de modifier le mode de fonctionnement est supprimé ; les différents contrôles comportent des ampoules lumineuses colorées individuelles, indiquant chaque mode de fonctionnement.

Un contacteur de repère facilite la précision du repérage et le montage. Lorsque le contacteur est placé dans la position de marche, pendant la marche avant rapide ou arrière, un son caractéristique se fait entendre à l'endroit où il a été enregistré sur la bande. Aux emplacements où il n'a pas été enregistré, ou pour les passages vierges entre les enregistrements, aucun son n'est audible. Après arrêt de la bande lorsqu'on a entendu le son caractéristique, on peut actionner les bobines pour obtenir la position exacte.

Enfin, un contacteur permet de modifier les conditions de fonctionnement suivant les caractéristiques des bandes magnétiques utilisées, suivant qu'il s'agit de bandes ordinaires ou à faible bruit « LH », de façon à assurer la réponse maximale et à changer les systèmes de compensation de fréquence suivant les caractéristiques de la bande.

En raison de la vitesse élevée de défilement qui peut être choisie, et des caractéristiques mécaniques de défilement, l'emploi de bandes très minces n'est évidemment pas recommandable.

et élimine les défauts d'égalisation, de façon à améliorer les résultats d'enregistrement. Le système permet d'obtenir, rappelons-le, quatre pistes pour la stéréophonie à deux canaux ou à quatre canaux, comme on le voit sur la figure 3.

Pour la stéréophonie à quatre canaux, on emploie simultanément les quatre pistes dans la même direction ; pour la stéréophonie à deux canaux, on enregistre et on reproduit simultanément deux pistes. Un sélecteur dans les deux cas est actionné en avant et en arrière du panneau de contrôle.

Les haut-parleurs, qui sont au nombre de quatre, sont reliés à l'arrière de l'amplificateur comme on le voit sur la figure 4, et, bien entendu, l'amplificateur destiné à être relié à la sortie de la platine doit être du type quadraphonique.

De même, on utilise deux microphones pour l'enregistrement à deux pistes, et quatre microphones pour l'enregistrement quadraphonique, et l'on peut employer pour le report d'enregistrement sur disque, soit un tourne-disques avec capteur stéréophonique à deux pistes, ou avec phonocapteur quadraphonique.

Les différentes dispositions des têtes magnétiques sont représentées sur la figure 5, et l'on voit sur cette figure la disposition du système particulier « quadra sync » déjà signalé, permettant la lecture de la piste enregistrée sur la tête d'enregistrement, ce qui évite le décalage entre la tête d'enregistrement et la tête de lecture.

Comme on le voit sur la figure 6, dans les appareils habituels, le son contrôlé par des écouteurs téléphoniques provient de la tête de lecture ; ainsi, lorsqu'on veut effectuer des enregistrements multiples, en raison du délai plus ou moins court nécessaire pour le défilement de la bande depuis la tête d'enregistrement jusqu'à celle de lecture, la synchronisation exacte du son est impossible.

Cette difficulté est supprimée avec ce nouveau dispositif puisque le son qui doit être contrôlé est produit à partir de la tête d'enregistrement elle-même. Les pistes d'enregistrement peuvent être lues à l'aide du contacteur automatique disposé à cet effet ; le fonctionnement des têtes de lecture et d'effacement est contrôlé avec ces contacteurs, comme on le voit sur la figure 5.

Le montage électronique comprend, par ailleurs, quatre pré-

LES TÊTES MAGNÉTIQUES ET L'EMPLOI DES CANAUX

Les têtes magnétiques sont au nombre de quatre. Ce sont des modèles à noyau de ferrite réalisés au moyen d'un seul cristal et placés dans une monture de verre. Le système d'enregistrement à champ magnétique concentré réduit les pertes en haute fréquence

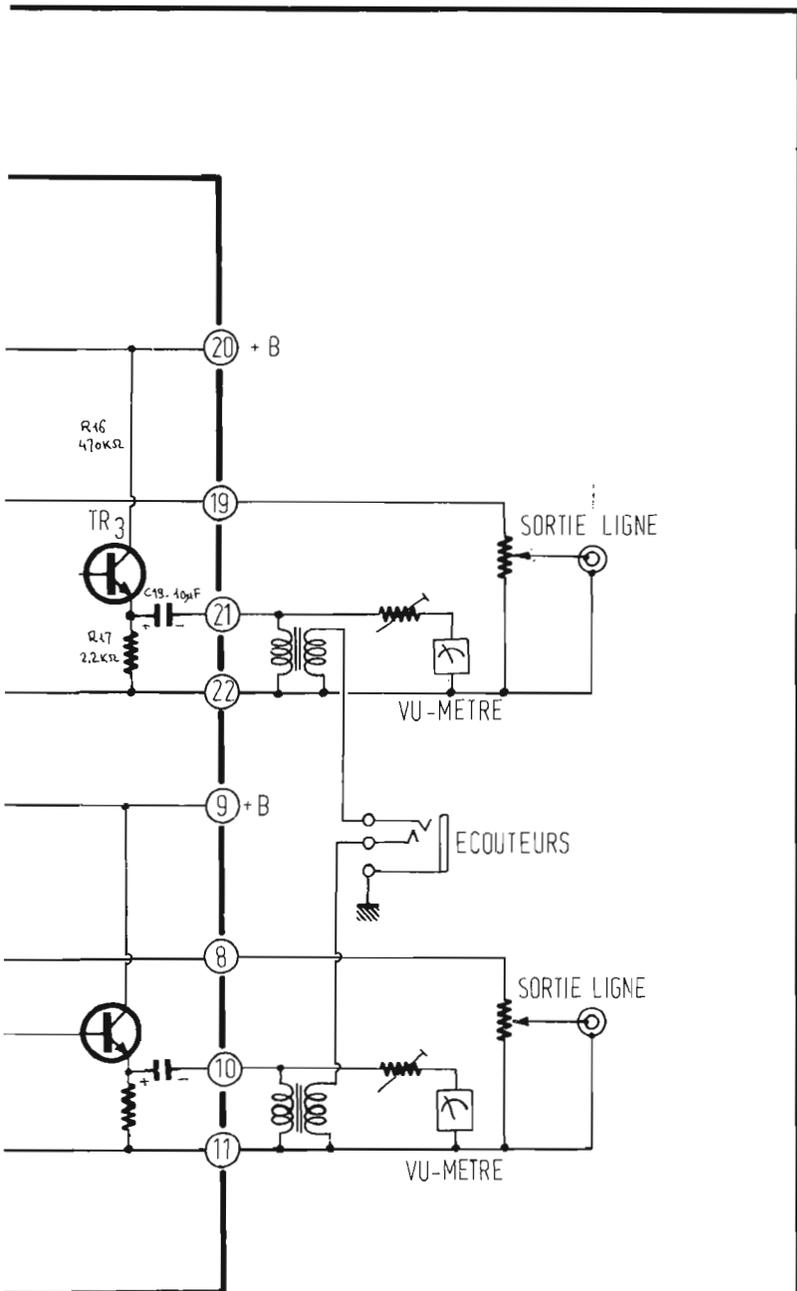


Fig. 7

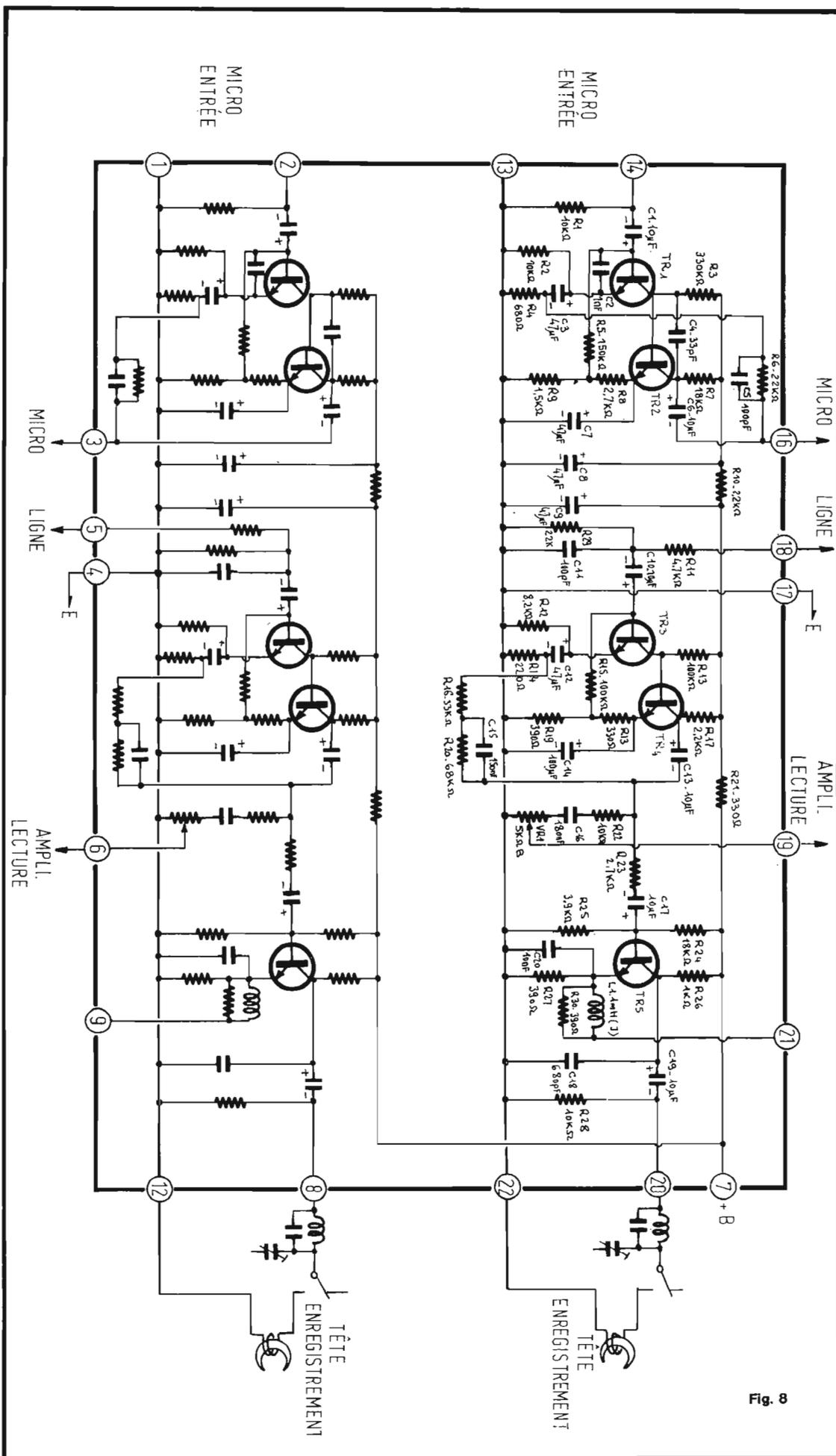


Fig. 8

amplificateurs d'enregistrement, avec entrées de ligne et micros-
phones mixables et quatre pré-ampli-
ficateurs de lecture à niveau ré-
glable, dont le schéma est indiqué
sur les figures 7 et 8.

**LES RESULTATS
OBTENUS**

La bande passante obtenue avec cet appareil à 3 dB près s'étend à 38 cm/s de 20 à 27 000 Hz, à 19 cm/s de 20 à 26 000 Hz, à 9,5 cm/s de 10 à 18 000 Hz.

La distorsion à 1 000 Hz ne dépasse pas 1%, le rapport signal/bruit est meilleur que 55 dB, le taux d'effacement atteint 70 dB, et la diaphonie ne dépasse pas 40 dB. La fréquence d'effacement est, d'ailleurs, de 100 kHz.

Le niveau d'entrée en normalisation RCA ou DIN est de 100 mV sous 50 kΩ et le niveau d'entrée du microphone de 0,5 mV sous 4 700 ohms, le niveau de sortie est de 1,23 mV.

Il s'agit ainsi d'un appareil exceptionnel et de haute qualité destiné à des semi-professionnels ou des amateurs avertis et privilégiés. Les résultats sont évidemment excellents; on peut cependant regretter l'absence de dispositif de sécurité pour l'effacement accidentel des pistes déjà enregistrées, ce qui peut toujours avoir lieu à la suite d'une fausse manœuvre sur un appareil multipistes destiné à des opérations assez complexes.

Comme l'ont fait remarquer également des techniciens, peut être serait-il également possible d'envisager, sur un appareil de ce genre, l'emploi d'une bande magnétique de 1/2 pouce, c'est-à-dire de 12,5 mm de large, ce qui permettrait d'obtenir quatre pistes de plus grande largeur et, par conséquent, de réduire encore le rapport signal/bruit, tout en augmentant l'intervalle de puissance.

On diminuerait, sans doute, les possibilités de compatibilité pour la reproduction des enregistrements avec d'autres magnétophones, mais tout au moins, pour la quadraphonie, cet inconvénient est faible, étant donné le petit nombre des magnétophones quadraphoniques.

EUROSIGNAL

SYSTEME RADIOELECTRIQUE EUROPEEN D'APPEL DE PERSONNES

LES divers systèmes de recherche de personnes dont l'emploi tend à se généraliser au sein des entreprises permettent l'acheminement unilatéral de signaux d'appel éventuellement suivis de messages phoniques, avec possibilité dans certains cas spéciaux d'envoi d'un signal d'accusé réception.

Ces réseaux privés — constituant un auxiliaire précieux pour l'industrie et les collectivités qui peuvent ainsi joindre rapidement leur personnel-clé — mettent en œuvre une station centrale desservant un nombre variable de récepteurs de bip-bip dont les porteurs se déplacent obligatoirement dans l'enceinte de l'entreprise — selon les exigences des PTT. Ces dispositifs dont la portée et la capacité limitent donc leur utilisation à la couverture d'usines, d'hôtels, d'hôpitaux; etc., ont fait l'objet d'une étude détaillée dans les numéros 1429 et 1433 de cette revue.

Dans le cadre de la C.E.P.T. (Conférence Européenne des Postes et Télécommunications) est apparue aux administrations des pays membres la nécessité d'offrir un service d'appel à couverture continue à partir d'un poste quelconque du réseau téléphonique public et offrant une compatibilité au niveau européen. Le système EUROSIGNAL, actuellement opérationnel en République Fédérale d'Allemagne, sera progressivement mis en service en France à partir du deuxième semestre 1975.

LES visiteurs du SICOB 1974 ont eu la primeur d'une démonstration du nouveau système Eurosignal sur le stand de l'Administration des Postes et Télécommunications. En effet, en composant un numéro spécial sur un poste téléphonique ordinaire mis à la disposition du public, on obtenait l'indicatif d'Eurosignal indiquant que le message correspondant à ce numéro d'appel était acheminé vers le central et les émetteurs Eurosignal de la zone de prise en charge. La personne munie d'un récepteur de poche miniaturisé Eurosignal pouvait alors constater la parfaite transmission de l'appel grâce au déclenchement sur l'appareil d'un signal acoustique et optique.

GÉNÉRALITÉS

C'est à la suite d'un appel d'offres lancé par l'Administration, auquel répondirent une dizaine de constructeurs, que furent retenus deux d'entre eux pour la fourniture d'un prototype du récepteur Eurosignal conforme aux normes établies par la C.E.P.T.

Il s'agit de Thomson-CSF et d'Electronique Marcel-Dassault. A noter que la firme Tekade de Nuremberg, dont le matériel est pourtant déjà en exploitation sur la partie allemande du réseau Eurosignal, n'a pas été retenue pour la commercialisation en France pour des raisons d'encombrement et de poids. Les deux firmes choisies ont dû faire appel à une technologie d'avant-garde,

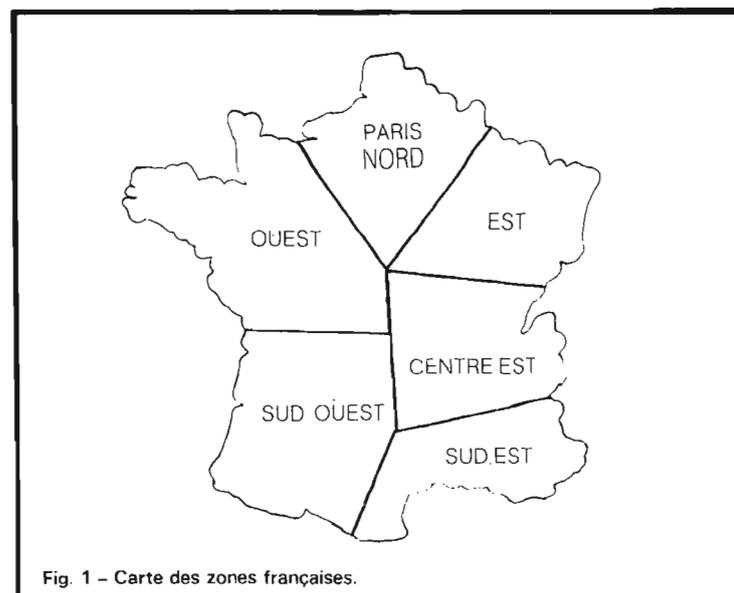
comprenant en majeure partie des fonctions intégrées à large échelle réalisées à la demande, destinées à offrir des solutions optimisées pour chaque problème posé.

Eurosignal est exploité par l'Administration des PTT conjointement avec sa filiale EGT (Entreprise Générale de Télécommunications)*. C'est EGT qui se charge de la location-

entretien des récepteurs. En cas d'avarie fortuite d'un récepteur, les agences EGT procèdent sur le champ à son échange-standard; l'avantage de cette formule est de supprimer tout temps d'immobilisation préjudiciable à l'utilisateur.

BUT DU SERVICE

Une des principales originalités du service Eurosignal est de permettre l'acheminement à partir d'un poste téléphonique quelconque du réseau international de signaux d'appel codés dont la signification est convenue à l'avance. Ainsi chaque récepteur Eurosignal peut être doté d'un maximum de quatre codes, différenciant entre eux par le chiffre des unités du numéro d'appel. A la réception d'un numéro de code correspondant à l'une des adresses de l'appareil et matérialisé par l'allumage d'un des quatre voyants d'appel, l'abonné traduit immédiatement l'information qui lui est destinée. Il sait par exemple qu'il doit rappeler tel numéro, ou bien prendre contact avec son domicile, son bureau, etc., que telle mission est terminée, qu'il a le feu vert pour procéder à une



action donnée, qu'il doit interrompre une mission ou se rendre en un point déterminé, etc., etc.

EXPLOITATION

La C.E.P.T a décidé, pour obtenir une couverture continue, de diviser l'ensemble des pays membres en diverses zones radioélectriques, chacune étant desservie par un central téléphonique d'appel relié au réseau général et interconnecté à un groupe d'émetteurs. Les zones ont été déterminées suivant des essais de propagation effectués par les administrations des pays respectifs. Ces zones correspondent à un canal d'émission donné sur lequel doit être commuté le récepteur. le nombre maximum de canaux mis en œuvre est égal à quatre.

Le territoire français a été partagé en six zones radioélectriques (fig. 1) utilisant donc chacune l'un des quatre canaux A, B, C, D. Ainsi l'abonné national — dont les numéros de code ne lui permettent de recevoir des appels que dans son pays de résidence — doit simplement s'assurer que le commutateur de canaux de son récepteur est correctement positionné en fonction de ses déplacements d'une zone à une autre. Le processus est rigoureusement le même pour l'abonné international qui a la faculté d'être appelé dans n'importe quel pays de la C.E.P.T. où le service est ouvert.

NUMÉROTATION

Le numéro à composer pour atteindre le porteur d'un récepteur Eurosignal est de la forme :

Réseau interurbain	Réseau Eurosignal	Numéro de la zone où se trouve le porteur	Codes du récepteur (4 numéros maximum pas nécessairement consécutifs)
15 ou 16	00	2	40 842 40 843 40 844 40 845

Nota : Le code du récepteur comprend en réalité six chiffres et est de la forme : (4) 40842. Le chiffre (4), caractéristique de l'abonnement national, est précablé au central Eurosignal et par conséquent n'est pas connu de l'utilisateur. Dans une première phase la

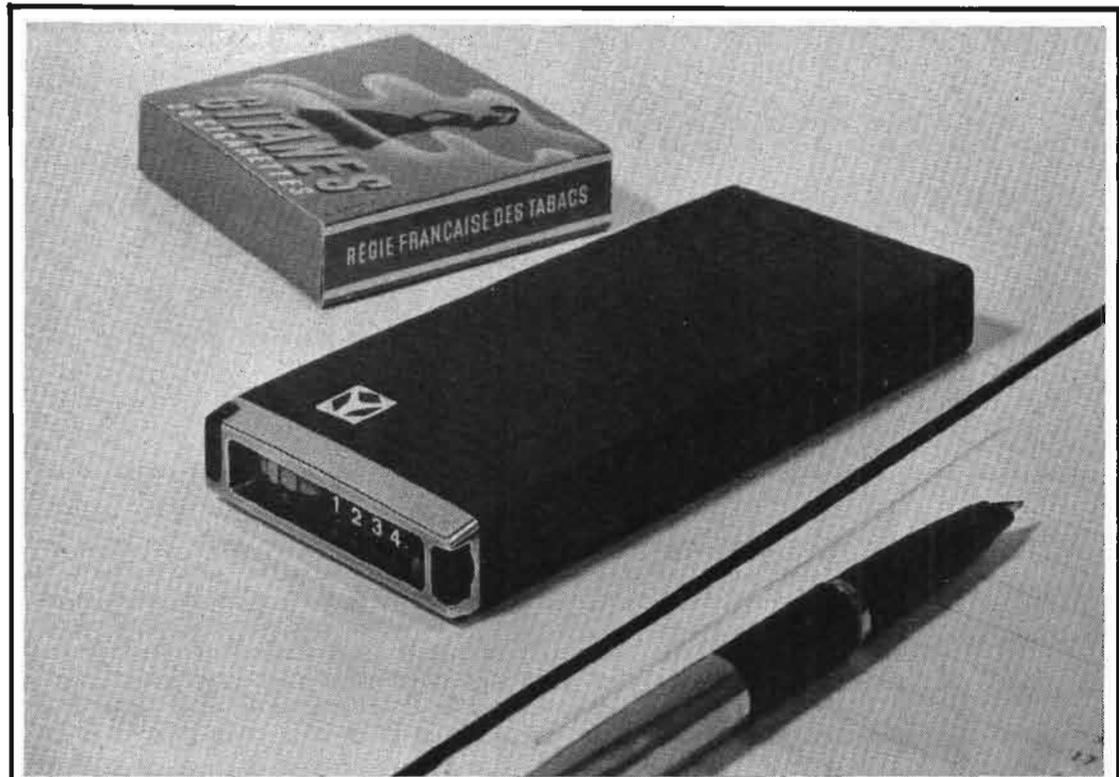


Fig 2 - Récepteur Eurosignal TMF 900 R (cliché Thomson CSF).

C.E.P.T a convenu d'adopter des codes à six chiffres offrant une capacité d'un million de numéros. Il est prévu une extension à sept millions de numéros de code par l'adjonction ultérieure d'un septième chiffre sans qu'une modification du principe de décodage des récepteurs soit nécessaire.

PRINCIPE

L'appel est d'abord transmis par le réseau téléphonique général à un central automatique Eurosignal. Dans ce central spécialisé, l'indicatif de l'appelé est

converti en un code de fréquences acoustiques. Le central Eurosignal est relié à un nombre variable d'émetteurs constituant un réseau de base.

Il existe un réseau de base par zone. Un maximum de dix émetteurs est généralement utilisé

pour couvrir une zone. Ces émetteurs, d'une puissance de 2 kW, fonctionnent en VHF dans la bande 87 MHz et sont modulés en amplitude. Pour éviter des brouillages, trois fréquences d'émission à l'intérieur d'un même canal sont réparties entre les divers émetteurs d'un même réseau de base.

F_0 étant la fréquence centrale, on dispose par réseau de :

- (a) F_0
- (b) $F_0 + 4 \text{ kHz}$
- (c) $F_0 - 4 \text{ kHz}$

Les quatre fréquences des canaux VHF sont les suivantes (espacement de canaux de 25 kHz) :

- (1) 87,340 MHz
- (2) 87,365 MHz
- (3) 87,390 MHz
- (4) 87,415 MHz

Les six chiffres du numéro d'appel parvenant au central Eurosignal provoquent l'envoi d'un signal codé par des fréquences acoustiques émises successivement. Le signal ainsi constitué module en amplitude tous les émetteurs appartenant à un même réseau de base. Chaque chiffre de 0 à 9 est représenté par une tonalité f_0, f_1, \dots, f_9 .

Lorsque deux chiffres identiques se suivent, le second est remplacé par la fréquence de répétition F_r pour différencier les éléments consécutifs du signal. Les tonalités d'appel ont chacune une durée de 100 mS et une pose

de 200 mS est observée après le passage d'un appel pour permettre la mise au repos des équipements avant l'appel suivant.

Nota : En l'absence d'appel parvenant au central, les émetteurs sont modulés en permanence par une fréquence F_i dite fréquence d'intervalle.

Malgré l'utilisation future d'un chiffre supplémentaire en tête du numéro d'appel pour accroître la capacité de codage, celle-ci pourra être portée à sept millions sans modifier le nombre d'éléments du signal codé grâce à la mise en œuvre d'un système de transposition informant le codeur d'utiliser cinq fréquences de substitution $f_{10}, f_{11}, \dots, f_{14}$.

Les tonalités F_0, f_1, \dots, f_{14} sont comprises entre 300 et 1000 Hz environ, tandis que les fréquences f_r et f_i sont situées autour de 1100 Hz.

Par mesure de sécurité les appels sont émis automatiquement une seconde fois à un intervalle de trente secondes. Chaque envoi de l'appel déclenche sur le récepteur dont le code correspond au numéro d'appel un bip-bip d'une durée approximative de quatre secondes. D'autre part un signal lumineux correspondant à l'une des adresses du récepteur reste enregistré sur l'un des voyants 1, 2, 3 ou 4 jusqu'à effacement par le porteur du récepteur.



Fig. 3 - Récepteur Eurosignal EMD. Exemple de montage dans l'adaptation véhicule (cliché : Electronique Marcel Dassault).

RÉCEPTEURS

Un volume extrêmement réduit, voisin de 200 cm³, et un poids inférieur à 250 g confèrent aux récepteurs Eurosignal une réelle vocation d'appareils de poche. Les deux appareils mis à la disposition du public ont des caractéristiques très voisines et diffèrent entre eux par la présence de divers perfectionnements d'exploitation. Les appareils peuvent être équipés d'éléments cadmium-nickel de 1,2 V ou bien de piles type R6 de FEM 1,5 V. L'autonomie de fonctionnement est d'environ vingt heures. Le TMF 900R est muni d'un économiseur original destiné à accroître dans de larges proportions l'intervalle entre deux recharges de batteries, voire la durée de vie des piles.

La recharge des batteries cadmium-nickel s'effectue sans nécessité d'extraction des éléments, par l'intermédiaire d'un fichier situé sur l'appareil. Ce fichier permet soit la recharge à partir du secteur, soit la recharge à partir de la batterie du véhicule lorsque le récepteur est monté dans son support d'adaptation voiture.

Les appareils offerts au public pour le service Eurosignal font non seulement appel aux derniers développements de la technique électronique, mais aussi à beaucoup d'astuce de la part des constructeurs qui, ne se contentant pas de réaliser un produit conforme à des normes, ont eu le souci de créer un instrument fonctionnel appelé à procurer le maximum de service et de confort à l'utilisateur.

RÉCEPTEUR TMF 900R

La figure 2 représentant le récepteur TMF 900R laisse apparaître les principaux contrôles d'exploitation regroupés sur la partie supérieure du boîtier et comprenant :

- (a) commutateur arrêt/marche et sélection de canaux ;
- (b) quatre voyants L.E.D. numérotés de mémorisation d'appel (clignotant dès qu'un appel est reçu) ;
- (c) un voyant L.E.D. de test automatique d'alimentation.

D'autre part un poussoir de test situé sur le côté permet de vérifier manuellement les conditions de réception en plus d'un dispositif automatique déclenchant une alarme acoustique, dès que le champ reçu tombe en dessous d'un certain seuil au-delà de 15 secondes. La remise à zéro des voyants d'appel s'effectue à chaque mise en route.

La partie inférieure du boîtier comporte un connecteur permettant :

- (a) la recharge des batteries ;
- (b) le raccordement BF pour alimenter un amplificateur faisant partie de l'adaptation véhicule et pour le déclenchement éventuel d'un klaxon de voiture.

Le TMF 900R fonctionne normalement à partir de son antenne incorporée mais, dans les cas de réception difficile, il suffit de déployer une antenne déroulante d'environ 20 cm permettant d'augmenter le niveau du signal

capté. Lorsque l'appareil est monté sur voiture, l'adaptateur véhicule réalise le couplage entre l'antenne auto-radio et l'antenne incorporée. D'autre part l'adaptateur est muni d'une prise de raccordement pour un poste auto-radio. Ces dispositions sont très intéressantes puisqu'elles autorisent l'emploi d'une antenne unique de type conventionnel à la fois pour le récepteur Eurosignal et pour un éventuel auto-radio.

DESCRIPTION

La figure 4 représente l'intérieur du récepteur TMF 900R. Un seul circuit imprimé double face regroupe tous les composants ainsi que les organes de commande et de signalisation. L'antenne de surface incorporée au récepteur est rapportée sur une pièce en plastique clipsée sur le circuit. Un fourreau plastique recouvrant l'ensemble assure la protection mécanique de l'appareil. Les deux éléments de batterie ou de pile sont contenus dans un étui tubulaire. Cet étui verrouillable est introduit par le fond du boîtier et vient se loger à l'emplacement de l'encoche ménagée sur la platine.

Le schéma synoptique du récepteur est représenté sur la figure 5. L'antenne incorporée est reliée par l'intermédiaire d'un circuit d'adaptation au filtre à quartz FL01 centré sur la fréquence de 87,377500 MHz, correspondant au milieu de la gamme à couvrir (87,340 - 87,415) MHz, et dont la

bande passante permet la réception des quatre canaux de trafic.

Le filtre d'entrée est suivi par un premier mélangeur Q01 transposant la fréquence incidente en une première fréquence intermédiaire à 18 MHz. L'oscillateur 1^{er} FI est piloté par quatre quartz commutés électroniquement.

Le signal à 18 MHz est appliqué au filtre à quartz FL02 assurant une très bonne sélectivité au récepteur et protégeant celui-ci contre les brouillages sur canaux adjacents. La bande passante est d'environ $\pm 7,5$ kHz et l'atténuation à 20 kHz atteint 60 dB.

L'amplificateur 1^{er} FI IC01 dont l'amplification est importante (35 dB) possède un gain variable commandé par la tension de CAG. Lorsque des signaux d'intensité très élevée se présentent à l'antenne, ce circuit se comporte en atténuateur.

Un oscillateur à quartz Y01 travaillant sur 18,455 MHz permet d'effectuer un second changement de fréquence pour obtenir une 2^e FI à 455 kHz.

Le circuit IC02 regroupe les fonctions oscillateur, mélangeur, amplificateur 2^e FI, CAG et détection. L'amplificateur 2^e FI est suivi du filtre céramique FL03 dont le rôle est d'atténuer les fréquences autres que le 455 kHz provenant du mélangeur.

Le circuit d'interface BF auquel est appliqué le signal détecté comprend un filtre BF limitant la bande passante à 1500 Hz environ, ce qui est suffisant puisque la plus haute fréquence à transmettre f₄ est bien en dessous de cette valeur. Après

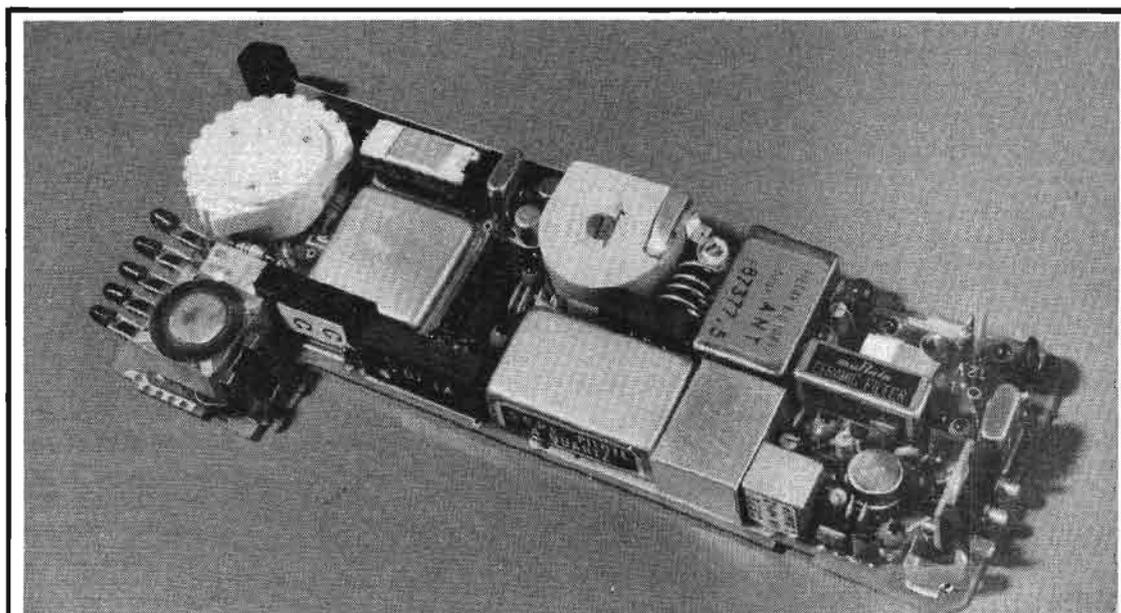


Fig. 4 - Récepteur TMF 900 R (vue interne) (cliché Thomson CSF).

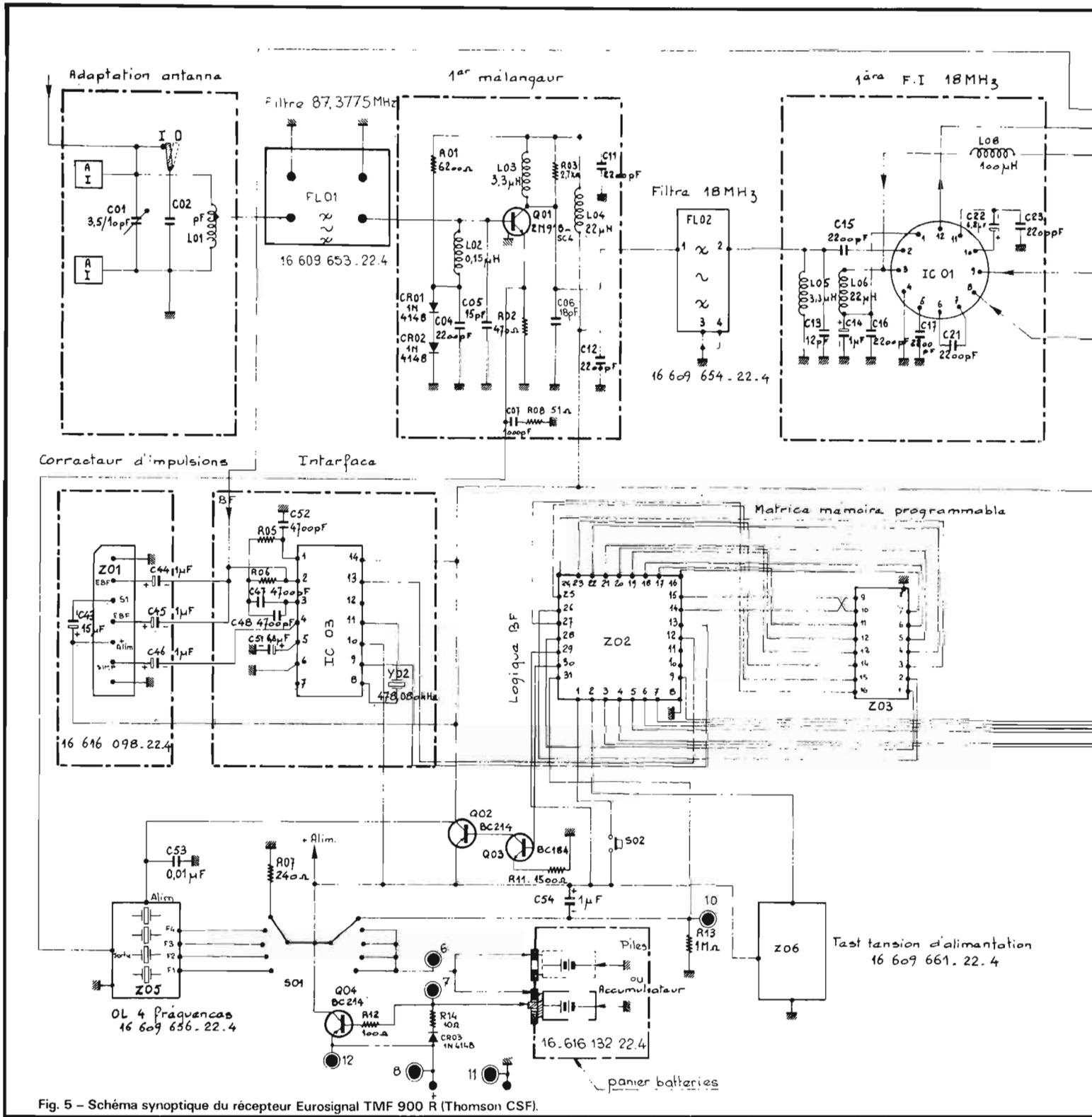


Fig. 5 - Schéma synoptique du récepteur Eurosignal TMF 900 R (Thomson CSF).

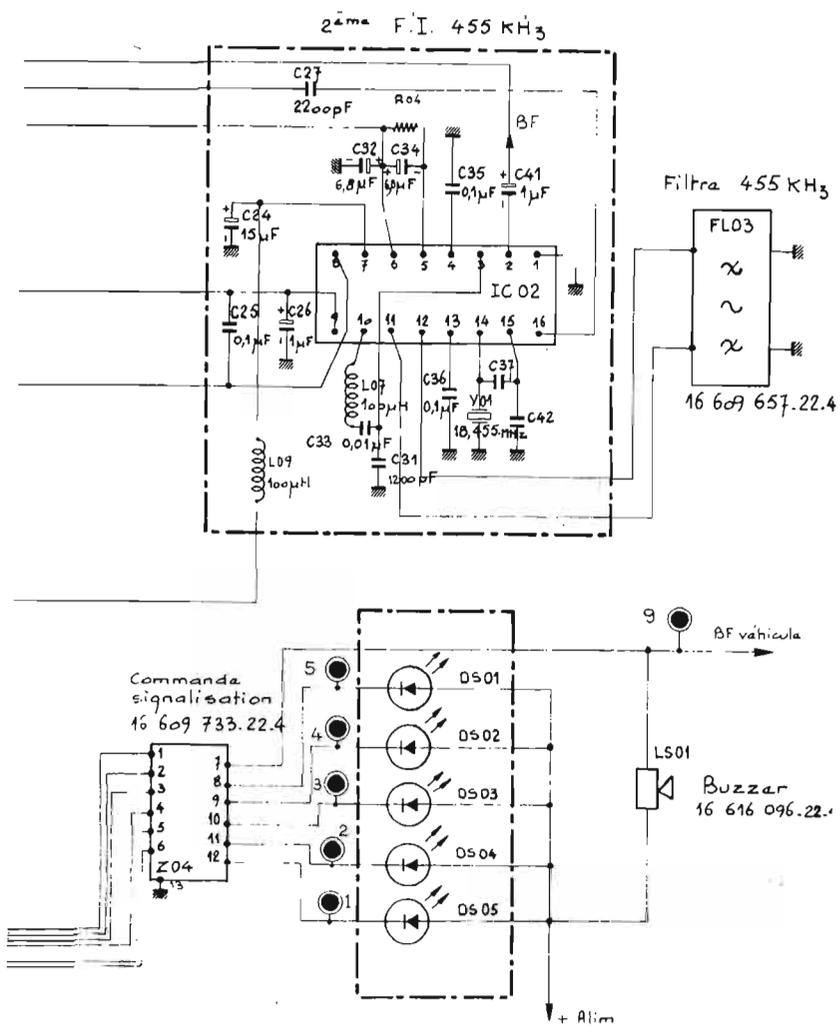
filtrage le signal sinusoïdal est écrêté de façon à obtenir des signaux rectangulaires de rapport cyclique voisin de 1/2. Ce signal peut alors attaquer le circuit de décodage BF digital. Le circuit d'interface comprend également un oscillateur à quartz 478,080 kHz utilisé par le décodeur BF et dont les signaux de sortie sont des signaux rectangulaires de rapport cyclique voisin de 1/2.

Le système de décodage comprend deux ensembles distincts : le décodeur et une mémoire programmable. Le décodeur est toujours le même quels que soient les numéros attribués au récepteur. La mémoire programmable est un ensemble passif à neuf entrées et six sorties où sont inscrits les quatre numéros caractéristiques de chacune des quatre adresses du récepteur. Elle est constituée par une matrice à diodes pro-

grammée en fonction des numéros choisis et se présentant sous la forme d'un bloc enfichable dont la mise en place est immédiate. Ainsi l'attribution ou le changement de numéros d'appel peut s'effectuer rapidement sans aucune intervention au niveau du circuit propre du récepteur, ce qui constitue un avantage appréciable pour les opérations de stockage, de maintenance ou d'échange-standard du matériel.

DÉCODAGE

Pour savoir si un chiffre reçu correspond à un chiffre du numéro attendu, il suffit de placer un filtre centré sur la fréquence à recevoir et de mesurer le niveau du signal de sortie ou bien de comparer ce niveau à un seuil déterminé. Si le seuil est dépassé, c'est que le chiffre attendu a été reçu.



teurs. Si l'un des corrélateurs parvient à identifier le dernier chiffre du numéro, il délivre une information permettant à l'organe de commande et de signalisation de déclencher les bips d'appel et le clignotement du voyant correspondant.

ÉCONOMISEUR

Le principe de l'économiseur est d'arrêter le fonctionnement du récepteur dès qu'un chiffre attendu n'a pas été reçu, puisqu'il devient inutile de vérifier les chiffres suivants. Si, par exemple, c'est le premier chiffre reçu qui ne correspond pas au numéro du récepteur (cas le plus favorable), on peut bloquer ce dernier pendant le temps d'envoi des cinq chiffres suivants et le remettre en marche un peu avant l'émission d'un autre numéro.

TESTS

Le test d'alimentation fonctionne par comparaison entre la tension appliquée au récepteur et une tension de référence stable. Dès que la tension devient inférieure à un seuil déterminé, l'alarme est déclenchée (clignotement du voyant de test).

Le test du champ reçu utilise les caractéristiques de la fréquence d'intervalle dont le temps d'émission minimum est de 200 ms toutes les 800 ms. Le dispositif est fondé sur le fait que plus le rapport S/B est faible, plus le temps de détection de fi est important. Le choix d'un temps de référence permet de fixer le seuil de déclenchement d'une alarme sonore correspondant à des bips dont la cadence est différente des bips d'appel. Ce test manuel effectué par l'opérateur est complété par un test automatique déclenchant l'alarme lorsque le seuil a été franchi pendant une période d'au moins 14,4 secondes (18 fois 800 ms) ou qu'aucune fi n'a été détectée pendant cette période.

D.R.B.

Sources d'information pour cet article :

- Spécifications C.E.P.T. - TR/6.
- Documents aimablement communiqués par les constructeurs cités.

En fait, le système de filtrage utilisé est entièrement digital. Le filtre est remplacé par un corrélateur digital comparant le signal rectangulaire reçu à un signal rectangulaire créé localement, qui est à la fréquence du chiffre attendu. Les valeurs de fréquences du signal local sont obtenues à partir de l'oscillateur à quartz 478.080 kHz. Un diviseur à rang variable programme à l'aide de la

matrice à diodes permet d'obtenir avec la précision du demi-Hertz les fréquences BF désirées. Le corrélateur, contrôlé par un séquenceur associé à la mémoire programmable peut être assimilé à un compteur-décompteur à zéro central alimenté par les impulsions issues du signal horloge 478.080 kHz. Pour détecter un numéro complet, il faut détecter la présence successive de six chiffres, sachant

qu'un numéro ne peut commencer qu'après disparition de la fréquence d'intervalle. Le système piloté par le séquenceur passe par huit états successifs à savoir : la recherche de la fréquence d'intervalle fi, la détection de fin de fi, enfin les détections successives des six fréquences de code. Pour la recherche des quatre numéros pouvant être affectés au récepteur, un dispositif permet l'association de quatre corréla-

Une caméra miniature de télévision couleur :

AKAI CCS 150



LA firme Akai, déjà célèbre pour ses magnétoscopes portatifs, lance sur le marché une caméra de télévision couleur d'une taille et d'un poids qu'il eut été difficile de croire possible il y a seulement quelques années.

Cette caméra a été conçue pour répondre à trois objectifs : extrême simplicité de manipulation, faible coût et légèreté.

Comment ce nouvel exploit des ingénieurs japonais est-il possible, c'est ce à quoi nous allons tenter de répondre dans ces quelques lignes.

Dans les caméras de télévision classiques, il y a trois tubes d'analyse correspondant chacun à une couleur primaire.

Un système optique muni de filtres dichroïc dirige sur chacun des tubes les faisceaux de lumière de longueur d'onde correspondant au rouge, au vert et au bleu. Puis, en raison du principe de compatibilité, ces trois primaires sont matricés pour donner le signal de luminance (Y). Intervient ensuite le codage Secam classique.

La caméra Akai ne comporte que deux tubes d'analyse. Il s'agit de deux tubes vidicons. Ceux-ci, très sensibles, sont placés à angle droit ce qui limite l'encombrement. Le premier est logé dans la

poignée. Il est sensible au vert. Il reçoit les rayons lumineux correspondant à cette fréquence au moyen d'un miroir-filtre dichroïc. Ce tube fournit aussi le signal de luminance qui alimente le viseur électronique (4 cm) de la caméra.

Le second tube vidicon est original par sa conception car il est sensible à la fois au rouge et au bleu. La totalité de la surface de la cible balayée fournit le signal rouge tandis que des raies verticales sensibles uniquement au bleu analysées horizontalement fournissent le signal bleu à une fréquence différente qui est fonction de l'écartement des raies.

L'équation résultante recueillie sur la cible de ce tube RB est de la forme :

$$V_{rb} = \left(R + \frac{B}{2}\right) + \left(\frac{B}{2}\right) \sin \omega t$$

Nous verrons comment il est possible ensuite, de séparer ces deux primaires.

Donc, deux tubes suffisent pour obtenir les trois couleurs indispensables. Leur répartition en matière de sensibilité a été choisie en fonction des capacités sensorielles de l'œil humain qui répondent à l'équation fondamentale en TV couleur : $Y = 0,3R + 0,59V + 0,11B$.

Ceci constitue le « dosage » des couleurs primaires permet-

tant la reconstitution d'un blanc d'égale énergie à luminance maximale ?

La caméra comporte évidemment des préamplificateurs vidéo pour chacune des deux voies puis, les circuits de déflection électromagnétique nécessaires pour les deux vidicons. Celui du viseur électronique est séparé. Les bases de temps sont déclenchées par une unité de contrôle extérieure associée à la caméra et qui fournit tous les signaux de synchronisation.

Avant d'étudier succinctement cette unité, il faut ajouter que la caméra possède un contrôle auto-

matique de diaphragme débrayable avec servo moteur qui agit en fonction du niveau de sortie vidéo du préampli RB. Ce dispositif assure un équilibre constant des couleurs quelque soient les conditions de lumière ambiante.

Le deuxième élément qui constitue cette caméra est l'unité de contrôle dont les fonctions sont les suivantes :

- Séparation des couleurs RB
- Codage Secam
- Génération des signaux de synchronisation
- Matricage
- Alimentation à partir du secteur.

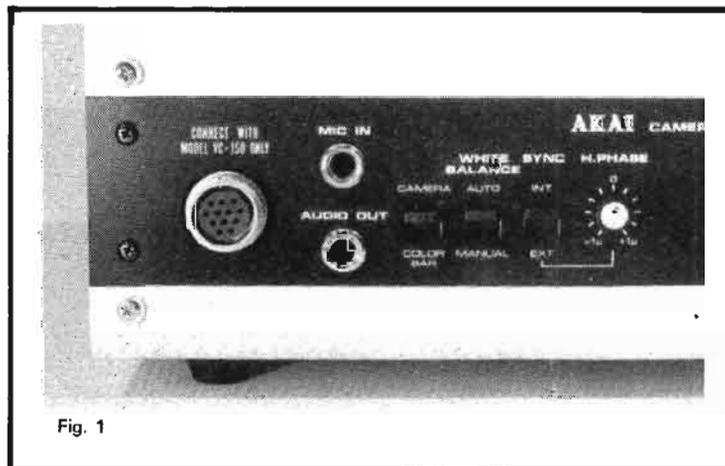


Fig. 1

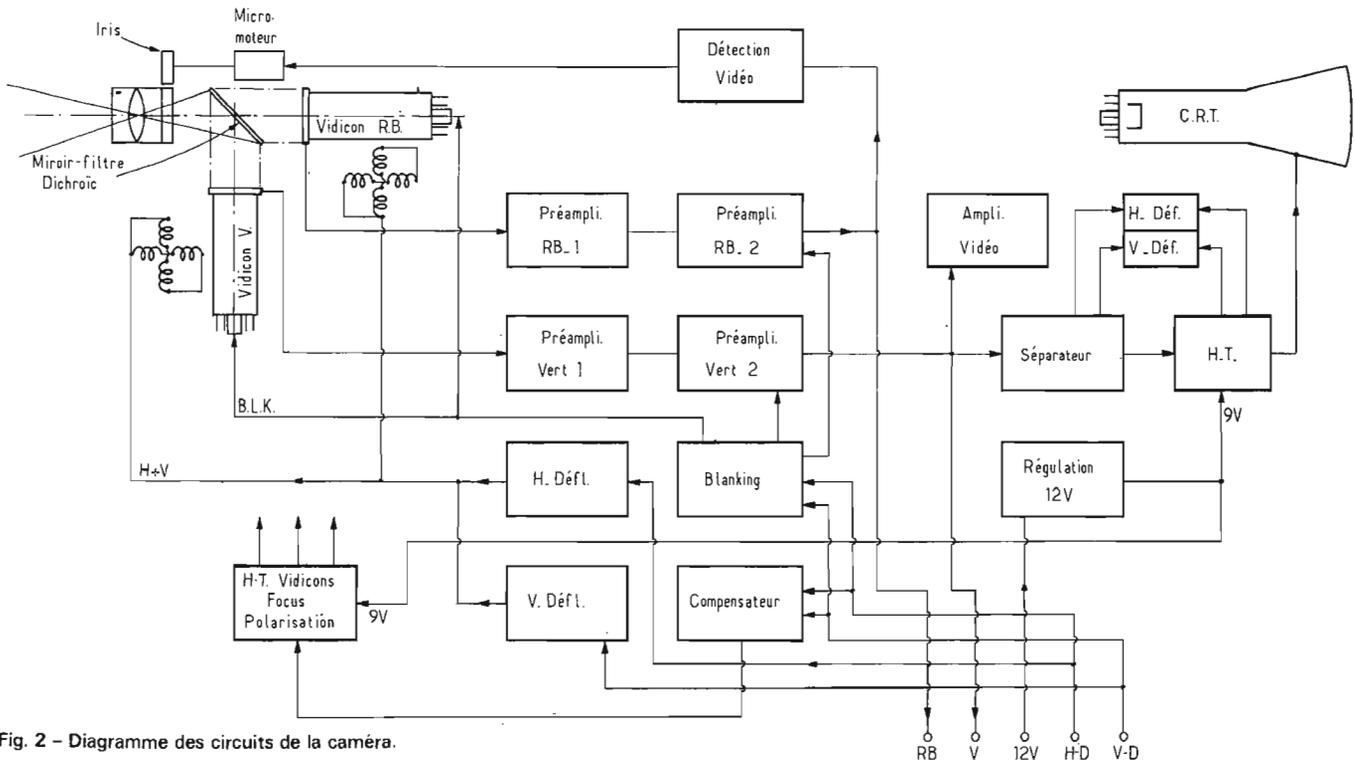


Fig. 2 - Diagramme des circuits de la caméra.

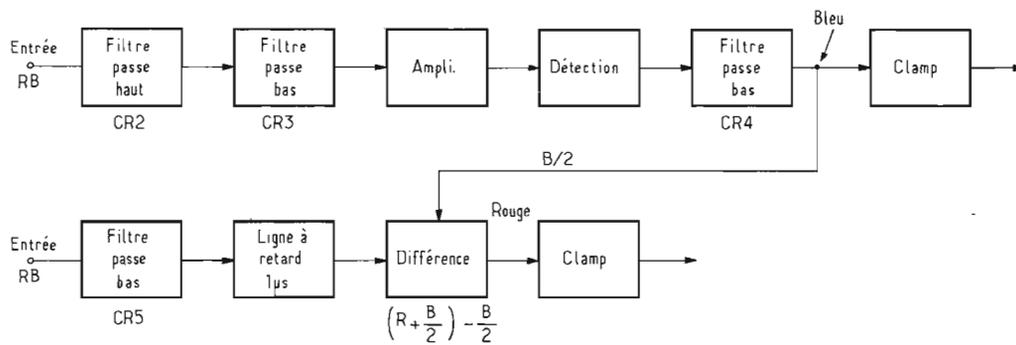


Fig. 3 - Diagramme des circuits de séparation R.B.

Nous n'étudierons que la séparation des couleurs qui constitue l'originalité de cet élément.

Le but de ce circuit est de séparer les composantes rouge et bleu du signal vidéo modulé en amplitude issu du vidicon RB. Pour cela, le signal RB est envoyé à deux circuits de séparation.

Le premier est destiné à extraire la composante bleue. Il comporte des filtres passe-haut et passe-bas de façon à isoler $B/2 \sin \omega t$ de l'équation vue précédemment, puis un circuit de détection suivi d'un nouveau filtre qui ne laisse subsister que $B/2$ soit le bleu.

Pour la séparation du rouge, il s'agit d'obtenir R à partir de $R + B/2$. Un filtre élimine $(B/2 \sin \omega t)$. Une ligne à retard introduit un déphasage de $R + B/2$ par rapport à $B/2$ qui est issu de la voie bleue si bien que l'on obtient au niveau d'un circuit différence :

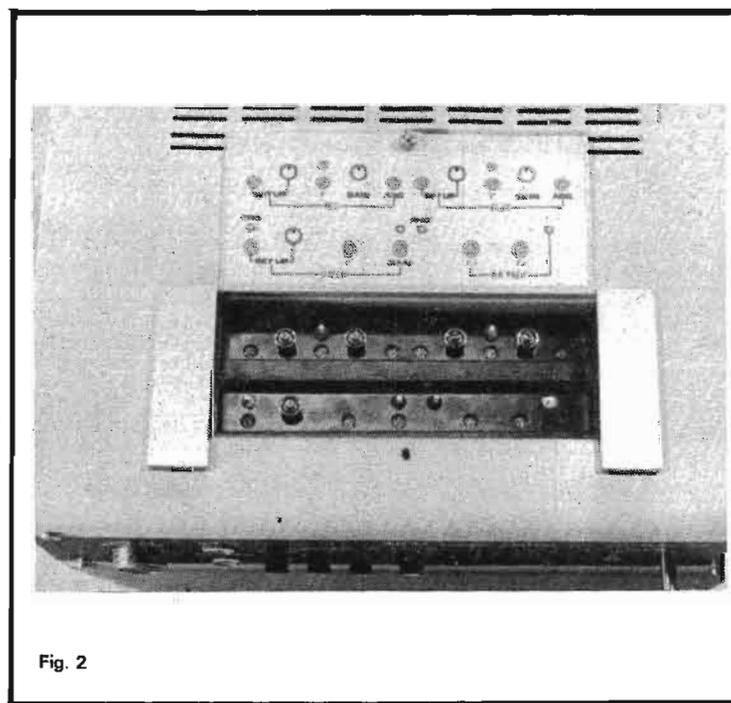


Fig. 2

$(R + B/2) - B/2$ soit la composante rouge R isolée.

On dispose alors des trois primaires Rouge, Bleu et Vert. Cette dernière couleur est directement issue du vidicon vert. Il suffit ensuite d'additionner les trois couleurs selon les proportions indiquées par l'équation de (Y) pour obtenir la luminance et les signaux différences (R - Y) et (B - Y) qui serviront à moduler le codeur.

La caméra CCS 150 fournit un signal vidéo composite d'amplitude crête à crête de 1 Volt codé en Secam capable d'alimenter des moniteurs couleurs ou des magnétoscopes. La définition est supérieure à 300 points. La sensibilité est grande. L'intensité minimum est toutefois de 600 lux. Elle est équipée d'un zoom de grossissement six fois. La consommation est de l'ordre de 50 W.

VISITE À LA SOCIÉTÉ

NORD RADIO

LES établissements Nord-Radio sont situés au 139 et 141 de la rue Lafayette à deux pas de la Gare du Nord.

Si les activités de cette société que dirige M. Malassagne ne se bornent pas uniquement à la haute fidélité, c'est cependant par la « boutique HiFi » que nous avons commencé notre visite.

Ce département, avec celui des disques, occupe la majeure partie

du magasin situé au 141. Si le rez-de-chaussée constitue un hall d'exposition des différents appareils c'est au sous-sol que sont situés les auditoriums : le premier de dimensions moyennes est réservé à l'écoute des magnétophones. Le second de dimensions plus importantes permet l'écoute par l'intermédiaire d'un dispatching Téléfunken de la totalité

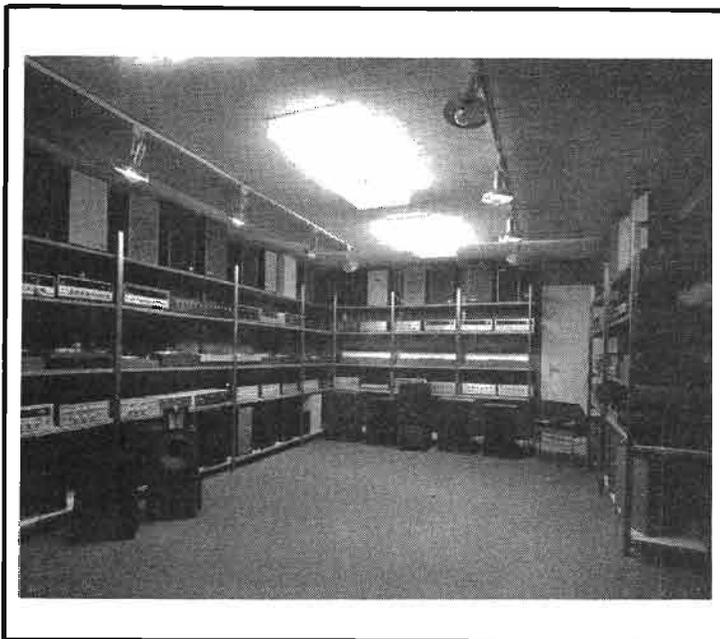
des appareils exposés. On peut en effet y relier 60 amplificateurs, tuners ou amplificateurs, 12 platines tourne-disques et 60 paires d'enceintes acoustiques.

L'acoustique de ces auditoriums a été soigneusement étudiée et permet de se faire une idée assez juste de la qualité acoustique des appareils.

Parmi les appareils présentés

nous avons relevé les marques : pour les amplificateurs, tuners et tuner-amplis : Esart - Sansui - Pioneer - Marantz - Bang et Olufsen - Braun - Akai - Revox - Sony - Saba - Voxson et Yamaha. Pour les platines : Thorens - Barthe - Lenco et Garrard. Pour les magnétophones : Revox - Uher - Sony - Saba - Akai - Tandberg et Teac.





Pour les enceintes acoustiques : J.-B. Lansing - 3 A - Kef - KLH - Scott - Siare - GME - AR et ESS.

Le département disques est très bien approvisionné et tenu par des disquaires compétents, capables de donner des renseignements sur tous les types de musique et la valeur des enregistrements présentés.

Au 139 sont situés les départements pièces détachées, Kit et Sonorisation, nous y avons remarqué toute la gamme Power et les microphones AKG - Shure - Lem - Mélodium et BST.

Les kits proposés sont nombreux et variés avec toute la gamme Amtron. Les amplificateurs Merlaud et Oberon sans

oublier la gamme des enceintes acoustiques GME fabriquées par cette société. La grande variété des matériels proposés au rayon pièces détachées satisfiera le plus exigeant des amateurs de montages électroniques tant au point de vue outillages que composants sans oublier les appareils de mesure et plus particulièrement les contrôleurs universels Novotest importés directement par cette société.

La société Nord-Radio assure elle-même dans ses ateliers la maintenance et le service après-vente des appareils. Gage en cas de panne d'une remise en état rapide.



Vient de paraître spécialement pour amateurs :

LES PREMIERS APPAREILS DE MESURE DE L'AMATEUR ELECTRONICIEN

par G. BLAISE et M. LEONARD

Dès que l'on passe à la construction des appareils électroniques, même « très simples », il est nécessaire, même pour un amateur, débutant ou « averti » de posséder un minimum d'appareils de mesure ou de vérification. Ces appareils eux-mêmes très simples et faciles à construire, sont décrits avec tous les détails pratiques nécessaires dans le livre de BLAISE et LEONARD, deux écrivains réputés bien connus des amateurs.

Sommaire :

Introduction — Voltmètre pour continu — Milliampèremètre — Sonde de voltmètre — Détecteur universel — Utilisations — Pont de mesure des résistances — Ponts de mesure universel — Boîtes à décades R et C — Générateurs 5 Hz à 100 kHz à points fixes — Oscillateur de relaxation — Oscillateurs haute fréquence.

En possession de ces appareils, l'amateur sera mieux armé pour s'attaquer à la construction des montages qui l'intéressent.

Un volume format 145 × 210 mm, broché, couverture laquée 5 couleurs, 115 pages, prix : 22 F.

En vente à la :

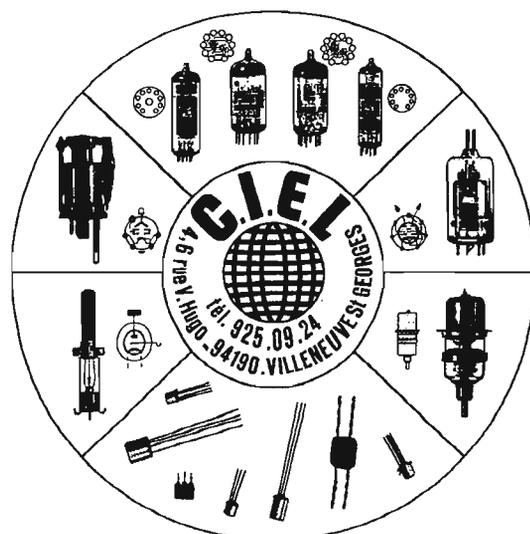
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS

Tél. : 878.09.94/95

C.C.P. 4949-29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement — Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande. Tous nos envois sont en port recommandé.)

4000 TYPES DIVERS EN SEMI-CONDUCTEURS ET TUBES ELECTRONIQUES

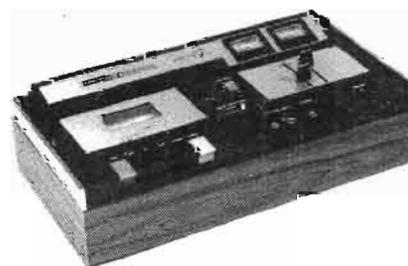
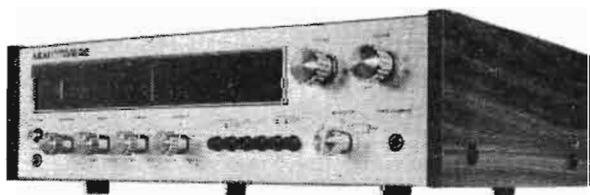
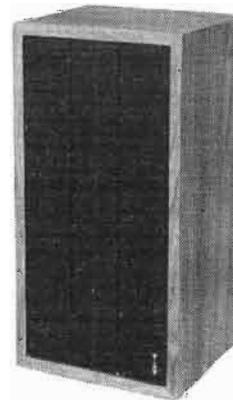
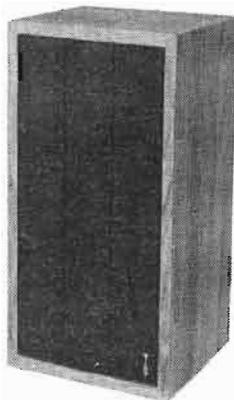


LE STOCK LE PLUS COMPLET DE FRANCE

CATALOGUE GENERAL
contre 5 F en T. poste

COMPTOIR INDUSTRIEL ELECTRONIQUE

SÉLECTION DE CHAINES HIFI



CHAÎNE AKAI 8030 L

Cette chaîne comprend :
 — un tuner-amplificateur
 AKAI 8030 L
 — une table de lecture CEC -
 BD 2000
 — deux enceintes SIARE
 B 3X ou SCOTT S17
 — une platine de magnéto-
 phone à cassette AKAI CS 33 D.

Le tuner-amplificateur AKAI 8030 L

— **Partie Tuner :**
 Gammas : PO - GO - FM
 Sensibilité : $2 \mu\text{V}$
 Distorsion mono : 0,5 %
 Distorsion stéréo : 0,8 %
 Rapport signal/bruit : 60 dB
 Sélectivité : 65 dB
 Séparation stéréo : 35 dB.
 — **Partie Amplificateur :**
 Puissance : $2 \times 25 \text{ W}/8 \Omega$
 Bande passante : 15 à 40 000 Hz
 Entrées : photo : 3 mV - aux. :
 150 mV - magnéto : 150 mV.
 Rapport signal/bruit : 60 dB
 Dimensions : 462 x 140 x 350 mm

La table de lecture CEC - BD 2000

Platine tourne-disques
 Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn
 Système d'entraînement : cour-
 roie de transmission
 Moteur : synchrone à 4 pôles
 Plateau : aluminium de 1,1 kg
 Diamètre du plateau : 30 cm
 Pleurage : 0,1 %
 Rapport signal/bruit : - 62 dB
 Bras de lecture de 215 mm
 Dimensions : 435 x 370 x 170 mm

La platine de magnétophone AKAI CS 33D

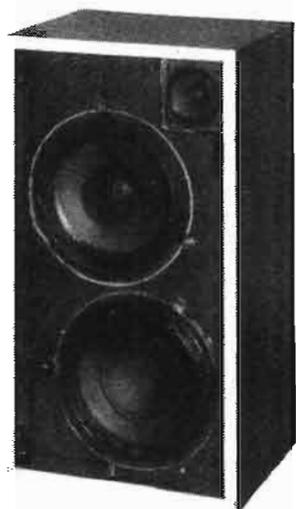
Platine stéréo à cassette équipée
 du système Dolby
 4 pistes - 2 têtes - 1 moteur
 Pleurage et scintillement : 0,15 %
 Bande passante : 40 à 15 000 Hz
 $\pm 3 \text{ dB}$ (avec bande au CrO₂)
 Distorsion : 2 % (à 1000 Hz)
 Rapport signal/bruit : 54 dB (avec
 Dolby)
 Entrées : RCA : 50 mV/200 k Ω -
 DIN : 0,6 à 3 mV - Micro :
 0,5 mV/4,7 k Ω
 Niveau de sortie : 0,78 V/600 Ω
 Dimensions : 410 x 126
 x 220 mm.

L'enceinte acoustique SCOTT S17

Puissance : 35 W
 Equipement : H.P. de 20 cm -
 Tweeter de 75 mm
 Impédance : 8ω
 Bande passante : 40 à 20 000 Hz
 Dimensions : 267 x 457
 x 216 mm.

L'enceinte acoustique SIARE B3X

Puissance nominale : 25 W
 Bande passante : 35 à 20 000 Hz
 Impédance : 4 à 8 Ω
 Enceinte 3 voies
 Système Actif-Actif
 Equipement : 2 H.P. de 17 cm de
 diamètre et un tweeter
 Dimensions : 500 x 255 x 230 mm



CHAÎNE SANSUI 551

Cette chaîne comprend :
— un tuner-amplificateur
SANSUI 551
— une platine PIONEER PL
12 ou AKAI AP 002
— deux enceintes acoustiques
SIARE C3X

Le tuner-amplificateur SANSUI 551

— Partie Tuner :

Gammes : PO - FM
Sensibilité FM : $2,5 \mu V$
Distorsion harmonique : 0,4 %
(mono) ; 0,7 % (stéréo)
Rapport signal/bruit : 65 dB
Sélectivité : 60 dB
Séparation stéréo : 40 dB
Réponse en fréquence : 30 à
15 000 Hz.

— Partie Amplificateur :

Puissance : 2 x 20 W/8 Ω
Distorsion harmonique : 0,8 %
Bande passante en puissances 25
à 30 000 Hz
Réponse en fréquence : 15 à
30 000 Hz
Impédance de sortie : 4 à 16 Ω
Séparation des canaux : 45 dB
Rapport signal/bruit : 70 dB
Dimensions : 424 x 135
x 285 mm.

La table de lecture PIONEER PL 12

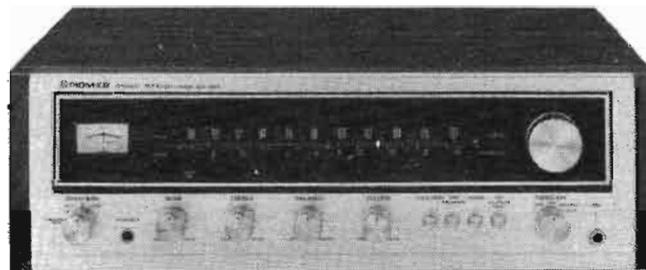
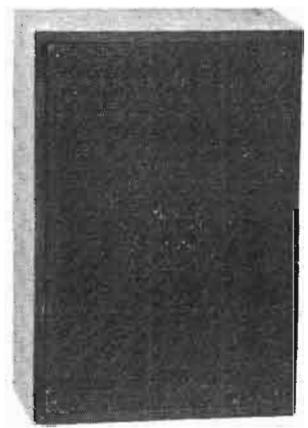
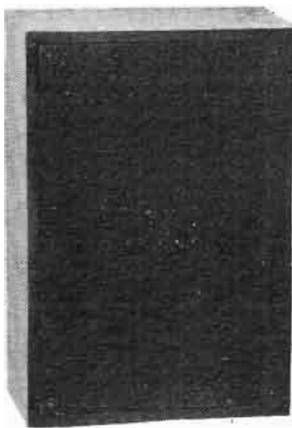
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn
Entraînement : par courroie
Moteur synchrone 4 pôles
Plateau en alliage aluminium
moulé sous pression
Diamètre du plateau : 30 cm
Rapport signal/bruit : 45 dB
Pleurage et scintillement : 0,1 %
Bras tubulaire en S équilibré stati-
quement
Dimensions : 430 x 164
x 362 mm.

La table de lecture AKAI AP 002

Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn
Moteur synchrone
Diamètre du plateau : 30 cm
Rapport signal/bruit : 50 dB
Fluctuation : 0,07 %
Bras de lecture à équilibrage sta-
tique
Longueur du bras : 220 mm
Retour automatique du bras
Dimensions : 503 x 410
x 185 mm.

L'enceinte acoustique SIARE C 3X

Puissance nominale : 35 W
Bande passante : 30 à 22 000 Hz
Impédance : 4 à 8 Ω
Enceinte 3 voies
Système : Actif-Actif
Équipement : 2 H.P. de 21 cm et
un tweeter
Dimensions : 540 x 300
x 240 mm.



CHAÎNE PIONEER SX 434

Cette chaîne comprend :
— un tuner-amplificateur
PIONEER SX 434
— une platine Lenco B 55
— deux enceintes acoustiques
SCIENTELEC EOLE 180

Le tuner-amplificateur PIONEER SX 434

— **Partie Tuner :**
Gammes : PO - FM
Sensibilité FM : $1,3 \mu\text{V}$ (pour un rapport S/B de 26 dB)
Rapport de sélectivité : 1 dB
Sélectivité : 60 dB
Rapport signal/bruit : 70 dB
Distorsion harmonique : 0,4 % (stéréo)
Courbe de réponse : 20 à 15 000 Hz (+ 0,2 dB - 2 dB)
Séparation stéréo : 40 dB
Sensibilité AM : $15 \mu\text{V}$.

— **Partie Amplificateur :**
Puissance : 2 x 16 W/8 Ω
Distorsion harmonique : 0,8 %
Bande passante en puissance : 10 à 70 000 Hz (avec THD = 0,8 %)
Courbe de réponse : 30 à 25 000 Hz ± 1 dB (aux.)
Entrées : phono : 2,5 mV/50 k Ω - micro : 10 mV/90 k Ω - magnéto : 150 mV/80 k Ω - aux. : 150 mV/90 k Ω
Dimensions : 430 x 140 x 147 mm.

La table de lecture LENCO B 55

Vitesses : 16 2/3 - 33 1/3 - 45 - 78 tours/mn
Pleurage et scintillement : $\pm 1,2$ %
Rumble : - 37 dB
Rapport signal/bruit : 44 dB
Variation de la vitesse : + 2,5 - 3 %
Moteur à 4 pôles à axe conique
Vitesses ajustables de manière continue entre 30 et 86 tours/mn
Dimensions : 375 x 300 x 114 mm.

L'enceinte acoustique SCIENTELEC Eole 180

Enceinte 2 voies
Fréquence de résonance : 30 Hz
Bande passante : 25 à 20 000 Hz
Puissance : 35 W
Équipement : H.P. de 21 cm et tweeter
Dimensions : 423 x 293 x 240 mm.

Notre Courrier Technique



Par R.A. RAFFIN

RR - 12.24-F — M. Alain NATTON, 80 Abbeville.

1° L'organe dessiné sur votre lettre est un élément redresseur. Deux modes d'utilisation sont possibles ; nous vous les représentons sur la figure RR - 12.24. En A, redressement monoalternance, doubleur de tension ; en B, redressement double alternance, doubleur de tension.

2° L'émetteur-récepteur BC 659 correspond au BC 620 (SCR 509-510). En conséquence, nous vous prions de bien vouloir vous reporter à nos numéros 1247 (page 162) et 1366 (page 148).

3° En ce qui concerne le récepteur de trafic militaire type BC 312, la solution que vous proposez pour le réglage du volume BF ne nous semble pas très recommandée... Une solution beaucoup plus rationnelle (proposée dans le « Surplus Radio Conversion Manual ») consiste à séparer nettement les deux fonctions HF et BF en montant un potentiomètre supplémentaire — et séparé — de 500 k Ω log. agissant sur la grille du premier tube BF.

4° L'expression PULL ON signifie que le circuit correspondant au bouton considéré est mis en service lorsque que l'on tire le bouton.

5° Le sigle VR peut désigner un réglage de volume (en BF), une résistance variable, ou un tube régulateur de tension à gaz. Ce que vous pouvez vérifier facilement par examen du dessin de l'organe sur le schéma.

RR - 12.25 — M. Michel GAUTHIER, 16 Cognac.

1° Le défaut observé sur votre téléviseur se nomme déformation en coussin. Sur les appareils bien conçus, tout autour de la collerette du déviateur, il y a plusieurs petits aimants en ferroxdure (téléviseurs en noir et blanc). C'est en modifiant la position ou l'orientation de ces petits aimants que l'on rectifie les déformations que vous constatez.

2° L'alimentation d'un téléviseur (noir et blanc ou couleur) par l'intermédiaire d'un régulateur automatique de la tension du secteur, n'est pas un luxe, mais une très sage précaution...

RR - 12.26 — M. Roger DUFFOUR, 52 Saint-Dizier.

La plaquette marquée « Emet-

teur 27 MHz » dont vous nous soumettez un croquis est en fait la partie émission des systèmes radio-électriques suspendus aux ballons-sondes utilisés par la Météorologie nationale. Plus exactement, il s'agit d'un simple auto-oscillateur 27 MHz avec transistors type BD 106 B, commandé, modulé, par un dispositif de codage (signaux). En vérité, il n'y a rien à espérer tirer de valable d'une telle plaquette, sinon la démonter soigneusement pour la récupération des composants en pièces détachées.

RR - 12.27 — M. Georges PRERAT, 54 Nancy.

1° Pour la commande de votre moteur électrique, que vous utilisiez le simple rhéostat prévu à l'origine ou un variateur électronique, le résultat sera le même : le couple (ou la puissance utile) du moteur sera toujours plus faible à faible vitesse de rotation, à bas régime. C'est une loi physique...

2° Sur votre récepteur à transistors, le manque de sélectivité que vous observez est un manque de sélectivité... **apparente**, qui s'appelle en réalité « transmodulation » ou « intermodulation » selon le cas. Veuillez vous reporter à notre article sur ce sujet publié dans le numéro 1281, page 21. Nous pouvons dire qu'il s'agit-là d'un défaut des appareils à transistors qui n'a pas fini de faire couler de l'encre !

3° Dans le choix de votre microphone pour l'équipement de votre émetteur-récepteur, nous vous conseillons le modèle électrodynamique, plus robuste et d'un plus long usage que le modèle dit « cristal ».

4° Un quartz overtone fonctionne directement sur son partiel 3 ou 5, et c'est cette fréquence qui est marquée sur le boîtier.

5° L'émission d'amateur, même exclusivement en télégraphie, n'est pas libre ; il faut également une autorisation et une licence délivrées après examen, comme pour les autres disciplines.

RR - 12.29 — M. Jean-Claude CODILLON, 63 Issoire.

Dans la production du courant électrique par voie éolienne, on ne peut pas produire **directement** du courant alternatif : tension et fréquence seraient essentiellement variables en fonction du vent...

Il s'agit donc d'une dynamo (courant continu) entraînée par l'éolienne, dynamo qui recharge par l'intermédiaire d'un joncteur-disjoncteur une batterie d'accumulateurs en tampon. Quel que soit le vent, la **tension** aux bornes de la batterie est donc sensiblement constante. Mais il ne s'agit que de courant **continu**... Ce qui peut cependant parfois suffire.

Pour l'obtention d'un courant **alternatif** industriel, il faut encore faire suivre cet ensemble d'un « inverter » continu/alternatif d'une fréquence très stable de 50 Hz, et d'une puissance convenant à l'alimentation envisagée des divers appareils prévus.

Nous ne sommes pas commerçant, ni spécialisé dans les prix, mais il est bien évident que l'ensemble d'une telle installation doit être assez onéreux, cela se conçoit.

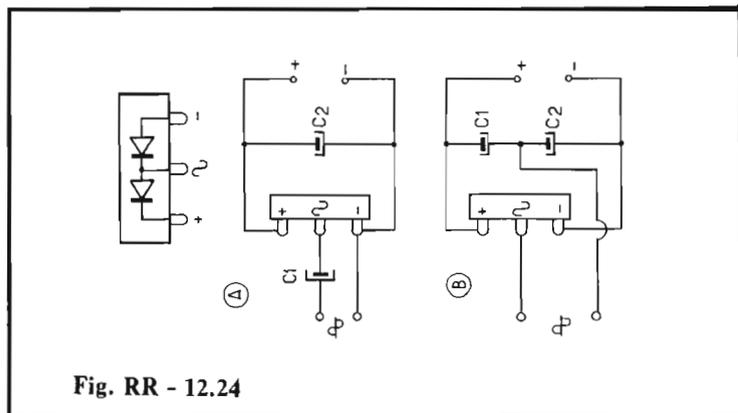


Fig. RR - 12.24

RR - 12.28-F — M. Claude BLANC-COUDERT, 06 Cannes.

Le schéma de la figure RR - 12.28 représente le montage simple que vous souhaitez réaliser, à savoir un petit clignoteur de signalisation fonctionnant sur une tension de 3 volts.

L'alimentation peut être obtenue à partir de deux éléments de pile « torche » de 1,5 V reliés en série (soit 3 V). L'ampoule est un modèle ordinaire 3 V/200 mA. Le multivibrateur proposé est dissymétrique afin que le temps d'allumage soit plus bref que le temps d'extinction. Pour Q1 et Q2, des transistors genre AC 128 peuvent convenir.

RR - 12.30 — M. Jacques TONNA, 57 Forbach, nous demande s'il est possible d'utiliser un appareil quelconque alimenté par un petit accumulateur au cadmium-nickel en laissant un chargeur connecté en permanence en parallèle et relié au secteur.

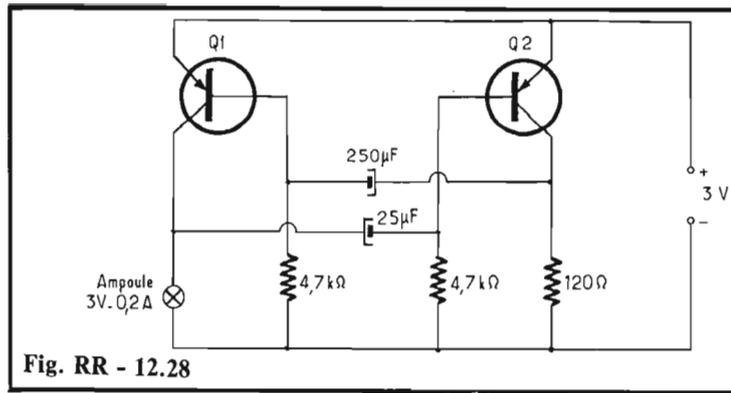


Fig. RR - 12.28

En principe, nous répondons **oui** dans la mesure où l'intensité de recharge délivrée par le chargeur se situe entre le dixième et le vingtième de la capacité en ampère-heure de l'accumulateur. Le chargeur peut être laissé ainsi en permanence sans dommage pour l'accumulateur. D'autre part, l'accumulateur faisant « tampon », la tension d'alimentation de l'appareil reste celle de cet accumulateur. Ce dernier se recharge ou maintient sa charge si l'intensité consommée par l'appareil reste inférieure ou égale à l'intensité délivrée par le chargeur. Dans le cas contraire, une certaine décharge se produit malgré la présence du chargeur ; mais l'accu-

mulateur peut reprendre sa charge complète, après l'arrêt de l'appareil à alimenter, puisque le chargeur reste en service.

RR - 12.37 — M. G. CHA-RAUX, 54 Homécourt.

Le remplacement des transformateurs « lignes et THT » des téléviseurs par des transformateurs dits « universels » de diverses fabrications a fait l'objet d'articles publiés dans nos numéros 1355, 1364, 1374 et 1379 auxquels nous vous prions de bien vouloir vous reporter. Nous ne disposons pas d'autres renseignements.

RR - 12.38 — M. Maxime DAMBRE, 59 Lille.

Votre demande sort très nettement du cadre de cette modeste rubrique, et nous ne disposons d'aucun schéma correspondant à ce que vous souhaitez.

Certes, il est toujours possible d'entreprendre une étude pour tel ou tel montage particulier en confiant votre problème à un établissement spécialisé. Mais il est alors bien évident qu'une telle étude, souvent longue et délicate, ne peut pas être gratuite. Les travaux pouvant s'étendre sur plusieurs jours, sinon plusieurs semaines, les frais risquent d'être élevés... Or, s'il ne s'agit de la construction que d'un **seul** appareil (personnel), non suivi de commercialisation, ces frais sont irrécupérables et non amortissables. C'est une loi bien connue ! Toute étude particulière d'appareil, de machine, etc. doit être suivie d'un minimum de ventes pour être rentable, pour amortir les frais engagés ; il y a eu de nombreux et regrettables exemples contraires dans ce domaine durant ces dernières années...

Mieux vaut choisir de lecture CEC



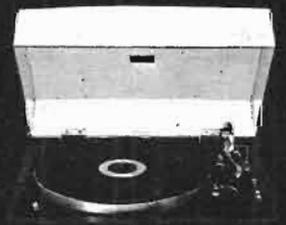
BD 2000

Table de lecture HI-FI particulièrement remarquable par son rapport qualité/prix. Entraînement par courroie, relevage de bras hydraulique, antiskating, tête Ortofon F 15 O, couvercle à contre-poids. Pleurage < 0,1 %, ronflement < 42 dB, bruit < 62 dB.



BA 300

Conception de base identique à la BD 2000. Arrêt et retour automatique du bras, tête Ortofon F 15 O.



BA 600

Identique à la BA 300. En plus présélection du Ø des disques et possibilité de répétition. Tête Ortofon F 15 O.

RR - 12.39 — M. François HUE, 94 Nogent-sur-Marne.

Les transformateurs « moyenne fréquence » conçus pour un récepteur à lampes ne conviennent pas pour des transistors ou des circuits intégrés.

RR - 12.40 — M. Alain TREMOUREUX, 56 Peillac.

1° Une table de mixage (ou de mélange) est précisément destinée à mélanger et à doser plusieurs sources (pick-up, microphones, magnétophones, etc.) à l'entrée d'un même amplificateur.

2° En ce qui concerne votre jeu de lumière, nous ne pouvons pas vous guider ne connaissant pas le montage proposé ; il convient de vous adresser directement à votre vendeur (fournisseur du kit). A notre avis, vous devez avoir un thyristor défectueux... mais il nous faudrait pouvoir faire des mesures systématiques sur votre réalisation pour en être certain.

3° Si vous branchez un amplificateur BF de 20 W à la sortie de

votre électrophone, vous n'obtiendrez rien de bon ! L'électrophone est à éliminer ; seul le bras de pick-up pourrait être connecté à l'entrée du nouvel amplificateur.

4° Si votre alimentation 12 V peut délivrer **au moins 2 ampères**, elle pourra être utilisée pour alimenter l'amplificateur.

5° Votre haut-parleur peut convenir.

6° Dans un groupement de haut-parleurs **avec filtre à deux ou trois voies**, tous les haut-parleurs doivent présenter la même puissance maximale (égale ou supérieure à celle susceptible d'être délivrée par l'amplificateur) et doivent présenter la même impédance de bobine mobile (égale à l'impédance de sortie de l'amplificateur).

RR - 12.41-F — Suite à une précédente demande de M. J. MARCHIONI qui désire connaître les caractéristiques du tube cathodique DB 4-2, M. BOUCHEZ, 59 Lille, a bien voulu nous communiquer ces renseignements. Nous remer-

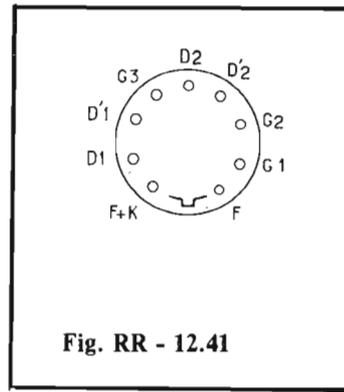


Fig. RR - 12.41

cions notre correspondant pour son amabilité et nous remercions ces caractéristiques ci-dessus.

DB 4-2 : Diamètre = 44 mm ; longueur = 160 mm ; écran à persistance très courte et à fluorescence bleue. Chauffage = 6,3 V 0,3 A. Déviation asymétrique pour D2/D'2 ; symétrique pour D1/D'1. Vg3 = 800 V ; Vg2 = 200 à 300 V ; Vg1 = 0 à - 50 V ; sensibilités = 0,25 mm/V (D2) et 0,16 mm/V (D1).

Brochage : voir figure RR-12.41.

RR - 12.42 — M. Robert FOUCHE, 93 Clichy-sous-Bois.

Il est sans doute possible de réaliser l'alimentation que vous envisagez, mais il faudra certainement construire (ou faire construire) de toutes pièces le transformateur spécial qui sera nécessaire.

Par ailleurs, il conviendrait de nous **préciser** la tension de sortie (en volts continus), de nous indiquer si l'intensité consommée (1 ampère) sera constante ou variable (fluctuante), et enfin de nous dire si cette alimentation aura un fonctionnement permanent ou au contraire avec des périodes d'interruption.

La capacité en ampères-heure de l'accumulateur de départ est également intéressante à connaître.

Joignez une enveloppe timbrée à votre adresse pour l'envoi du devis d'honoraires concernant cette étude.

une table

L'expérience compte. Depuis plus de 10 ans, les techniciens et ingénieurs de CEC se sont exclusivement attachés à la création et à la fabrication de systèmes tourne-disques. Aujourd'hui avec une production mensuelle supérieure à 50 000 unités, le résultat des recherches trouve son aboutissement dans une gamme de tables de lecture de haute précision.

BD 1000

BD 6000



Le prix le plus accessible pour une platine HI-FI. Entraînement par courroie. Bras en S. Antiskating.

Bras haute-performance câblé pour la quadrichromie. Blocage de vitesse. Nettoyeur de diamètre incorporé. Mécanisme contrôleur de la cellule. Tête Ortofon F 15 EO.



CEC HI-FI TURNTABLES

Distribué et garanti
par Pizon Bros HI-FI
18, rue de la Félicité - 75017 Paris

Je désire recevoir gratuitement votre documentation complète CEC, et la liste des dépositaires les plus proches de mon domicile.

Nom _____

Prénom _____

N° _____ Rue _____

_____ Code postal _____

Ville _____

A retourner sous enveloppe affranchie à Pizon Bros HI-FI - 18, rue de la Félicité - 75017 Paris



RR - 12.43 — M. Jean FORNEL, 17 Chatelaillon.

1° La maison Bronzavia n'existe plus.

2° Vous ne pourrez pas obtenir une licence de radio-amateur avec l'émetteur que vous avez récupéré, car cet appareil ne correspond plus du tout aux règles de la législation actuelle.

3° La lampe PE1/75 est un tube d'émission bien connu, mais aussi... bien ancien !

4° Il est difficile de prendre position à distance sur ce qui va ou ne va pas, car nous ne connaissons pas les conditions particulières de réception TV dans votre ville. Il semble cependant, d'après vos explications, que le champ est faible, et les conditions médiocres. Il est certain que dans des cas semblables, il est recommandé d'éliminer le câble de descente unique avec coupleur et séparateur VHF-UHF. Il est bien préférable d'utiliser deux câbles de descente, l'un en VHF (1^{re} chaîne), l'autre en UHF (2^e et 3^e chaînes).

Il est certain aussi qu'un préamplificateur installé en haut du mât, sous l'antenne UHF, et alimenté par l'intermédiaire du câble coaxial, améliorerait nettement vos réceptions des 2^e et 3^e chaînes.

RR - 12.44 — M. Robert SIMON, 16 Ruelle-Bussac.

Le récepteur OC type R 1155 est très ancien ; sa fabrication remonte avant 1939... Nous regrettons de ne pouvoir vous être agréable, mais nous ne disposons plus d'aucun document complet se rapportant à cet appareil.

Vous pourriez cependant trouver quelques précisions concernant ce récepteur à la page 36 du numéro spécial Surplus édité par notre revue sœur RADIO-PLANS en 1966, ainsi que sur notre numéro 994 du HAUT-PARLEUR, page 34.

RR - 12.45 — M. René STALEY, 38 Grenoble.

Des articles sur la transmission du son par boucles inductives (ou boucles magnétiques) ont été publiés dans nos éditions :

— Electronique Professionnelle n° 383 ;

— Radio Pratique n° 1196.

RR - 12.46 — M. Jean-Marc AUPLAT, 69 Saint-Vincent-de-Reins.

1° Le montage que vous nous soumettez pour examen de son schéma, est une alimentation dit à filtrage électronique, mais ce n'est pas une alimentation à **tension stabilisée**. Il est donc tout à fait normal que la tension de sortie s'affaiblisse lorsque l'intensité demandée croît.

2° Certes, il serait possible de monter un circuit électronique de stabilisation de tension après le redresseur ; mais compte tenu de la tension du secondaire du transformateur utilisé, il ne faut pas espérer obtenir plus de 10 volts stabilisés. En effet, il faut tenir compte de la chute de tension créée par le circuit régulateur et nécessaire à son bon fonctionnement.

3° Du point de vue « antiparasitage », vous pouvez essayer de monter un condensateur électrochimique de l'ordre de 500 μ F entre les sorties (+) et (-), ainsi que deux condensateurs au papier de 0,1 μ F sur le secteur (un sur chaque fil du réseau, le point commun de ces condensateurs étant relié à la masse et éventuellement à la terre).

4° Les tubes EK 2, EM 1 et EL 2 n'ont pas de correspondance actuelle rigoureuse. En changeant les supports et en modifiant quelques valeurs de résistances, ils pourraient à la rigueur être respectivement remplacés par ECH 81, EM 84 et EL 82 (ou EL 84).

RR - 12.47 — M. TOUSSAINT, Jette (Belgique).

1° Il est totalement déconseillé de monter deux amplificateurs BF en cascade, l'entrée du second étant attaquée par la sortie haut-parleur 4 ou 8 Ω du premier ; les résultats seraient décevants.

2° Un transistor BC109 C peut se remplacer par un BC109.

3° Nous ne comprenons pas votre dernière question concernant l'impédance du secondaire d'un transformateur. Lorsqu'il s'agit d'un montage que nous

avons décrit, il ne faut pas omettre de nous préciser le numéro de la revue et la page afin que nous puissions nous y reporter.

RR - 12.48 — M. Charles NAPOLEON, 31 Colomiers.

Nous n'avons pu trouver aucun renseignement, parmi nos documentations, concernant l'oscilloscope COSSOR type 339 A et le tube cathodique 09 J.

RR - 12.49 — M. Patrick BURAN, 33 Pauillac.

1° Nous n'avons pas le schéma de l'amplificateur SOCRATE.

2° Un article concernant le BC 1000 (SCR 300) a été publié dans notre numéro 1127, page 78.

3° Nous n'avons aucune documentation concernant le récepteur ARC 3 ; nous avons simplement trouvé des renseignements se rapportant aux différents types de ARC 5.

RR - 12.50 — M. Raymond MOREAU, 59 Cambrai.

1° La réalisation d'un oscillateur de puissance sur 30 000 MHz (soit 30 GHz) n'est certainement pas du domaine de l'amateur.

2° Il est tout à fait évident que tout modulateur de lumière **nécessite** une certaine puissance BF pour son bon fonctionnement, et que cette puissance BF est absorbée au détriment des haut-parleurs.

Toutefois, il faut préciser que certains modulateurs de lumière sont plus « gourmands » que d'autres du point de vue puissance nécessaire au déclenchement ; cela dépend donc de l'appareil utilisé.

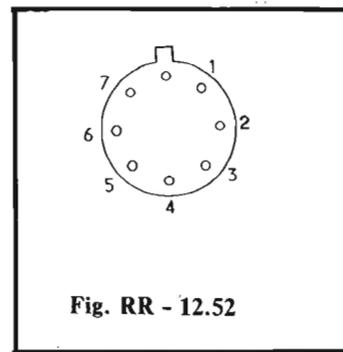


Fig. RR - 12.52

RR - 12.52-F — M. Michel EUGENE, 86 Poitiers.

1° Le brochage du circuit intégré μ A 741 en boîtier TO 99 est représenté sur la figure RR - 12.52.

Nous avons :
2 = entrée inverseuse ;
3 = entrée non-inverseuse ;
4 = - V ;
5 = polarisation (offset) ;
6 = sortie ;
7 = + V.

2° L'antivol électronique pour voiture décrit dans notre numéro 1473, page 225, ne peut pas fonctionner sur 6 volts ; cette tension d'alimentation n'est pas suffisante pour un fonctionnement convenable.

Nous ne donnons plus de montages pour automobiles (quels qu'ils soient) en 6 volts, car la tension est désormais standardisée **depuis plusieurs années déjà** à 12 volts.

RR - 12.51 — M. Christian VICTOR, 62 Louison-sous-Lens.

Concernant les semi-conducteurs cités dans votre lettre, voici les renseignements que nous avons pu trouver dans nos documentations :

BC 140 : NPN silicium ; P_c max = 3,7 W ; I_c max = 1 A ; BV_{ceo} = 40 V ; h_{fe} = 63 - 250 à I_c = 100 mA et V_{cb} = 1 V (correspondants : 2N2218, 2N3036, 2N2102, MM3725, BC144, 2SC 708).

40362 : PNP silicium ; P_c max = 5 W ; I_c max = 700 mA ; BV_{ceo} = 70 V ; h_{fe} = 35 - 200 à I_c = 50 mA et V_{cb} = 4 V.

BD 130 : NPN silicium ; P_c max = 100 W ; I_c max = 15 A ; BV_{ceo} = 60 V ; h_{fe} = 20 - 70 à I_c = 4 A et V_{cb} = 4 V (correspondants : 2N3055, 2SC 1030).

AC 192 : PNP germanium ; P_c max = 185 mW ; BV_{ceo} = 32 V ; h_{fe} = 100 pour I_e = 1 mA et V_{cb} = 6 V (correspondants : AC 162 ; AC 125 ; AC 170 ; 2N2614 ; SFT 353).

2N3528 : Thyristor ; V_{inv} = 200 V ; I_{dc} = 1,3 A ; gâchette = 1 V 0,2 mA (correspondant : BRY 36).

BA 114 : diode stabilisatrice de tension ; 0,5 V à 0,2 mA ; 0,8 V à 3 mA ; I_{max} = 20 mA.

BYX 10 : diode redresseuse ; V_{inv} = 800 V ; I_{dc} = 360 mA.

RR - 12.53-F — Suite à la réponse RR - 5.22 publiée dans le numéro 1465, M. Gil REGNIER nous demande de bien vouloir indiquer les modifications auxquelles nous faisons allusion concernant l'antivol pour voiture décrit dans le numéro 1366, page 80.

Nous voulons bien publier les suggestions communiquées par nos lecteurs... mais sans que pour autant notre responsabilité soit engagée (n'ayant pas eu, personnellement, la possibilité de les expérimenter).

Les schémas ne représentent que les parties modifiées du montage ; tous les autres circuits demeurent évidemment inchangés.

Sur la figure RR - 12.53, en A, il s'agit de la modification avec un relais RL1 à deux jeux de contacts : en traits gras, les connexions ajoutées ; en pointillés, la connexion supprimée.

En B, nous voyons la deuxième modification proposée ; la diode D1 est déplacée et une diode D2 est ajoutée (type identique).

Autres questions :

1° Il faut utiliser des relais de 250 x 300 ohms afin d'éviter un échauffement excessif des transistors.

2° Pour un rhéostat électronique avec 2N3055, on peut admettre jusqu'à 4 ampères si le transistor est muni d'un bon radiateur.

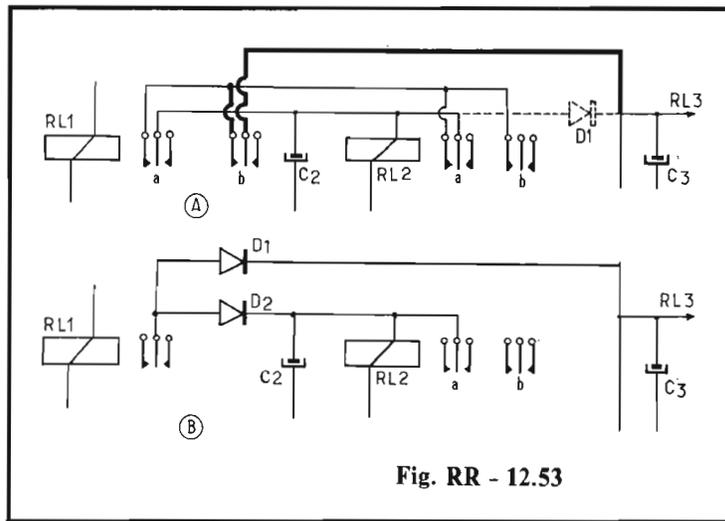


Fig. RR - 12.53

2° Nous ne connaissons pas les caractéristiques de la cellule qui vous a été fournie ; mais les types de cellules LDR-03-05-S, ou RPY 18, ou RPY 55, peuvent également convenir.

3° Sur le schéma d'implantation, les indications R3 et R4 doivent être interverties.

4° Si le relais colle, mais ne décolle pas, c'est l'indication que le transistor BC108 reste conducteur en permanence, et cela peut provenir, soit précisément de la cellule, soit du non-fonctionnement du relaxateur 2N2646. Donc, circuits à vérifier.

RR - 12.56 — M. Francis VOLLAIS, 27 Campigny.

1° Le montage d'interphone que vous nous demandez d'examiner est une réalisation très simplifiée qu'il ne faut pas espérer modifier pour pouvoir utiliser plusieurs postes secondaires, tout en assurant une exploitation et un fonctionnement correct.

2° Le transistor BC 169 peut effectivement être remplacé par un BC 109.

3° Nous ne pouvons pas deviner à distance (répétons-le, une fois de plus), la raison pour laquelle votre montage ne fonctionne pas correctement. C'est peut-être une erreur de câblage ou de valeur d'un composant ? Vérifiez les tensions de polarisation des bases des transistors ; essayez de modifier ces polarisations en jouant très légèrement sur les valeurs des résistances des bases, etc.

4° En principe, pour modifier la vitesse de rotation d'un tour, on agit sur la boîte de vitesse de ce tour, et non pas sur la vitesse de rotation du moteur électrique.

D'autre part, nous ne voyons pas d'un bon œil l'installation d'un rhéostat sur un moteur triphasé... dont vous oubliez d'ailleurs de nous indiquer la puissance.

RR - 12.57 — M. Alain CHRISTEL, 78 Maisons-Laffitte.

Nous voulons bien vous exposer les procédés de calcul de gain d'un étage à transistor, bien que cela sorte du cadre de cette rubrique. Néanmoins, nous avons une autre objection, majeure celle-ci :

Par votre lettre, vous nous avouez vous-même être tout à fait novice en électronique... connaissant tout juste quelques lois fondamentales de l'électricité (nous avons repris vos propres termes).

De ce fait, nous estimons qu'il convient de commencer par le commencement... pour que vous puissiez comprendre nos explications ; c'est le plus sage conseil que nous puissions vous donner. En conséquence, nous vous suggérons la lecture des ouvrages COURS ELEMENTAIRE DE RADIO-TECHNIQUE et COURS MOYEN DE RADIO-TECHNIQUE (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque - 75010 Paris) ; ce sont deux livres qui se suivent (tome I et II) et qui évidemment se complètent.

Au passage, nous vous signalons que dans le second ouvrage cité, vous trouverez précisément la réponse à votre question avec tous les détails souhaités (beaucoup plus que nous pourrions vous en donner ici).

RR - 12.58 — M. Christian PESTEL, 35 Rennes.

1° L'appareil dont vous nous entretenez est une réalisation commerciale, nullement destinée à la construction par l'amateur.

2° Le transistor 239 C peut se remplacer par BC 109 ; le transistor 309 B peut se remplacer par BC 179.

3° Pour calculer le nombre de tours N, pour la confection d'un bobinage sur une ferrite, on emploie la formule :

$$N = \frac{L}{A_L \times 10^{-6}}$$

avec L en millihenrys (coefficient de self-induction de la bobine à réaliser).

Mais il reste à connaître A_L qui est l'inductance spécifique nominale du circuit magnétique employé.

RR - 12.54 — M. SLIVAK C., 59 Coudekerque-Branche.

° Nous ne pouvons pas vous dire ainsi et à distance ce qui ne va pas dans votre alimentation stabilisée... sans aucune indication de votre part !

Il faudrait au moins nous faire part du ou des défauts que vous constatez, et nous indiquer également les diverses tensions mesurées avec précision sur les différents points du montage réalisé. Nous restons, le cas échéant, à votre disposition.

2° Il est possible de remplacer un circuit intégré L 123 par un SFC 2723.

RR - 12.55 — M. François JACQUOT, 51 Reims, nous demandons des renseignements concernant une minuterie électronique.

1° Les diodes que vous employez peuvent convenir.

POUR LES MODELISTES PERCEUSE MINIATURE DE PRECISION



(nouveau modèle)
Indispensable pour tous travaux délicats sur BOIS, METAUX, PLASTIQUES
Fonctionne avec 2 piles de 4,5 V ou transformateur 9/12 V. Livrée en coffret avec jeu de 11 outils permettant d'effectuer tous les travaux usuels de précision : percer, poncer, fraiser, affûter, polir, scier, etc., et 1 coupleur pour 2 piles de 4,5 V (franco 100,00) **95,00**
Autre modèle, plus puissant avec 1 jeu de 30 outils. Prix (franco 150,00) **144,00**
Facultatif pour ces deux modèles : Support permettant l'utilisation en perceuse sensitive (position verticale) et tour miniature (position horizontale) France 45,00 41,00 Flexible avec mandrin (franco 40,00) 35,00
Notice contre enveloppe timbrée

EXCEPTIONNEL : Moteur FUJI, 0,8 cc. (Valeur 65 F) pour 34,90 F (franco 40,00). Unique en France et à des prix compétitifs : toutes pièces détachées MECCANO et MECCANO-ELEC en stock (Liste avec prix contre enveloppe timbrée)

TOUT POUR LE MODELE REDUIT
(Train - Avion - Bateau - Auto - R/C)

Toutes les fournitures : bois, tubes collés, enduits, peintures, vis, écrous, rondelles, etc.
CATALOGUE GENERAL 1975 franco Métropole contre 10 F en timbres Outre-Mer et Etranger : franco 15 F

RENDEZ-NOUS VISITE
CONSULTEZ-NOUS
Le meilleur accueil vous sera réservé !

CENTRAL-TRAIN

81, rue Réaumur - 75002 PARIS
C.C.P. LA SOURCE 31.656.95
En plein centre de Paris, face à France-Soir -
M° Sentier et Réaumur-Sébastopol
Tél. : 236-70-37 et 231-31-03
Ouvert du lundi au samedi de 9 à 19 h

Or, la valeur de cette inductance spécifique dépend de la forme et des dimensions du circuit de ferrite utilisé, mais aussi de la **qualité** de la ferrite employée à la fabrication. C'est donc un renseignement primordial à demander à votre fournisseur.

Ajoutons, pour être précis et complet, que la valeur de cette inductance spécifique peut aussi varier légèrement avec le coefficient de remplissage du circuit magnétique, notamment lorsqu'il s'agit d'un pot.

RR - 12.59 — Voici l'essentiel de quatre réponses faites directement à nos lecteurs et qui nous sont revenues avec les mentions habituelles « Inconnu », « Illisible », etc. Et pourtant, nous avons utilisé les enveloppes libellées par les lecteurs eux-mêmes et jointes à leur demande !

M. Marc UHRING - Strasbourg.

a) Le système de « chenillard » dont vous nous soumettez le schéma peut peut-être fonctionner... Il faudrait pouvoir l'essayer pour être affirmatif; hélas, nous n'avons pas le temps d'essayer le montage à votre place. Disons cependant que nous formulons quelques réserves.

Vous nous parlez également d'ajouter un potentiomètre... Où ? Pour faire quoi ? Pour régler quoi ?

b) Sur votre montage de gradateur, pour obtenir une bonne plage de réglage, il faut utiliser un potentiomètre à variation **linéaire** (vous devez employer un logarithmique).

M. Marc ... ? à Corbeil.

a) Nous ne pouvons pas publier **au hasard** des schémas de téléviseurs comportant les lampes citées dans votre lettre... A quoi cela servirait-il ? Où serait l'intérêt ?

b) Il n'y a pas de valeurs préférentielles de résistances ou de condensateurs à mettre dans une trousse de dépannage pour télévision. Le dépannage à domicile n'est qu'une plaisanterie et ne peut pas correspondre à un travail sérieux de vrai professionnel, précisément parce que l'on n'a jamais exactement ce qu'il faut, soit en types de composants, soit en appareils de mesure, etc. A domi-

cile, on ne doit se limiter qu'au remplacement d'un fusible, d'un cordon d'alimentation ou d'une lampe. C'est tout ! Pour le reste, l'appareil doit revenir à l'atelier ; c'est l'intérêt de tous (du client et du dépanneur).

M. Philippe... ? à Orléans.

a) Il est bien évident que l'étage d'entrée de votre amplificateur « détecte ». Il aurait fallu nous joindre le schéma de ce préamplificateur, cela nous aurait permis d'examiner s'il était possible d'apporter une amélioration et, dans l'affirmative, de vous l'indiquer. Toutefois, nous lisons que ce préamplificateur est monté dans un coffret **en bois** (!); aussi bien, avant toute autre chose, il faudrait le monter dans un coffret métallique (coffret connecté à la masse générale de l'amplificateur).

b) Le déparasitage des dispositifs à triacs a fait l'objet d'articles dans nos numéros 1334 et 1338 (page 232); voyez aussi Electronique Professionnelle numéro 1389, page 43.

M. Roger MARCQ, 71 - Le Creusot.

Nous avons entendu, nous aussi, à maintes reprises sur l'air (bande 80 m), des critiques sévères se rapportant à l'antenne **W 3 DZZ**. Certains OM (?) prétendent que sur 40 et 80 m cette antenne peut à la rigueur s'employer; mais sur 15 et 20 m, cette antenne est inutilisable tant son T.O.S. est élevé et son rayonnement faible...

Bien entendu, nous laissons ces affirmations « catégoriques » sur lesquelles il n'y a pas à revenir (!), à la seule responsabilité des radio-amateurs qui les émettent. Dans l'autre plateau de la balance, disons que le responsable de cette rubrique, radio-amateur à ses heures, utilise cependant une antenne **W 3 DZZ** (parce que résidant en pleine ville, il ne peut pas installer autre chose). Cette antenne présente un T.O.S. de 1,2 à 1,3 sur 14 et 21 MHz, et sur une durée d'un an de trafic toutes les contrées du globe ont été contactées (malgré un très mauvais dégroupement de l'aérien).

On ne peut donc pas dire que

c'est une antenne qui ne fonctionne pas... Mais ce que l'on peut dire, c'est qu'il existe des radio-amateurs qui ne savent pas encore installer, régler, accorder et utiliser correctement une antenne...

RR - 12.60 — M. RICO, 95 - Méry-sur-Oise.

Le problème que vous nous soumettez est enfantin; il s'agit de l'application de la loi d'Ohm au calcul des résistances.

Nous pensons que la loi d'Ohm est une loi de base essentielle que même un bricoleur devrait connaître. Nous nous permettons de vous conseiller la lecture de l'ouvrage « Cours Élémentaire de Radiotechnique » (librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque - 75010 Paris).

La relation $R = E : I$ permet de déterminer la résistance R qui provoquera une chute de tension E pour une intensité I .

Partant de 24 V, pour 17 V sous 39 mA, il faut donc chuter 7 V; donc $R = 7 : 0,039 = 180$ ohms environ.

Pour 12 V sous 16 mA, il faut chuter 12 V; donc $R = 12 : 0,016 = 750$ ohms environ.

Il importe de remarquer que les valeurs des résistances ne sont valables **que pour les intensités spécifiées**. En conséquence, les valeurs supplémentaires que vous nous demandez de calculer ne peuvent pas être déterminées pour 100 ou 200 mA; il faut choisir l'une ou l'autre de ces intensités. Nous avons pris 200 mA, et les valeurs des résistances ne sont évidemment valables **que pour cette intensité de 200 mA** (0,2 A).

Pour 5 V, il faut chuter 19 V; donc $R = 19 : 0,2 = 95$ ohms.

Pour 1 V, il faut chuter 23 V; donc $R = 23 : 0,2 = 115$ ohms.

Pour 0,05 V, il faut chuter 23,950 V; donc $R = 23,950 : 0,2 = 119,75$ ohms.

La **puissance** d'une résistance se calcule en faisant le produit du

carré de l'intensité qui la parcourt par la valeur de la résistance. On a :

$$P = R \times I^2$$

RR - 12.61 — M. Alain MARTEAU, 53 - Laval.

1) En ce qui concerne votre première question, nous vous prions de bien vouloir vous reporter à la réponse RR-12.01 publiée précédemment et qui traite précisément de ce sujet.

Ajoutons cependant un complément: nous lisons que dans votre cas, les perturbations se manifestent également sur un **électrophone** (très probablement à transistors, n'est-ce pas ?). Cela démontre donc bien, s'il en était encore besoin, de la qualité désastreuse et de l'absence totale de protection de **certain**s appareils.

2) Nous l'avons déjà dit à maintes reprises dans cette rubrique, nous ne conseillons jamais telle ou telle marque plutôt qu'une autre, surtout dans le domaine de la BF. Du point de vue auditif, tous les goûts sont dans la nature et ce qui plaît aux uns, déplaît souvent totalement aux autres... Alors que conseiller ?

L'acheteur doit écouter lui-même divers ensembles et faire son propre choix.

RR - 12.64-F — M. J.-P. JOIMEL, 14 - Caen.

Vous pouvez réaliser une sortie directe sur votre électrophone de la façon suivante :

Sur le collecteur du transistor BC158B, soudez un condensateur C d'une capacité de 47 nF à 0,1 μ F qui aboutira à une prise de sortie; l'autre pôle de la prise sera relié à la masse.

La liaison à l'entrée du magnétophone se fera par un fil souple blindé, le blindage étant par ailleurs relié à la masse des deux appareils (voir figure RR-12.64).

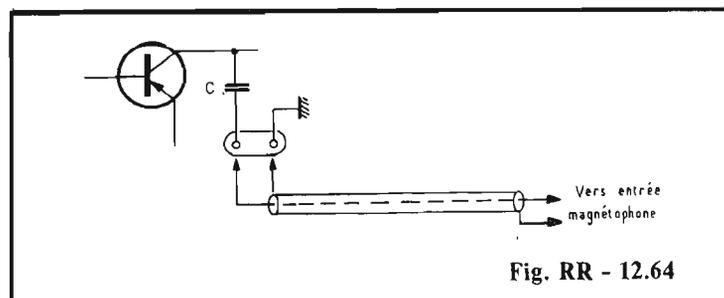


Fig. RR - 12.64

GENERATEUR DE MESSAGE RTTY

Ce genre d'appareil se concevait difficilement jusqu'à ces dernières années sous un ensemble de pièces mécaniques dont le volume est toujours assez impressionnant, mais il est possible de ramener à l'heure actuelle, ses dimensions à un niveau plus raisonnable et compatible avec le peu de place dont disposent de nombreux amateurs.

Pour ce faire, on utilise les circuits logiques TTL, dont l'intérêt et les possibilités ne sont plus à démontrer, compte tenu de leur utilisation dans de nombreux appareils d'usage courant.

Ces circuits fonctionnent en tout ou rien, c'est-à-dire que leur sortie est toujours 0 ou 1, comme les téléimprimeurs qui réagissent à la présence ou à l'absence d'un courant de ligne.

Nous rappelons pour mémoire que chaque caractère est déterminé par une succession de cinq impulsions mark et space, celles-ci étant encadrées par une impulsion start, de même durée, qui permet d'assurer la synchronisation des machines et une impulsion stop plus longue en fin de caractère. Toutes les impulsions caractéristiques et l'impulsion start ont une durée de 22 millisecondes, l'impulsion dure généralement 31 millisecondes.

Le message à transmettre est : DE suivi de l'indicatif de la station, ce qui revient à générer les

caractères suivants :

- LETTRES
- ESPACE
- D
- E
- ESPACE
- F
- CHIFFRES
- 2
- LETTRES
- E
- S
- ESPACE
- RETOUR CHARIOT
- INTERLIGNE

Le cycle de transmission est

commandé, soit par la fermeture d'un contact ou une impulsion de tension négative, et il s'arrête automatiquement en fin de message.

Le circuit de sortie peut commander directement un électroaimant de téléimprimeur.

Le message peut être changé aisément par remplacement d'une carte enfichable.

Le schéma synoptique de l'appareil est représenté figure 1 et le schéma de principe dont nous allons maintenant étudier le fonctionnement figure 2.

Au repos, en sortie de U6, le si-

gnal maintient à zéro le générateur de caractère et le générateur de message et bloque l'horloge U1.

LE SYSTEME DE CONTROLE

Lorsqu'une impulsion négative est appliquée sur l'entrée remise à zéro de U6, la sortie Q de ce circuit change d'état, ce qui permet un déblocage de l'horloge et des deux générateurs de fonction et autorise le démarrage d'un cycle. A la fin de celui-ci une impulsion est transmise à l'entrée d'horloge de U6, ce qui inverse l'état de la sortie Q, ramenant l'horloge et les deux générateurs de fonction au repos.

L'HORLOGE

Le circuit intégré U1 est une double porte NAND à quatre entrées, dont l'une est utilisée en oscillateur et l'autre en inverseur pour autoriser ou interdire le démarrage de l'oscillation. La période du signal fourni est réglée à l'aide du potentiomètre, à la durée d'une impulsion, c'est-à-dire 22 millisecondes.

GENERATEUR DE CARACTERE

Les signaux d'horloge sont appliqués directement au compteur

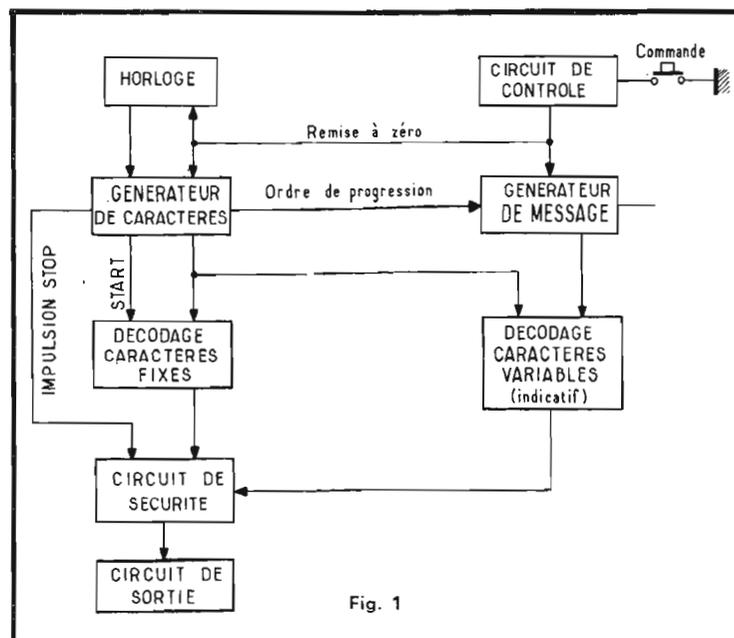


Fig. 1

4 bit U2, les informations en sortie de celui-ci étant appliquées à un décodeur BCD/décimal, dont les dix sorties changent d'état durant une période d'horloge l'une après l'autre.

En fait, il suffira d'utiliser 8 des 10 impulsions disponibles puisque comme nous l'avons vu, un caractère RTTY possède 5 impulsions caractéristiques encadrées d'une impulsion start et d'une impulsion stop. Cette dernière étant plus longue que les précédentes, il a été décidé, afin de simplifier le circuit et de réduire le nombre de boîtiers de la choisir égale à deux périodes d'horloge soit 44 millisecondes au lieu des 31 millisecondes habituelles.

A la fin de la septième impulsion, c'est-à-dire au milieu du signal stop, un signal est transmis au générateur de message qui avancera d'un pas.

GENERATEUR DE MESSAGE

Ce circuit est dans le principe identique au précédent, simplement le décodeur BCD/décimal est remplacé par un décodeur plus complexe possédant 16 sorties qui changent d'état l'une après l'autre au rythme des impulsions reçues du générateur de caractère.

La seizième impulsion est utilisée pour commander l'arrêt du cycle.

CARACTERES FIXES

Nous entendons par caractères fixes ceux qui sont communs à tous les utilisateurs éventuels, c'est-à-dire : D.E. LETTRES, CHIFFRES, RETOUR CHARIOT, INTERLIGNE.

Les caractères étant communs, leur décodage est considéré comme invariable et ne sera pas changé en même temps que l'indicatif.

Ce sont donc les portes U7, U8, U9 et U10 qui, en fonction des informations reçues du générateur de message et du générateur de caractère, commanderont le circuit de sortie.

CIRCUIT DE SORTIE

Il est possible d'utiliser pour la commande de l'électro-aimant, soit un relais compatible TTL, soit un transistor haute tension, ceci sera fonction des disponibilités de chacun.

Dans ce dernier cas, il faut penser à respecter les polarités d'alimentation alors qu'avec un relais, celles-ci n'ont pas d'importance, mais il s'agit là d'un inconvénient mineur.

CIRCUIT DE CODAGE

On sait que l'état de repos d'un téléimprimeur se caractérise par un mark, et après examen d'un code RTTY, il s'avère que le mark est un peu plus utilisé que le space, il vient donc à l'esprit de prévoir un circuit de sortie qui soit normalement en position mark et de créer aux moments voulus des space.

Nous rappelons que la première impulsion de chaque caractère est toujours un space, il s'agit de l'impulsion start.

Si nous reprenons le début de cet article, nous voyons que le premier caractère à générer est celui qui correspond à LETTRES, et ce caractère se compose de cinq mark, le seul space étant

celui de l'impulsion start, la première du caractère. Par conséquent, pour envoyer la fonction LETTRES, il suffit d'appliquer l'impulsion start au téléimprimeur, et celui-ci accomplit seul le codage.

Reprenons le schéma de la figure 2, afin de suivre cette fonction LETTRES.

Au départ, l'horloge U1 est bloquée, les compteurs U2 et U4 sont à zéro, le décodeur U3 est à zéro sur la sortie zéro et à un sur les neuf autres sorties. La sortie zéro de U3 (borne 1) est appelée STOP 2, il s'agit de la deuxième partie de l'impulsion stop qui a été fixée à 44 millisecondes et correspond à deux états du compteur.

Par conséquent, l'une des entrées de U8A est à zéro et l'autre est à 1 puisqu'elle est reliée à la sortie 7 de U3. (qui est appelée STOP 1).

En sortie de U8A nous avons 1, ce signal est inversé par U8B en sortie de laquelle nous avons donc un zéro, qui est appliqué à la fois à U11A et U11B. Avec un si-

gnal zéro sur l'une de ses entrées, la sortie d'une porte NAND est toujours à 1, quel que soit le signal appliqué sur l'autre (ou les autres entrées).

Pour commencer le message à transmettre, on doit appuyer sur le poussoir S4, ce qui a pour effet en ramenant l'entrée CLEAR de U6 à la masse, de basculer sa sortie Q à 0, et dans le même temps de débloquer l'horloge U1 et de supprimer le signal de remise à zéro sur les compteurs U2 et U4. La première impulsion négative en provenance de l'horloge fait avancer d'un pas le compteur U2, ce qui entraîne sur U3 le passage à 1 de la sortie 0 (STOP 2) et le passage à 0 de la sortie 1 (START).

A ce moment, les deux entrées de U8A sont à 1, donc sa sortie à zéro et celle de U8B à 1 est appliquée en même temps à une entrée de U11A et U11B simultanément, le signal zéro de la sortie 1 de U3 est appliqué à l'une des entrées de U10 la sortie de celle-ci étant obligatoirement à 1. Ce signal 1 est

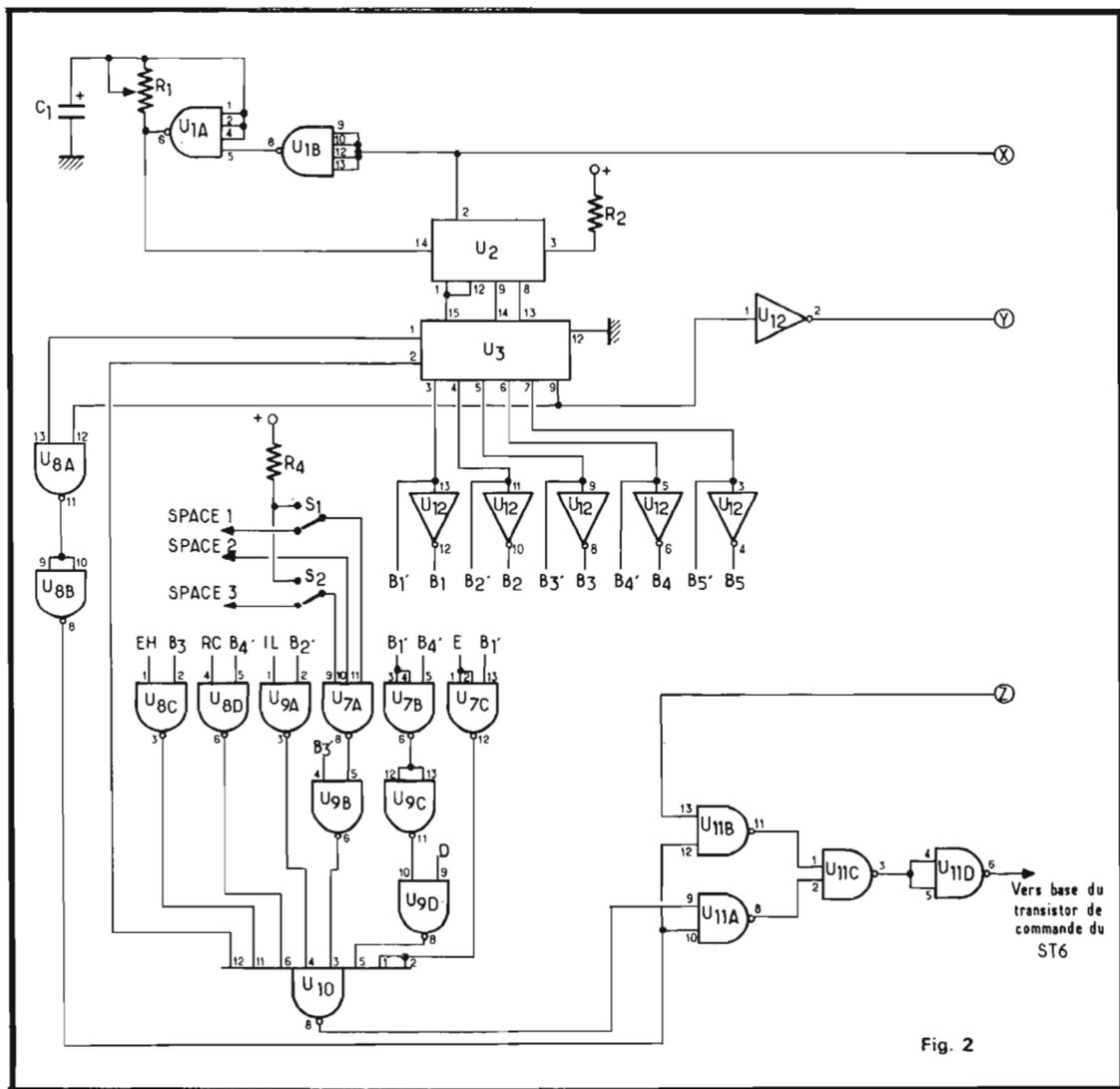


Fig. 2

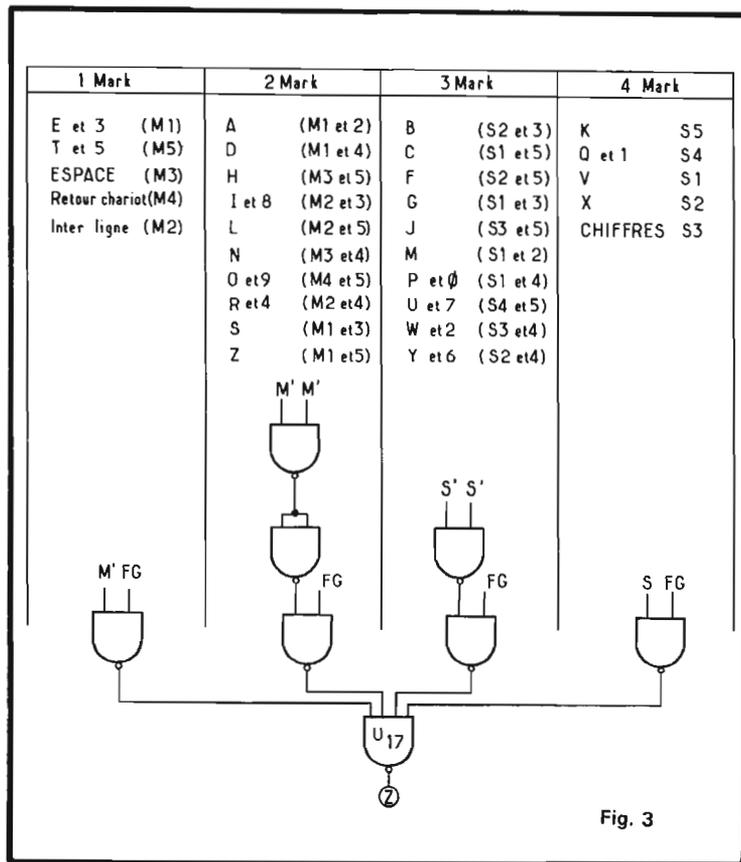
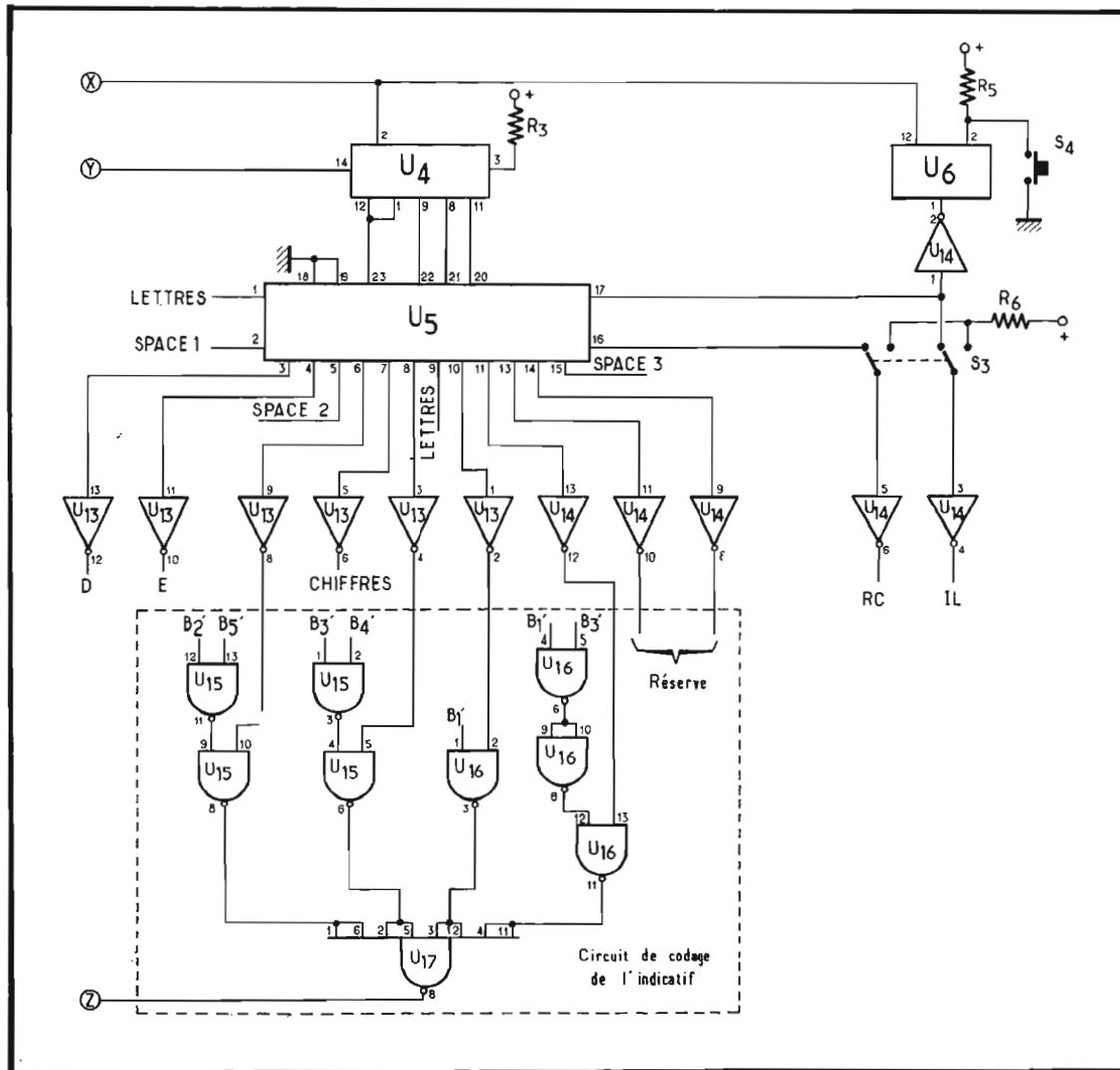


Fig. 3

appliqué à l'entrée restante de $U_{11}A$, dont les deux entrées sont à ce moment à 1, la sortie est donc à zéro, ce qui entraîne l'apparition d'un signal space au niveau du circuit de sortie.

Ce signal apparaît immédiatement après la première impulsion négative d'horloge et dure jusqu'à la deuxième, c'est-à-dire une période d'horloge donc 22 millisecondes. En même temps, la sortie 1 de U_3 passe de 1 à 0, et la sortie 2, qui correspond à la première impulsion du caractère, passe de 1 à zéro.

Les impulsions négatives d'horloge font passer à zéro successivement les sorties 2 à 6 de U_3 qui correspondent aux cinq impulsions caractéristiques à générer. Etant donné que le générateur de message est toujours maintenu à zéro et que la sortie zéro de U_5 n'est pas connectée, aucune impulsion space n'apparaît en même temps que les impulsions caractéristiques et d'électro-aimant reste à l'état mark.



FONCTION ESPACE

Le caractère ESPACE se compose de 3 mark et de deux space, qu'il s'agit de répartir conformément au code international.

La sortie zéro du décodeur U_5 est à l'état zéro au repos et pendant le premier cycle de U_3 , mais lorsque la sortie 7 de U_3 passe de zéro à 1, une impulsion est appliquée à l'entrée d'horloge de U_4 , ce qui avance d'un pas le comptage, et c'est maintenant la sortie 1 de U_5 qui est à l'état zéro.

Cette sortie est connectée à l'une des entrées de U_7A à travers l'interrupteur S_1 , en conséquence, le changement de position de U_5 fait basculer la sortie de U_7A à 1 (les trois entrées étant auparavant à 1, la sortie était à zéro). Ce signal est appliqué à une entrée de U_9B , et l'autre se trouvant à cet instant également à 1. On retrouve zéro en sortie de cette porte, donc la sortie de U_{10} passe à 1. On retrouve ce 1 sur une entrée de $U_{11}A$; et comme le signal STOP 2 est à zéro, l'autre entrée de cette porte est également à zéro et le circuit de sortie se trouve maintenu en position mark.

L'impulsion d'horloge suivante appliquée à U_4 fait passer la sortie 1 de U_3 à zéro, et ce signal est envoyé sur l'entrée 12 de U_{10} , mais comme un zéro existe déjà sur l'entrée 3 de cette porte, l'entrée 9 de $U_{11}A$ reste à 1. Dans le même temps, la sortie de U_8B passe à 1 (puisque la sortie zéro de U_3 passe à 1) et la sortie de $U_{11}A$ bascule à zéro, faisant apparaître un space en sortie.

Les deux impulsions suivantes laissent le circuit de sortie en position space, mais lorsque la sortie 4 de U_3 passe à zéro, U_9B a l'une de ses entrées à zéro. Sa sortie passe à 1, donc toutes les entrées de U_{10} sont à 1 et sa sortie à zéro, la sortie de $U_{11}A$ bascule à 1, ce qui correspond à un mark sur le circuit de l'électro-aimant. Durant les deux impulsions d'horloge suivantes, la sortie de $U_{11}A$ revient à zéro, on génère donc un si-

Nomenclature des figures 2 et 4.

- U₁ SN7413
- U₂ SN7493
- U₃ SN7442
- U₄ SN7493
- U₅ SN74154
- U₆ SN7473
- U₇ SN7410
- U₈ SN7400
- U₉ SN7400
- U₁₀ SN7430
- U₁₁ SN7400
- U₁₂ SN7404
- U₁₃ SN7404
- U₁₄ SN7404
- U₁₅ SN7400
- U₁₆ SN7430
- U₁₇ SN7430
- U₁₈ SN74154
- U₁₉ SN7404
- U₂₀ SN7400
- U₂₁ SN7400
- U₂₂ SN7400
- U₂₃ SN7420.

R₁ = 1 kΩ multitours de préférence. R₂ - R₃ - R₄ - R₅ R₆ = 1 kΩ 1/4 W.

C₁ = 47 μF 10 V tantale.

S₄ = inverseur trois positions - deux positions stables - une position instable.

S₁ S₂ = simple inverseur.

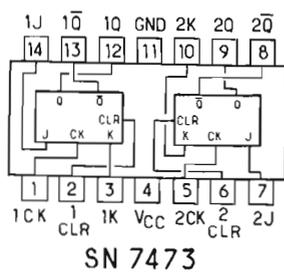
S₃ = double inverseur.

de générer un message plus complet permettant de passer une ligne de test ou de lancer un appel directement à plusieurs reprises, sans avoir un lecteur de bande perforée. Nous avons donc complété le schéma de la figure 2 et ajouté au total les cinq circuits intégrés indispensables au fonctionnement correct, ce qui nous permet de générer tel qu'il est représenté le message suivant CQ CQ CQ 15 M DE F2ES, autant de fois que cela s'avère nécessaire.

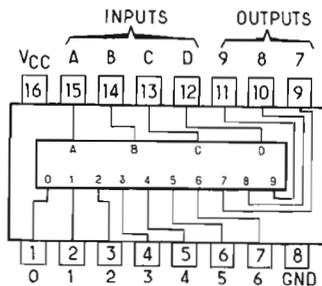
Il va sans dire qu'il s'agit d'un exemple, et qu'il est possible de réaliser toutes les combinaisons souhaitées, à condition de rester dans la limite du 32 caractères avec ce circuit supplémentaire.

Le prix des composants nécessaires à la réalisation de cet ensemble est peu élevé et pour le cas où un nombre suffisant de nos lecteurs seraient intéressés par sa réalisation, nous pourrions nous charger de leur fournir les circuits intégrés et de leur définir le raccordement en fonction de message désiré.

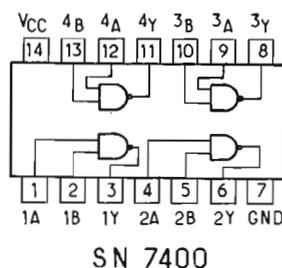
J.-C. PIAT
F2ES



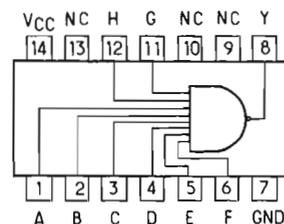
SN 7473



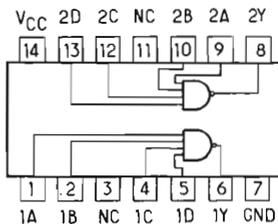
SN 7442



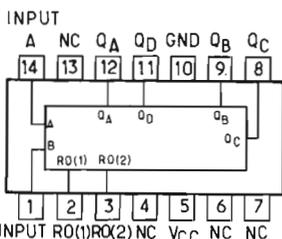
SN 7400



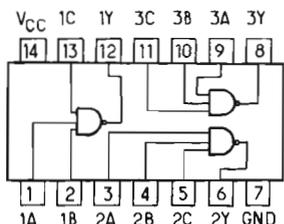
SN 7430



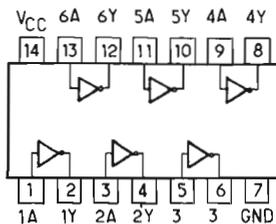
SN 7420



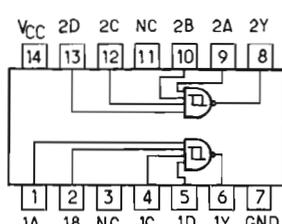
SN 7493



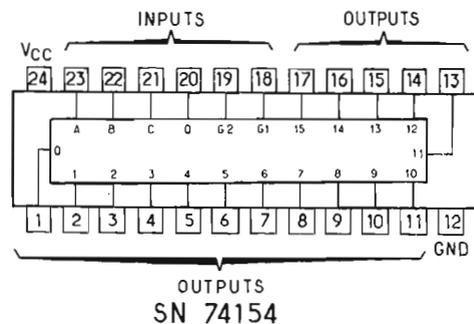
SN 7410



SN 7404



SN 7413



SN 74154

Type	+ 5 V	0 V
7400, 7404, 7410 7413, 7420, 7430	borne 14	borne 7
7442	borne 16	borne 8
7473	borne 4	borne 11
7493	borne 5	borne 10
74154	borne 24	borne 12

La première opération après une vérification rapide du câblage, puis la mise sous tension, consiste à régler la période de l'horloge que l'on amènera, en jouant sur R₁ à 22 millisecondes.

Si tout est en ordre, en raccordant la sortie 6 de U₁₁ au transistor de commande du ST6 ou au transistor haute tension, dont on aura équipé l'appareil raccordé à l'électro-aimant du téléviseur, on doit obtenir sur celui-ci l'impression des caractères programmés.

Dans le cas contraire, il faut évidemment chercher l'origine du défaut, ce peut être un circuit intégré fatigué, ou tout simplement une erreur de câblage, si facile à faire en cours de réalisation, compte tenu des nombreuses liaisons. Nous avons eu quelques-uns de ces problèmes, lors des es-

sais, ils ont été vite découverts, grâce à un oscilloscope et l'appareil s'est avéré fonctionner parfaitement après une rapide remise en ordre.

L'ensemble des circuits utilisés sont assez bien sensibilisés au bruit et nous n'avons pas eu de difficulté de ce côté, bien que les circuits intégrés aient été disposés sur une carte d'essais de dimensions respectables (environ 200 x 100 mm) et montés sur des supports, les liaisons étant effectuées en wrapping c'est-à-dire les extrémités des fils de liaison enroulés autour des broches de chaque support à l'aide d'un pistolet spécial. Ceci implique que les fils quelquefois longs et circulant dans des endroits dont les signaux perturbateurs ne sont pas forcément absents.

Quoi qu'il en soit, le circuit posé sur une table, relié au ST6 par un fil double de deux mètres environ, le téléimprimeur alimenté et son électro-aimant sollicité, nous n'avons noté aucune anomalie de fonctionnement, donc dans un boîtier fermé avec des bornes découplées, il ne devrait y avoir aucun problème, même dans un milieu fortement parasité ou soumis à un champ électrique intense, ce qui peut être le cas près d'un émetteur.

Encouragé par le bon fonctionnement de cet appareil, nous nous sommes rappelés qu'il était possible de commander deux SN74154 à l'aide du même SN7493, ce qui permet de doubler le nombre de signaux transmis.

Ainsi donc, en ajoutant quelques boîtiers, il s'avèrait possible

TRANSVERTER

28 - 144 MHz 6 ou 38 W.

A TRANSISTORS

LORSQUE l'on a la chance de posséder un transceiver se limitant aux bandes amateurs décimétriques, il est très tentant de procéder par mélange du signal qu'il délivre, sur l'une ou l'autre bande, avec celui d'un oscillateur à fréquence fixe et dont la somme des fréquences correspond précisément à la fréquence de travail (144 - 146 MHz).

L'intérêt de cette technique réside dans l'utilisation d'un matériel de base de qualité prouvée ainsi que dans le bénéfice de segments de 500 kHz, balayés par un VFO de bonne stabilité. Par contre, comme le mélange ne peut être produit qu'à faible niveau, il convient de ne prélever qu'une infime partie de la puissance notable fournie par un transceiver du commerce pour ensuite procéder à leur amplification considérable du signal très faible résultant du mélange.

Ainsi qu'on le voit, aucune solution ne présente que des avantages. C'est cependant celle qui a été retenue — il en existe d'autres dans la réalisation qui suit et qui est adaptée de Ham-Radio (2-74). Le transverter proprement dit délivre une puissance-crête de 6 W en ne faisant appel qu'à des transistors de puissance d'un prix abordable, dont la correspondance sur le marché français serait d'ailleurs facile à trouver. Un étage de puissance (sous 26 V) permet d'atteindre 38 W crête, au prix, il est vrai, d'un investissement non négligeable.

La bande de fréquence la plus élevée possible (28 MHz) est adoptée, en particulier, en vue d'une meilleure réjection des fréquences-images et aussi parce que comportant généralement un étalement de 28 à 29,7 MHz qui correspond à peu près à l'étendue de la totalité de la bande 144-146 MHz.

La première difficulté réside dans l'extraction du signal du transceiver pour n'en appliquer que quelques milliwatts à l'entrée du système. Le prélever à la sortie du driver en immobilisant l'étage final par suppression de la tension des écrans est, évidemment, plus rationnel, mais beaucoup d'amateurs hésitent à modifier le matériel de fabrication professionnelle et nous les comprenons. On pourrait imaginer de diminuer au plus bas le gain BF de manière à limiter la puissance de sortie. On peut enfin charger l'étage final par une résistance pure de 50 Ω , non selfique, du type charge fictive et disposer en parallèle un diviseur de tension établi en fonction de la tension, donc de la puissance souhaitée. C'est ainsi que sur le schéma de la figure 1, à l'entrée nous trouvons la charge R_2 (50 Ω) avec, en parallèle, R_1 - R_3 judicieusement calculées pour que la puissance nécessaire soit tout juste atteinte aux bornes de R_3 qui présente une charge de 50 Ω à l'entrée du mélangeur. La seule variable, dépendant de la puissance fournie par l'étage final du transceiver est donc R_1 . Comme la puissance nécessaire est de l'ordre de 0,5 à 1 mW, on devra

donc lire, au point A, une tension HF de 0,15 à 0,25 V maximum, ce qui situe R_1 entre 15 et 22 k Ω , pour un émetteur capable de fournir 100 W crête. Le calcul serait naturellement à reprendre pour chaque cas d'espèce de manière à faire apparaître en A la tension ci-dessus. Conjointement,

est produite par un générateur séparé, une tension HF à fréquence fixe (116 MHz), à partir d'un cristal overtone 38,666 (ou 58) MHz, fréquence d'accord de L_{13} . L'étage suivant multiplie, dans un montage en base commune, et le circuit de sortie (L_{14} - L_{15}) constitue un filtre de bande

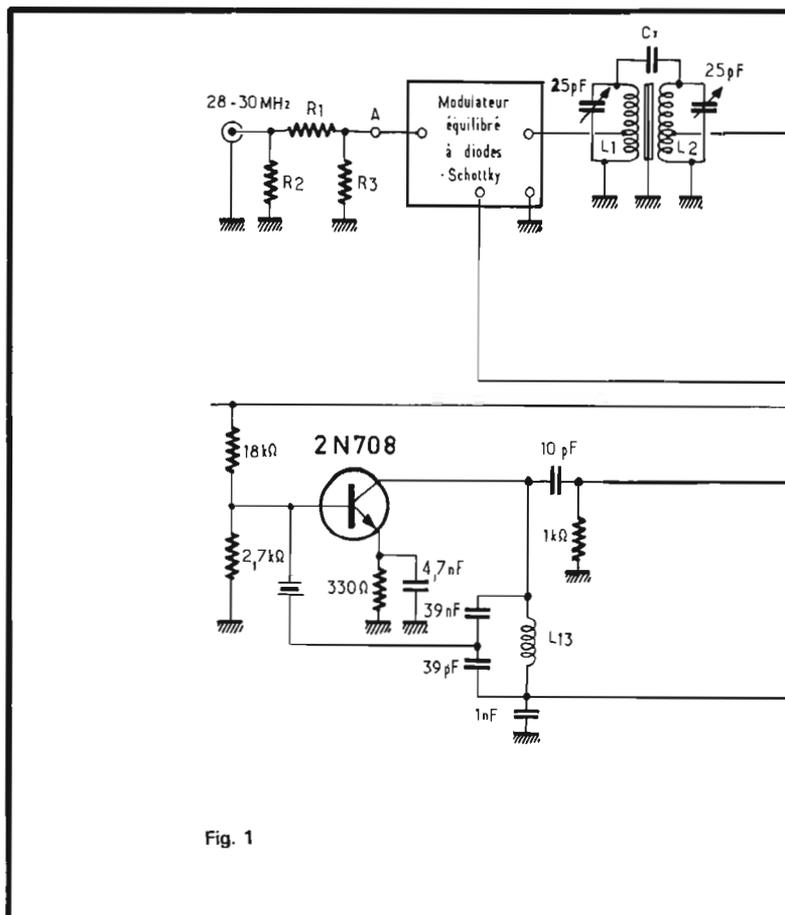


Fig. 1

50/100 mm, en l'air, diamètre 6 mm, longueur 90 mm.

L'adaptation à l'étage suivant s'effectue à travers une capacité ajustable de 50 pF. C'est un 2N5913 RCA qui a semblé ici le plus approprié pour porter la puissance d'entrée à 0,8 W. Nous remarquons, pour la stabilité de l'étage, une perle de ferrite dans la base et une contre-réaction collecteur-base par une cellule RC (100 Ω - 1 nF). Le circuit de sortie comporte une bobine L₅ constituée par 10 spires de fil 50/100, largeur 10 mm sur un diamètre de 12 mm.

L₆ est une ligne plate de 32 mm de long sur 5 mm de large, qui aboutit à la base de l'étage suivant (B12-12) dans le retour duquel on trouve Ch₅ = 8 tours, fil émaillé de 50/100 mm, sur un diamètre de 9 mm, longueur 8 mm. Ch₆ sera constitué de la même manière avec 10 spires mais comportera obligatoirement en série une résistance de 0,6 Ω, à moins que l'on ne réalise cette bobine avec du fil résistant tel que 10 spires représentent la résistance ci-dessus dont la valeur est impérative.

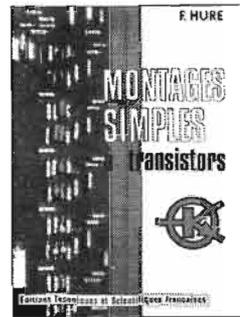
La tension de polarisation est fixée à partir d'une résistance ajustable et d'une diode dont la chute de tension varie en fonction de la température. Cette diode est fixée sur le canal central du transistor final. Lorsque la température augmente le courant de base et de collecteur tend à croître, mais la diode agit en sens inverse en diminuant la polarisation ce qui entraîne la diminution des courants de base et de collecteur, et par conséquent la dissipation dans le radiateur. Les précautions ont été prises comme dans les autres étages pour en assurer la stabilité de fonctionnement et la linéarité.

L₇ comporte 3 tours de fil 12/10 mm, nu, sur 6 mm de diamètre et 16 mm de long et L₈ est constituée par 25 tours de fil 20/100 mm bobinés sur un tore miniature ou une perle de ferrite.

On fera Ch₇ avec 7 tours de fil 50/100, diamètre 6 mm et longueur 8 mm. La puissance produite par cet étage est mise en évidence à la sortie d'un circuit en T et a été contrôlée à 6 W dans une charge de 50 Ω.

Pour terminer, ajoutons que bon nombre de transceivers modernes du commerce, comportent maintenant, sur le panneau arrière, une prise « transverter » parfois avec un système d'ajustement du niveau de sortie, ce qui permet d'attaquer directement le modulateur équilibré. Dans cet emploi, l'étage final du transceiver est mis hors service par coupure de la tension d'écran des tubes de puissance.

Robert PIAT F3XY



MONTAGES SIMPLES A TRANSISTORS

(7e Édition)

par F. HURE

L'auteur, renommé pour la clarté de ses exposés, a modernisé la 7e édition de cet ouvrage. Après un bref tour d'horizon des pièces détachées classiques et modernes, le débutant amateur trouvera toutes les instructions théoriques et pratiques pour réaliser lui-même ses premiers postes récepteurs. Mais le lecteur pourra de plus construire de petits ensembles électroniques :

— Alimentations stabilisées, amplificateurs HI-Fi et stéréophoniques ; métronome, alarme photoélectrique, etc.

Ces 175 pages illustrées de 141 figures et schémas, passionneront le débutant et l'inciteront à coup sûr à aller plus avant. Prix : 30 F.

En vente à la :

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS
Tél. : 878-09-94/95 C.C.P. 4949-29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande
Tous nos envois sont en port recommandé.)

POUR TOUS VOS TRAVAUX MINUTIEUX

- MONTAGE
- SOUDURE
- BOBINAGE
- CONTROLE A L'ATELIER
- AU LABORATOIRE

LOUPE UNIVERSA



Condensateur rectangulaire de première qualité. Dimensions : 100 x 130 mm. Lentille orientable, donnant la mise au point, la profondeur de champ, la luminosité.

Dispositif d'éclairage orientable fixé sur le cadre de la lentille.

4 gammes de grossissement (à préciser à la commande). Montage sur rotule à force réglable raccordée sur flexible renforcé.

Fixation sur n'importe quel plan horizontal ou vertical par étai à vis avec prolongateur rapide

CONSTRUCTION ROBUSTE
Documentation sur demande

ÉTUDES SPÉCIALES sur DEMANDE

JOUVEL OPTIQUE, LOUPES DE PRÉCISION
BUREAU, EXPOSITION et VENTE

89, rue Cardinet
75017 PARIS

Téléphone : CAR. 27-66

USINE : 42, av. du Général-Leclerc

(91) BALLANCOURT

Téléphone : 498-21-42



Nouveau :

COURS MOYEN DE RADIOTECHNIQUE

par R. RAFFIN

Le lecteur de ce livre connaît les bases de l'électricité et de l'électronique, ou il a lu l'excellent livre de M. RAFFIN « Cours élémentaires de Radiotechnique ».

Il sait donc, notamment, ce que sont les pièces détachées et les propriétés de celles-ci.

Dans le « Cours moyen », l'auteur décrit comment combiner ces pièces pour réaliser des amplificateurs et des récepteurs.

Le Chapitre XV, le plus important est consacré aux éléments amplificateurs à tubes ou à transistors.

L'étude approfondie de ces éléments nécessaire pour la suite, familiarise le lecteur avec les notions de bande passante, de contre-réaction, d'effet Miller, de Darlington, de bruits, etc.

Les chapitres suivants développent : la fonction oscillatrice, la fonction directrice, le changement de fréquence, l'amplification M.F., la commande automatique de volume, les amplifications, les collecteurs d'ondes, les récepteurs à changement de fréquence, la modulation de fréquence, la technologie des bobinages, l'amplification B.F. HI-FI, les tendances actuelles dans la construction des récepteurs.

Ce livre doit constituer pour tout candidat amateur la documentation de base indispensable.

368 pages, 282 figures et schémas. Prix : 50 F

En vente à la :

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS
Tél. : 878.09.94/95 C.C.P. 4949-29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement — Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande.
Tous nos envois sont en port recommandé.)

LE TRANSCEIVER

HEATHKIT

SB 104



LA firme Heathkit a inauguré l'année 1975 en présentant un transceiver complètement transistorisé, le SB 104, appareil d'une conception et d'une facture nouvelle pour les équipements destinés aux O.M.

L'appareil est caractérisé principalement par l'absence totale de réglages, aussi bien à l'émission qu'en réception, et par l'affichage digital de la fréquence de travail.

La facilité et la souplesse du trafic sont incomparablement améliorées, elles sont analogues à celles dont on dispose sur les radiotéléphones, ce qui permet de mettre le SB 104 entre toutes les mains, et contribue à élargir le nombre d'adeptes de l'émission d'amateur.

Les caractéristiques sont en tous points excellents, tant à l'émission qu'à la réception.

Dans ce dernier mode de fonctionnement, le constructeur a sagement réduit quelque peu la sensibilité, au bénéfice d'un taux de transmodulation ramené à une valeur faible, ce qui ne dégrade pas les performances à la réception.

CARACTÉRISTIQUES

Gammes utilisables : 80, 40, 20, 15, 10 m plus 15 MHz en réception uniquement pour les signaux WWV, par segments de 500 kHz.

Modes de fonctionnement : CW, BLU (bande supérieure ou inférieure).

Affichage de la fréquence par 6 digits.

Stabilité de la fréquence : < 100 Hz par heure après 30 mn de chauffage ; < 100 Hz pour une variation de $\pm 10\%$ réseau.

Précision de la fréquence : ± 200 Hz ± 1 digit.

Émission. Puissance de sortie sur charge de 50Ω non réactive : haut niveau, 100 W PEP ± 1 dB en BLU, 100 W ± 1 dB en CW ; bas niveau, 1 W PEP en SSB, 1 W CW (valeurs minimales).

Impédance de sortie : 50Ω , avec un TOS < 2/1.

Suppression de la porteuse : - 50 dB référence 100 W 1000 Hz simple note.

Suppression de la bande indésira-

ble : - 55 dB à 100 W.

Rayonnement harmonique : - 45 dB à 100 W.

Rayonnement parasite : - 50 dB à ± 3 MHz de la porteuse, excepté sur la bande 80 m, - 40 dB à 3,395 MHz.

Distorsion de 3^e ordre : 30 dB à 100 W PEP générateur 2 notes.

Commutation émission réception : PTT en VOX en BLU.

Contrôle de manipulation : générateur 700 Hz.

Microphone : haute impédance, $25 \text{ k}\Omega$ niveau - 45 - 55 dB.

Réception. Sensibilité : $< 1 \mu\text{V}$ antenne pour un rapport signal + bruit/bruit de 10 dB en BLU.

Sélectivité : 2,1 kHz à - 6 dB, 5 kHz à - 60 dB en BLU ;

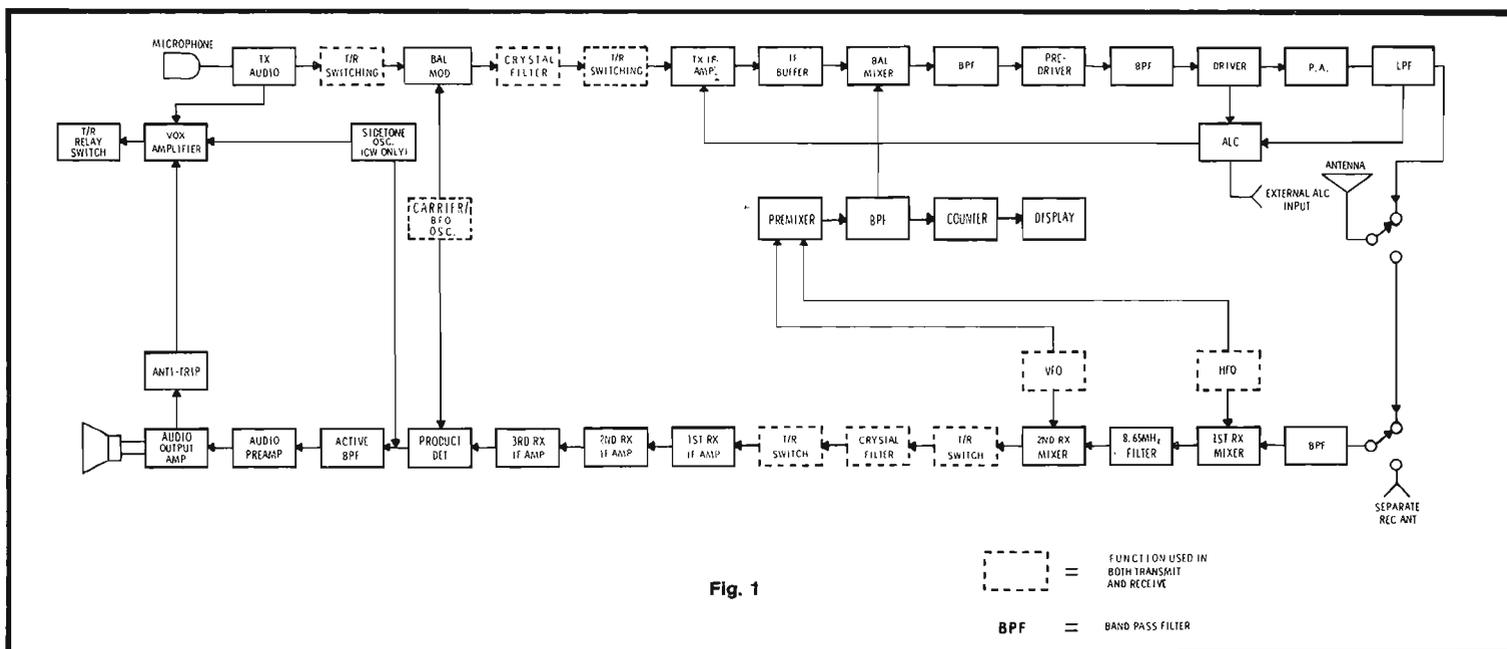
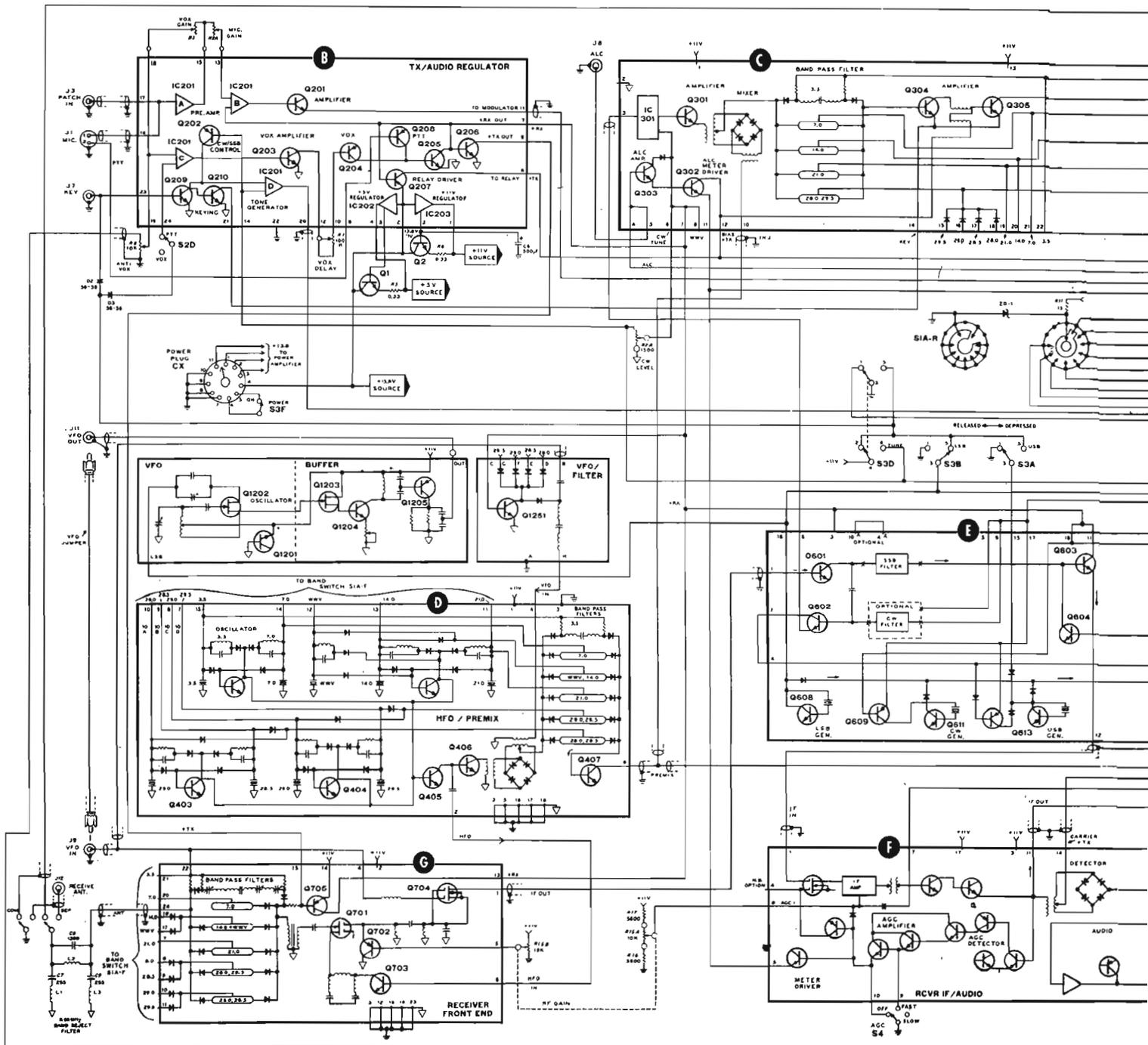


Fig. 1

--- = FUNCTION USED IN BOTH TRANSMIT AND RECEIVE
BPF = BAND PASS FILTER



400 Hz à -6 dB, 2 kHz à -60 dB en CW avec filtre optionnel.
 Gain global : $1 \mu V$ pour 0,5 W de sortie basse fréquence.
 CAG : attaque en moins de 1 ms, constante commutable 100 μS 100 mS, ou mise hors circuit.
 Distorsion par intermodulation : -60 dB.
 Réjection image : -60 dB.
 Réjection FI : -60 dB.
 Rayonnement parasite : inférieur à un signal équivalent à 2 μV

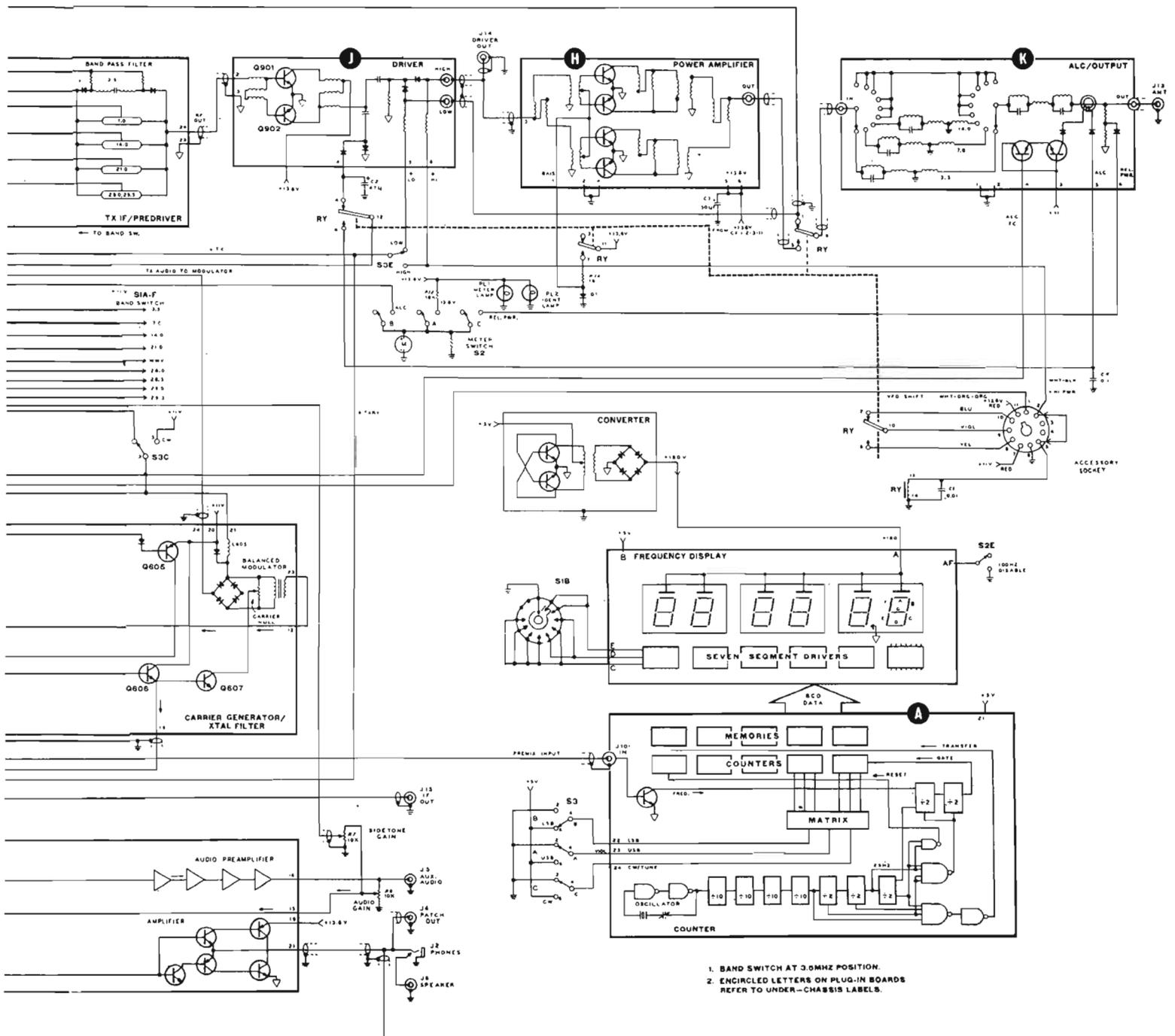
injecté sur l'antenne.
 Bande passante basse fréquence : 350 - 2450 Hz \pm 75 Hz à 6 dB.
 Puissance BF : 2,5 W sur 4 Ω , 1,25 W sur 8 Ω , avec un taux de distorsion harmonique <math>< 10\%</math>.
 Casque : basse impédance 4-8 Ω .
 Phone patch : 4 HP, sortie haute impédance sur émission.
 Alimentation : 13,8 V (11,5 - 16V) nominal pour la puissance maximale à l'émission.

Consommation réception 2 A ; émission QRP 3 A ; QRO 20 A. Un bloc alimentation réseau extérieur est utilisable, le HP1144.
 Encombrement : SB 104, 146 x 367 x 352 mm ; HP 1144, 140 x 235 x 260 mm.
 Poids : SB 104, 9 kg ; HP 1144, 10,5 kg.

PRÉSENTATION

Le SB 104 est doté d'une ligne

différente des SB 303-102, etc., conçue pour une génération nouvelle, qui comporte un amplificateur linéaire, un VFO, une console d'analyse groupant un wattmètre, un temporisateur, une pendule digitale, un tosmètre, ainsi qu'un analyseur de modulation.
 La face avant comporte à sa partie inférieure un bandeau noir sur lequel sont disposés le Smètre et l'affichage digital de la fréquence de travail. Entre les deux,



1. BAND SWITCH AT 3.0MHZ POSITION.
2. ENCIRCLED LETTERS ON PLUG-IN BOARDS REFER TO UNDER-CHASSIS LABELS.

une portion du bandeau éclairée permet de faire ressortir l'indicateur de la station, composé à l'aide de lettres fournies.

Sous le bandeau, les divers commutateurs et potentiomètres sont disposés de façon symétrique de part et d'autre de la commande d'accord; munie d'un gros bouton doté d'un logement pour l'index, ce qui permet un balayage rapide de la bande.

A gauche sont disposés les commandes de gain BF et HF, les

prises microphone et casque, l'ajustage du gain VOX, et un clavier 6 touches qui permettent les contrôles de la tension d'alimentation, de l'ALC en émission ou Smètre en réception, la puissance relative HF de sortie, la mise en route du VOX, du Noise blanker lorsqu'il est installé, et l'élimination du dernier digit de l'affichage numérique, qui correspond aux centaines de Hz. Sur la partie droite, nous rencontrons le sélecteur de CAG; OFF lent-rapide,

le sélecteur de gammes, le réglage du niveau de la modulation, l'ajustage du délai VOX, et un second clavier à 6 touches permettant les sélections USB - LSB - CW - TUNE - haute/basse puissance à l'émission, arrêt-marche.

Sur le bandeau arrière, un radiateur de forte section est installé pour les transistors du PA, il occupe les 2/3 du panneau. Toutes les entrées sont raccordées sur des prises CINCH, à part le bouchon 11 contacts de l'alimenta-

tion. On peut encore s'étonner de voir le raccordement antenne sur une prise CINCH, alors qu'une centaine de watts HF vont la traverser, et que ce type de prise est prohibé en Hifi pour les puissances supérieures à 20 W, la législation imposant des raccordements plus sérieux. Une prise coaxiale aurait été la bienvenue.

Une commutation permet l'emploi d'une seule antenne émission réception, ou deux aériens séparés. Deux ajustages

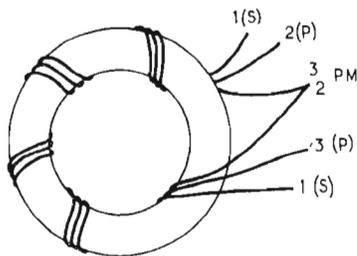


Fig. 3

sont accessibles contrôlant le niveau de l'oscillateur de manipulation injecté dans le HP et l'anti VOX.

FONCTIONNEMENT

Le SB 104 permet une mise en œuvre rapide des différents modes de fonctionnement. A la mise sous tension, l'affichage de fréquence s'illumine et nous indique la fréquence sur laquelle est calé l'appareil en réception. Il n'y a aucun accord à effectuer ou à retoucher, le signal reçu l'est dans des conditions optimales, aussi aucun dispositif n'est mis à la disposition de l'utilisateur. La commutation USB - LSB - CW est réalisée par touches, opération plus rapide que lorsque l'on dispose d'un sélecteur rotatif. Le bouton d'accord permet l'exploration d'environ 30 kHz par tour, soit 18 tours pour les segments de 500 kHz. Aucune butée mécanique n'est installée, un bout de gamme la rotation ne provoque plus de variation sur l'affichage numérique.

Pour passer sur émission (un tune préalable permet de régler le niveau micro une fois pour toutes), il suffit d'exploiter le microphone en PTT ou VOX, après avoir sélectionné l'émission sur QRO ou QRP, sans qu'aucun réglage ne soit nécessaire, comme en réception.

Lors du changement de gamme, il n'y a aucune retouche du niveau micro à réaliser, on peut donc passer du 80 au 15 mètres instantanément.

Toutes ces dispositions permettent de répondre en quelques secondes à un appel entendu, et sur n'importe quelle bande. Il n'y a pas de calibre à quartz au sens du type classique, car l'horloge de l'affichage numérique permet grâce à son quartz 1 MHz une précision dépassant largement les besoins d'une station OM (hors tout < 400 Hz).

Le fonctionnement est possible soit avec le VFO incorporé, soit encore avec un élément extérieur. Pour ce dernier cas, l'affichage de la fréquence de travail est asservi à celui-ci.

RÉALISATION

L'architecture comporte une quinzaine de cartes imprimées dont certaines sont enfichables. Deux torons sont fournis pour les interconnexions, ce qui réduit le temps passé au câblage, et élimine dans de grandes proportions les erreurs toujours possibles. La réalisation complète demande une cinquantaine d'heures, l'alignement ne nécessite qu'un voltmètre électronique.

Il n'y a pas de difficultés particulières, les opérations seront réalisées point par point, et contrôlées au fur et à mesure de leur avance. Deux manuels sont fournis, le premier pour le montage, le second pour l'alignement et la mise au point.

EXAMEN TECHNIQUE

Le transceiver est intégralement transistorisé, ses circuits sont détaillés dans le schéma synoptique figure 1, et le schéma d'ensemble simplifié figure 2.

Les circuits ne comportent pas d'accord, on emploie des filtres à large bande, sur tores, à l'émission et à la réception. En réception, il n'y a pas d'amplificateur HF accordé, mais des filtres passe bande, avec au pied de l'antenne des trappes sur la première et la seconde fréquences intermédiaires. Un premier changement de fréquence a lieu dans un mosfet double gate, sur 8,65 MHz, obtenu entre le signal antenne et le HFO premier oscillateur piloté par quartz (un quartz par bande).

Le second changement de fréquence est obtenu par battement du 8,65 MHz et le signal issu du

VFO, donnant 3,395 MHz, réalisé dans un second transistor mosfet double gate.

Après passage dans un filtre à quartz les signaux sont amplifiés et détectés dans un modulateur équilibré, après battement avec le BFO travaillant en VSB - LSB ou CW, selon le mode exploité.

L'affichage numérique de fréquence reconstitue le signal reçu à l'aide des fréquences du HFO, VFO et première FI, de façon analogue au SB 650 décrit dans le H.P. N° 1450.

Toutes les commutations sont mises en œuvre à l'aide d'une tension continue agissant sur des interrupteurs à diodes, tant à l'émission qu'à la réception.

A l'émission, quelques précautions sont à respecter, concernant les temps de fonctionnement. Le temps émission réception est réparti de façon égale en CW, avec une séquence de 15 mn suivie d'un temps de repos; 2/3 réception 1/3 émission en BLU avec une séquence de 1 heure, limitée à 30 secondes un tune. Ces durées sont à prendre en considération afin de ne pas surcharger dangereusement le PA. Une protection thermique est installée sur celui-ci, une diode est montée sur le radiateur (DI) bloquant l'étage final si la température augmente dangereusement.

TRAFIC

Celui-ci se déroule de façon très simple. Le temps d'attaque du CAG est très rapide, sa dynamique est réduite de façon à n'agir qu'à partir d'un signal relativement élevé, 80 μ V, ce qui permet la réception de signaux faibles avec un rapport signal/bruit non dégradé par son action (défaut constaté sur divers récepteurs). Le filtre CW optionnel que nous avons monté permet de sortir un signal faible dans de bonnes conditions.

L'affichage numérique de la fréquence est très agréable, complètement indépendant des jeux mécaniques du bouton d'accord, et ne permet aucune erreur ni interpolation.

La sensibilité est exploitable, c'est-à-dire qu'elle n'est pas poussée inutilement à quelques dixièmes de μ V, la transmodulation est pratiquement éliminée.

L'exploitation du SB 104 pendant six semaines n'a pu mettre en évidence de critiques notables sur son fonctionnement ou sa

manipulation, à part les circuits du VOX dont le réglage reste un peu délicat (le constructeur l'a facilité tout de même en disposant de façon accessible le niveau et le délai sur la face avant).

MESURES

Réception. La sensibilité relevée est de 0,9 μ V antenne pour un rapport signal + bruit/bruit de 10 dB.

La sélectivité est de 2,1 kHz à - 6 dB, 5,3 kHz à - 60 dB en BLU; 400 Hz à - 6 dB, 2,1 kHz à - 60 dB en CW.

Les réjections FI sont à - 62 dB; la réjection image à - 61 dB.

La puissance basse fréquence atteint 2,4 Weff/4 Ω avec une bande passante 400 Hz - 2500 Hz à - 6 dB.

L'affichage est effectivement réduit à une erreur de \pm 200 Hz \pm 1 digit, la stabilité est très grande, nous avons relevé un Δ F de 91 Hz sur 4 heures à partir de la mise sous tension.

Emission. En CW, la puissance atteint 115 W, en SSB 120 W sur tune simple note.

La suppression de portuse atteint - 51 dB, celle de la bande latérale indésirable - 54 dB en VSB, - 55 dB en LSB.

CONCLUSION

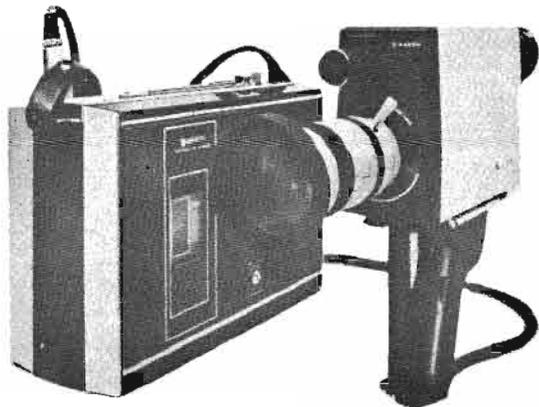
Appareil de facture très moderne, le SB 104 est doté de très bonnes performances, particulièrement appréciables à la réception. Le confort de trafic est excellent, l'absence de réglages et l'affichage digital de la fréquence de travail contribuant à éliminer les erreurs tout en permettant le fonctionnement optimal des circuits.

Le SB 104 est sans restriction un matériel bien conçu aux performances très intéressantes.

J.B.

**TERAL VOUS PRÉSENTE AU
30, RUE TRAVERSIERE SON
DEPARTEMENT AUDIO-VISUEL**

SANYO VIDEO



**GRANDE NOUVEAUTÉ
MONDIALE**

**MAGNETOSCOPE
A CASSETTES
PORTATIF**

(Décrit HiFi Stéréo janv 1975)

VTC 7100 - Enregistreur-lecteur compact à cassette 1/2 pouce. Editing AUDIO, RALENTI-ARRET SUR IMAGE, IMAGE PAR IMAGE, Sélecteur vidéo pour CAMERA-TV. Enregistrement automatique AUDIO-VIDEO. Alimentation par batterie rechargeable incorporée. Livré avec cordon et housse de transport.

L'ENSEMBLE 12 000 F TTC

L'ENSEMBLE COMPRENANT :

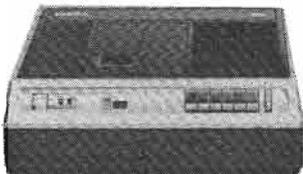
- VTC 7100 avec chargeur VAR3
- Camera VC500 avec 200M 6X micro incorporé (F 2,3/12-72 mm).

PROMOTION 17 949 F

CASSETTE AUDIO-VIDEO

20 minutes 207 F TTC
422B moniteur 22 cm 1 620 F TTC
422B - moniteur 22 cm avec son 1 900 F TTC

Radiola



**MAGNETOSCOPE A CASSETTES COULEURS
ET NOIR ET BLANC.**

VIDEO
Système : 625 lignes. Bande passante : 2,7 MHz. Rapport signal/bruit : > 40 dB.

AUDIO
Bande passante : 120-12 000 Hz. Rapport signal/bruit : > 35 dB. Niveaux d'entrée :
• Microphone : 0,1 mV/1 kΩ. • Modulation : 100 mV/1,5 MΩ.

Prix 6 480 F

CAMERA
LDH 8300 : Valise comprenant 1 caméra portable équipée d'un Zoom à visée reflex 1 alimentation, 1 modulateur et 1 micro 5 990 F

CASSETTES COULEURS

VC 30 - 30 minutes 191 F
VC 45 - 45 minutes 237 F
VC 60 - 60 minutes 282 F

**AKAI
MAGNETOSCOPE**



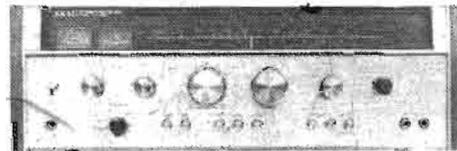
Ensemble Akai VT 100 S. 1) Magnéscope portatif (compteur, arrêt sur l'image, réglage de compatibilité d'une prise micro supplémentaire). 2) Caméra (visée reflex, zoom 10-40 mm/x 4). 3) Moniteur (écran 7,5 cm) 2 accus rechargeables et chargeur.

INFORMATION SPECIALE L'ENSEMBLE 6 299 F

Le service technique TERAL a mis au point un adaptateur spécial permettant d'enregistrer les émissions télé en direct sur les TV équipés d'une prise vidéo l'adaptateur 170 F.

**OUI...TERAL VOUS OFFRE TOUJOURS AVEC LE CELEBRE
AKAI AA 930 DE MULTIPLES COMBINAISONS DE CHAINES**

**AKAI[®] AA 930
SUPER PROMOTION**



LE CÉLÈBRE AMPLI TUNER AKAI AA 930. - FM-PO - 2 x 45 watts sur 8 ohms - permet de sortir sur 3 groupes de HP. séparés ou additionnés 2 par 2 - Raccordement de 2 platines, 2 micros, un auxiliaire, 2 magnétophones avec monitoring - réglages de basses et aiguës séparés sur chaque canal. Le AA 930 est équipé des Filtrés Passe-Haut et Passe-Bas, Loudness, Mutting.

POUR : 4 600 F

POUR : 5 400 F

- Ampli-tuner AKAI AA930
- Platine au choix : PL12D PIONEER - THORENS TD165 - AKAI AP004 - B et O 1203 - GARRARD 86SB
- Cellule magnétique, socle et plexi
- 2 enceintes au choix : KEF chorale - C3X - Esart E30S - SCOTT S17

PRIX DE L'ENSEMBLE 4 600 F

- Ampli-tuner AKAI AA930
- Platine au choix : AKAI AP004 - THORENS TD165 - B et O 1203
- Cellule magnétique, socle et plexi
- 2 enceintes au choix : 3A ADAGIO - SCOTT S11 - FUGUE 50 - JBL L16

PRIX DE L'ENSEMBLE 5 400 F

**LES DEUX BOMBES
AKAI AA 5200**

**AKAI[®] AU FESTIVAL DU SON
AKAI AA 5800**



- Ampli AKAI AA 5200. 2 x 20 W
- Platine Lenco B55. Cellule magnétique, socle et plexi.
- 2 enceintes EOLE 180.

L'ENSEMBLE EN PROMOTION 1 900 F



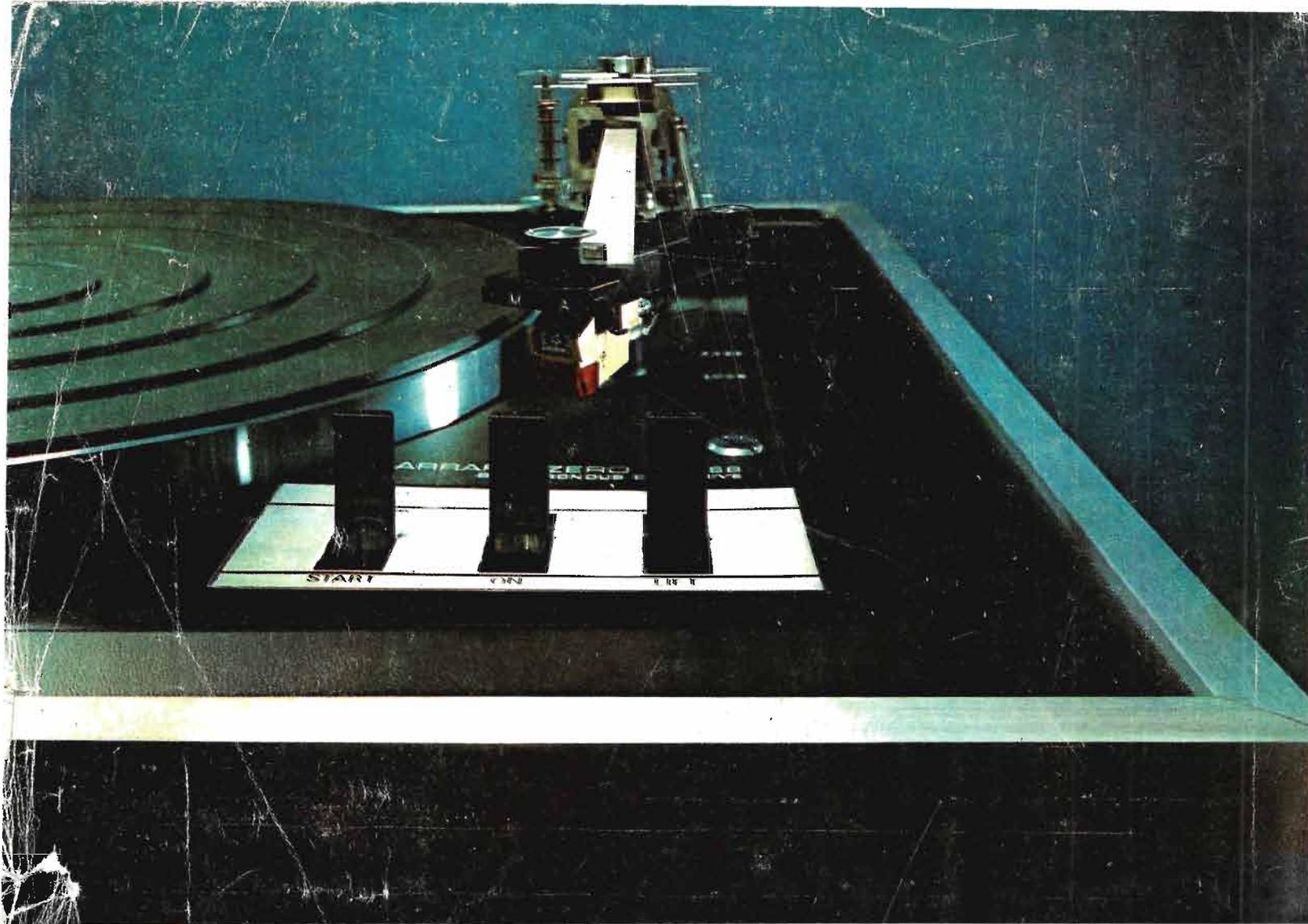
- Ampli AKAI AA 5800. 2 x 45 W.
- Platine CEC BD 2000. Cellule ORTOFON, socle et plexi.
- 2 enceintes SIARE C3X.

L'ENSEMBLE EN PROMOTION 3 300 F

BIFI-CLUB TERAL - 30 et 53, rue Traversière, 75012 PARIS - 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 h à 19 h 45

Parking assuré - Crédit possible par le CREG et CETELEM



une réussite européenne : la table de lecture
Garrard zéro 100 S.B.

- la "zéro 100 S.B." est la seule table de lecture équipée du bras de lecture de type parallélogramme.
- l'entraînement du plateau de la "zéro 100 S.B." s'effectue par moteur synchrone et courroie.



P.C. 300 2

en vente chez tous les spécialistes Hi Fi
 diffusé par :

Importateur et distributeur :

FILM & RADIO 6, rue Denis-Polsson - 75017 Paris - tél. : 755.82.94 Garrard-Frank-Bib-Jensen
 Excel-Sound-Lafayette