

6^F,50

LI^e ANNÉE N° 1486 DU 9 JANVIER 1975

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

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION **radio.TV.son**
ELECTRONIQUE

- réalisez un amplificateur stéréo modulaire
- l'allumage électronique heathkit CP 1060
- unité d'amplification 80/100 w rim-ela mini-system
- ampli-stéréo AS 260 GP électronique
- économisez votre essence



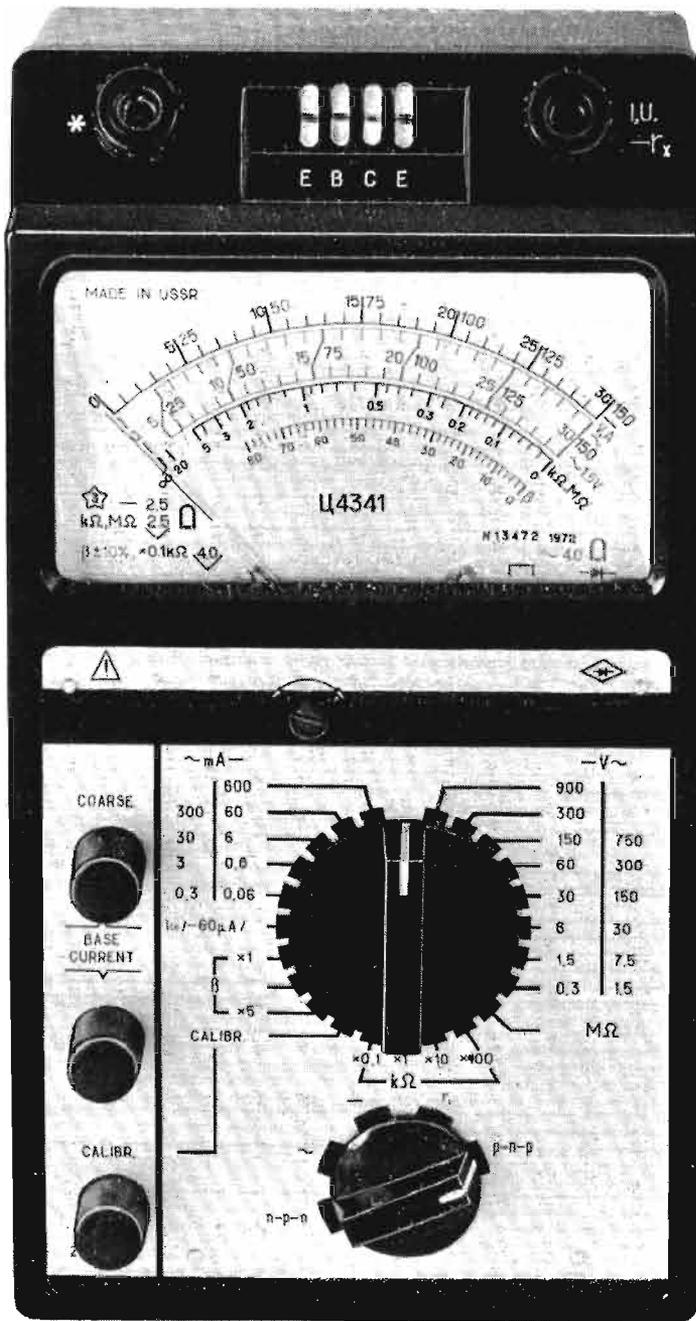
musique industrie

sommaire détaillé page 132

Exclusivités...

LAG
électronic

en provenance d'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 cal.
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 métall. 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



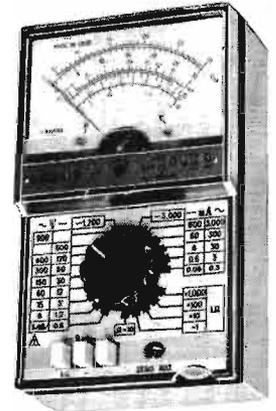
Volts c. continu 0,5, 2,5, 10, 50, 250, 500, 1 000 V
Volts c. alternatif 2,5, 10, 50, 250, 500, 1 000 V
Ampère c. continu 50, 500 μA, 5, 50, 500 mA
Ampère c. alternatif 50 μA
Ohms c. continu 1, 10, 100 KΩ, 1 MΩ
Générateur : 1 kHz ± 20 % en onde entretenue pure, et 465 kHz ± 10 % en onde modulée 20 à 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

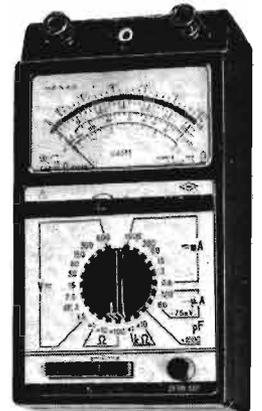


CONTROLEUR 4313

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



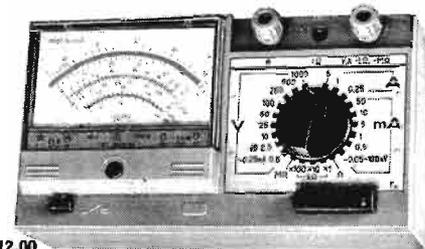
CONTROLEUR 4317

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 cinquantenaire
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

SOMMAIRE

Alimentation - Régulation

- Les alimentations stabilisées : Réalisation d'une alimentation 0 à 30 V 252
- Blocs secteur et alimentations universelles 286

B.F. Technique générale - Hi-Fi

- La sonorisation des autocars de tourisme 194
- L'amplificateur stéréo AS230 GP Électronique 265
- Les enceintes acoustiques GME en Kit 296

B.F. Réalisations

- Amplificateur stéréo modulaire 168
- Module amplificateur à circuit intégré 4,5 W IMD KN12 en Kit 258
- Unité d'amplifications 80/100 W RIM Ela minisystème en Kit 260
- Un jeu de lumière à 3 canaux en Kit 277

Radio-Télévision-Audiovisuel

- Tuner multigammes pour la T.V. de normes E et L 157
- Pratique de la bande magnétique vidéo 195
- ABC : Ligne à retard et permutateur Secam 222

Électronique Technique générale

- Le Piézoxyde : Céramique Piézoélectrique 146
- Promenade autour de la loi d'Ohm 151
- L'écho sondeur et le sonar pour la pêche et la navigation 163
- Mise au point sur les transistors : Paramètres des transistors 206
- Les lasers : L'interféromètre de rectitude 263
- Montages électroniques : Techniques étrangères 268
- Nouveaux circuits intégrés pour musico électronique 280
- Les ordinateurs : Ces minis qui imitent les grands 290

Électronique Réalisations

- Économisez votre essence : L'indicateur de consommation 173
- Un multivibrateur thermique 251
- L'allumage électronique Heathkit CP1060 en Kit 254
- Thermostat de chauffage à télécommande 272

Mesure - Service

- Utilisation pratique d'un oscilloscope 134
- Construisons nos appareils de mesure : Le TBF1038 178
- Le labo de l'amateur : Les générateurs B.F. 186

Radiocommande

- Techniques nouvelles et modélisme 245

O.M. Émission Réception

- Émetteur récepteur de radio-taxis 201
- Ampli VHF linéaire 144 MHz 301

Divers

- Planche de circuit connexion SK10 279
- Radio Robur : 25 ans au service de l'électronique 284
- Sélection de chaînes Hi-Fi 287
- Notre courrier technique 297
- Petites annonces 306
- Encart Eurelec 243-244

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
140 000
EXEMPLAIRES**

INFORMATIONS-NOUVEAUTÉS

LES BATTERIES CADNICA SANYO



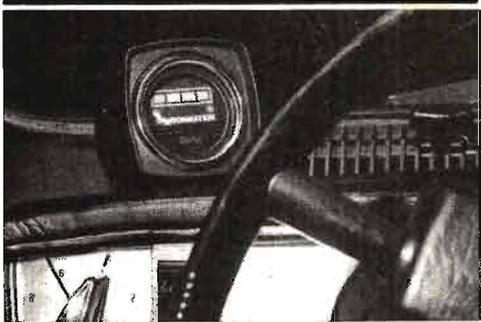
RÉALISÉES par Sanyo, ces batteries au cadmium-nickel sont au format standard des piles qui équipent les récepteurs radio, magnétophones, calculatrices, etc.

La tension demeure pratiquement constante pendant 90 % de la durée de décharge, leur très faible résistance interne limite considérablement les variations de tension en fonction du courant demandé. Ces batteries ont été réalisées en boîtier hermétique blindé évitant tout suintement ou écoulement corrosif.

Elles existent en trois modèles : Format standard AA (crayon R6), C (torche moyenne R14), D (torche R20), tension délivrée : 1,2 V par élément.

Elles se rechargent à partir du secteur 220 V à l'aide d'un chargeur spécial Sanyo NC450 pour le format AA (crayon) par deux ou quatre éléments en 14 heures, ou à l'aide du chargeur Sanyo NC1200 conçu pour recevoir le 3 modèles.

JAUGE DE CONSOMMATION JOGECO



LE but de cet appareil est de permettre au conducteur d'une automobile de réduire sa consommation d'essence. L'appareil se présente sous la forme d'un cadran à quatre couleurs correspondant à la croissance de consommation de carburant. Un indicateur fixé directement sur l'axe de papillon du carburateur, transmet automatiquement l'ouverture de ce papillon à la jauge de consommation, ce qui permet en regardant le tableau de bord et avec la pédale d'accélérateur de vérifier et de régler l'ouverture du papillon d'admission.

LE CONTROLEUR EUROTEST TS120



Importé par la Société Nord-Radio ce contrôleur universel est un 20 000 Ω/V . Il comporte 8 gammes, 39 calibres.

Galvanomètre antichoc et à noyau magnétique blindé, insensible aux champs magnétiques externes.

Protection du cadre contre les surcharges jusqu'à 1 000 fois le calibre utilisé. Protection par fusible des calibres ohmmètre, ohm x 1 et ohm x 10. Miroir antiparallaxe, échelle géante développement de 110 mm.

Caractéristiques : 6 calibres en tensions (continu) : 100 mV - 2 V - 10 V - 50 V - 200 V et 1 000 V.

5 calibres en tensions (alternatif) : 10 V - 50 V - 250 V - 100 V - 1 000 V et 2,5 kV.

5 calibres en intensité (continu) : 50 μA - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA et 2 A.

4 calibres en intensité (alternatif) : 1,5 mA - 15 mA - 150 mA et 6 A.

% calibres en ohmmètre : 1 - 10 - 1 000 - 10 000.

5 calibres en output : 10 V - 50 V - 250 V - 1 000 V - 2 500 V.

5 calibres pour la mesure des décibels : 22 dB - 36 dB - 50 dB - 62 dB et 70 dB.

4 calibres pour la mesure des capacités : 0 à 50 μF - 0 à 50 μF - 0 à 500 μF 0 à 5 000 μF .

LE CONTROLEUR NOVOTEST TS141



Protection électronique du galvanomètre. Fusible renouvelable sur calibres ohmmètre x 1 et x 10. Miroir antiparallaxe. Antichocs. Antimagnétique. 20 000 Ω/V .

Caractéristiques : tensions (continu) 15 calibres : 100 mV - 200 mV - 1 V - 2 V - 3 V - 6 V - 10 V - 20 V - 30 V - 60 V - 100 V - 200 V - 300 V - 600 V - 1 000 V.

Tension (alternatif) 11 calibres : 1,5 V - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 150 V - 300 V - 500 V - 1 000 V - 1 500 V 2 500 V.

Courants (continu) 12 calibres : 50 μA - 100 μA - 0,5 μA - 1 mA - 5 mA - 10 mA - 50 mA - 100 mA - 500 mA - 1 A - 5 A - 10 A.

Courants (alternatif) 4 calibres : 250 μA - 50 mA - 500 mA - 5 A.

Mesure des résistances, 6 calibres : x 0,1 - x 1 - x 10 - x 100 - x 1 000 - x 10 000.

Réactance, 1 calibre : 0 à 10 $M\Omega$.

Mesure des fréquences : 0 à 50 Hz.

Output, 11 calibres : 1,5 V - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 150 V - 300 V - 500 V - 1 000 V - 1 500 V - 2 500 V.

Décibels, 6 calibres : de - 10 dB à + 70 dB.

Mesure des capacités, 4 calibres : 0 à 0,5 μF - 0 à 50 μF - 0 à 500 μF et 0 à 5 000 μF .

A ses amis
et lecteurs

LE HAUT-PARLEUR

présente

ses meilleurs vœux

pour 1975

Utilisation pratique d'un OSCILLOSCOPE

PROLOGUE

L'OUVRIER le plus habile, l'artiste le plus talentueux, ne peuvent s'épanouir sans leur outil de travail : au maçon, il lui faut sa truelle, au peintre, sa palette...

Sans oscilloscope, le technicien avancerait à tâton dans l'élaboration de ses travaux et l'électronique n'en serait encore qu'à ses premiers balbutiements.

Véritable fenêtre ouverte sur le monde compliqué des électrons, l'oscilloscope constitue l'instrument fondamental de recherche et de contrôle pour l'électronicien. C'est lui qui observe le cheminement du signal électrique dans un circuit, après en avoir démontré l'existence et avant d'en développer la mesure...

Car l'oscilloscope est avant tout un appareil de mesure : si on le relègue au rang du simple contrôle, il ne joue plus que le rôle d'une « sonnette » ou celui d'un simple contrôleur de tension. Or, c'est le seul instrument qui peut fournir à la fois, les valeurs **qualitatives** et **quantitatives** d'une grandeur électrique. Encore faut-il l'utiliser correctement ; ce qui sous-entend tout d'abord, une mise au point **parfaite** de ses réglages, ensuite un branchement **adéquat** sur le circuit à tester et, enfin, une interprétation **sans erreur** de l'image rendue sur l'écran.

Utilisé seul ou associé avec des générateurs de fonctions diverses, on trouve l'oscilloscope dans tous les bancs d'essai de l'électronique.

Le but de cette série d'articles consiste donc à décrire les méthodes de mesure les plus usuelles que l'on est susceptible de rencontrer dans cette discipline.

Mais qui dit « méthodes » dit « moyens » ; aussi afin de simplifier le niveau de l'exposé, nous nous sommes cantonnés à l'utilisation d'appareils simples, monotrace ou bicourbe, avec quelques incursions dans le domaine professionnel où l'usage des tubes cathodiques spéciaux tels que des tubes à mémoires se révèle parfois nécessaire.

Afin de bien fixer les idées sur le composant le plus important — savoir : **le reproducteur d'images** — le premier article traitera de la technologie et de l'emploi du tube cathodique. Les articles suivants porteront sur l'emploi de l'oscilloscope, sur le contrôle de ses performances et sur son insertion dans les bancs d'essais usuels en électronique.

Cette étude — comme celles qui suivront — a été faite avec le concours de la société Hameg-France, laquelle nous a prêté son matériel, ses documents, voire parfois, ses locaux, pour l'élaboration des sujets traités. On ne

s'étonnera donc pas de voir parfois évoquée cette marque, dont la citation en référence n'est qu'un modeste remerciement en regard de la collaboration constante dont elle a fait preuve.

LE TUBE CATHODIQUE

I (a) — Constitution générale

L'élément de base de l'oscilloscope, la pierre angulaire sur laquelle tout l'édifice de la Mesure, s'élabore dès 1921, paraît, sans conteste, être le **tube cathodique**.

Grâce à lui, l'observation des signaux devient possible et, par son développement, dans une direction un peu différente, la télévision a connu l'essor que l'on sait...

Un tube cathodique comporte trois parties essentielles :

- le canon électronique,
- le système de déviation,
- l'écran luminescent.

L'ensemble se trouve monté dans une vaste ampoule de verre, où règne un vide aussi parfait que possible : la pression n'y doit pas dépasser 10^{-6} millimètres de mercure. Sans cette précaution primordiale, la matière émissive d'électrons que secrète la cathode, serait vite détériorée par les ions positifs qui remontent vers elle. De plus, le faisceau ne pourrait se concentrer sur l'écran.

Le canon électronique vient se loger dans le col de l'ampoule ; il comprend le filament chauffant, entouré de sa cathode émissive, le cylindre de Wehnelt, qui a pour fonction de contrôler la densité des électrons émis et un assemblage d'anodes ayant pour but de **focaliser** le faisceau ainsi créé, dans une direction précise (fig. 1). Le système de déviation comprend, soit des plaques encadrant le rayon cathodique, soit, hors du tube, adaptées au col, des bobinages. La première solution, retenue en oscillographie, fait dévier le faisceau, grâce au champ élec-

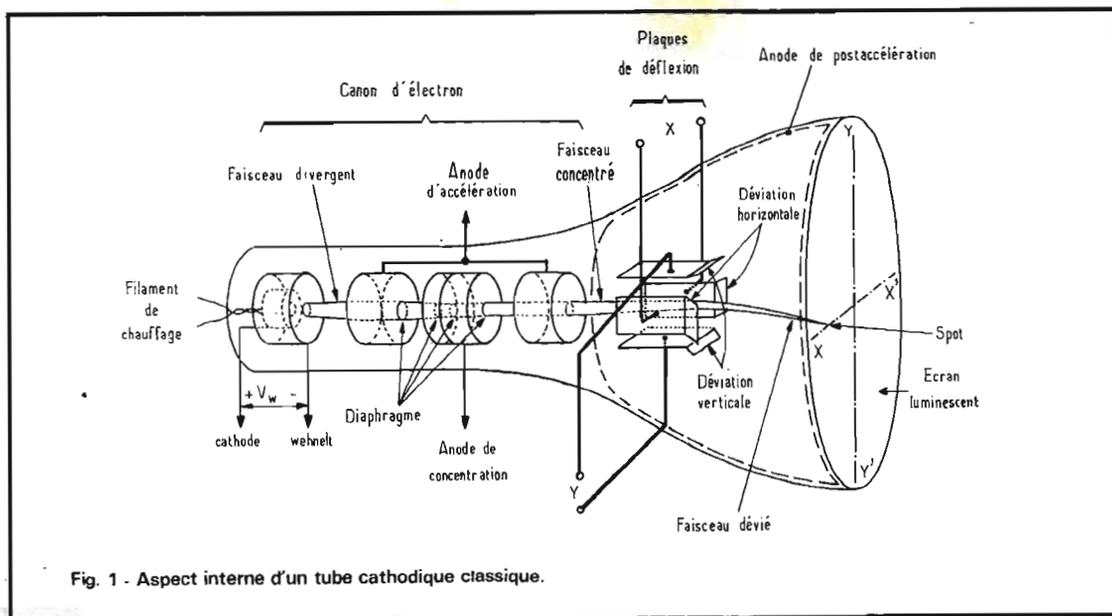


Fig. 1 - Aspect interne d'un tube cathodique classique.

trostatique, engendré par la **différence de potentiel** soumise à une paire de plaques : c'est la **dévi-ation électrostatique**.

Les bobinages, pour la déviation magnétique, font dévier le faisceau proportionnellement au **courant** qui les traverse. Ce mode de déviation se révèle mal com- mode pour l'observation du sig- nal ; aussi, il n'est que très rare- ment employé dans la Mesure. On le réserve plutôt à la création d'une **trame lumineuse** dont on viendra, par ailleurs, moduler la lumière : il s'agit bien entendu, du tube de télévision. L'écran oc- cupe la partie renflée et plate de l'ampoule. Recouverte à l'inté- rieur d'une matière qui devient lumineuse sous l'impact d'un bombardement électronique ; cet- te partie du verre doit permettre l'observation par transparence du trajet emprunté par le faisceau, lorsqu'il est dévié par l'un ou l'au- tre des systèmes de déflexion pré- cédents.

I (b) - L'écran et sa rémanence

La nature même du matériau utilisé pour tapisser le fond de l'écran, réagit beaucoup sur la « **trace** » observée. Le faisceau de

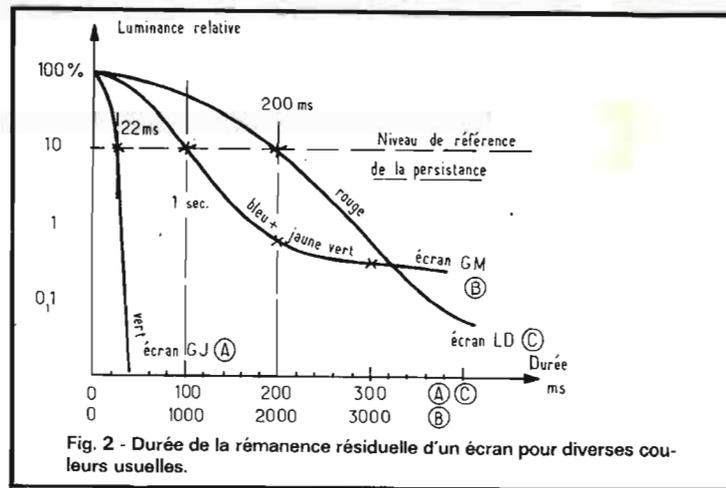


Fig. 2 - Durée de la rémanence résiduelle d'un écran pour diverses cou- leurs usuelles.

rayon cathodique, que l'on appe- le « **spot** », lorsqu'il arrive sur l'écran, apparaît diversement co- loré selon le but recherché. Dans la Mesure, la trace est choisie ver- te-jaune, afin de faire coïncider la luminescence avec le maximum de sensibilité de l'œil humain. Ce choix n'est toutefois pas générali- sé et l'on rencontre d'autres cou- leurs telles que le bleu pour la photographie sur oscilloscope ou le rouge pour les écrans Radar. Enfin, pour la télévision, il n'est retenu que le blanc ou le blanc très légèrement bleuté. La réma-

nence consiste en la propriété que peut posséder l'écran de conser- ver quelque temps la trace décrite ; cette persistance du phéno- mène se révèle utile lorsque l'on veut observer un phénomène électri- que lent. Il existe une grande vari- été de couleurs et de rémanen- ces ; nous n'en évoquerons que quelques-unes dans le tableau I ci-contre.

Au point de vue physique, le fonctionnement d'un écran lu- minescent s'explique par l'**émission secondaire** : lorsqu'un point de l'écran est frappé par un jet

d'électrons, les particules de l'oxyde émettent, à leur tour, plu- sieurs électrons qui vont rejoind- re l'électrode positive la plus proche. Cela explique que l'anode est prolongée par une métallisa- tion qui recouvre l'intérieur du verre au voisinage de l'écran. Le circuit électrique se referme donc par l'intermédiaire de l'alimenta- tion, déchargeant la couche lu- minescente des charges négatives qui ne manqueraient pas de s'ac- cumuler en absence d'anode posi- tive. Cet écoulement n'est toute- fois pas instantané, ce qui expli- que le temps plus ou moins long que met le spot à disparaître (voir figure 2). Signalons qu'on accroît la luminosité et qu'on facilite l'évacuation des électrons en dé- posant sur l'écran une infime cou- che d'aluminium branchée à un potentiel positif élevé (3 000 V par exemple).

I (c) - La cathode et son Wehnelt

Le tube cathodique utilise un chauffage à filament classique pour élever la température de la cathode à son point de fonction- nement normal. Celle-ci entoure complètement le filament et af- fecte la forme d'une pastille

TABLEAU I - Exemples de matériaux luminescents

Codes		Matériaux	Couleur	Longueur d'onde dominante	Persistance à 10 %	Rendement lumineux	Vitesse d'écriture	Usage
U.S.A.	Philips			(nm)	(ms)	(%)	(cm/μs)	
P ₁	GJ	Orthosilicate de zinc et traces de manganèse	Vert-jaune	525	20 à 25 (voir fig. 2 A)	50 à 90	30 à 60	Tubes cathodi- ques courants
P ₄		Tungstate de cad- mium + oxydes	Blanc-bleuté	—	0,060	50	75	Télévision indus- trielle
P ₇	GM	Deux couches de phosphores super- posées	Bleu puis jau- ne verdâtre (phosphorés- cent)	440 et 460	500 à 1 000 (voir fig. 2 B)	—	—	Oscilloscopes ré- manents
P ₁₁	BE	Tungstate de cal- cium	Bleu	440 à 448	0,080 (80 μs)	25	100	Enregistrement photographique des phénomènes rapides
P ₅	—	Dérivés de tung- states de cadmium	Violet	460	0,005 à 0,02 (5 à 20 μs)	6	—	Photographie des phénomènes rapi- des
P ₁₂ ou P ₃₃	LD	Phosphate de zinc + divers (dont le vanadate d'Yt- trium)	Rouge-orangé	587 à 674	100 à 400 (voir fig. 2 C)	5 à 90	? à 3	Oscillo à mémoire Radar, instru- ments de bord d'avion

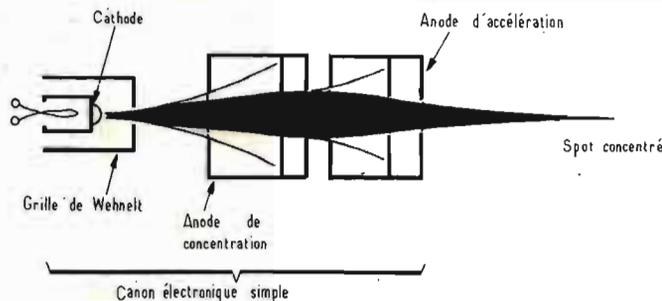


Fig. 3 - Schéma d'un canon électronique simple.

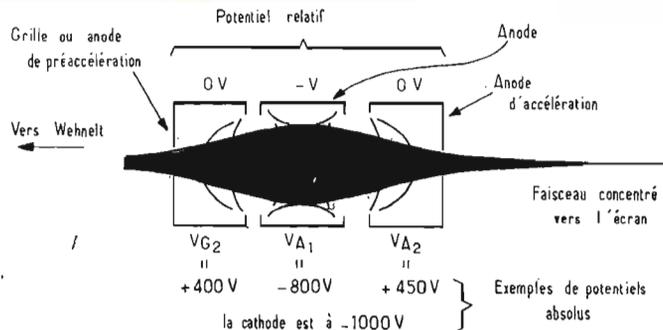


Fig. 4 - L'ensemble focalisateur à trois anodes fonctionne comme une lentille électrostatique.

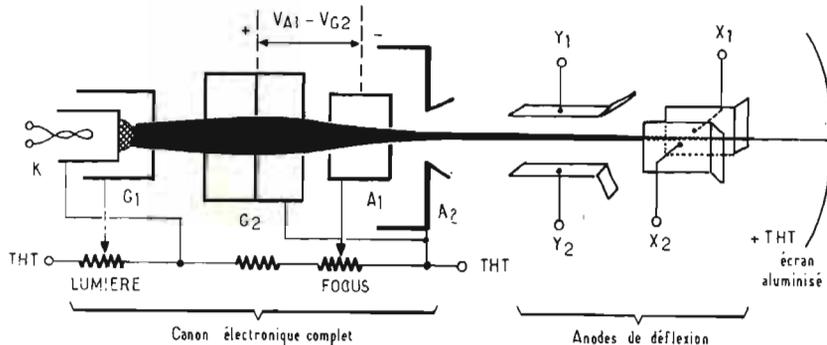


Fig. 5 - Schéma d'un tube cathodique complet au niveau du canon à électrons.

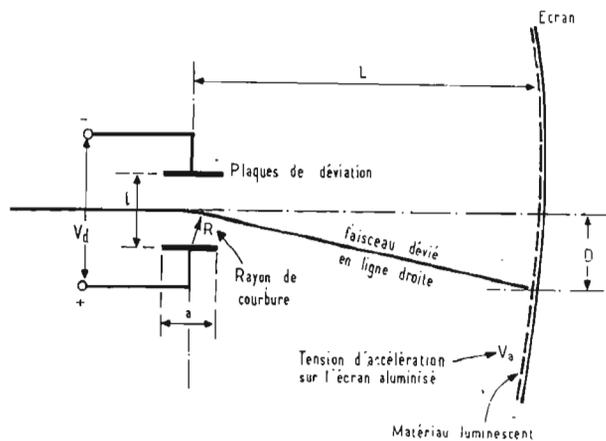


Fig. 6 - Processus de déviation électrostatique.

d'oxydes de très petites dimensions. C'est l'image de cette source quasi ponctuelle qu'on projette sur l'écran.

Le cylindre de Wehnelt, comme son nom l'indique, est constitué par une sorte de tube dont le fond est percé par un orifice circulaire très ténu, mis en regard de la cathode. La finesse du trou assure une préfocalisation du faisceau : voir figure 3.

Porté au potentiel négatif par rapport à la cathode, le Wehnelt joue aussi le rôle d'une grille de commande, dosant l'intensité du faisceau, donc la luminosité. L'accès de cette électrode permet la modulation de cette luminosité ; dans certains cas, tel que le « marquage » on ajoute ainsi, un contrôle supplémentaire du faisceau où le temps intervient (axe « Z » de la déviation).

I (d) - La focalisation du faisceau, plus communément appelée « concentration », la focalisation s'opère au moyen de l'équivalent électrostatique d'une lentille : voir figure 4.

Une seconde grille « G₂ », accélératrice, s'intercale, en effet, entre le Wehnelt et l'anode de concentration « A₁ », soumise à un potentiel positif variable. La

2^e grille « G₂ » reliée à l'anode principale « A₂ », accélère fortement les électrons du faisceau ; mais la différence de potentiel « V_{A1} - V_{G2} » apparaissant comme une régression de champ, le faisceau subit une contrainte axiale qui dépend de cette d.d.p. Une concentration s'opère grâce à cette répulsion contrôlée : l'ensemble « A₁ - G₂ » se comporte bien comme une lentille électrostatique. Le fort potentiel de l'anode principale confère finalement aux électrons du faisceau, l'énergie nécessaire pour arriver avec force sur l'écran (figure 5).

Certains tubes cathodiques anciens ou simplifiés ne comportent pas de grille de pré-accélération ; ces versions économiques présentent alors le grave défaut de voir leurs réglages de luminosité et de contraste, réagir entre eux. Par contre, des modèles plus poussés possèdent une anode supplémentaire constituée par un dépôt graphite conducteur dans la partie évasée du tube. Portée à un potentiel très élevé (2 000, 3 000 ou 4 000 V), on imprime au faisceau une **post-accélération** qui accroît fortement la luminosité du spot.

Enfin, pour améliorer encore davantage la focalisation du faisceau, les différentes grilles ou

anodes du système précédent ont une forme annulaire analogue aux diaphragmes des appareils photographiques. Les électrons qui ont tendance à diverger de l'axe du tube, sont alors recueillis par les anodes et éliminés du faisceau.

I (e) - La déviation électrostatique

Employée presque exclusivement en oscillographie, la déviation électrostatique permet d'obtenir sur l'écran, une déviation du spot proportionnelle à la différence de potentiel, appliquée sur la paire d'électrodes placées en regard et encadrant le faisceau cathodique : voir figure 6.

Les électrons du faisceau sont attirés par le potentiel positif, dès qu'ils entrent dans la zone d'attraction du champ électrostatique. On démontre par un raisonnement, qu'il est inutile de reproduire ici, que les charges négatives du faisceau décrivent alors une courbure dont le rayon s'avère d'autant plus court que la tension de déviation est grande. Sorti de l'espace du champ électrostatique, le faisceau continue en ligne droite jusqu'à l'écran.

Il est évident, que plus l'écran est loin des plaques, plus grande

est aussi la déviation ; celle-ci se calcule au moyen de la formule suivante :

$$D = \frac{1}{2} \cdot \frac{La}{l} \cdot \frac{V_d}{V_a}$$

(voir figure 6)

On remarquera que la tension d'accélération V_a contrarie l'élongation D. Ceci limite la longueur des tubes cathodiques, car pour atteindre avec suffisamment de force un écran lointain, les électrons doivent être forcément accélérés : on perd en « sensibilité » de déviation, si l'on accroît trop V_a, ce qu'on gagne en augmentant L.

De la formule ci-dessus, on ne retiendra que la sensibilité des plaques :

$$S = \frac{D}{V_d} = \frac{La}{2l V_a}$$

Elle s'exprime, pour les tubes cathodiques, en millimètres par volt. Pour les modèles les plus courants, cette sensibilité varie entre 0,2 et 0,8 mm/V. Afin d'éviter les confusions avec les sensibilités portées sur les faces avant des oscilloscopes, on considère parfois l'inverse de la sensibilité.

exprimé en V/cm . Dans les catalogues, on trouve alors des chiffres s'échelonnant entre 12 et 50 volts par centimètre.

Le tube « mesure » le plus banal comporte au moins deux paires de plaques : une pour la déviation horizontale, l'autre pour celle verticale. Leurs dispositions restent très rapprochées, mais suffisamment écartées, malgré tout, pour que les sensibilités deviennent hélas différentes. C'est un défaut que l'on compense par une tension de déviation plus élevée, ce qui s'avère plus facile à faire au niveau de la « base de temps », branchée habituellement sur les plaques de déviation horizontale. Lorsque les deux paires de plaques reçoivent des tensions variant en fonction du temps, le faisceau subit une double attirance et la déviation résulte de la combinaison des forces attractives : on a réalisé un dispositif d'axes rectangulaires X - Y où des grandeurs électriques quelconques peuvent s'inscrire. Le temps qui est la variable commune, constitue alors un paramètre secondaire.

I (f) - L'alimentation du tube

Partant d'une « très-haute-tension » rendue nécessaire pour accélérer fortement le faisceau, une chaîne de résistances placées en série dose les potentiels à répartir sur les différentes électrodes du tube.

Parmi les solutions les plus rencontrées, signalons celle de la figure 7 (extraite d'un oscilloscope Hameg). L'alimentation s'effectue à partir de -1000 V, appliqués sur la cathode de telle sorte que les plaques de déflection et l'anode du tube, restent à un potentiel faible par rapport à la masse. Cette précaution n'est pas seulement choisie pour des raisons de sécurité, mais afin de coupler directement les plaques aux sorties des amplificateurs d'attaque symétrique. Il faut en effet souligner que pour éviter la distorsion trapézoïdale de l'image obtenue sur l'écran, ainsi que les distorsions de non-linéarité des amplificateurs, la disposition « push-pull » est toujours adoptée. Le cadrage, dispositif qui centre le spot sur l'écran en absence de déviation, se réalise donc dans l'étage amplificateur, au moyen d'un potentiomètre qui modifie les conditions de repos des transistors. Dans la solution de la figure 7, on a retenu l'emploi d'un système symétrique couplant les émetteurs : selon que

le curseur du potentiomètre P_1 va vers A ou vers B, les potentiels des collecteurs augmentent ou diminuent symétriquement. Le même dispositif, sous une forme plus ou moins voisine, est appliqué également aux plaques horizontales. La concentration est réalisée par le potentiomètre P_2 , lequel participe à la chaîne de résistances. Pour améliorer au mieux la finesse du spot en tous les points de l'écran, c'est-à-dire en réduisant le phénomène d'astigmatisme inévitable, par suite d'une cathode insuffisamment ponctuelle, on ajuste le potentiel des anodes d'accélération G_2 et G_4 ; puisque la cathode est à -1000 V, on peut utiliser la HT de l'oscilloscope pour alimenter le potentiomètre P_3 d'astigmatisme. Pour rendre négative la grille de Wehnelt, la cathode est ramenée

un peu avant le point de raccordement du Wehnelt, sur la chaîne des résistances. Le dosage de lumière est assuré par le potentiomètre P_4 . Une modulation alternative du faisceau peut s'effectuer par l'intermédiaire de la cellule de liaison R.C.

Quant au dispositif de redressement, on peut faire appel à un doublage de tension du type « Latour » (voir figure 7) ou tout autre dispositif capable de fournir une tension élevée.

I (g) - Tubes spéciaux

Le tube à post-accelération supportant une très forte tension, grâce à une anode spiralée résistante tournant tout autour de l'ampoule est, en soi, un tube spécial. En ajoutant, à la sortie des plaques, une grille de fils tendus verticalement, reliés à un poten-

tiel nul, on réalise un tube à grille. Cette grille transparente aux électrons, redresse quelque peu les lignes équipotentielles de champ créées par la spirale de l'anode de post-accelération et qui, normalement, rétrécissent les possibilités de déviation. Le tube permet l'observation de signaux à périodicité très courte, phénomènes très rapides, avec une luminosité suffisante. En effet, il ne faut pas perdre de vue que la persistance de l'écran, bien qu'alors très courte, demande toutefois un certain temps pour impressionner le revêtement luminescent ; si le spot passe trop rapidement, l'émission secondaire ne peut se produire, l'impact du faisceau étant insuffisamment violent. En augmentant la tension sur la dernière anode, l'impact devient plus fort et la luminosité s'accroît.

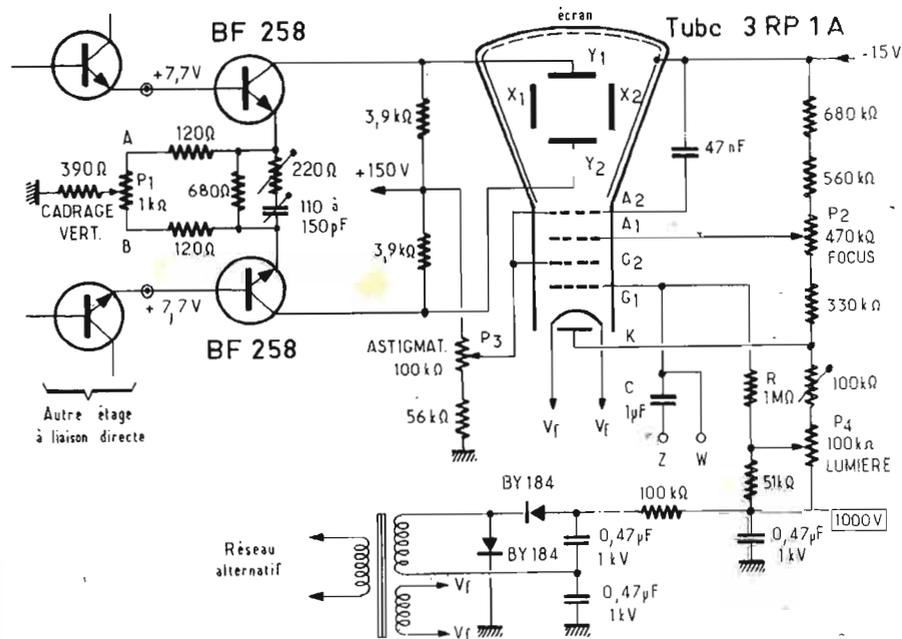


Fig. 7 - Schéma d'un pont d'alimentation THT relatif à un tube de 70 mm de diamètre (extrait d'un oscilloscope Hameg type HM207).

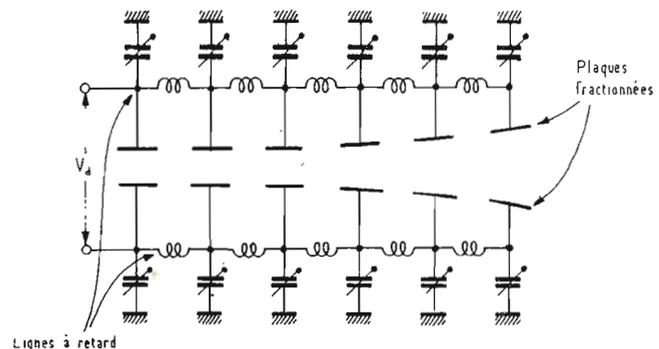


Fig. 8 - Tubes à ondes progressives pour signaux de fréquences très élevées (jusqu'à 800 MHz).

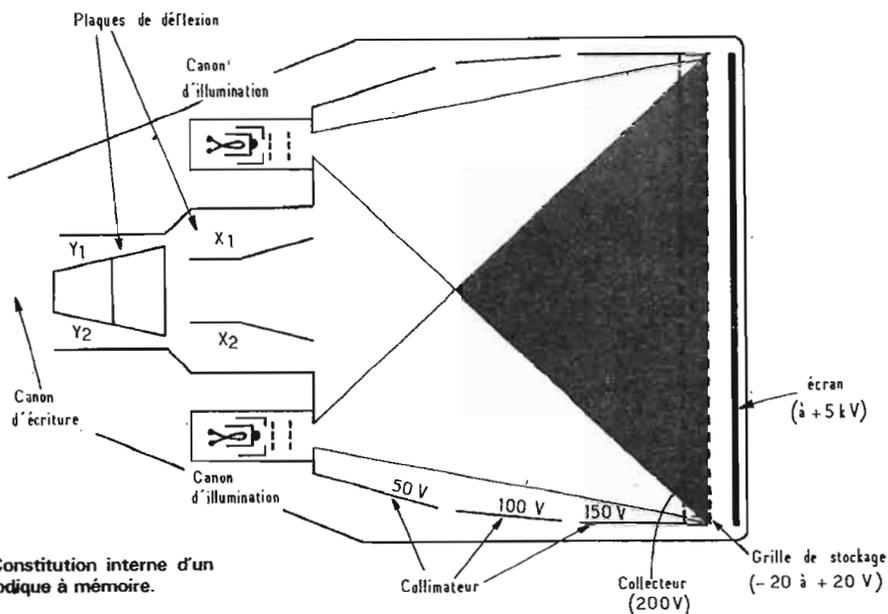


Fig. 9 - Constitution interne d'un tube cathodique à mémoire.



Fig. 10

Dans ce domaine des fréquences élevées, le temps de transit de l'électron intervient lui aussi ; dans le cas d'un signal très rapide, le faisceau n'a pas toujours le temps de suivre les variations de potentiel appliquées sur les plaques de déflexion : la polarité de la tension appliquée sur les plaques s'inverse avant que les électrons déviés aient quitté la zone d'attraction uniforme du champ, le faisceau dévie alors sur place de façon anarchique. On a recours, alors, à l'artifice qui consiste à fractionner les plaques en lamelles relativement étroites, séparées par des petites bobines, fonctionnant avec les capacités des plaques comme une ligne à retard : c'est le **tube à ondes progressives** (voir figure 8). Ce procédé permet de retarder l'application du signal à mesure que le

faisceau pénètre dans la zone de déviation électrostatique. Ainsi, le faisceau trouve un champ orienté dans le même sens chaque fois qu'il arrive en regard d'une plaque. Avec un tel procédé, on recule les limites d'emploi en fréquence de 100 à 800 MHz environ.

Pour l'observation simultanée de deux signaux, on peut doubler le nombre des plaques de déviation verticale, ainsi que celui des électrodes de formation du faisceau : on a affaire à un **tube bi-canon pour oscilloscope bi-courbe**. On conserve la structure des plaques de déviation horizontale.

Afin de conserver quelque temps une image sur l'écran, on a recours au **tube à mémoire**. Ce tube (figure 9) comporte en plus d'un canon à électrons et d'un système de déviation classique,

une grille de stockage masquant l'écran que l'on aluminise afin de servir d'anode et que l'on porte à + 5 000 V. Devant cette grille métallique, une seconde grille repousse les ions positifs, qui risquent de remonter le courant vers la cathode ; elle est donc reliée à un potentiel très positif (+ 150 à 250 V) tandis que la première est à un potentiel faible, voire négatif (+ 20 à - 20 V).

La grille de stockage est recouverte d'une couche isolante à l'intérieur du tube. Enfin, des canons latéraux dits « canons d'illumination » entretiennent une charge légèrement négative sur la surface isolante de stockage et empêchent les faisceaux d'arriver jusqu'à l'écran. Ce dernier reste obscure.

Lorsque le faisceau principal (dit d'« écriture ») arrive sur la

grille de stockage, sa surface est conçue de telle sorte que des électrons secondaires s'échappent en grand nombre lors de l'impact. En partant, ils laissent des charges positives qui vont être autant de « **fenêtres ouvertes** » au passage des faisceaux d'entretien : l'écran reproduit le contour de l'impact et reconstitue la trace souhaitée.

Si le faisceau d'écriture s'arrête, les charges positives restent sur la grille isolante de stockage et les faisceaux d'entretien reproduisent sempiternellement la trace précédente : **ou la mise en « mémoire »**.

Pour effacer la trace, on élève brusquement le potentiel de la grille de stockage et, par capacité, de sa surface isolante interne. Balayé brusquement par les faisceaux d'entretien qui traversent alors la grille précédente, devenue positive, l'écran s'illumine brusquement, rendant équipotentielle toutes les électrodes avoisinant l'écran. On dit que la surface de stockage est « **nettoyée** » et prête à une nouvelle inscription. Pour ce faire, son potentiel doit retomber à une valeur légèrement négative. On ne se méprendra pas sur la nature des faisceaux d'entretien : ceux-ci, balayant tout l'écran comme s'il s'agissait de projecteurs fixes, aucune focalisation n'est prévue autre que celle des cylindres du « collimateur » entourant tout le tube (figure 10).

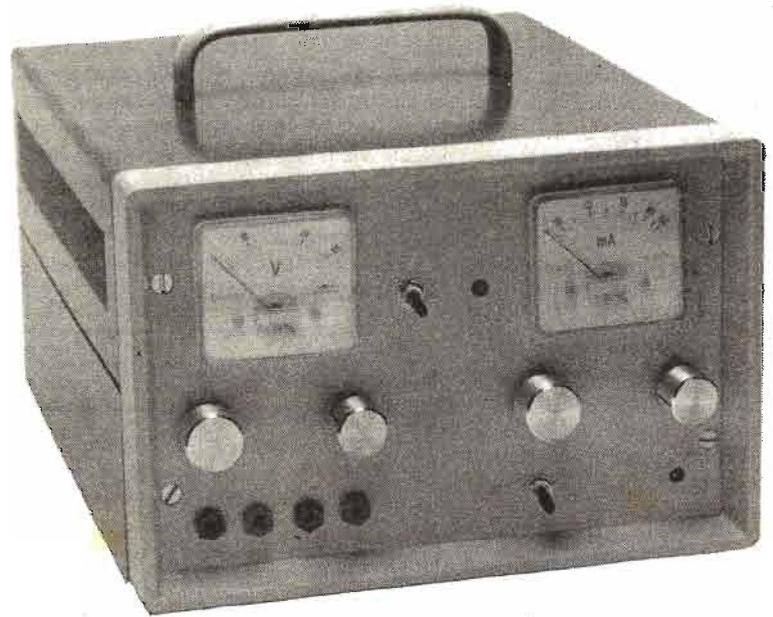
Il existe encore bien d'autres variétés de tubes cathodiques, mais, étant trop spécialisés ou largement dépassés, nous ne pensons pas utile de les évoquer dans le domaine de l'oscilloscope de mesure.

Roger Ch. HOUZE
Professeur à l'E.C.E.

Bibliographie : Documents Hamag, Telefunken, Valvo, Brimar, Philips, Radiotechnique-R.T.C. Cours de métrologie de l'E.C.E. par M. P. Picquet. Fascicule de perfectionnement de la S.E.E.R. : Les Oscilloscopes classiques, de J. Vandenberghe.

Les alimentations stabilisées

réalisation d'une alimentation 0 à 30 V.



A PRES avoir examiné la plupart des montages d'alimentations stabilisées, nous avons pensé qu'il était intéressant de réaliser un ensemble régulateur complet, assurant ainsi la synthèse des connaissances que nous avons recueillies dans les précédents articles. Nous voulions que cette réalisation ait de bonnes performances, tout en étant de conception simple. La volonté d'ajuster celle-ci entre 0 et 30 V élimine presque systématiquement les régulateurs intégrés courants (donc de prix réduit). De plus, il nous a semblé plus intéressant au stade expérimental d'utiliser des semi-conducteurs « discrets », cela permet une meilleure mise en évidence des problèmes posés par la réalisation d'une bonne alimentation. D'autre part, nous pensons qu'un débit de 1 A se révèle suffisant pour la plupart des applications. Au-delà de ces valeurs l'alimentation « universelle » ne convient plus et il y a lieu de construire un ensemble spécialement conçu pour un usage particulier.

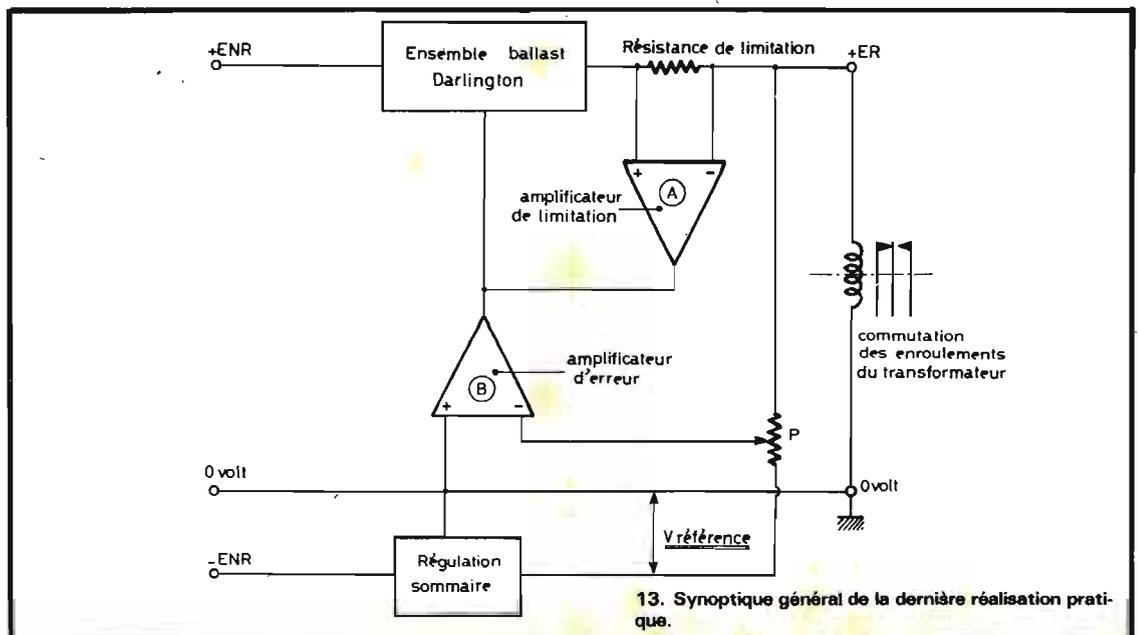
PERFORMANCES SOUHAITEES

Lorsqu'on analyse les performances d'une alimentation, on remarque surtout les points suivants :

Régulation globale :

C'est la régulation en fonction à la fois des variations de la tension secteur (celle-ci diminue surtout le midi et le soir) et des variations de débit en sortie d'alimentation. Dans la pratique, il semble

illusoire qu'elle soit meilleure que 0,5 % (5×10^{-3}). En effet, sur une tension de sortie de 5 V (alimentation des circuits logiques courants) une variation positive ou négative de ≈ 25 mV ne peut affecter le fonctionnement d'un en-



semble ($5 \times 0,5 \% \approx 25 \text{ mV}$).

Ondulation résiduelle :

Quoiqu'une ondulation importante gêne peu la plupart des montages à semi-conducteurs, il est préférable de la réduire. On admettra plusieurs dizaines de millivolts crête à crête.

Résistance interne :

Il est vrai qu'une alimentation stabilisée doit avoir une résistance interne très faible mais nous dirons avec insistance qu'il est inutile de rechercher une valeur trop faible, inférieure au centième d'ohm. En effet lorsqu'on cherche avec des composants discrets (pas de circuits intégrés) de grandes performances on a toutes les chances de voir notre maquette entrer en oscillations sans remède. De plus lorsqu'on évalue la résistance des cordons de branchement ($R = \rho L/S$) on est parfois surpris de trouver des valeurs avoisinant le centième d'ohm (ce qui correspond d'ailleurs à de bons cordons).

Protection :

Nous pensons que le montage le plus simple et toutefois efficace est la limitation simple (dite à caractéristique rectangulaire). Elle est représentée sur le synoptique de la figure 13 par l'amplificateur A et la résistance de limitation. Comme nous le verrons plus loin nous avons dû adjoindre un système de commutation des enroulements du transformateur afin de limiter la dissipation sur le ballast.

CHOIX DU TRANSFORMATEUR

Nous avons volontairement voulu éviter l'emploi d'un transformateur spécial, donc très coûteux et/ou difficile à trouver dans le commerce.

A cause de ce choix impératif, on devra utiliser des solutions énergiques pour obtenir une bonne régulation. En effet, on aurait pu utiliser de nombreuses sources indépendantes, nous aurions alors obtenu de très bonnes performances avec très peu d'éléments. Nous avons opté pour un transformateur dont le secondaire est universel. En effet il « sort » sous 2 A les tensions échelonnées suivantes 0 V - 24 V - 30 V - 33 V - 45 V - 50 V - 55 V. Il est réalisé de telle façon qu'il s'agit d'enroulements séparés et simplement shuntés en sortie par les cosses correspondantes. Nous avons, quant à nous, utilisé 0-24 V ou 0-30 V. (voir figure 14)

que nous avons isolé du reste du secondaire au niveau du 33 V dont un fil reste en l'air. Nous avons alors utilisé la partie 33-55 V pour la source auxiliaire marquée 0 V-20 V sur la figure 14.

En fait, suivant la disponibilité on pourra mettre en œuvre deux transformateurs : un de gros modèle pour le 24-30 V et un miniature pour la partie auxiliaire. Nous l'avons envisagé dans un premier temps puis nous avons trouvé le transformateur « universel ».

L'enroulement auxiliaire (0 V-20 V) est nécessaire pour disposer d'une source négative par rapport à la masse. C'est « pratiquement » la seule solution pour obtenir une sortie ER qui puisse descendre vers zéro (avec de bonnes performances). Cet enroulement auxiliaire (ou petit transformateur) n'aura que quelques centaines de nA à débiter.

REDRESSEURS

Les redresseurs devront être choisis avec une grande marge de sécurité en débit et en tension. On évitera cependant les diodes de tension inverse trop élevée (> 600 V) car elles sont fabriquées avec un semi-conducteur à haute résistivité et leur résistance interne est plus élevée. De plus ces diodes ne sont généralement pas conçues pour cet usage et ont un temps de recouvrement inverse très grand. Nous avons eu de gros déboires avec ce genre d'élément. Cela se traduit par une très mauvaise régulation en ER, une fatigue excessive du transformateur (ronronnement de celui-ci) et une forme d'onde de la tension

filtrée très anormale. De plus les diodes sont parfois détruites lors d'un débit. N'oublions pas que la destruction d'un ensemble redresseur amène souvent celle de quelques semi-conducteurs dans l'alimentation régulée et parfois celle du transformateur si cela se prolonge. C'est pourquoi nous avons prévu et utilisé un fusible au primaire de celui-ci.

La figure 14 représente l'ensemble redressement et filtrage. C_1 et C_2 ont été mis en place pour absorber les surtensions éventuelles (protection des diodes...).

En ce qui concerne les condensateurs de filtrage nous conseillons des modèles prévus spécialement pour le filtrage. En effet, ceux-ci auront à supporter une composante alternative élevée.

ALIMENTATION STABILISEE

La figure 13 trace l'idée de départ pour la réalisation de cette alimentation.

L'amplificateur d'erreur B commande le ballast par la différence entre une « référence » et une fraction de la tension de sortie (déterminée par P).

L'amplificateur A commande la limitation de courant. Sur la figure 15 on a représenté le schéma général de notre appareil.

BALLAST

Comme nous envisageons un débit de 1 A les exigences semblent assez faibles pour le ballast qui sera composé d'un Darlington NPN bien connu. Le transistor de puissance (T_2) sera le 2 N 3055, modèle de performances modestes, il est vrai, mais très économi-

que et que l'on peut se procurer partout (1). On lui adjoindra un radiateur très performant comme nous le verrons plus loin. En fait, à cause de la dissipation demandée, il a été nécessaire de mettre deux ballasts en parallèle.

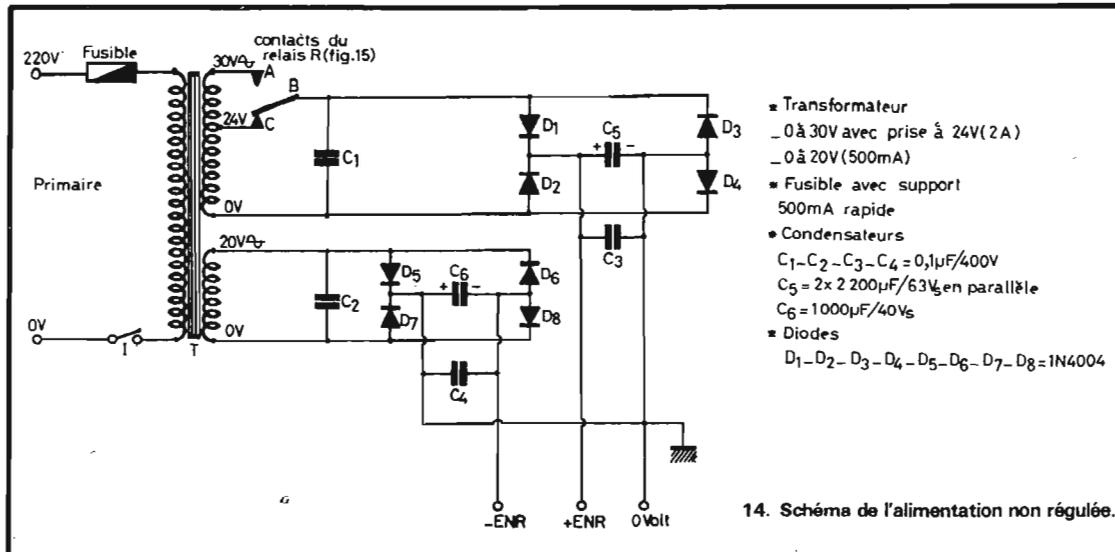
On a mis en place R13 et R14 pour la compensation en température des V_{be} de T_2 et T_3 . (Leur rôle est de fournir à leurs bases une contre-tension afin de limiter le courant de fuite à I_{cbo}).

Mais à notre avis, la solution est moins de compenser une élévation de température que d'empêcher celle-ci ou de la maintenir dans des limites raisonnables. En effet la température de l'ensemble Darlington n'affecte pas la tension de sortie car les variations qui pourraient en résulter sont compensées par l'amplificateur d'erreur B (de la figure 13). On dit que l'ensemble Darlington (comme d'ailleurs l'ampèremètre) est situé dans la boucle de rétro-action de l'ampli B, matérialisé ici par le transistor T_4 .

Rappelons le rôle de D_{13} (qui est une diode de la série rapide, courant élevé). Celui-ci est d'absorber une surtension inverse qui pourrait se produire si la source non régulée (+ ENR) était court-circuitée (voir précédents articles).

AMPLIFICATEUR D'ERREUR

Nous avons volontairement écarté l'amplificateur symétrique car pour être efficace, il faut que les deux transistors soient dans le même boîtier. En effet, ceux-ci dissipent une puissance assez différente (l'un étant monté en collecteur commun et l'autre en base commune). De plus, ceux-ci au-



14. Schéma de l'alimentation non régulée.

raient à supporter, dans certains cas une tension importante entre collecteur et émetteur sous un courant de quelques dizaines de milliampères (donc dissipation élevée). Le prix d'un transistor double est très élevé, souvent introuvable chez les détaillants. De plus leur dissipation et leur tension collecteur-émetteur maximales sont assez limitées ainsi que leur gain.

Finalement après de nombreuses réflexions et essais, nous avons choisi l'étage asymétrique (T_4). Celui-ci voit son collecteur alimenté en courant constant (≈ 5 mA) par T_1 (PNP). Rappelons que ce courant est déterminé par R_3 . L'avantage d'un tel système est que les variations de ENR, qu'elles aient pour origine le débit en sortie ou les variations du secteur, n'affectent pas l'action de T_4 . La valeur du courant constant a été déterminée de telle façon qu'elle soit nettement supérieure au courant base de T_3 et suffisamment petite afin que la dissipation de T_4 (et de T_1) reste dans des li-

mites raisonnables. (Puissance dissipée par T_4 $V_{ce} \times I_c$).

Lorsqu'on chauffe T_4 , (un sèche-cheveux convient très bien) on constate une diminution assez importante de la tension de sortie ER. Sachant (voir 2^e partie) qu'une diminution de R_{10} augmente la tension de sortie ER, nous avons monté D_{15} , D_{16} , D_{17} en série dans cette branche du pont diviseur qui alimente l'amplificateur d'erreur T_4 .

Il en résulte que, si celles-ci sont montées suffisamment près de celui-ci, on pourra compenser en partie l'effet de la température ambiante sur T_4 . (Attention, il n'est pas question de compenser une élévation intrinsèque de température de T_4). D'où la nécessité de limiter à une valeur faible le courant fourni par T_1 .

SOURCE AUXILIAIRE

Le transistor T_6 fournit un courant constant dans la diode zener

D_{12} compensée en température par D_{11} . Il faudra que les diodes de compensation : D_1 , D_2 , D_5 , D_7 , D_8 , D_{11} soient montées très près des diodes zener auxquelles elles sont associées. Encore une fois les compensations en température dont nous parlons dans cette dernière partie ne sont valables que pour l'action externe de la chaleur (ou du froid ?) sur les éléments : zener ou transistors. Nous insistons sur le fait qu'il n'est possible de compenser les variations internes de température (il s'agit bien sûr de l'effet de celle-ci sur la tension de jonction des éléments considérés) d'un élément que si le système de compensation se trouve dans le boîtier même de l'élément (exemple transistors doubles et diodes dites « de référence »).

LIMITATION DE COURANT

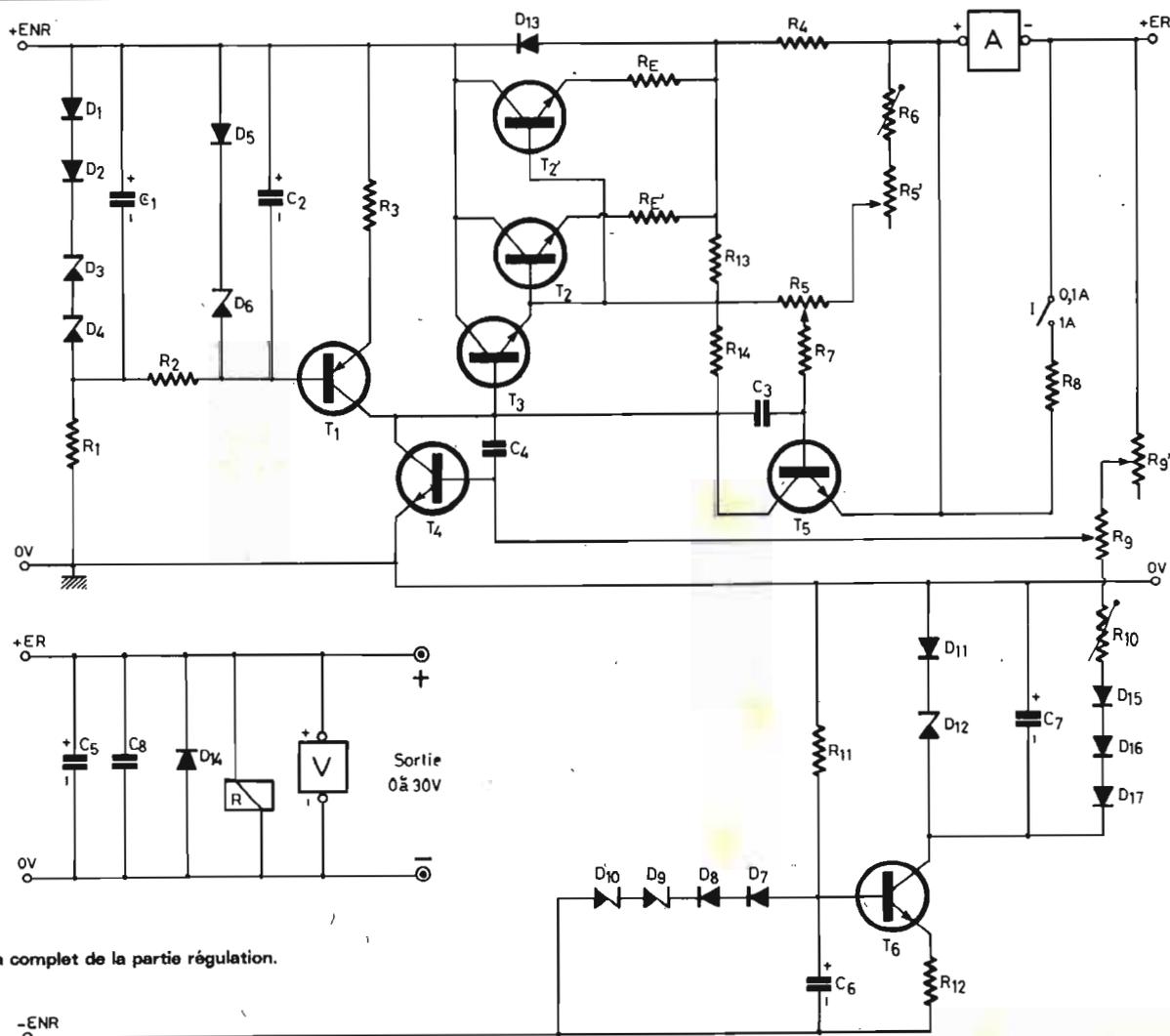
Nous continuons à penser qu'un fusible est inefficace s'il est utilisé seul. Nous n'en avons pas

mis au secondaire car un fusible rapide risquerait de fondre à la mise en route (charge des condensateurs) et un fusible à action retardée a une résistance série qui n'est pas à négliger pour des tensions faibles. Le rôle de l'élément que nous avons placé au primaire du transformateur a été expliqué plus haut.

Nous avons donc choisi la classique et efficace limitation de courant dite « à caractéristique rectangulaire ».

Signalons au passage que telle que nous l'avons réalisée dans cette série d'articles, cette limitation n'est pas compensée en température et l'on pourra observer une certaine dérive (augmentation) du courant de court-circuit du fait de l'échauffement de T_5 .

Il y a une petite différence avec les montages déjà analysés. En effet R_5 (+ R_6) qui permet un réglage du courant maximal (ou de court-circuit) n'est plus connectée directement aux bornes de la résistance de limitation R_4 . En effet, dans les montages précédents



15. Schéma complet de la partie régulation.

il fallait plus de 0,6 V aux bornes de R_4 pour que le limiteur entre en action. Cela impliquait une valeur assez importante pour R_4 (près d'un ohm).

Malgré ce que nous avons dit sur l'effet de T_4 pour compenser toutes les chutes de tension qui se trouvent dans la boucle « de rétro-action », n'oublions pas que le gain de celui-ci n'est pas infini.

Comme nous avons connecté R_5 , il y a toujours plus de 0,6 V même sans débit (tension base-émetteur de T_2) aux bornes de R_5 (+ R_6). Il faut noter que grâce à ce procédé (qui n'est pas parfait) R_4 se verra une valeur très raisonnable et qu'à la moindre tension à ses bornes on commandera T_5 ($R_4 \approx 0,5 \Omega$).

GALVANOMETRES

Nous avons choisi un voltmètre de 0 à 30 V et un appareil de 100 mA pour le courant débité en sortie. Grâce à l'interrupteur I on place un shunt en parallèle sur A de façon à ce que la déviation totale soit pour 1 A dans une position (voir la mise au point).

On constate que celui-ci est placé dans la boucle de rétro-action, donc en théorie, sa résistance interne n'influe pas sur la régulation. En fait, ce que nous avons dit sur le gain de l'étage T_4 nous oblige à choisir un modèle à très faible résistance interne ou à s'en passer (1).

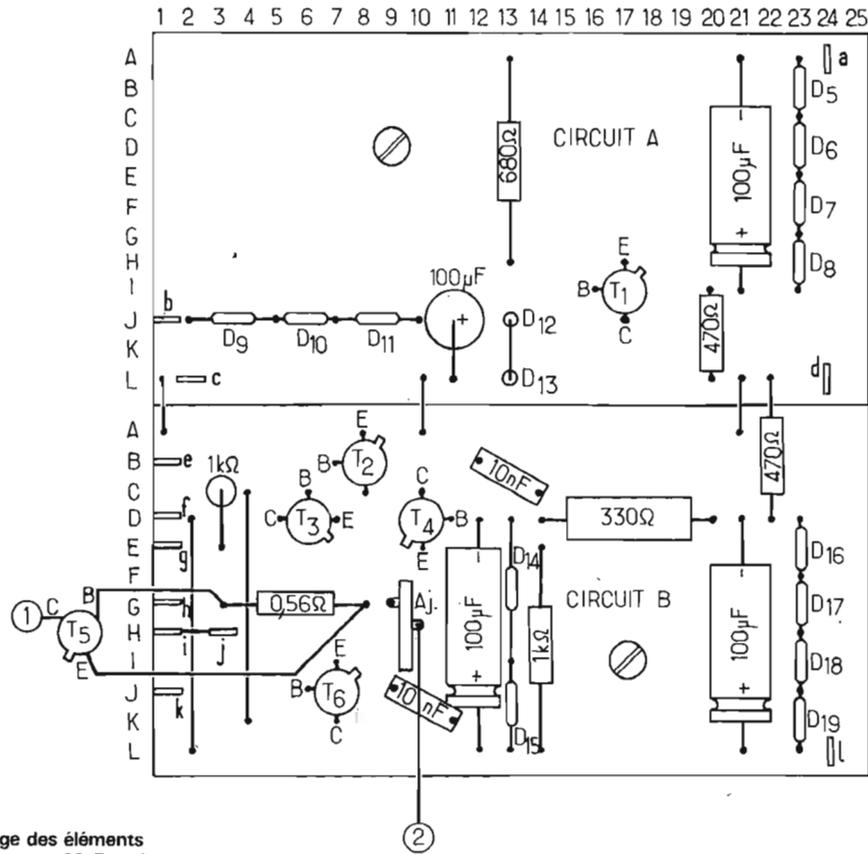
SORTIE

D_{14} est une diode rapide du même type que D_{13} , elle évite la destruction de l'alimentation si l'on connecte par erreur une tension inverse sur la sortie. (N'oublions pas qu'en inverse la plupart des transistors ne supportent pas 10 V entre base et émetteur). C'est pratiquement ce qui se produit lors du fonctionnement du relais R (extra-courant de rupture).

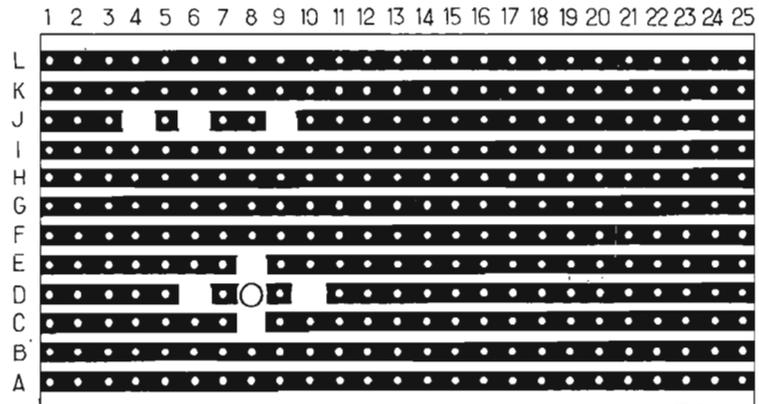
ROLE DU RELAIS R

Lorsque la sortie est mise en court-circuit et que le système de limitation est réglé, le ballast va devoir dissiper une puissance très importante. En effet pour qu'à 30 V la régulation soit correcte, il faut que la source non régulée

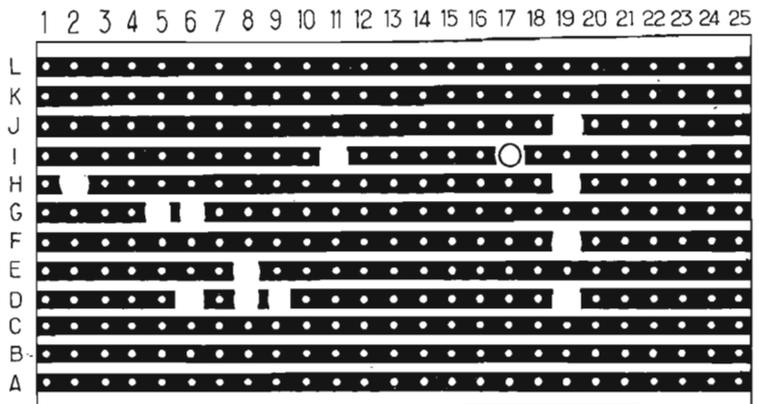
(1) Se méfier des semi-conducteurs ne portant pas le sigle ou le nom en clair du fabricant.



Montage des éléments sur plaquette M. Board



Circuit A



Circuit B

+ ENR soit assez élevée (ici 45 V). De plus l'action du limiteur présentant un coude important celui-ci devra être réglé à $\approx 1,5$ A afin qu'il ne perturbe pas la régulation pour le débit maximal prévu (1 A). Dans ces conditions le ballast peut avoir à dissiper ≈ 45 V x 1,5 A soit ≈ 90 W. Ce que nous avons dit sur la dissipation réelle possible des transistors nous fait craindre pour la vie de T_2 (2 x 2 N 3055 sur radiateur).

Il est alors intéressant que + ENR soit réduite dans les deux cas suivants : mise en court-circuit de la sortie — réglage de la tension de sortie vers les faibles valeurs de ER.

Réglons notre alimentation à son minimum (presque zéro volt). Puis faisons augmenter progressivement sa tension. On constate qu'aux environs de 12 V (valable pour le relais que nous avons utilisé) le relais R se met au travail. La tension + ENR qui était ≈ 35 V passe à ≈ 45 V car le relais R commutent un enroulement supplémentaire du transformateur (figure 14). Ce qui permet une bonne régulation pour les tensions de sortie élevées.

En effet pour que le ballast T_2 régule la tension de sortie, il faut bien disposer d'une réserve suffisante de tension. Nous devons donc toujours avoir une chute de tension d'au moins 10 à 15 V à ses bornes pour une bonne efficacité de l'ensemble régulateur.

Lorsque l'on atteint 30 V le relais prévu pour 24 V nominaux n'est pas en danger (les fabricants dans leurs notices les garantissent toujours pour une tension supérieure).

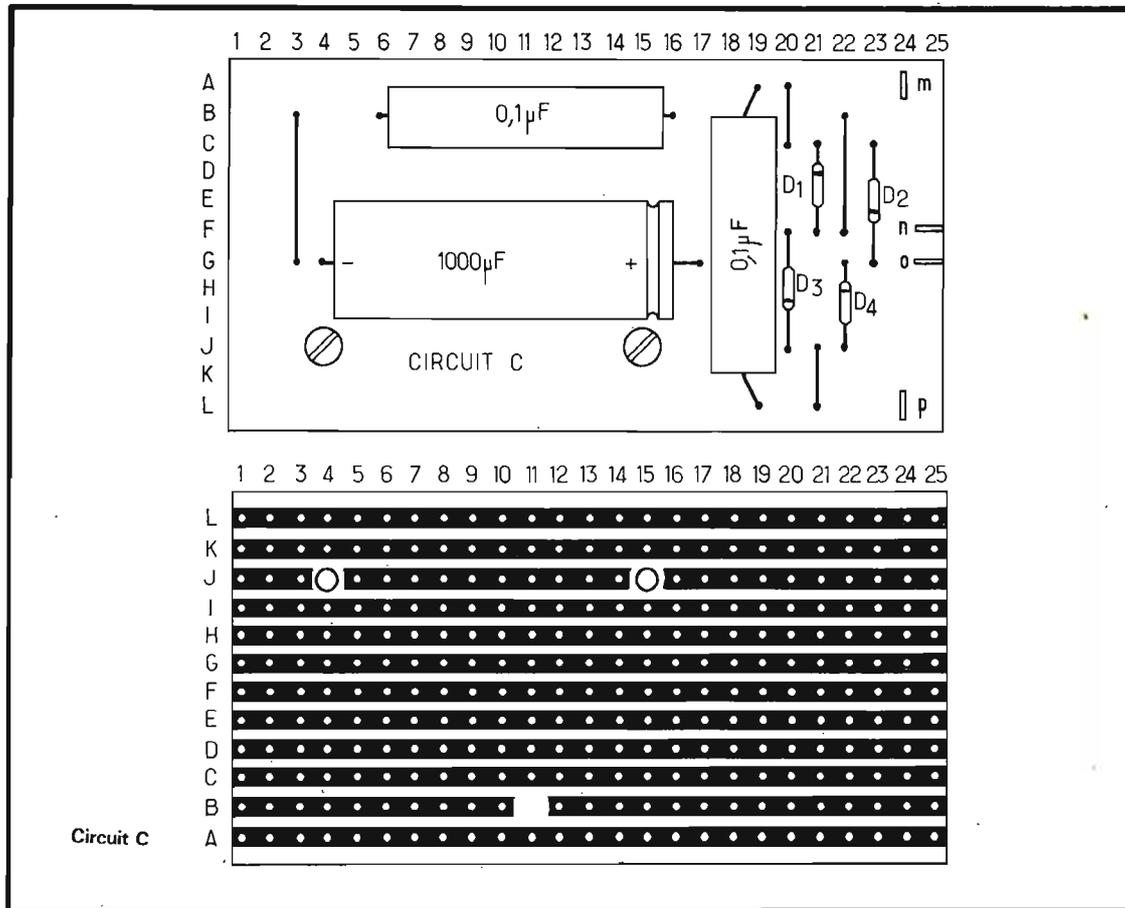
Diminuons, par R_9 la tension de sortie. Le relais R ne repassera au repos que pour une tension nettement inférieure à la valeur précédente (dans notre cas il passe au repos pour ≈ 7 V). Cette différence correspond à l'hystérésis du relais.

A ce moment + ENR redescend à ≈ 35 V.

Lorsque la sortie est mise en court-circuit le relais ne peut être ou rester au travail, quelle que soit la tension de sortie. Ainsi dans ce cas T_2 n'aura jamais que 70 W à dissiper, ce qu'il peut supporter moyennant la mise en œuvre d'un bon refroidisseur.

Certains lecteurs pourront s'étonner que nous critiquions les fusibles pour la lenteur de leur action et que nous employions un relais de modèle courant.

N'oublions pas que le ballast



est déjà « protégé » par la limitation de courant.

En effet, ce qui limite la puissance qu'il peut dissiper vient, nous l'avons dit, de la température maximale que sa jonction peut supporter.

Lorsque la sortie est en court-circuit et que le ballast « doit dissiper » ≈ 90 W, il s'écoule plusieurs minutes (capacité thermique) avant que sa température ne prenne des proportions dangereuses. Dans ces conditions, le travail du relais est très correct et limite très rapidement la dissipation de T_2 à ≈ 70 W.

Le reste du schéma appelle peu de commentaires. Signalons le rôle de R_7 . Elle évite une trop grande dissipation de T_5 en cas de court-circuit de la sortie et lorsque R_5 est réglée pour le débit maximal de T_2 . Ajoutons qu'il faut éviter lorsqu'on conçoit une alimentation, la multiplicité des capacités « anti-oscillation ». Parfois le remède est pire que le mal et loin de s'amortir les oscillations augmentent en proportion.

CONSEILS DE MONTAGE

Nous conseillons vivement de câbler l'ensemble avec du fil de

très forte section et de faible longueur. De relier les masses en étoile et sur un seul point du châssis métallique. En effet l'auteur a eu de gros problèmes lors de la réalisation de sa maquette à cause des longueurs de fils (il a détruit notamment un certain nombre de transistors). En raccourcissant les connexions tout est rentré dans l'ordre !

Signalons enfin que les fils porteurs de courant alternatif doivent longer le châssis et être le plus éloignés possible de ceux porteurs de courant continu. Cette dernière remarque s'applique également aux conducteurs porteurs de courants forts et ceux porteurs de courants faibles.

Nous insistons donc sur le câblage car de son « soin » dépend les performances et le bon fonctionnement de cette alimentation. Ne pas oublier que en cas de déboires, il est nécessaire de vérifier tous les composants semi-conducteurs avant la remise sous tension, sous peine d'en détruire d'autres.

MISE AU POINT

Après avoir câblé toute l'alimentation (avec les composants indiqués !) et tout contrôlé, mettons sous tension. Vérifier qu'à

vide la sortie peut se régler de presque zéro volt à plus de 30 V par R_9 (R_{10} réglée à zéro). Régler R_{10} pour que en fin de course de R_9 la sortie soit à 30 V et apposer une goutte de vernis à ongle (ou mieux si les lecteurs sont équipés) sur R_{10} . Court-circuiter l'appareil A. La sortie étant réglée à ≈ 30 V régler R_6 à son maximum. Puis court-circuiter la sortie (+ ER) avec la masse par un ampèremètre (calibre > 2 A).

Régler R_5 pour obtenir un maximum sur l'ampèremètre (il devrait être inférieur à ≈ 1 A) et régler R_6 à ≈ 2 A (voir plus haut la justification de cette valeur). On fixe alors le réglage de R_6 par une goutte de vernis (Pendant ce temps le ballast chauffe !).

On vérifie alors (la sortie toujours en court-circuit) que le réglage de R_5 couvre de quelques centièmes de mA à 2 A ou un peu plus. On supprime alors le court-circuit en sortie afin de laisser T_2 se refroidir un peu (!).

A ce moment on touche du doigt les autres transistors : aucun ne doit chauffer exagérément (ailettes en place). Ensuite nous allons supprimer le court-circuit de l'ampèremètre destiné à notre alimentation (A) et actionner l'interrupteur I sur la position « 1 A », avec R_8 au minimum, et faire débiter l'alimentation sur

des résistances à forte dissipation.

Nous déconseillons totalement l'emploi de lampes comme charge car elles risquent de faire subir à notre ampèremètre des surintensités qu'il ne pourra pas supporter.

On trouve d'ailleurs à prix réduit, des résistances bobinées de forte dissipation (et moins chères que les lampes). L'alimentation étant réglée sur 30 V, on branche la charge ($\approx 30 \Omega$ 30 W) en série avec un ampèremètre étalonné (calibres > 2 A d'un bon contrôleur universel).

On ajuste par R_8 la lecture de celui-ci avec notre appareil A (Attention R_8 dissipe beaucoup).

On supprime notre ampèremètre « étalon » et l'on rebranche la résistance de 30Ω (attention elle est très chaude !) en vérifiant que la lecture sur A est identique à la première. Il nous semble utile de figurer cet étalonnage si l'ampèremètre utilisé est ferro-magnétique (donc de prix et de précision réduits).

L'alimentation est prête à fonctionner. Il reste divers contrôles à effectuer afin de n'avoir pas de surprises par la suite.

CONTROLES

Vérifier que lorsqu'on règle par R_9 la tension de sortie de zéro vers 30 V, qu'aux environs de 12 V (sans précision) le relais passe au travail et que +ENR fait alors ≈ 45 V (sans grande précision) puis lorsqu'il repasse au repos +ENR fait ≈ 35 V. Si vous possédez un oscilloscope ou si vous pouvez travailler quelques

minutes sur ce genre d'appareil, nous pensons qu'il est indispensable de vérifier que la forme de la tension de sortie à vide comme en charge et pour toutes les tensions, ne prenne pas une allure anormale (différente des dents de scie correspondant au ronflement).

Si c'était le cas on devrait constater au voltmètre et simultanément une baisse de ER incompatible avec une bonne régulation (1 volt ou plus).

Ne pas prolonger l'essai. Revoir le câblage et contrôler tous les semi-conducteurs (un ohmmètre de bonne qualité suffit) avant la remise sous tension. Si ce défaut n'avait lieu qu'aux tensions de sorties élevées (≈ 25 à 30 V) il est probable que +ENR serait < 45 V (1).

PERFORMANCES OBTENUES

Ronflement : Pour un débit variant entre 0 et 100 % (1 A) à toutes les tensions entre 1 V et 30 V le ronflement mesuré était inférieur à 4 nV crête à crête.

Régulation globale :

La limitation étant réglée à ≈ 2 A et le débit en sortie étant de ≤ 1 A, à midi, moment où la tension du secteur varie beaucoup nous avons relevé les chutes de tension suivantes grâce au montage de la figure 16 (l'appareil A étant court-circuité). (Voir tableau ci-dessus).

On voit que les performances sont très bonnes. Elles seraient supérieures si on supprimait la limitation de courant. On constate, comme dans toute alimentation

Tension de sortie	Chute de tension	régulation
30 V	20 mV	$\approx 7 \times 10^{-4}$
22 V	20 mV	$\approx 9 \times 10^{-4}$
10 V	20 mV	$\approx 2 \times 10^{-3}$
5 V	20 mV	$\approx 4 \times 10^{-3}$
2,5 V	20 mV	$\approx 8 \times 10^{-3}$

régulée, que la chute de tension (pour un débit constant en sortie) est pratiquement toujours la même. C'est ce qui explique que la « régulation » semble moins bonne aux faibles tensions.

Protection :

La protection contre les courts-circuits est efficace pour toutes les tensions de sortie. Mais attention ! Au bout de quelques instants (de court-circuit), les ballasts chauffent énormément. Ils conviendra donc de ne pas prolonger à plaisir cet état.

Une protection plus efficace aurait pu être mise en œuvre mais elle complique le montage qui comporte suffisamment d'éléments. Pour une meilleure limitation et des performances générales supérieures, il est préférable à l'heure actuelle de mettre en œuvre, des circuits intégrés.

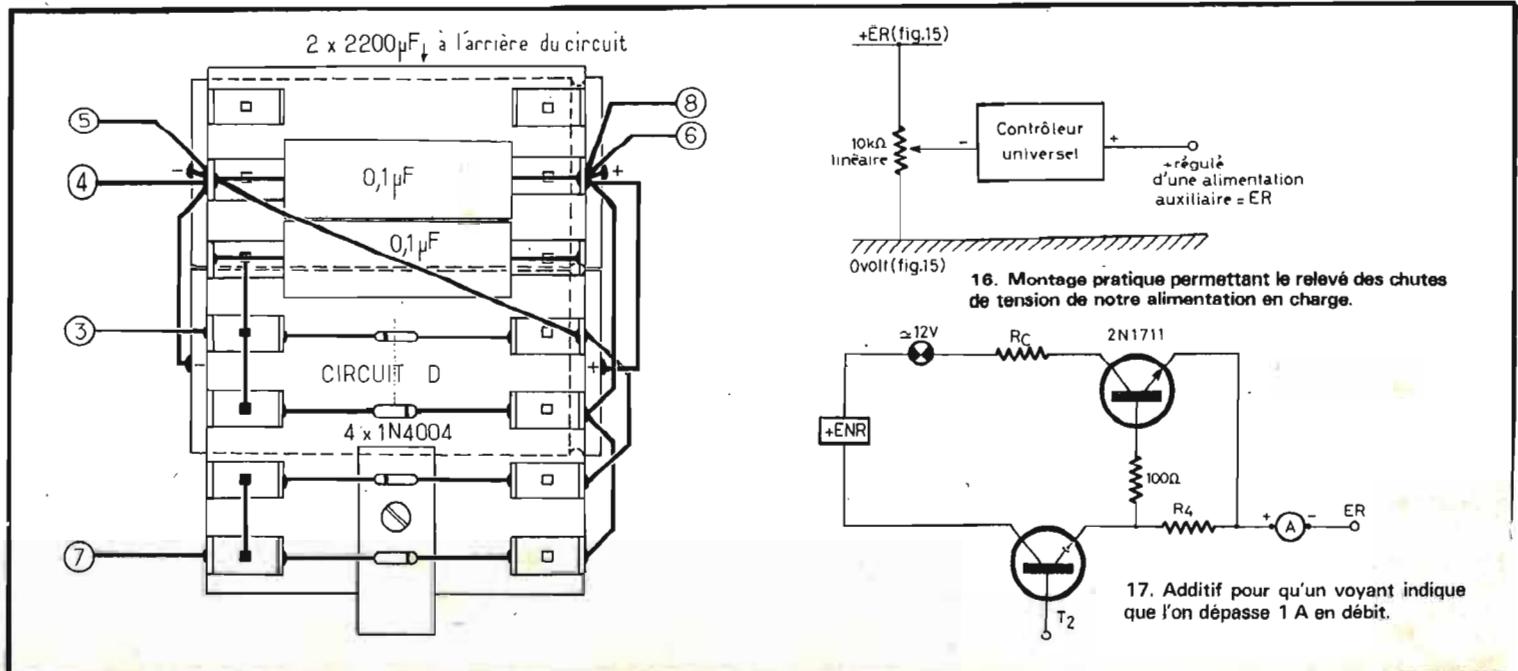
La résistance interne se déduit de la chute de tension obtenue. Nous rappelons qu'elle se calcule par la formule V/I soit ici $0,02 \Omega$.

INDICATEUR DE DEBIT

Pour ceux qui le penseront utile nous avons adjoint un voyant

qui indique que le débit a dépassé 1 A. La figure 17 donne les modifications à apporter. Selon le type du voyant (qui sera de toutes façons à incandescence et dont la tension sera inférieure à 20 V) il conviendra d'ajuster R_C pour que celui-ci éclaire correctement. On commencera donc par mettre en œuvre une résistance de 1 k Ω ou plus et l'on fera débiter plus d'un ampère en sortie. Il est normal que le voyant éclaire progressivement, puis parfaitement lorsqu'on augmente lentement le débit. Cela correspond à un travail normal du transistor puis c'est la saturation. En principe ce voyant ne devrait pas s'allumer en service normal de l'alimentation puisqu'on l'a déterminé pour « sortir » 1 A au maximum. Mais à cause du coude assez flou donné par notre limiteur nous l'avons dû régler à 2 A en court-circuit de la sortie car sinon le système de protection détruirait par trop la stabilisation. Le voyant indique donc que l'alimentation régule moins bien et que l'on fait chauffer exagérément les éléments ballasts.

En fait l'alimentation peut donc débiter 2 A mais à performances moins bonnes.



CONCLUSION

A ce stade de notre article nous pensons que le lecteur, s'il a réellement essayé tous les montages que nous lui avons proposé, doit être familiarisé avec les alimentations stabilisées. Nous n'avons décrit que des ensembles classiques et évidents en eux-mêmes.

MOURIER

Nomenclature (de la figure 15)

Transistors :

$T_1 = 2 \text{ N2905}$; $T_2 = T_2' = 2 \text{ N3055}$; $T_3 = T_4 = T_5 = T_6 = 2 \text{ N1711}$.

Tous avec refroidisseurs.

Diodes :

$D_1 = D_2 = D_5 = D_7 = D_8 = D_{11} = D_{15} = D_{16} = D_{17} = 1 \text{ N4148}$.
 $D_3 = D_4 = D_6 = D_9 = D_{10} = D_{12} = \text{BZX46-6 V2}$.
 $D_{13} = D_{14} = \text{ESM 181-600R}$ diode rapide Sescosem.

Condensateurs :

$C_1 = C_2 = C_6 = C_7 = 100 \mu\text{F } 15 \text{ V}$ service.
 $C_3 = C_4 = 10 \text{ nF } 100 \text{ V}$ service.
 $C_8 = 100 \text{ nF } 400 \text{ V}$ service.
 $C_5 = 100 \mu\text{F } 40 \text{ V}$ service.

Divers :

V = Voltmètre à cadre mobile 0 à 30 V. Pas d'appareils ferromagnétiques.

A = Appareil à cadre mobile 100 mA. Pas d'appareils ferromagnétiques.

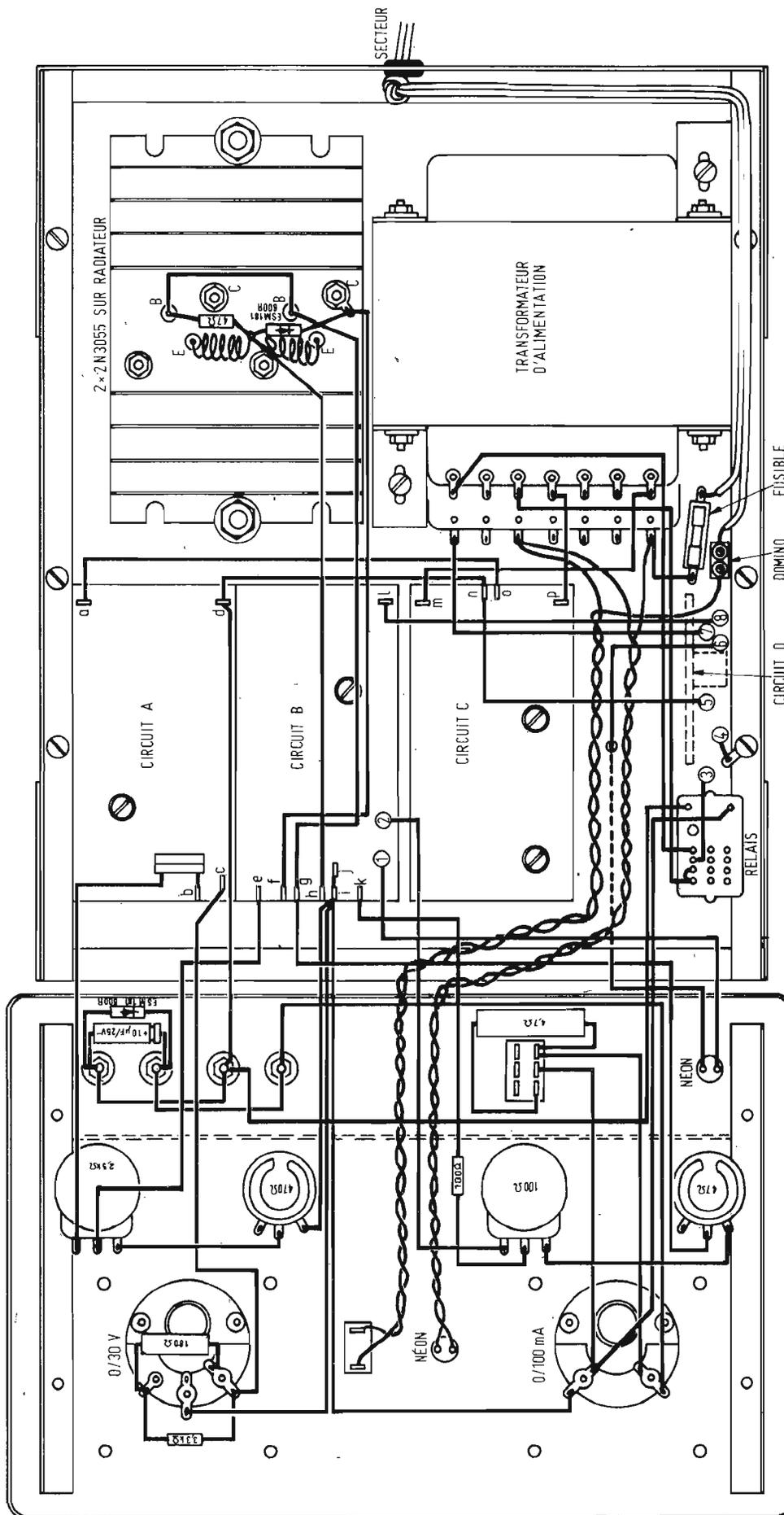
R = Relais 24 V- 1 RT à forte coupure.

I = Interrupteur tumbler de puissance.

Résistances :

$R_1 = 470 \Omega$ 3 W vitrifiée.
 $R_2 = 330 \Omega$ 1 W.
 $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$.
 $R_4 = 0,5 \Omega$ bobinée.
 $R_5 = 220 \Omega$ potentiomètre 1 W.
 $R_5' = 47 \Omega$ potentiomètre 1 W.
 $R_6 = 250 \Omega$ résistance ajustable.
 $R_7 = 1 \text{ k}\Omega$.
 $R_8 = 10 \Omega$ 25 W ajustable ous-hunt adapté.
 $R_9 = 2,5 \text{ k}\Omega$ 2 W potentiomètre.
 $R_9' = 500 \Omega$ 1 W potentiomètre.
 $R_{10} = 1 \text{ k}\Omega$ 1 W résistance ajustable.
 $R_{11} = 470 \Omega$ 1 W.
 $R_{12} = 690 \Omega$ 1 W.
 $R_{13} = 47 \Omega$ 1 W vitrifiée.
 $R_{14} = 1 \text{ k}\Omega$.
 $R_E = R_E' = 0,5 \Omega$ 3 W, si possible réalisée avec du fil résistant et enroulé sur petite ferrite.

N.D.L.R. : Les plans de câblage de cette alimentation correspondent à notre maquette, ne sont donnés qu'à titre indicatif et peuvent varier en fonction du boîtier choisi.



le piézoxyde céramique piézoélectrique

LE piézoxyde est un oxyde piézo-électrique à base de zirconate titanate de plomb. Il a une structure cristalline et est obtenu par frittage à haute température.

Les piézoxydes sont utilisés dans de nombreuses applications dont le but est la transformation de l'énergie mécanique en énergie électrique et réciproquement. Ils entrent dans le domaine des applications couvertes par le titanate de baryum, avec une grande amélioration des caractéristiques spécifiques (principalement le facteur de couplage, et le point de Curie).

De plus, ils sont durs, chimiquement inertes et insensibles aux agents atmosphériques.

RAPPELS SUR LA PIÉZOÉLECTRICITÉ

L'effet piézo-électrique est le phénomène par lequel des charges électriques apparaissent sur les faces de certains cristaux lorsqu'ils sont soumis à des pressions ou des tensions mécaniques (effet direct, voir fig. 1). Un tel effet est réversible, c'est-à-dire que si l'on applique une tension électrique aux bornes du cristal, on produit une déformation de celui-ci (effet inverse, voir fig. 2).

Cet effet ne peut s'observer que dans les corps non conducteurs. De plus, pour que les électrons puissent se déplacer dans une direction privilégiée (sous l'effet des efforts de traction ou de compression), il faut que cette direction trouve son origine dans la structure même du corps.

L'effet piézo-électrique ne pourra donc se manifester que dans les corps dont l'édification par constituants élémentaires est soumise à un certain ordre.

ÉQUATIONS PIÉZOÉLECTRIQUES

Considérons un milieu soumis à un champ électrique ; la condition électrique de ce milieu est définie par deux quantités : le champ électrique E et le déplacement diélectrique D , tel que :

$$D = \epsilon \cdot E$$

où ϵ est la permittivité du milieu.

La condition élastique de ce même milieu à champ électrique nul, soumis à une force constante T , est déterminée par la relation :

$$S = s \cdot T$$

où s traduit le comportement du milieu.

La piézoélectricité mettant en jeu les comportements élastique et électrique du milieu, peut être définie par les relations suivantes :

$$\left. \begin{aligned} S &= s^E \cdot T + d \cdot E \quad (1) \\ D &= d \cdot T + \epsilon^T \cdot E \quad (2) \end{aligned} \right\} (I)$$

Dans ces relations, le choix des variables indépendantes (T et E) est arbitraire. En adoptant un autre choix pour E , on a par exemple :

$$E = g \cdot T + \frac{D}{\epsilon^T} \quad (3)$$

$$S = s^D \cdot T + gD \quad (4) \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} E &= g \cdot T + \frac{D}{\epsilon^T} \\ S &= s^D \cdot T + gD \end{aligned}} \right\} (II)$$

Les constantes s^D , s^E , ϵ^T , d et g utilisées dans ces formules sont à définir :

1) s^E , s^D

Si l'élément est court-circuité $E = 0$, les équations (1) et (4) se simplifient pour donner :

$$S = s^E \cdot T = s^D \cdot T$$

où s^E et s^D traduisent le comportement élastique du milieu (rapport déformation-contrainte) respectivement à champ constant et à densité de charge électrique constante.

2) ϵ^T

Quand il n'y a pas d'effet piézoélectrique $d = 0$, l'équation (2) donne :

$$D = \epsilon^T \cdot E$$

où ϵ^T est la constante diélectrique (rapport déplacement diélectrique-champ électrique), à contrainte constante.

3) d , g

En considérant les systèmes d'équations I et II, on obtient deux définitions différentes des constantes d et g (voir tableau ci-dessous).

4) Constante k

En faisant le rapport des pro-

Constante	Définition	Unités
d	$\frac{\text{déplacement diélectr. créé}}{\text{pression appliquée}}$	$\frac{\text{coulomb/mètre}^2}{\text{newton/mètre}^2} = \frac{C}{N}$
	$\frac{\text{déformation élast. créée}}{\text{champ électrique appliqué}}$	$\frac{\text{mètre/mètre}}{\text{volt/mètre}} = \frac{m}{V}$
g	$\frac{\text{champ électrique créé}}{\text{pression appliquée}}$	$\frac{\text{volt/mètre}}{\text{newton/mètre}^2} = \frac{V \cdot m}{N}$
	$\frac{\text{déformation élast. créée}}{\text{déplacement diélectr. appl.}}$	$\frac{\text{mètre/mètre}}{\text{coulomb/mètre}^2} = \frac{m^2}{C}$

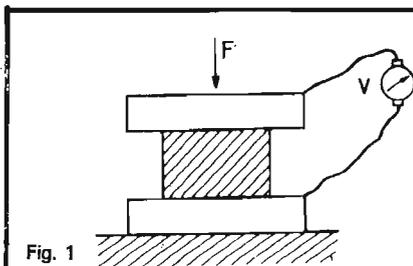


Fig. 1

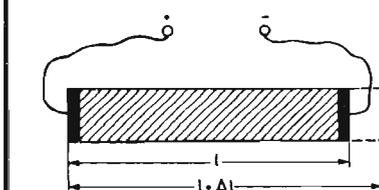


Fig. 2

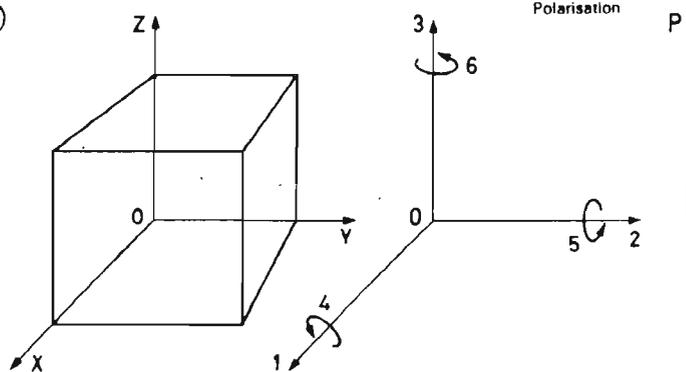


Fig. 3

Polarisation

P

duits en croix des coefficients dans les équations (1) et (2) puis (3) et (4), on obtient :

$$d^2/s^E \varepsilon^T = k^2 \quad (5)$$

$$g^2 \varepsilon^T / s^D = k^2 / (1 - k^2) \quad (6)$$

Introduit de cette façon, k semble n'être qu'une quantité numérique pratique. Cependant, k a un sens physique. Aux fréquences très inférieures à la fréquence fondamentale de résonance mécanique k^2 peut s'exprimer par :

Fréquence faible k^2

$$= \frac{\text{énergie convertie}}{\text{énergie appliquée}} \text{ fréq. faible}$$

Cette formule est valable aussi bien pour les transformations électriques — mécaniques que mécaniques — électriques, mais ne représente pas nécessairement le rendement total (rapport de la puissance convertie utile à la puissance appliquée) qui peut être beaucoup plus faible que k^2 aux basses fréquences. Par contre, pour les **transducteurs** utilisés à la **résonance**, le rendement total est, généralement, beaucoup plus grand que k^2 .

DESCRIPTIONS

Dans les matériaux piézo-électriques polarisés, les constantes dépendent de la direction du champ électrique, du déplacement diélectrique, de la contrainte appliquée et de la déformation du milieu. En conséquence, les indications des directions sont représentées par des symboles.

Pour les céramiques polarisées, la direction de polarisation positive est habituellement prise suivant l'axe Z d'un repère cristallographique orthogonal direct X, Y, Z. Comme ces matériaux ont une symétrie polaire, les sens choisis pour les axes X et Y n'ont aucune importance.

Les directions de axes X, Y, Z, notées respectivement 1, 2 et 3, et les couples sur les axes notés respectivement 4, 5 et 6, permettent d'écrire les différents paramètres avec les annotations référant à ces indices (fig. 3).

— Constante diélectrique ε :

Le premier indice correspond à la direction du déplacement diélectrique et le second à la direction du champ électrique.

Exemple :

ε_{11}^T = constante diélectrique correspondant à un déplacement diélectrique et à un champ électrique suivant l'axe X (direction 1), la force appliquée étant nulle ($T = 0$).

— Constante diélectrique relative ε_r :

(ou permittivité relative, ou pouvoir inducteur spécifique) :

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$$

ε = permittivité absolue

ε_0 = permittivité du vide

$$= 8,85 \times 10^{-12}$$

ε_r = permittivité relative

C'est le rapport ε_r des capacités d'un condensateur construit avec le matériau comme diélectrique et d'un condensateur de dimensions identiques dont le diélectrique serait l'air. Il n'y a pas d'unité : il s'agit d'un nombre sans dimensions.

— Constante élastique s :

Le premier indice correspond à la direction de la déformation et le second à celle de la contrainte appliquée.

Exemple :

$$s_{33}^{E_1} = \frac{1}{Y_{33} E}$$

constante d'élasticité correspondant à une déformation et à une contrainte, appliquée suivant l'axe Z (direction 3) à champ électrique constant ($E = 0$).

$$s_{55}^{D_1} = \frac{1}{Y_{55} D}$$

constante d'élasticité pour un couple de déformation et un couple de contrainte suivant le plan 3-1, pour un déplacement diélectrique constant ($D = 0$).

$$Y = \frac{1}{s}$$

est appelé « module d'élasticité », rapport de la force unitaire à la déformation unitaire du matériau (ce rapport est assimilé à une constante tant que la force unitaire se trouve au-dessous de la limite d'élasticité).

— Constantes piézo-électriques d , g , k :

Le premier indice correspond à la direction du champ électrique et le second à la direction de la déformation.

Exemple : constante d

d_{33} = Constante de charge représentant la déformation subie par un élément dans la direction 3 à partir d'un champ électrique appliqué dans la direction 3.

Elle représente aussi la densité de charge électrique obtenue, dans la direction 3, à partir d'une contrainte appliquée dans la direction 3.

Application d_{33} , d_{31} (fig. 4)

Soit à calculer la déformation d'une pièce en PXE 5, de longueur 10 mm soumise à un champ électrique continu de

$$10^6 \frac{V}{m} \text{ avec}$$

$$d_{33} = 390 \times 10^{-12} \text{ m/V}$$

$$d_{31} = -178 \times 10^{-12} \text{ m/V}$$

— Contraction parallèle à OZ = d_{33} x champ électrique parallèle à OZ

$$\frac{\Delta l}{l} = 390 \times 10^{-12} \times 10^6$$

d'où

$$l = 390 \times 10^{-6} \dots 10^{-2}$$

$$l = 3,90 \mu m$$

— Contraction perpendiculaire à OZ = d_{31} x champ électrique parallèle à OZ

$$\frac{\Delta l}{l} = -178 \times 10^{-12} \times 10^6$$

$$l = -178 \times 10^{-6} \times 10^{-2}$$

$$l = -1,78 \mu m$$

Exemple : constante g

g_{31} = Constante de tension exprimant le rapport du champ électrique créé selon la direction 3, à la contrainte appliquée suivant l'axe X (direction 1).

Elle exprime aussi le rapport de la déformation suivant l'axe X (direction 1) à la densité de charge électrique appliquée aux électrodes qui sont orientées de 90° avec l'axe Z (direction 3).

Application g_{33} , g_{31}

Soit à calculer la pression à appliquer sur une pièce en PXE 5

pour obtenir un champ électrique de 10^6 V/m; avec :

$$g_{33} = 24,4 \times 10^{-3} \text{ V.m/N.}$$

Pression parallèle à OZ =

Champ électrique parallèle à OZ

$$g_{33}$$

$$= \frac{10^6}{24,4 \times 10^{-3}}$$

$$= 4,1 \times 10^7 \text{ N/m}^2 = 410 \text{ kgf/cm}^2$$

Exemple : constante k

k_{31} = Facteur de couplage entre l'énergie appliquée selon la direction 1 et l'énergie convertie dans la direction 3.

Cas spéciaux : k_p et k_r .

La figure 5 montre la vibration planaire dans un disque piézoélectrique de faible épaisseur par rapport au diamètre.

Le facteur de couplage planaire k_p pour un disque mince piézoélectrique exprime le couplage entre le champ électrique suivant la direction 3 et les déformations mécaniques simultanément dans les directions 1 et 2 résultant des vibrations radiales ; par suite, le facteur de couplage radial $k_r = k_p$.

Le facteur de couplage longitudinal pour un disque mince de forme quelconque, représente le couplage entre le champ électrique dans la direction 3 (direction de l'épaisseur) et la vibration mécanique dans la même direction (vibration longitudinale).

— Constante de fréquence N :

La constante de fréquence est le produit de la fréquence de résonance f_r par la dimension qui détermine le mode de vibration. Ce produit est constant pour un matériau donné.

Pour une vibration planaire, dans un disque rond de faible épaisseur par rapport au diamètre, la constante de fréquence est représentée par N_p produit de la fréquence de résonance par la diamètre du disque :

$$N_p = f_r \cdot d$$

(Cas de la figure 6 : disque avec $\leq 0,2 d$).

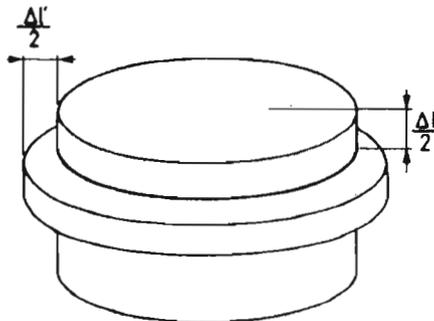


Fig. 4

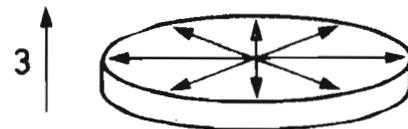


Fig. 5

La constante de fréquence pour une vibration longitudinale dans un cylindre polarisé longitudinalement est exprimée par N_2 produit de la fréquence de résonance par l'épaisseur du cylindre.

$$N_3 = f_r \cdot e$$

(Cas de la figure 7 : cylindre avec $e \geq 5 d$).

Exemple numérique :

Soit à calculer l'épaisseur à donner à un cylindre en PXE 5 pour qu'il ait une fréquence de résonance propre de 20 kHz (vibration axiale ou longitudinale). On a :

$$N_3 = 1\,850 \text{ Hz} \cdot \text{m}$$

D'après la formule générale

$$N_3 = f_r \cdot e$$

d'où

$$e = \frac{N_3}{f_r} = \frac{1\,850}{20 \times 10^3}$$

$$e = 92,5 \text{ mm}$$

POINT DE CURIE

Le point de Curie est la température à partir de laquelle le piézoxyde perd totalement ses propriétés piézoélectriques. On devra donc toujours le faire fonctionner au-dessous de cette température critique.

Il est à noter qu'une dépolarisation partielle irréversible apparaît bien en-dessous de cette température de Curie. Aussi, il est recommandé de ne pas dépasser $T_C/2$ ou $T_C =$ température de Curie.

FACTEUR DE DISSIPATION DIÉLECTRIQUE ($\text{tg}\delta$)

Angle de perte δ : c'est l'angle complémentaire de l'angle de phase entre l'intensité et la tension du condensateur considéré ci-dessus.

Ne pas oublier que δ varie avec :

- le champ électrique ;
- la température ;
- la pré-compression.

Voir figure 8 où R_s correspond aux pertes du condensateur : $\text{tg}\delta = R_s C_s \omega$.

CAPACITÉ DES PIÈCES EN PIÉZOXYDE

La capacité est celle d'un condensateur ayant comme armatures les électrodes et comme diélectrique le piézoxyde.

$$C_F = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r \cdot S}{e}$$

avec C en F, S en m^2 et e en m.

$$\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12} \text{ F/m}$$

(voir fig. 9).

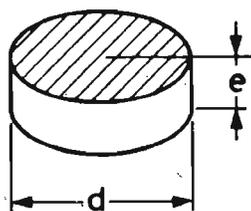


Fig. 6

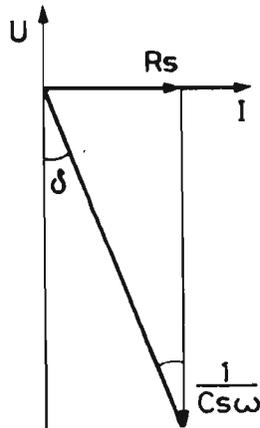
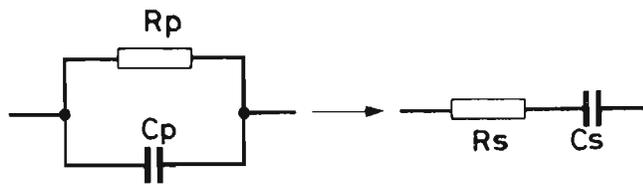


Fig. 8

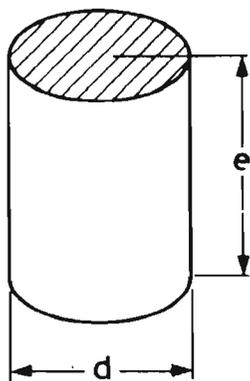
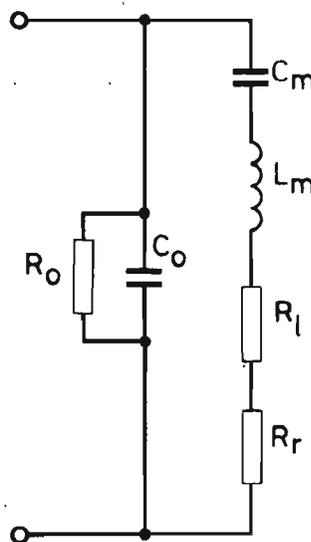


Fig. 7



- C_o = capacité du transducteur
- R_o = pertes diélectriques du transducteur
- R_i = pertes mécaniques
- R_r = énergie rayonnée
- C_m = rigidité du matériau
- L_m = masse du matériau

Fig. 10

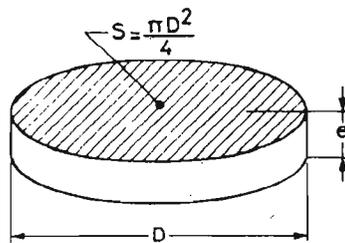


Fig. 9

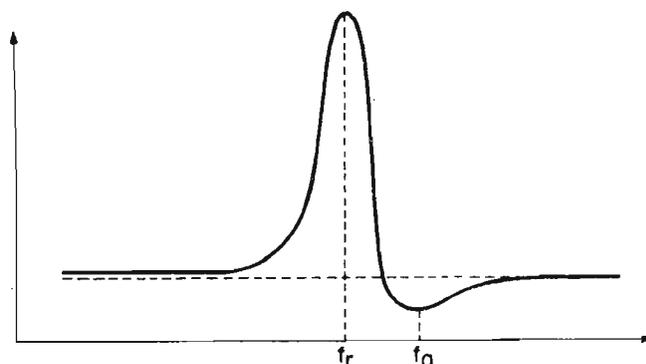


Fig. 11

COMPORTEMENT DYNAMIQUE

Un transducteur piézo-électrique fonctionnant à la fréquence de résonance peut être représenté par le circuit équivalent de la figure 10.

Si on porte sur un graphique l'admittance électrique d'un transducteur en fonction de la fréquence, on obtient la courbe de résonance représentée sur la figure 11.

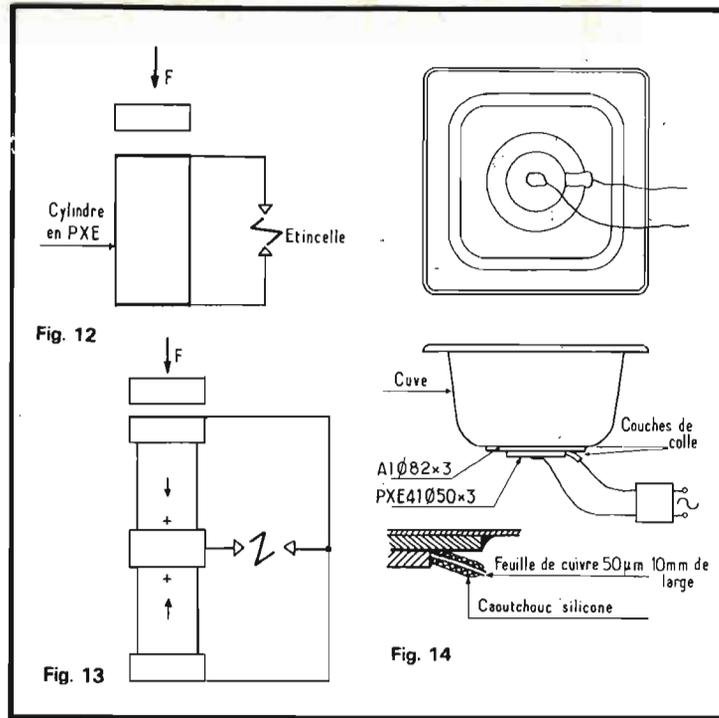
DIFFÉRENTES VARIÉTÉS DU PIÉZOXYDE

La composition du piézoxyde et les procédés d'usinage ont été choisis de façon qu'un grand nombre d'applications puissent être obtenues avec le plus petit nombre de variétés.

Le tableau ci-dessous en indique les caractéristiques techniques :

PXE 4 : Faibles pertes. A toutes les propriétés requises pour être utilisé dans les applications ultrasoniques de forte puissance. Convient tout particulièrement pour des applications de haut rendement à la résonance.

Ses propriétés en font également un bon matériau pour la production de hautes tensions (systèmes quasi statiques).



PXE 5 : Est recommandé pour les conversions d'énergie électromécanique au-dessous de la résonance et pour des applications à la résonance nécessitant de faibles énergies. Facteur de couplage élevé, constante de charges élevée.

Ce matériau réunit à la fois un coefficient de couplage élevé et une constante de charge piézo-électrique élevée. Il convient par-

faitement pour toutes applications de faible puissance ; il convient également très bien pour des applications à la non-résonance (pick-up, contrôle de mouvement, microphones, jauges de pression et d'accélération, hydrophones). On peut également employer le PXE 5 pour des applications à la résonance de faible puissance (par exemple trans-

ducteur pour télécommande). Cette variété a une très bonne stabilité dans le temps et une résistivité électrique importante aux fortes températures.

PXE 21 : Matériau idéal pour la production de haute tension par choc : grande constante diélectrique, bonne résistance à des charges répétées, grande sensibilité à la tension. Il convient particulièrement pour les systèmes d'allumage à percussion.

PXE 22 : Matériau spécialement développé pour l'allumage des gaz : forte constante diélectrique et grande constante de tension.

Ce matériau est capable de supporter de fortes charges sans dépolariation notable.

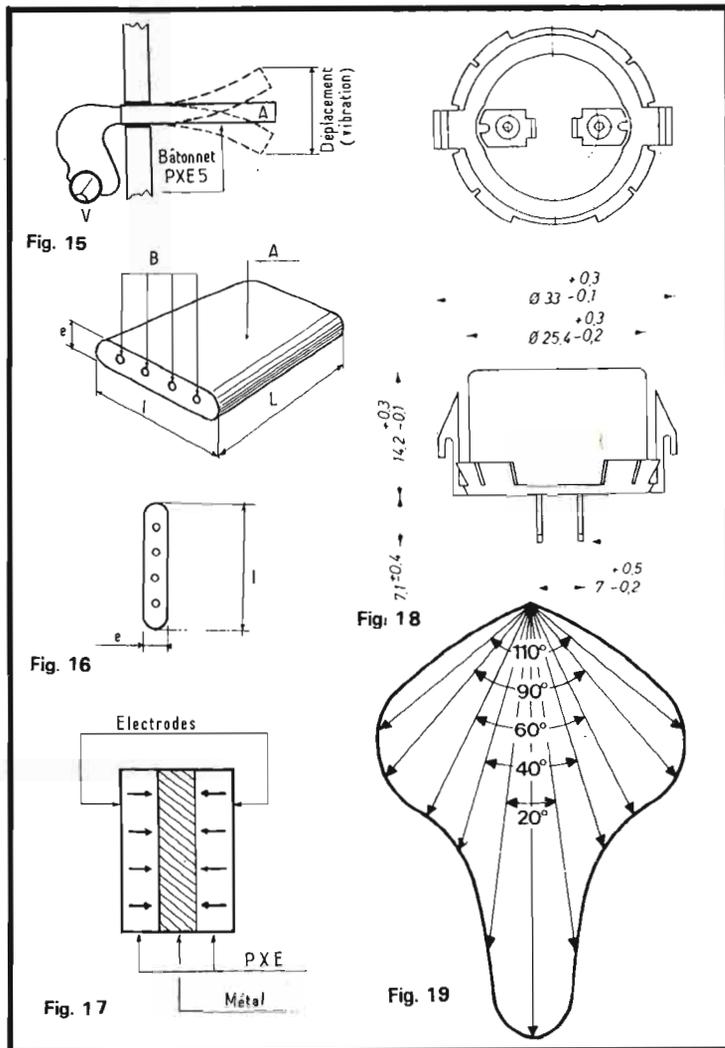
PXE 41 : Matériau caractérisé par de très faibles pertes diélectriques et mécaniques qui en font le matériau le mieux adapté pour la production d'ultrasons de haute intensité quand la température reste inférieure à 80 °C.

Ses qualités en font également un très bon matériau pour l'allumage des gaz avec des systèmes mécaniques de type quasi statique (squeeze).

PXE 42 : Nouvelle variété créée plus spécialement pour les ultra-sons de puissance (nettoyage industriel, ultra-sons de puissance dans l'air, etc.). Ses qualités

MATÉRIAUX	PXE 4	PXE 5	PXE 21	PXE 22*	PXE 41*	Unités
Caractéristiques mécaniques						
Masse spécifique	7,50	7,60	7,75	7,75	7,9	10 ³ kg/m ²
Constante de Poisson	env. 0,3	env. 0,3	env. 0,3	env. 0,3	env. 0,3	
Module d'élasticité Y_{11} diamétral	0,77	0,65	0,66	0,66	0,82	10 ¹¹ N/m ²
Module d'élasticité Y_{33} axial	0,75	0,53	0,55	0,53	0,69	10 ¹¹ N/m ²
Module de rigidité $Y_{44} = Y_{55}$		0,26				10 ¹¹ N/m ²
Caractéristiques électriques						
Point de Curie T_c	265	285	270	270	315	°C
Constante diélectrique relative $\epsilon_{33}^T/\epsilon_0 = \epsilon_r$	1 750	1 800	1 750	2 250	1 200	
Résistance spécifique ρ_l à 25 °C	10 ¹¹	10 ¹²	10 ¹⁰	10 ¹¹		Ω m
Constante de temps $T = TR = \rho_{el}/\epsilon^T_{33}$	≥ 25	≥ 250	≥ 25	≥ 30		min.
Facteur de dissipation diélectrique $\text{tg } \delta$	0,6	2,0	1,6	1,6	0,25	10 ⁻²
Caractéristiques électro-mécaniques						
Facteur de couplage K_p	0,55	0,58	0,62	0,62	0,58	
Facteur de couplage K_{31}	0,32	0,33	0,37	0,37	0,34	
Facteur de couplage K_{33}	0,64	0,70	0,72	0,72	0,68	
Constante de charge piézo-électrique d_{31}	- 141	- 178	- 180	- 200	- 123	10 ⁻¹² C/N
Constante de charge piézo-électrique d_{33}	290	390	390	450	265	10 ⁻¹² C/N
Constante de tension piézo-électrique g_{31}	- 9,4	- 11,3	- 11,5	- 10	- 11,6	10 ⁻³ Vm/N
Constante de tension piézo-électrique g_{33}	18,7	24,4	25	22,5	25,0	10 ⁻³ Vm/N
Facteur de qualité (QME)	- 500	- 80	- 80	- 80	- 2 000	
Constante de fréquence N_p	2 200	2 000	2 000	2 000	2 200	Hz . m
Constante de fréquence N_1	1 620	1 460				Hz . m
Constante de fréquence N_3	2 050	1 850	1 900	1 900	2 000	Hz . m

La relation entre la température et la résistance spécifique est approximativement donnée par : $(T) = (25 \text{ °C}) \times 10a (T - 25)$. La signification des indices utilisés est la suivante : p = radial ; 31 = transversal ; 33 = longitudinal.



mécaniques sont très élevées et son facteur de pertes $\tan \delta$ est très bas. De plus, ce matériau présente une très bonne résistance à la température.

QUELQUES APPLICATIONS PRATIQUES DES PIÉZOXYDES

En réalité, les applications pratiques des matériaux piézoxydes sont multiples. Citons en vrac : Briquets ; allume-gaz de tous genres ; allumage des projectiles ; explosions à distance ; nettoyage industriel et domestique ; émetteurs d'ultrasons dans l'air ; sonars ; écho-sondeurs ; soudage des plastiques ; humidificateurs ; pulvérisateurs ; têtes lectrices de pick-up ; sonnettes ; haut-parleurs tweeters ; microphone ultrasonique ; transducteur 36 kHz ; alarme ou télécommande ; essais non destructifs des matériaux ; médecine ; hydrophones ; lignes à retard ; détecteur de niveau ; accéléromètres ; détection de rupture de fil (tréfilierie) ; guitares électroniques ; clavier d'imprimante ; etc.

Nous allons seulement exami-

ner quelques-unes de ces nombreuses applications.

ALLUMAGE DES GAZ

Un choc (ou une pression statique) appliqué sur les faces planes d'un cylindre engendre une haute tension de plusieurs kilovolts. Cette haute tension appliquée à des électrodes appropriées provoque le passage d'une étincelle convenable pour l'allumage des gaz (fig. 12).

Afin d'augmenter l'énergie de l'étincelle, il est possible d'utiliser deux cylindres placés bout à bout et réunis électriquement en parallèle (fig. 13).

Dans les mécanismes fonctionnant par choc, on emploie le plus souvent des cylindres de PXE 21 (pour $T_3 = 5\,000\text{ N/cm}^2$, on obtient 20 kV à circuit ouvert), et des cylindres de PXE 41 avec les mécanismes fonctionnant par pression statique (pour $T_3 = 7\,500\text{ N/cm}^2$, on obtient 32 kV à circuit ouvert).

Applications : Allume-gaz portatifs, allumage des chauffe-eau, des cuisinières, des fours industriels, etc.

ULTRASONS DE PUISSANCE

Des rondelles ou disques, convenablement excités en tension et adaptés acoustiquement, créent des ultrasons de puissance ; c'est l'application la plus courante de « l'effet inverse ».

La sonde est composée de disques ou de rondelles en PXE 42 et sert d'émetteur à ultrasons. On réalise ainsi un transducteur à haute intensité couramment employé en nettoyage industriel.

Un exemple simple est montré sur la figure 14 ; il convient pour une cuve de nettoyage de petits objets (bijouterie, horlogerie, dentisterie, etc.). La sonde est constituée de disques $\varnothing 50 \times 3\text{ mm}$ en PXE 41 (capacité nominale 7 nF).

La pièce à nettoyer se trouve placée dans une cuve contenant un solvant. La sonde est collée à l'extérieur de la cuve sur la partie centrale du fond (si la cuve est importante, plusieurs sondes sont nécessaires) ; alimentée par un générateur G de fréquence convenable (45 kHz, 50 W), elle devient un émetteur d'ultrasons.

La sonde transmet au solvant contenu dans la cuve, des ondes de pression et de dépression. Si les conditions de résonance sont atteintes, le liquide devient alors le siège d'un train d'ondes stationnaires, et sous certaines conditions de pression apparaît le phénomène de cavitation. Le liquide se « déchire » littéralement en petites bulles de « vapeur » qui se referment ensuite brutalement en puissantes micro-impulsions. Les pressions engendrées par ces micro-impulsions sont énormes (de l'ordre de 500 bars) ; ainsi les salissures et impuretés, même les plus inaccessibles, sont arrachées de la pièce à nettoyer.

ÉCHO-SONDEURS

Le piézoxyde est également utilisé dans la constitution des « têtes » pour écho-sondeurs et sonars. On emploie des disques de 31,75 mm de diamètre en PXE 41 ; la direction de polarisation est axiale. L'épaisseur est de l'ordre de 14,3 mm ; en fait, elle est adaptée à la fréquence de résonance de 151 kHz ($\pm 5\text{ kHz}$).

CELLULES LECTRICES DE PICK-UP

Dans ce cas, il s'agit de bâtonnets « multimorphes » travail-

lant à la flexion. Un bâtonnet de PXE 5 multimorphe est fixé mécaniquement à l'une de ses extrémités et est soumis à une vibration mécanique (celle de la lecture du sillon d'un disque) ; il délivre une tension proportionnelle au déplacement (voir fig. 15).

La structure de ces bâtonnets (A) leur confère une sensibilité remarquable. Ils sont obtenus par extrusion (fig. 16) et les quatre trous ne jouent un rôle qu'au moment de la polarisation. En effet, ils sont argentés et servent de deuxième électrode pour la polarisation. En cours de fonctionnement, tout se passe comme si l'on avait deux pièces en parallèle.

TRANSDUCTEUR 36 kHz

L'effet piézoélectrique des PXE appliqué à la transformation d'une tension électrique alternative en une onde acoustique a permis la mise au point d'un transducteur adapté à l'air et résonnant à la fréquence de 36 kHz. Sa partie essentielle est une pièce en céramique bimorphe de forme carrée, de 8 mm de côté et de 0,63 mm d'épaisseur. L'élément bimorphe est composé de deux plaquettes de PXE 5 collées sur une plaque de métal (fig. 17) ; cette pièce est munie de deux électrodes en argent et montée dans une carcasse en matière plastique (fig. 18).

Ce transducteur est caractérisé par une capacité nominale (mesurée à 1 kHz) de 2,2 nF, une impédance d'environ 300 ohms (mesurée à 36 kHz sous une tension de 3 V) et une sensibilité en récepteur (pour $R_i = \infty$) de 4 mV/ μbar . Son diagramme de directivité est représenté sur la figure 19.

En télécommande, les applications du transducteur 36 kHz sont variées : ouverture de porte de garage, télécommande de téléviseurs, ou de projecteurs de diapositives, jouets télécommandés, etc.

Citons également, l'application dans un ensemble émetteur-récepteur d'ultrasons comportant notamment deux transducteurs et utilisant l'interruption de leur couplage acoustique (application au comptage, contrôle de niveau, de dimension, de positionnement, etc.).

Roger A. RAFFIN

Bibliographie : Document R.T.C.

Qu'est-ce que le courant électrique ?

PROMENADE AUTOUR DE LA LOI D'OHM

(Suite voir N° 1482)

AYANT pris contact avec les lois d'Ohm, nous avons vu déjà comment se comportaient les « résisteurs » (rappelons que nous utilisons systématiquement ce néologisme pour éviter la confusion entre le « résisteur », composant utilisé et la « résistance », propriété qu'a le résistor de gêner le passage du courant).

Nous avons même envisagé la notion de conductance, ce qui nous a permis de voir que la résistance d'un fil métallique était proportionnelle à sa longueur et inversement proportionnelle à sa section : nous avons extrait de ce fait la notion de « résistivité ». Nous avons également vu que, quand on place des résisteurs en **série**, leurs résistances s'ajoutent pour donner la résistance totale ; quand on les place en **parallèle**, ce sont leurs **conductances** qui s'ajoutent pour donner la conductance totale.

On pourrait penser que « nous savons tout » sur la loi d'Ohm... ce serait une attitude infiniment orgueilleuse : l'auteur de ces lignes, exerçant le métier d'électronicien depuis plus de trente ans est parfaitement conscient de ne pas **savoir** « tout » sur la loi d'Ohm...

Il reste à **savoir** comment on combine les résistances pour obtenir différentes possibilités. Cela ne sera pas trop compliqué, et la connaissance de ces quelques points nous aidera beaucoup par la suite.

L' « EFFET OHM » ET... L'AUTRE

Les physiciens aiment bien appeler « effet Chose » toute manifestation d'une loi physique. C'est l'« effet Archimède » qui les aide à se maintenir sur l'eau pendant

qu'ils nagent. Donc, pour ne pas rompre la tradition, nous appellerons « effet Ohm » l'apparition d'une différence de potentiel aux deux bouts d'un résistor quand on y fait passer un courant électrique.

Nous verrons que cet « effet » peut être fort utile, en particulier lorsque l'on souhaite, par exemple, mesurer une intensité faible, en ramenant cette mesure à celle d'une chute de tension aux bornes d'un résistor, de forte résistance, parcouru par le courant à mesurer.

Mais, hélas, il y a bien des cas où cet « effet Ohm » est une catastrophe. Bien sûr, dans un conducteur totalement dépourvu de résistance, le courant électri-

que circule parfaitement, mais... ce n'est pas évident de réaliser un tel conducteur. Nous verrons plus tard que l'on peut y arriver avec du plomb amené à $-269\text{ }^{\circ}\text{C}$... ce qui est peu pratique. On s'en **approche** avec des fils de cuivre courts et de forte section, mais on ne fait que s'en approcher.

En quoi cela va-t-il nous gêner ? En introduisant des tensions parasites dans nos circuits.

Supposons (fig. 1) que nous disposions d'une pile P parfaite, dans laquelle l'action chimique est si totale que la différence de potentiel entre le charbon (positif) et le zinc (négatif) soit rigoureusement indépendante du courant consommé (tant que ce dernier ne

dépasse pas un certain maximum).

Nous serons bien obligés de relier cette pile admirable au montage M où nous souhaitons envoyer le courant par des fils F' et F''. Ces fils ont donc des résistances, r' et r'' respectivement.

L'intensité fournie par la pile P au montage M passe par ces fils. Il y a donc, entre les points A et B, une différence de potentiel v égale à :

$$v = r' \times i$$

et, entre C et D, une autre différence de potentiel v'' égale à :

$$v'' = r'' \times i$$

Dans ces deux fils, le point par où le courant « entre » (au sens conventionnel du mot, c'est-à-dire le point où les électrons sortent) est positif par rapport à l'autre extrémité du fil. Les polarités des tensions parasites v et v'' sont celles qu'indiquent les flèches de la figure 1. Donc, même si la pile, parfaite par hypothèse, maintient entre A et D une différence de potentiel E indépendante du courant i débité, nous n'aurons plus, entre B et C, soit aux bornes de M, que la tension :

$$e = E - v' - v'' \\ = E - r' \times i - r'' \times i$$

On peut, dans cette dernière expression mettre i en facteur :

$$e = E - (r' + r'') \times i$$

Si l'on désigne la somme $r' + r''$ par r , il vient :

$$e = E - r \times i$$

où r est la résistance totale des fils F' et F''.

Donc, si nous traçons (fig. 2) la courbe donnant, pour chaque valeur de i , la tension e aux bornes de M, nous trouverons une droite descendante, ou tout au moins une portion de droite, car il se peut que des considérations diverses nous amènent à limiter le

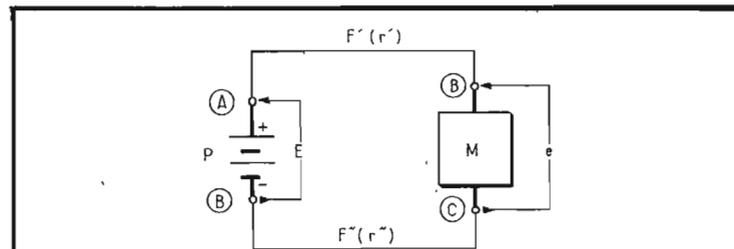


Fig. 1 Une pile « parfaite » P, reliée par des fils de résistance r' et r'' au montage alimenté M fournit, aux bornes de ce dernier, une tension e inférieure à E, en raison de la chute de tension aux bornes des fils.

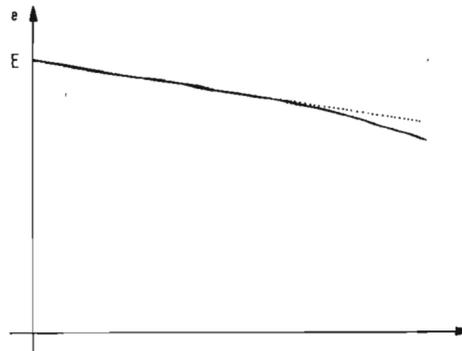


Fig. 2 - Si l'on trace la courbe donnant la variation réelle de la tension e aux bornes d'une pile en fonction du courant i débité, on voit que la loi se rapproche d'une loi linéaire (en pointillé) correspondant à une résistance parasite inhérente à la pile, placée à l'intérieur de celle-ci : c'est l'horrible « résistance interne », cause de tant de maux.

courant débité par la pile à une valeur maximale I_M .

Pour une intensité débitée I_0 , nous voyons que, au lieu d'avoir la tension E , nous avons une perte, représentée sur la figure 2 par le segment AB, correspondant à la tension aux bornes des fils F' et F'' , soit en tout $r \times i_0$.

Pour l'utilisateur, il y a là un fait désagréable : s'il veut faire des études pour lesquelles il souhaite alimenter son montage sous une tension donnée, il ne pourra le faire que si la consommation de ce montage est constante.

L'HORRIBLE « RÉSISTANCE INTERNE » !

Voici mise à jour une propriété souvent épouvantable (et quelquefois utile) des générateurs de courant : la tension qu'ils donnent n'est pas constante, elle dépend de l'intensité consommée.

On pourrait objecter que l'on peut améliorer les choses en prenant de très gros fils pour F' et F'' . C'est en partie vrai, mais... nous n'avons pas tout dit. Hélas ! La pile « admirable » envisagée plus haut n'existe pas : même à ses bornes, elle ne peut maintenir une tension E parfaitement indépendante des valeurs d'intensité débitées.

Pourquoi ? Tout d'abord parce que le zinc de la pile (et surtout le charbon) ne sont pas des conducteurs parfaits : ils ont, eux aussi, des résistances.

Ensuite (et surtout) parce que l'action chimique ne peut « reléger » les électrons immédiatement au niveau de potentiel souhaité (et constant), surtout si l'on demande à cette action un travail trop grand en un temps donné. Là aussi, l'effet se fera sentir sous forme d'une diminution de E quand on augmente l'intensité débitée i .

Comme, dans une certaine mesure, cet effet de réduction de E quand i augmente est assez proportionnel à i , on peut l'assimiler à l'effet d'une nouvelle résistance interne, qui s'ajoutera à celle des fils, du zinc et du charbon.

Il faut même préciser, quand il s'agit de piles, que la contribution (désastreuse) de l'« essoufflement de l'effet chimique » à la réduction de la tension de la pile est souvent bien plus importante que les « effets Ohm » des fils de connexion, du zinc ou du charbon de la pile.

Toute pile est donc « douée » (nous pensons que le mot « affectée » est plus exact...) d'une « résistance interne ». Puisque toutes les piles sont atteintes de cette « maladie honteuse », tout ce que nous pouvons faire, c'est de soulever que ladite résistance interne :

- soit aussi faible que possible,
 - suive bien la loi d'Ohm ;
- (ce qui serait encore meilleur serait la réunion de ces deux qualités).

Pour ce qui est d'avoir une résistance faible, on y arrive encore assez ; plus la pile est prévue pour une intensité élevée, moins sa résistance interne est grande, surtout au début de son fonctionnement. En ce qui concerne la bonne volonté que pourrait avoir ladite résistance interne à suivre correctement la loi d'Ohm... cela va moins bien.

Autrement dit, si l'on trace, pour une pile donnée, la courbe de la figure 2, donnant la tension aux bornes de la pile en fonction de l'intensité du courant consommé, on aura un tracé qui n'est qu'approximativement droit. C'est regrettable, car un terme perturbateur bien connu, proportionnel à l'intensité débitée, est un peu moins gênant à faire entrer dans les mesures et dans les calculs qu'un terme relativement fantaisiste.

Ne dramatisons pas trop. On peut tout de même, avec une approximation relativement correcte, assimiler la perte de tension aux bornes de la pile à un terme proportionnel à l'intensité du courant débité. N'oublions pas, c'est important de le noter, que ce terme parasite intervient comme une « erreur » ; ce n'est pas la tension de la pile qui suit une loi

pas très linéaire, c'est la perte de tension, la réduction de cette tension à partir de sa valeur initiale : il s'agit d'un terme de correction » (qui peut, d'ailleurs, être relativement faible si l'on a bien choisi la pile).

L'AFFREUSE RÉSISTANCE INTERNE N'A PAS DIT SON DERNIER MOT !

Puisqu'il s'agit d'un terme correctif, le mieux est donc de l'écrire sur la pile : nous allons noter : « Résistance interne $2,3 \Omega$ », et, comme cela, nous saurons que ladite pile, si elle donne 4,5 V avec une intensité débitée presque nulle, donnera, quand elle débite 0,25 A, une tension de :

$$4,5 - 2,3 \times 0,25 = 3,93 \text{ V}$$

Ce serait trop beau ! La résistance interne d'une pile varie : au fur et à mesure que la pile s'use, elle augmente (la « loi de Murphy » pouvait nous faire prévoir que la résistance interne n'avait aucune chance de diminuer !).

Autrement dit, au fur et à mesure que la pile s'use (cette usure correspond à un épuisement des produits chimiques qui assurent la production de l'électricité), on trouve une courbe tension/courant qui évolue comme l'indique la figure 3.

Au début, on trouve la courbe (1) (nous avons fait l'approximation, relativement valable, qui consiste à remplacer les courbes par des droites). La pile donne alors une tension e qui est un peu inférieure à E et qui reste relativement voisine de E même quand on lui demande l'intensité maximale I_M .

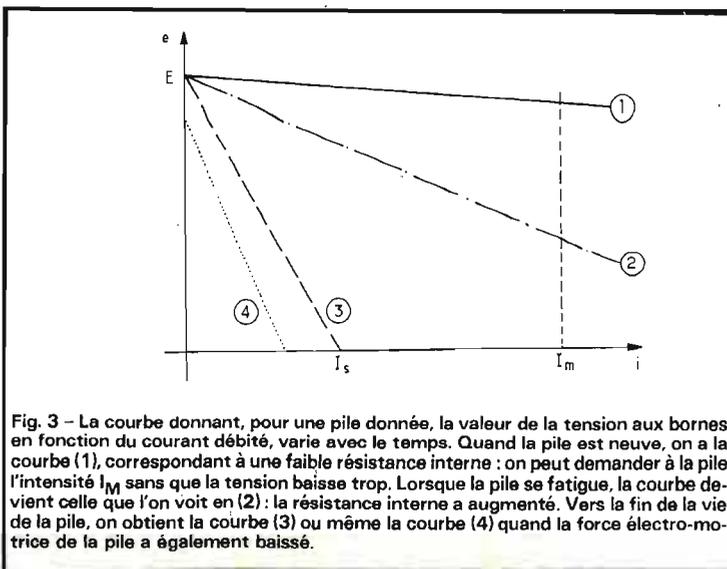


Fig. 3 - La courbe donnant, pour une pile donnée, la valeur de la tension aux bornes en fonction du courant débité, varie avec le temps. Quand la pile est neuve, on a la courbe (1), correspondant à une faible résistance interne : on peut demander à la pile l'intensité I_M sans que la tension baisse trop. Lorsque la pile se fatigue, la courbe devient celle que l'on voit en (2) : la résistance interne a augmenté. Vers la fin de la vie de la pile, on obtient la courbe (3) ou même la courbe (4) quand la force électromotrice de la pile a également baissé.

Un peu plus tard (courbe 2), la situation est bien moins bonne : la tension de la pile peut tomber très en dessous de E si l'on a besoin d'une intensité notable.

Vers la fin de la vie de la pile, on arrive à la courbe (3). On voit apparaître ici l'intensité I_S qui correspond à la mise en court-circuit de la pile : c'est l'intensité maximale que ladite pile peut débiter, même si l'on relie ses deux pôles par une résistance presque nulle. Une telle « intensité de court-circuit » était bien définie vers le début de la période d'utilisation de la pile, mais elle correspondait à une valeur d'intensité supérieure à I_M , donc à un régime de fonctionnement relativement dangereux pour notre source de courant.

On voit une chose sur ces trois courbes (1), (2) et (3) : elles se correspondent à une intensité débitée nulle et à une tension E . Cela indique que ce que l'on appelle la « force électromotrice » de la pile (F.E.M.) n'a pas varié quand la pile s'usait. C'est assez exact pour la grande majorité des piles, mais il y a tout de même vers la fin de la vie de la pile, une diminution de ladite F.E.M. : la courbe, en fin de vie, peut alors avoir l'aspect de la droite en petits points (4). Ce fait intervient franchement quand la pile commence à s'ouvrir et à faire couler des liquides désagréables et corrosifs (nous avons supposé que la pile en question était un modèle dit « sec », plus classiquement utilisé que les piles à liquides).

UN PETIT MOT (tout de même) POUR LA DÉFENSE DE LA RÉSISTANCE INTERNE

Ne soyons pas trop injustes : il y a un petit intérêt, dans certains cas, à l'existence de la résistance interne. Nous avons vu qu'il y a, dans le cas où une pile électromotrice E a une résistance interne r , un courant limite débité (courant de court-circuit) d'intensité :

$$I_M = \frac{E}{r}$$

Si cette limite est peu importante (ce qui risque, par ailleurs, d'être bien gênant), nous avons tout de même un petit avantage : il est possible de mettre la pile en court-circuit sans risques. On ne détériorera ni la pile ni les fils de connexion.

Si nous considérons, par exemple, un accumulateur au plomb, du genre de ceux qui sont couramment utilisés dans les automobiles, il est classique d'avoir une source qui a une F.E.M. (Force électromotrice) de 12 V et une résistance interne de 0,05 Ω. Bien entendu, c'est une bonne chose que la résistance interne de l'accumulateur soit aussi basse : il reste encore 8,5 V de tension quand nous consommons 70 A, valeur bien normale pour faire tourner le démarreur par temps froid. Mais, cette fois, l'intensité de court-circuit serait :

$$I_M = \frac{12}{0,05} = 240 \text{ A}$$

Une telle intensité provoquerait une détérioration très rapide, presque instantanée, de l'accumulateur. Les lecteurs de la Revue savent bien que, si l'on pose une clef (accidentellement, bien sûr) bien à plat sur les bornes de sortie d'un accumulateur de voiture, cela se passe très mal, et il y a fort à parier que le dit accumulateur a fonctionné pour la dernière fois.

UN RÉSISTEUR QUI SUIT BIEN LA LOI (D'OHM, BIEN ÉVIDEMMENT !)

Si l'on veut qu'un résistor maintienne sagement une proportionnalité rigoureuse entre la tension appliquée à ses bornes et l'intensité du courant qui le parcourt, il faut d'abord que ce soit, si possible, un fil métallique d'un métal unique. Cette condition n'est tout de même pas absolue ; il y a des composés fort divers, tel que le graphite et de nombreux agglomérés, même certains semi-conducteurs dopés, qui suivent à peu près la loi d'Ohm.

Mais, même avec un fil métallique constitué d'un seul métal, il y a encore, nous l'avons vu, une condition fondamentale à respecter pour que la proportionnalité rassurante entre l'intensité et la tension se maintienne : il faut que la température du résistor ne varie que fort peu.

Nous avons vu plus haut l'exemple du filament d'une ampoule à incandescence, passant d'une résistance R, à froid, à une valeur de 8 R, 10 R ou même 12 R à sa température normale de fonctionnement. Sans aller jusque-là, les résistors auxquels on demande simplement de suivre la loi d'Ohm avec une bonne précision seront automatiquement af-

fectés d'un échauffement sous l'influence du courant qui les parcourt. Plus la proportionnalité entre l'intensité et la tension doit être rigoureuse, moins cet échauffement doit être important.

Evidemment, on peut aussi jouer, dans une certaine mesure, sur le « coefficient de température » du résistor, exprimant la variation relative de résistance par degré Celsius de variation de température. Pour un métal simple comme le cuivre, ce coefficient est de l'ordre de 0,003/°C (ou 0,3 %/°C) autour de la température ambiante normale. Mais, pour des alliages, on arrive à réduire énormément ce coefficient. Il sera possible de maintenir une bonne proportionnalité tension/intensité, même avec une assez forte variation de température du résistor.

Donc, une fois que l'on connaît le coefficient de température du matériau dont est constitué le résistor, on peut en déduire la variation de température maximale que l'on pourra tolérer pour le dit résistor, compte tenu de la précision avec laquelle on veut lui voir suivre la loi d'Ohm. Si par exemple, la valeur de la résistance de ce résistor est définie à ± 10 % près, il est inutile de maintenir la variation de résistance due à la température en dessous de ± 1 %. Mais, si le résistor est un modèle de précision, dont la résistance est définie à 0,1 % près, il faudra se montrer bien plus sévère sur le maximum admis pour la variation de résistance en fonction de la température. D'ailleurs, même en l'absence d'échauffement par effet Joule, il faut, avec un résistor de précision, utiliser un alliage dont le coefficient de température soit très petit : il serait gênant d'être obligé d'utiliser le résistor dans un thermostat pour éliminer les effets de la variation de la température ambiante.

Toutes ces considérations nous amènent donc à limiter la variation maximale de température d'un résistor donné en fonction de la puissance qui pourra se dissiper dedans en régime normal. D'ailleurs, indépendamment de la modification possible de la résistance dudit résistor, il y a aussi une possibilité de destruction du résistor s'il chauffe trop.

C'est la raison pour laquelle les résistors sont fournis avec une indication presque aussi importante que la valeur de leur résistance : la puissance maximale qu'ils peuvent dissiper.

Cette indication n'est d'ailleurs valable que pour une ambiance donnée. Tel résistor, qui peut dissiper une puissance de 2 W quand il est dans une ambiance à +25 °C, ne supportera qu'une dissipation de 1,2 W par exemple si la température ambiante est de +55 °C. On doit donc indiquer, pour chaque résistor, la dissipation de puissance maximale à 20 °C par exemple, et la réduction de cette dissipation en fonction de l'augmentation de température ambiante (cette longue périphrase étant la seule traduction possible du mot anglais « derating », dont nous aimerions bien qu'il ait un équivalent français). On dira, par exemple :

« Résistor dissipant, à 20 °C, 0,5 W avec réduction de 3 mV/°C d'augmentation de la température au-dessus de 20 °C ».

Tous les lecteurs connaissent bien les résistors de 1/4 W, 1/2 W, 1 W et 2 W couramment utilisés en électronique. On voit ici combien l'emploi du mot « résistor » est utile : un professeur d'électronique montrait un jour, pendant un cours de technologie, un résistor de 0,5 W en disant : « Voici une résistance de 0,5 W » et l'un des élèves lui dit : « Mais, une résistance, cela se mesure en

Ohms et pas en Watts... ! »

Donc, chaque fois que, dans un schéma, on trouve un résistor dont la résistance seule est indiquée, il faut toujours supposer, sauf indication express du contraire, que l'on doit choisir, pour la réalisation, un résistor prévu pour une dissipation maximale au moins égale (et même, si possible, assez supérieure) à celle qu'il provoquera du fait de l'intensité qui le parcourt dans le montage.

LE DIVISEUR DE TENSION

Maintenant que nous connaissons mieux les résistors, nous allons commencer à les utiliser.

Un montage très simple et extrêmement employé est celui de la figure 4, appelé « diviseur de tension ». On voit qu'il consiste en deux résistors, de valeurs respectives P et Q, montés en série, alimentés par une pile (ou toute autre source de tension) donnant une tension E. On veut connaître la tension u aux bornes de Q, en supposant que l'on ne consomme aucun courant sur le fil qui part du point commun de P et Q.

Il s'agit là d'un calcul qui ne fera peur à personne. L'intensité I que débite la pile dans P et Q est égale au quotient de E par la résistance totale du circuit. Les résistors P et Q étant en série, leurs résistances s'ajoutent, et l'on a donc :

$$I = \frac{E}{P + Q}$$

Une telle intensité I, passant dans une résistance Q, détermine à ses bornes une tension Q x I, soit :

$$u = Q \times I = Q \times \frac{E}{P + Q}$$

$$= E \times \frac{Q}{P + Q}$$

On voit donc que la tension u est toujours égale au produit de la tension E par un facteur constant :

$$u = k E \text{ avec : } k = \frac{Q}{P + Q}$$

Ce facteur est toujours inférieur à l'unité. Aussi, plutôt que de dire que le montage multiplie E par une constante, préfère-t-on dire qu'il divise E par une constante (supérieure à l'unité

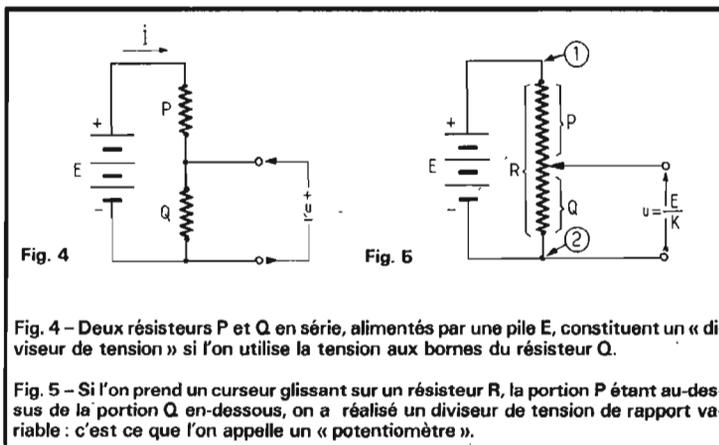


Fig. 4

Fig. 5

Fig. 4 - Deux résistors P et Q en série, alimentés par une pile E, constituent un « diviseur de tension » si l'on utilise la tension aux bornes du résistor Q.

Fig. 5 - Si l'on prend un curseur glissant sur un résistor R, la portion P étant au-dessus de la portion Q en-dessous, on a réalisé un diviseur de tension de rapport variable : c'est ce que l'on appelle un « potentiomètre ».

cette fois). C'est de là que vient le nom de « diviseur de tension » donné au montage.

Cette constante K est l'inverse de k, soit :

$$K = \frac{P + Q}{Q}$$

Elle ne dépend que du rapport des valeurs de P et de Q. Par exemple, si $P = Q$, il s'agit d'un diviseur de tension de rapport 2, la constante K vaut 2 et la tension u sera toujours la tension E divisée par 2, quelle que soit E. Si, maintenant, P vaut cinq fois Q, on peut voir que le rapport K est égal à six : il s'agit d'un diviseur de tension de rapport 6, soit $u = E/6$.

LE DIVISEUR DE TENSION À RAPPORT VARIABLE

On peut faire varier le rapport K de division en modifiant la résistance d'un des résisteurs. Le plus souvent, on modifie simultanément les valeurs de P et de Q.

La méthode la plus simple consiste à garder $P + Q$ constant. Les deux résisteurs P et Q sont donc les parties situées d'un côté et de l'autre d'une prise intermédiaire d'un résistor. Si cette prise intermédiaire est un curseur qui peut glisser le long du résistor (fig. 5), il est alors possible de faire varier K d'une façon continue de l'unité (curseur en (1) à l'infini (curseur en (2)).

L'instrument de la figure 5 est déjà bien connu des lecteurs qui lui auront donné depuis longtemps son véritable nom : un **potentiomètre**.

On sait qu'il représente pratiquement le seul moyen de faire varier d'une façon continue le facteur de réduction appliqué à la tension d'une tête de lecture de disque, par exemple, pour que la tension réduite soit exactement celle qui donne, en sortie d'un amplificateur, le volume sonore souhaité (peut-être pas forcément celui que souhaiterait le voisin de celui qui possède un amplificateur bien « musclé », mais, ça c'est une autre histoire !).

La résistance totale entre les points (1) et (2) est constante, elle vaut R. Les résistances P et Q sont celles que l'on trouve de part et d'autre du curseur. On désigne souvent le résistor R sous le nom de « piste » du potentiomètre, puisque c'est sur cette « piste » que le curseur effectue sa

« course » (ce que l'on peut être sportif dans l'électronique, tout de même !).

OUI MAIS... SI L'ON CONSOMMAIT DU COURANT...

... sur le curseur de ce potentiomètre, ou au point commun de P et de Q dans le cas de la figure 4, que deviendrait u ? Question pertinente, car, si nous souhaitons disposer d'une tension u ce n'est évidemment pas pour le plaisir de savoir qu'elle est là : nous désirons l'utiliser. Or « utiliser » une tension, c'est lui faire débiter une certaine intensité.

Allons, impossible d'y couper, il va falloir faire un petit calcul (que les « algébrophobes » se rassurent et sautent à la conclusion : ils la comprendront sans avoir eu formellement besoin de suivre le calcul).

Supposons (fig. 6) que nous consommons dans un certain circuit (en pointillé) un courant i, en désignant toujours par I le courant total débité par la pile.

Au point commun de P et Q, il arrive une intensité I par P, il part une intensité i par le fil allant au circuit qui consomme i, et il part aussi un certain courant par le résistor Q. Que vaut ce dernier courant ? Nous le trouverons facilement en pensant que nous étudions un phénomène en courant continu ; il ne peut y avoir accumulation d'électrons en un point du circuit (on ne risque donc pas de voir un « nœud » du montage gonfler et éclater...). Donc, dans le résistor Q, il ne peut passer que $I - i$ (nous venons de voir ici un cas d'une loi, dite loi de Kirchhoff qui dit que, dans un nœud d'un montage, la somme des in-

tensités des courants qui « sortent » de ce nœud est égale à celle des intensités qui y « entrent »).

Maintenant tout est prêt, crampez-vous, nous démarrons le calcul !

La tension aux bornes de P est évidemment $E - e$, puisqu'il y a e aux bornes de Q et E aux bornes de $P + Q$, donc, en appliquant la loi d'Ohm au résistor P, il vient :

$$(1) \quad E - e = P I$$

Cette même loi d'Ohm (que ferait-on sans elle ?), appliquée au résistor Q donne :

$$(2) \quad e = Q (I - i)$$

Le reste n'est plus que « tripotage algébrique ».

Nous allons tirer la valeur I de la relation (1), tout simplement en divisant ses deux membres par P, ce qui donnera :

$$(3) \quad \frac{E - e}{P} = I$$

Modifions un peu l'expression de (2) en écrivant cette dernière :

$$(4) \quad e = Q I - Q i$$

Nous allons remplacer dans (4) la valeur I par celle que nous donne (3) et nous arrivons à :

$$(5) \quad e = Q \frac{E - e}{P} - Q i$$

Pour chasser le dénominateur P, multiplions les deux membres de (5) par P et nous obtenons :

$$(6) \quad P e = Q (E - e) - P Q i$$

que nous transformons en :

$$(7) \quad P e = Q E - Q e - P Q i$$

Allons, ce n'est pas tout à fait fini, mais il s'en faut de peu. Nous allons ajouter aux deux membres de l'égalité (7) la valeur Qe (on peut dire aussi que l'on fait passer $- Q e$ du second membre dans le

premier en changeant son signe) :

$$(8) \quad \begin{aligned} P e + Q e \\ = Q E - Q e + Q e - P Q i \\ = Q E - P Q i \end{aligned}$$

Au premier membre de (8), nous mettrons e en facteur :

$$(9) \quad (P + Q) e = Q E - P Q i$$

Selon l'expression consacrée des mathématiciens, il « n'y a plus qu'à » diviser les deux membres par $P + Q$ et l'on obtient (enfin !) :

$$(10) \quad e = \frac{Q}{P + Q} E - \frac{P Q}{P + Q} i$$

Ça y est ! Nous avons mis e sous la forme :

$$(11) \quad e = E' - R i$$

Autrement dit, tout se passe comme si la tension e était celle que l'on aurait aux bornes d'une pile de force électromotrice E' et de résistance interne R, à condition de poser, bien entendu, leurs valeurs :

$$(12) \quad E' = E \frac{Q}{P + Q}$$

$$(13) \quad R = \frac{P Q}{P + Q}$$

QU'AVONS-NOUS OBTENU ?

Ce résultat nous montre que l'on peut rigoureusement remplacer tout le montage de la figure 6, aux points (A) et (B), par une pile de force électromotrice E' et de résistance interne R, branchée entre (A) et (B), comme le montre la figure 7, à condition de respecter les valeurs trouvées :

$$E' = E \frac{Q}{P + Q} \quad \text{et} \quad R = \frac{P Q}{P + Q}$$

Insistons un peu sur ce fait. Si le

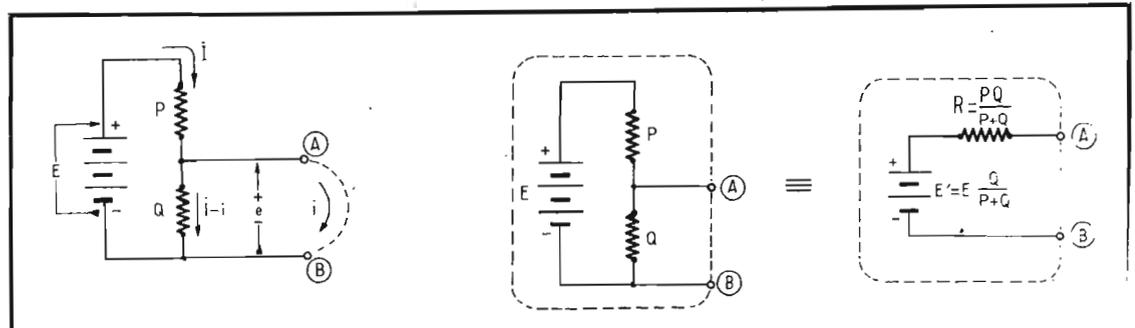


Fig. 6 - Nous supposons que, dans le diviseur de tension de la figure 4, nous consommons un courant d'intensité i à la tension de sortie. La tension e est fonction de i suivant une loi à établir.

Fig. 7 - L'étude du cas du montage de la figure 6 conduit à la « transformation de Thevenin » : le montage, entre les points (A) et (B) est équivalent à une pile de force électromotrice E' et de résistance interne R, cette dernière correspondant à la mise en parallèle de P et de Q.

montage de la figure 6, comportant la pile et le diviseur de tension était enfermé dans une boîte, les connexions (A) et (B) sortant seules de ladite boîte, nous serions absolument incapables de discerner la différence entre les effets de ce montage et ceux d'un autre qui ne comporterait, dans la boîte, qu'une simple pile de force électromotrice (F.E.M.) réduite E' et de résistance interne R .

Or, le second montage est beaucoup plus simple que le premier, puisqu'il ne comporte plus qu'un résistor au lieu de deux.

Revenons un peu sur les valeurs de ces deux termes.

D'abord, la F.E.M. E' , nous l'avons calculée, vaut :

$$E' = E \frac{Q}{P + Q}$$

soit exactement la valeur u que nous avons trouvée pour la tension de sortie du diviseur de tension de la figure 4 quand on ne consomme aucun courant en sortie. C'est encore heureux ! En effet, dans la relation (10), nous trouvons bien cette valeur E' pour e quand on donne à i la valeur zéro. On a donc bien E' comme F.E.M. de la « pile équivalente », ce qui était à prévoir.

Et la résistance interne R ? Vu son expression, les lecteurs vont sûrement se rappeler quelque chose : c'est exactement la valeur équivalente à ce que l'on obtient en mettant les résistances P et Q en parallèle.

PARLONS UN PEU CHIFFRES

Nous allons envisager un exemple numérique. La pile E de la figure 6 est un modèle de 4,5 V (fig. 8) avec $P = 30 \Omega$ et $Q = 60 \Omega$; le tout comme en 8 (a).

Nous allons transformer le tout comme en 8 (b), la F.E.M. réduite E' valant :

$$E' = 4,5 \frac{60}{60 + 30} \\ = 4,5 \frac{60}{90} = 4,5 \frac{6}{9} = 3$$

La résistance interne vaut :

$$R = \frac{60 \times 30}{60 + 30} = \frac{1800}{90} = 20$$

Donc, le tout est équivalent, comme en 8 (c), à une pile de F.E.M. 3 V et de résistance interne 20 Ω .

Cette transformation que nous venons d'expliquer s'appelle la « transformation de Thevenin ». C'est un outil des plus puissants pour étudier des montages et faire des calculs simplifiés en supprimant un résistor sur deux. Nous sommes toujours très surpris de voir, étant donné la simplicité de ladite transformation, qu'elle soit si peu connue et surtout si peu utilisée.

Elle nous montre, entre autres, que, quand on utilise un diviseur de tension formé de deux résistances P et Q , on a l'équivalent d'une source de tension réduite, ayant une résistance interne égale à ce que l'on obtient en mettant P et Q en parallèle.

Il fallait bien s'y attendre, ce « fléau » de résistance interne s'est empressé de revenir dès qu'on a fait mine de lui entre-ouvrir la porte !

Seulement, maintenant, nous en connaissons la valeur exacte. C'est déjà très efficace de bien connaître l'ennemi.

Par exemple, dans le cas du potentiomètre de la figure 5, comment varie cette résistance interne quand on fait glisser le curseur ?

On voit bien que, quand le curseur est tout en haut de la piste, au point (1), la résistance P étant

réduite à zéro, la résistance interne de l'ensemble est nulle (nous avons supposé que celle de la pile l'était, si ce n'est pas le cas, on incorpore la résistance interne de la pile dans P , mais alors on ne peut plus faire aller le curseur tout à fait jusqu'au bout).

Quand nous descendons lentement le curseur de (1) vers (2), la valeur de P commence par augmenter, celle de Q diminuant peu (et restant très supérieure à celle de P). Par exemple, si R vaut 1 000 Ω , quand $P = 10 \Omega$, $Q = 990 \Omega$, alors, en mettant 990 Ω en parallèle sur 10 Ω , on ne change presque pas les 10 Ω (on les amène à 9,9 Ω).

On pourrait démontrer que c'est lorsque le curseur passe au milieu de R que la résistance interne est maximale. Elle vaut alors l'équivalent de la moitié supérieure de la piste ($R/2$) en parallèle avec l'autre moitié ($R/2$) : en mettant $R/2$ en parallèle avec $R/2$, on obtient $R/4$.

Quand le curseur va vers le point (2), la résistance interne équivalente diminue jusqu'à zéro.

Autrement dit, quand une tête de lecture de disque, branchée aux bornes de la piste R (100 000 Ω) d'un potentiomètre donne une tension que l'on veut atténuer par le potentiomètre, on obtient une tension atténuée correspondant à un générateur dont la résistance interne, nulle ou presque pour un rapport de division K égal à l'unité (ou très grand), passe par un maximum égal à 25 000 Ω pour un rapport de division de 2 (curseur au milieu de la piste). Si l'on souhaite diviser cette tension par cent, par exemple, en mettant le curseur à 1 000 Ω du bas et à 99 000 Ω du haut, la résistance interne est de 1 000 en parallèle avec 99 000, ce qui fait 990 Ω .

Beaucoup de gens mettront ce

résultat en doute, disant que le courant fourni par la tête de lecture doit aller vers le curseur à travers 99 000 Ω et que la résistance équivalente doit être à peu près de cet ordre. Ce serait oublier que la résistance de 1 000 Ω , en parallèle avec le montage alimenté par le curseur du potentiomètre, vient tout modifier.

MAINTENANT, DEUX DIVISEURS DE TENSION

Supposons que la même pile E , de résistance interne négligeable, alimente deux diviseurs de tension. Le premier, constitué par les résistances P et Q , donne une tension réduite, u , entre les points (A) et (B). Le second, constitué des résistances R et X , donne une tension réduite, v , entre les points (D) et (F).

Les points (B) et (F) ne sont pas distincts : ils sont tous deux reliés au pôle négatif de la pile E par un fil de résistance négligeable. Les deux sources de tension u et v ont donc leurs pôles négatifs reliés : elles sont branchées, comme on dit, « en opposition », ce qui fait que leurs tensions se retranchent l'une de l'autre. Autrement dit, entre les points (A) et (D), il y a une tension :

$$V_A - V_D = u - v$$

Précisons que cette tension ne se trouve entre ces points que si l'on ne fait passer aucun courant de (A) vers (D). Ce sera le cas, à peu de choses près, si l'on relie (A) et (D) aux deux entrées d'un excellent voltmètre, ayant une résistance interne presque infinie : on lira, sur le voltmètre, la valeur de $U - v$.

Si maintenant, nous faisons varier R , nous agissons sur v . Nous pourrions arriver, pour une valeur

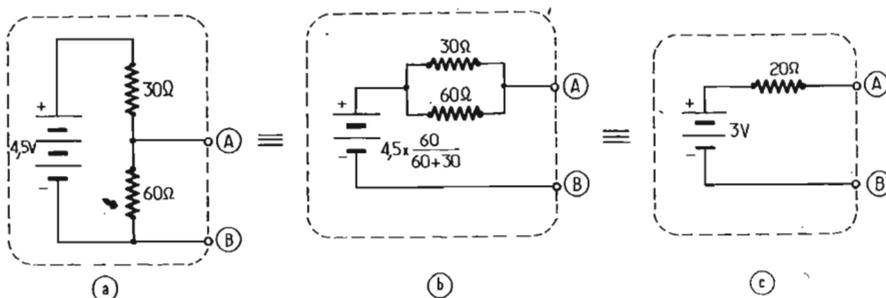


Fig. 8 - Cas pratique de la transformation de Thevenin : une pile de 4,5 V alimente un diviseur de tension 30 Ω / 60 Ω (a). On transforme le montage comme sur la figure 7 (b). Tous calculs faits, on trouve l'équivalent (c).

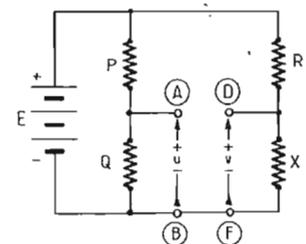


Fig. 9 - Nous alimentons maintenant deux diviseurs de tension P - Q et R - X par la même pile E . Nous allons régler ces diviseurs pour que les rapports de division soient les mêmes, rendant les tensions u et v égales, ce qui supprime la tension entre les points (A) et (D) : c'est le pont de Wheatstone.

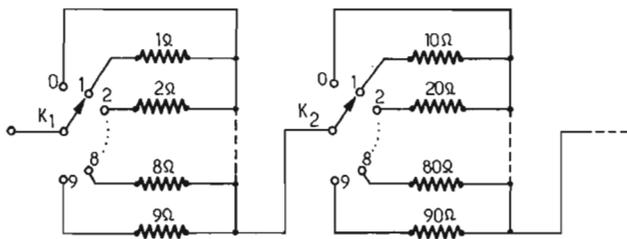


Fig. 10 - La résistance R du pont de la figure 9 est constituée par la mise en série de plusieurs boîtes à décades (ici, nous n'en avons figuré que deux). On peut ainsi, par commande de commutateurs, donner à la résistance R une valeur parfaitement connue que l'on fait varier, par exemple, d'ohm en ohm de 0 à 9 999 Ω si l'on dispose de quatre boîtes.

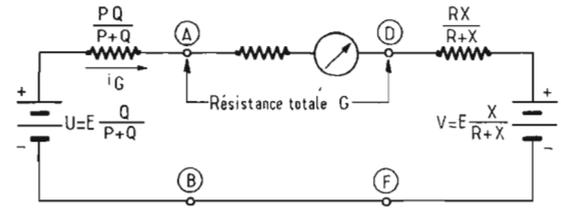


Fig. 11 - En appliquant deux fois la transformation de Thevenin au pont de Wheatstone de la figure 9, nous arrivons à un montage dans lequel on peut exprimer immédiatement sans aucun calcul le courant de déséquilibre, traversant le galvanomètre G si les rapports de division des deux diviseurs de tension ne sont pas égaux.

déterminée de R, à annuler $u - v$, ce que nous verrons sur le voltmètre.

Quand nous voyons que $u - v$ est nul, autrement dit que $U = v$, que pouvons-nous conclure ?

C'est extrêmement simple. Puisque nous savons que :

$$u = E \frac{Q}{P + Q} \text{ et que :}$$

$$v = E \frac{X}{R + X}$$

l'égalité de u et de v nous permet de dire que :

$$E \frac{Q}{P + Q} = E \frac{X}{R + X}$$

soit, en divisant les deux membres par E :

$$\frac{Q}{P + Q} = \frac{X}{R + X}$$

Cette dernière égalité peut être simplifiée. Si vous vous rappelez quelques bribes des premières années d'algèbre, vous savez que, dans une proportion (égalité de deux rapports), de la forme :

$$\frac{a}{b} = \frac{c}{d}, \text{ on a :}$$

$$a d = b c$$

(ce qui se démontre facilement en réduisant les deux fractions a/b et c/d au même dénominateur).

Appliquons cette propriété à notre égalité à simplifier, il vient :

$$X(P + Q) = Q(R + X) \text{ soit :}$$

$$X P + X Q = Q R + Q X$$

On peut retrancher $X Q$ (ou $Q X$) aux deux membres et il vient :

$$X P = Q R$$

que l'on peut aussi exprimer sous la forme :

$$\frac{P}{Q} = \frac{X}{R}$$

QU'AVONS-NOUS DONC TROUVÉ ?

Si le but de tout cela n'était que de faire des calculs, nous comprendrions facilement que les lecteurs protestent. En réalité, le résultat de ce qui précède est bien plus intéressant, puisqu'il nous donne le moyen de mesurer une résistance.

En effet, si nous avons choisi P et Q de telle sorte que leur rapport soit connu avec précision et simple (rapport 1, ou 0,1, ou 0,01, ou 10 ou 100), la valeur de R étant aussi connue, nous pourrions en déduire la valeur de X.

Pour R, nous utiliserons une série de « boîtes à décades » (fig. 10). Il s'agit de boîtes contenant chacune neuf résistances (par exemple de 1 Ω, 2 Ω, 3 Ω, ..., 8 Ω et 9 Ω) et un commutateur à dix positions K. Suivant la position de ce commutateur, nous disposons, entre les bornes de la boîte, d'une résistance de 0,1, ... 8 ou 9 Ω.

Une autre boîte identique, contenant des résistances de valeur 10 Ω, 20 Ω, ... 80 Ω et 90 Ω avec un commutateur K₂ à dix positions permet de mettre en série avec la première un résistor de 0,10, ... 90 Ω. Une troisième boîte nous donne 0, 100, 200 ... 900 Ω. Avec une troisième, nous disposons de valeurs de 0, 1 000, 2 000, ... 9 000 Ω. Ainsi, avec les quatre boîtes en séries, nous avons la possibilité de faire varier une résistance, ohm par ohm, de 0 à 9 999 Ω.

Nous choisissons donc un rapport P/Q adéquat, puis nous agissons sur la valeur de R par les commutateurs K, en observant le voltmètre qui mesure $u - v$, jusqu'à ce que la lecture donne zéro. Nous pourrions alors dire que la valeur de X est :

$$X = R \frac{P}{Q}$$

L'instrument que nous venons de décrire, pour la mesure des résistances, porte un nom : il s'agit du « Pont de Wheatstone », qui fait très peur aux élèves de première des lycées parce que :

1) La prononciation du nom est délicate (disons qu'un vague équivalent phonétique est « Ouïtstone »);

2) L'explication de son fonctionnement est généralement donnée sous une forme bien plus compliquée que celle que nous avons utilisée.

Le tout devient bien pire quand on demande (oh, raffinement de cruauté mentale !) au malheureux candidat comment il peut calculer le courant de déséquilibre de ce pont quand on connecte entre (A) et (D) un appareil de mesure de courant de résistance interne G.

Si l'on ne connaît pas la transformation de Thevenin, on s'en tire... par deux pages de calculs atroces, auprès desquels ceux que nous avons faits plus haut ne sont que des amusements de bébé.

Mais, si l'on applique deux fois cette transformation au montage de la figure 9, on arrive au branchement de la figure 11. Il n'y a plus, alors, qu'à utiliser la simple loi d'Ohm.

Le courant i_G circule de (A) vers (B) (ou en sens inverse si la valeur qu'on trouvera pour i_G est négative) sous l'influence de la différence de potentiel $U - V$. La résistance totale du circuit est :

$$\frac{P Q}{P + Q} + G + \frac{R X}{R + X}$$

On obtiendra donc la valeur du courant i_G en divisant l'expression de $U - V$ par la résistance totale du circuit, ce qui nous donnera :

$$i_G = \frac{E \frac{Q}{P + Q} - E \frac{X}{R + X}}{\frac{P Q}{P + Q} + G + \frac{R X}{R + X}}$$

Nous n'irons pas prétendre que la forme de cette expression soit simple, mais nous y sommes arrivés avec une peine quasi-nulle. L'auteur avait pensé, à titre de comparaison, reproduire ici le raisonnement classique par lequel on arrive à la même expression sans utiliser la transformation de Thevenin... et le rédacteur en chef de la Revue a... poliment mais fermement expliqué que le fait de noircir deux pages du Haut-Parleur par des équations ne lui semblait pas des plus utiles. Les lecteurs devront donc faire confiance quand nous affirmons que ledit calcul relève du cauchemar de matheux malade après une nuit d'orgie. Le résultat n'est, évidemment, pas plus simple dans son expression que celui que nous avons donné puisque c'est le même (à moins que l'on ne se trompe dans les deux pages de calculs horribles).

SAVONS-NOUS TOUT SUR LA LOI D'OHM ?

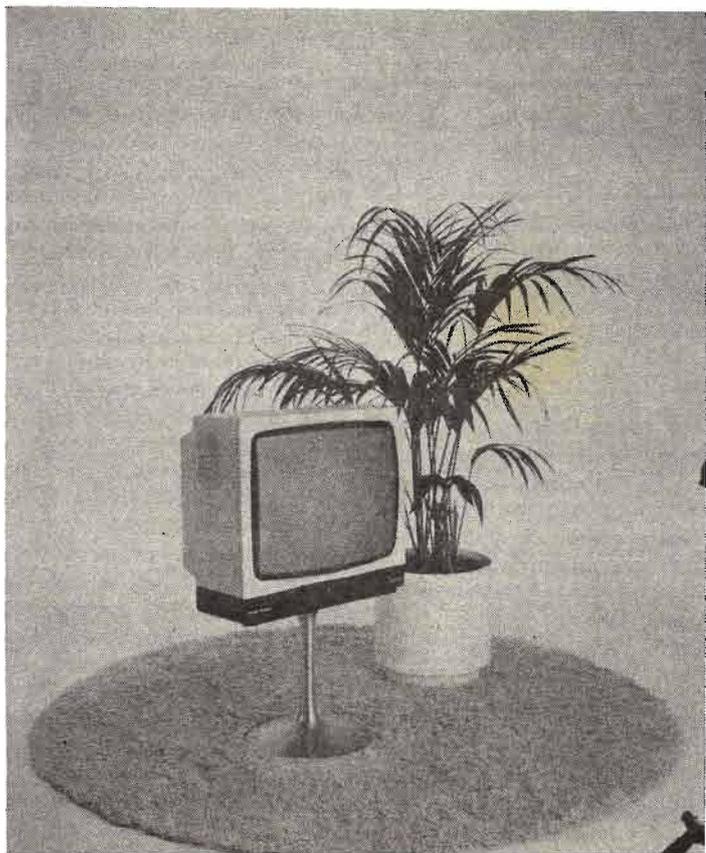
Non, il faudrait être vraiment perdu d'orgueil pour affirmer que l'on sait « tout » sur la loi d'Ohm et la manière de s'en servir. L'auteur n'aurait pas cette audace n'ayant passé que trente et quelques années à utiliser cette loi et ses implications. Néanmoins nous pensons que nous en avons assez dit sur le sujet pour le moment. Il y a maintenant intérêt à parler en détail des effets magnétiques des courants, et c'est ce que nous ferons dans un prochain article.

J.-P. OEHMICHE
Ingénieur E.P.C

A PROPOS DU SUPER COLOR GRUNDIG

TUNER MULTIGAMMES pour la T.V. de normes E & L

(Suite voir N° 1482)



IDEES DE BASE

PENDANT de nombreuses années, on dissociait la réception des VHF et celle des UHF. Ceci conduisait à l'emploi d'un rotacteur et d'un tuner séparés. Cette technique interdisait l'usage des touches préréglées, à moins de prévoir un inverseur VHF/UHF.

Depuis l'apparition des sélecteurs, tous les circuits de 1^{re}, 2^e et 3^e chaînes sont inclus dans un même sous-ensemble ; comme la réalisation doit être compacte, par suite de la fréquence élevée à sélectionner, il n'est pas possible d'implanter des systèmes inverseurs ou des commutateurs mécaniques. On emploie donc des diodes polarisées qui mettent certains points du circuit au potentiel de la masse, dès lors qu'elles deviennent conductrices ou qui jouent le rôle d'un « aiguillage », vis-à-vis du signal à transmettre d'un étage à l'autre. On distingue alors deux types de commutation : le choix des amplificateurs VHF ou UHF et le rétrécisse-

ment de bande passante, lorsqu'on passe d'un standard à l'autre. Cet énoncé qui paraît d'une grande simplicité, cache en fait une complexité rare car le jeu des tensions de blocage des diodes — ou celles de saturation — n'est pas évident.

Le préréglage des stations TV est tout relatif : on doit, en fait, accorder le sélecteur sur une bande de fréquence et, ce, en n'importe quel endroit des bandes I, III, IV et V, normalement réservées à la télévision. Les touches sont donc, en relation avec un dispositif d'accord qui réagit sur bon nombre de circuits. L'emploi d'un condensateur est exclu, d'où l'implantation généralisée de diodes **Varicap**. Conditionnées par une tension continue variable **commune**, ces diodes peuvent se multiplier à satiété ; par ailleurs, avec de tels composants, aucun problème de longueur de connexion.

Enfin, le contrôle automatique de gain, au niveau du sélecteur doit être assez maîtrisé afin d'éviter les intermodulations : un transistor dont on fait varier le gain au moyen du courant de base présente une assez grande non-linéarité et, si le récepteur est soumis

au champ d'un émetteur puissant, proche et non souhaité, celui-ci risque de « moduler » la station, moins forte, que l'on désire capter. Il s'en suit des moirages intempestifs **qu'aucun circuit sélectif ne peut supprimer**. Il est donc souhaitable de garder constant le point de repos des transistors VHF ou UHF du sélecteur et de faire appel à des diodes « PIN » dont l'usage, en élément d'atténuation, se justifie pleinement à quelques centaines de mégahertz.

C'est dans cet esprit que la Société **Grundig** a réalisé, pour ses téléviseurs Super-Color notamment, les tuners multigammes de la série 29500. Un tel sous-ensemble ne comporte pas moins de 21 diodes de toutes sortes.

SCHEMA SYNOPTIQUE

La figure 1 symbolise assez simplement les différentes fonctions des étages du sélecteur VHF/UHF Grundig. L'antenne débouche directement sur un atténuateur à diodes « pin » com-

mandées en courant par un transistor BC238, lui-même soumis au CAG délivré par l'étage démodulateur « vision ». Cet étage particulier réduit jusqu'à 40 dB l'amplitude du signal d'entrée si son niveau est suffisamment vigoureux. Deux filtres, l'un passe-bas, l'autre passe-haut séparant les voies VHF et UHF.

Le transistor UHF est un AF379 (TR₁₅) qui attaque des lignes $\lambda/4$ dont la structure de couplage s'apparente à un transformateur à primaire et secondaire accordés (fig. 2). Cet accord est précisément obtenu au moyen de diodes « Varicap » Di₂₁ et Di₂₇. Les couplages sont assurés par des petites lignes plus ou moins rapprochées de celles de l'accord. Celles-ci sont évidemment placées dans des cavités blindées, aux dimensions précises.

Le transistor AF280 qui suit fonctionne en oscillateur-mélangeur-changeur de fréquence. La ligne $\lambda/4$, accordée par Di₄₁, définit la fréquence de l'oscillateur local. La sortie du changeur de fréquence débouche sur une diode Di₄₂ normalement conductrice lorsque le fonctionnement du sélecteur est commuté en UHF.

Du côté de la voie VHF, nous trouvons, immédiatement après la cellule « passe-bas » (terme bien relatif puisque les fréquences à « passer » sont de l'ordre de 50 à 200 MHz !) un limiteur à diodes (Di_{56} et Di_{57} , fig. 2) destiné à protéger ce canal contre les attaques trop vigoureuses. Cet état de chose pourrait apparaître notamment en VHF, **mais en bande III**, alors qu'on veut capter une station éloignée située en bande I. Pour que la bande III soit transmise, la diode Di_{59} doit être conductrice, ce qui se produit en plaçant une tension positive sur l'entrée « Bd. I/III ». La diode Di_{62} ramène également à la masse les filtres « Bande I » qui précèdent le transistor AF379 préamplificateur VHF.

Les deux diodes précédentes risqueraient de se polariser et de conduire elles-mêmes en cas d'attaque trop vigoureuse de la voie VHF : cela justifie pleinement l'emploi des diodes « Tête-bêche » TD_{129} chargées de la limitation.

Le préamplificateur VHF (TR_{55}) est chargé par un filtre de bande également commuté en « bande I/bande III » au moyen des diodes polarisées : celles-ci ont pour fonction de court-circuiter une partie des enroulements primaire et secondaire afin de « descendre » l'accord de la bande I à la bande III.

L'accord sur le canal à recevoir est obtenu au moyen des diodes Varicap Di_{63} et Di_{68} . L'oscillateur local AF106 supporte une **triple** commutation car il faut pouvoir inverser le sens du canal 819 l selon que sa numérotation est paire ou impaire. On conçoit alors un battement supérieur ou inférieur dans le changeur de fréquence qui suit. La troisième commutation est réservée au passage à la bande I.

Le mélange de la tension incidente et de celle locale est assuré par les condensateurs C_{76} et C_{91} ; l'attaque du changeur de fréquence se fait par l'émetteur de TR_{47} (AF106).

Signalons que ce transistor, de même que les deux précédents, ne sont alimentés qu'en fonctionnement VHF. De même, les transistors de la voie UHF ne reçoivent une tension d'alimentation que si l'on commut les touches UHF correspondantes. Le branchement des deux voies sur le premier filtre à fréquence intermédiaire s'effectue par le truchement des diodes Di_{42} et Di_{47} , lesquelles ne conduisent que si on applique effectivement la tension d'alimentation sur les transistors TR_{35} (voie UHF) ou TR_{47} (voie VHF). Ces diodes ont donc une mission d'« aiguillage » de la FI « 1^{re} » ou « 2^e/3^e » chaîne.

Une sortie — ou une entrée, c'est selon ! — qualifiée de TEST,

permet de prélever — ou d'injecter — la tension FI. On peut ainsi contrôler le tuner au moyen d'un vobuloscope ou, encore, de relever la bande de toute la platine FI qui suit le tuner, premier transformateur FI compris.

DESCRIPTION DETAILLÉE

1) Atténuateur à diode PIN.

Toute diode présente une résistance interne variable avec le courant qui la traverse. On démontre, en effet que :

$$I_{\text{direct}} \# I_{\text{sat}} \exp. \left[\frac{U \text{ direct}}{k \cdot 26 \text{ mV}} \right]$$

à 23 °C et pour $k = 1$ à 2 selon le dopage et le semi-conducteur utilisés. La conductance interne d'une diode n'étant, en fait, que la dérivée première de la fonction mathématique correspondante, son inverse — la résistance — devient

$$R_d = \frac{k \cdot 26 \text{ mV}}{I_{\text{direct}}}$$

Si l'on fait $k = 1,92$ ce qui simplifie les calculs et peut correspondre à une jonction silicium d'un dopage déterminé, on aura :

$R_d = \frac{50 \text{ mV}}{I_d}$	I_d	1 μ A	1 mA	1 A
	R_d	50 k Ω	50 Ω	0,05 Ω

Comme on voit, la variation de la résistance est considérable ; un tel composant pourrait très bien servir de résistance variable et s'employer dans un atténuateur à résistances (voir plus loin, fig. 3).

En fait, on est limité dans cet usage par la non-linéarité évidente de cette variation (risque de distorsion du signal alternatif superposé au courant de repos) et par la forte capacité inter-jonction. Aux fréquences élevées, une diode devient un véritable court-circuit.

Pour éviter cela, on fractionne les régions dopées N et P de la jonction et on intercale une zone de silicium faiblement dopée en N et de faible conductivité. Cette zone dite « intrinsèque » diffuse des charges dans les régions adjacentes ; ce déplacement nécessite un certain temps pour que la recombinaison des charges s'opère. **Cette durée détermine la fréquence au-delà de laquelle la diode se comporte comme une résistance réelle, de haute linéarité, en fonction du courant qui la traverse.** En-dessous de cette limite de fréquence, la diode PIN fonctionne comme un redresseur normal, donc non-linéaire.

A 500 MHz, une telle diode ne

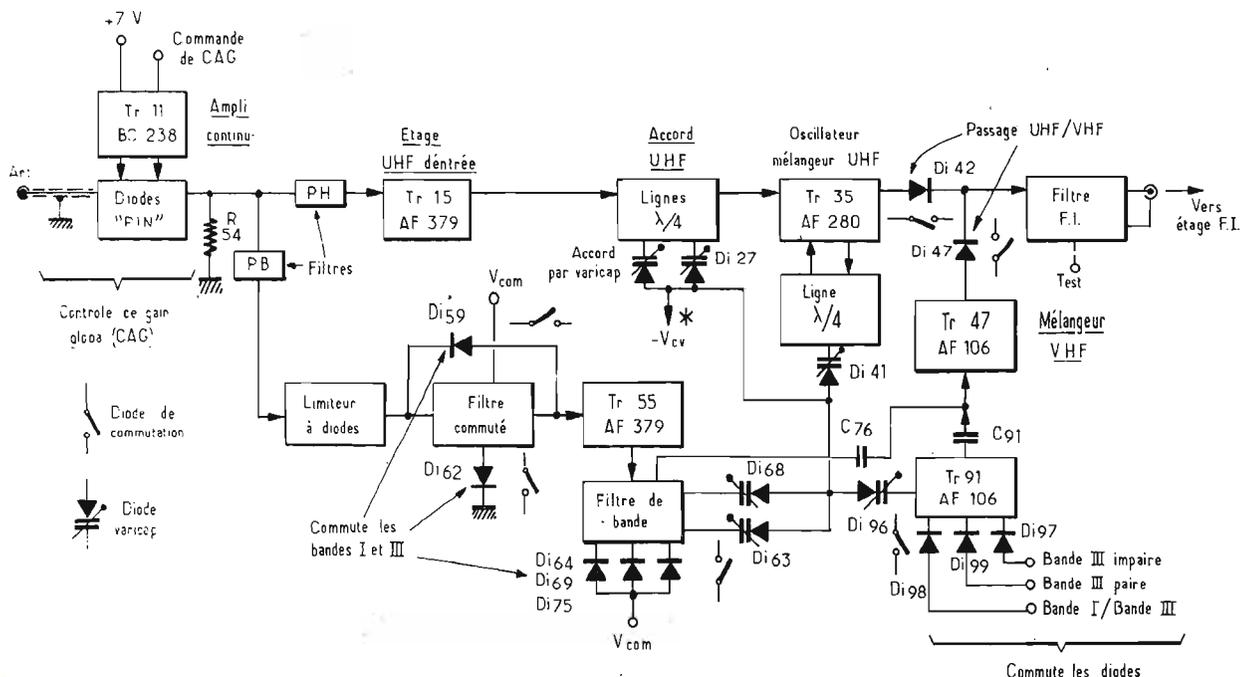
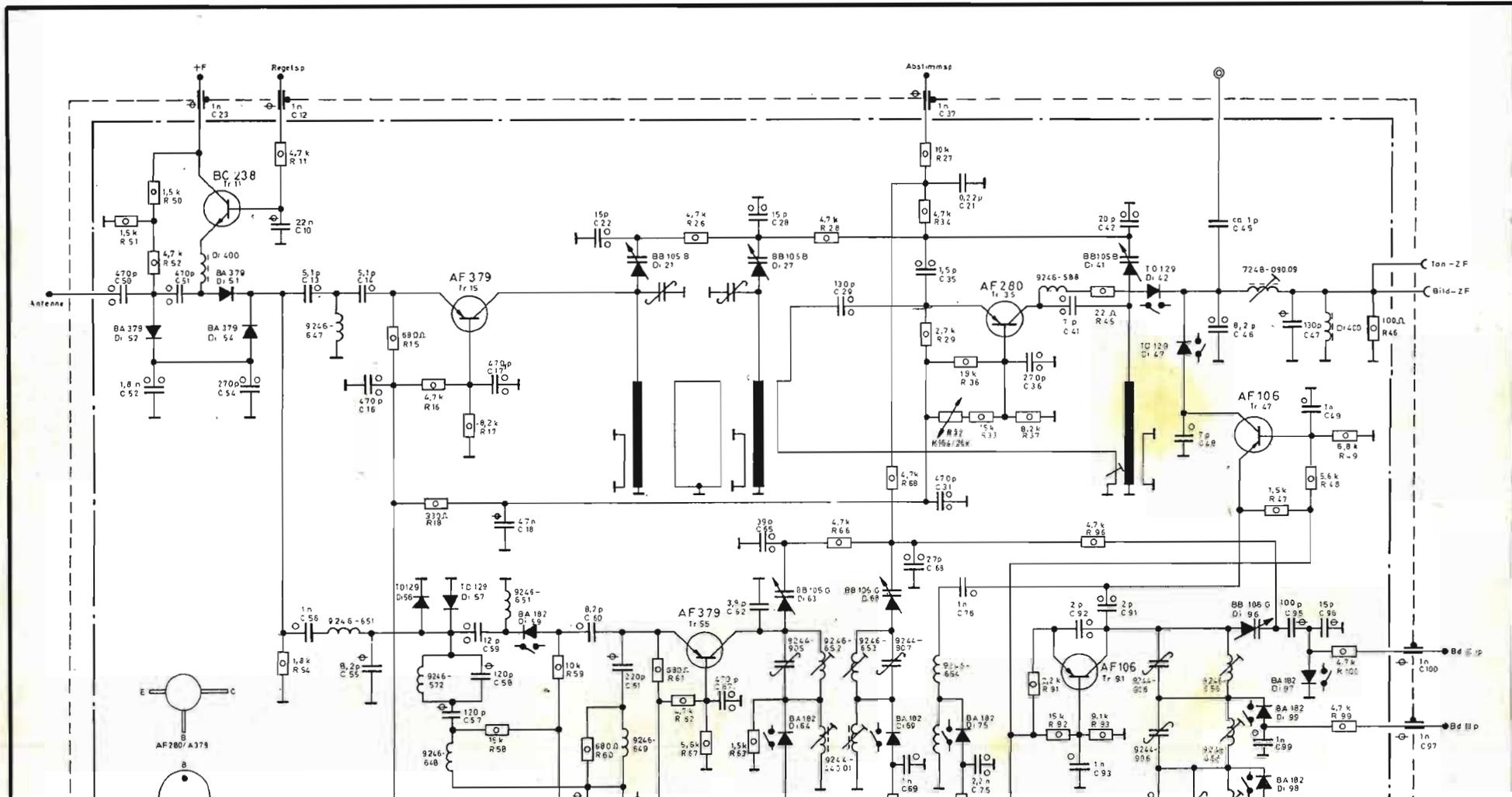


Fig. 1 - Schéma synoptique du tuner multi-gamme Grundig utilisant presque exclusivement des diodes pour l'accord et la commutation.



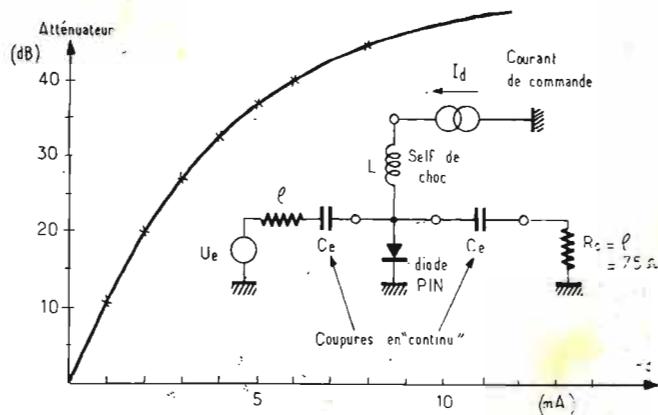


Fig. 3 - Exemple de variation d'atténuation de transfert obtenue en dB en fonction du courant traversant la diode « PIN ».

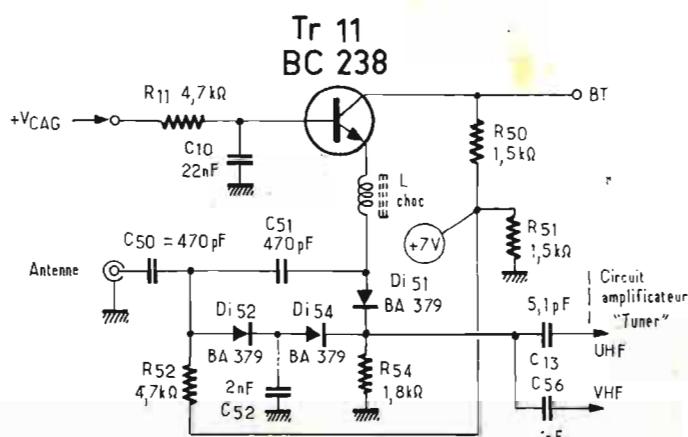


Fig. 5 - Système atténuateur à diodes « PIN ».

possède qu'une capacité répartie de $5/100^{\circ}$ de Picofarad ; elle est, au contraire, très légèrement selfique (1,4 nanohenrys). Quant à R_s on remarquera, figure 4, que la résistance décroît bien dans les proportions souhaitées.

Placée en parallèle sur la charge, on réduit la tension qui lui est appliquée par le générateur U_e de résistance interne adaptée ρ , au moyen du courant continu I_d (fig. 3); les capacités de liaison C_e bloquent le continu ; la self de choc L isole la diode en alternatif. L'atténuation d'un tel système peut atteindre plus de 40 dB comme le montre la courbe de la figure 3. Pour éviter la concavité particulière de la courbe de l'atténuation, concavité qui apparaît en n'utilisant qu'une diode PIN, on utilise plusieurs diodes dans le sélecteur VHF/UHF Grundig : figure 5.

Le transistor TR₁₁ sert d'amplificateur de courant continu, commandé par une tension de CAG inverse (tension décroissante à mesure que le niveau capté augmente). Considérons le cas d'une

tension maximale (12 V) ; le courant traversant la diode Di_{51} atteint par exemple 5 mA ce qui détermine aux bornes de R_{54} une tension de 9 V. Comme R_{52} revient à 7 V, les diodes PIN Di_{52} et Di_{54} sont donc bloquées : aucune atténuation n'est, en principe, apportée par ces composants, puisque Di_{51} est conducteur, également.

En abaissant la tension V_{CAG} — ce qui correspond à une augmentation du niveau détecté — Di_{51} est traversée par un courant plus faible ; sa résistance commence à croître ce qui diminue un peu le transfert de la tension incidente sur R_{54} . Mais, en même temps, le potentiel continu apparaissant aux bornes de R_{54} descend au-dessous de 7 V : ceci a pour effet de débloquent les diodes PIN Di_{52} et Di_{54} . Comme celles-ci reviennent à la masse par le condensateur de 200 pF ($C_{52} + C_{54}$), le signal d'entrée est progressivement « court-circuité » vers la masse par Di_{52} et Di_{54} et progressivement atténué par

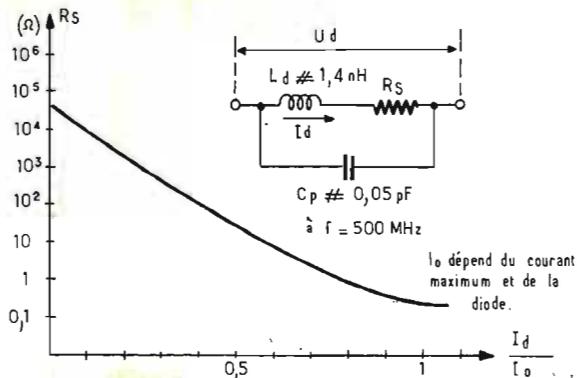


Fig. 4 - Variation de la résistance directe d'une diode « PIN » équivalente à celles employées dans le tuner Grundig.

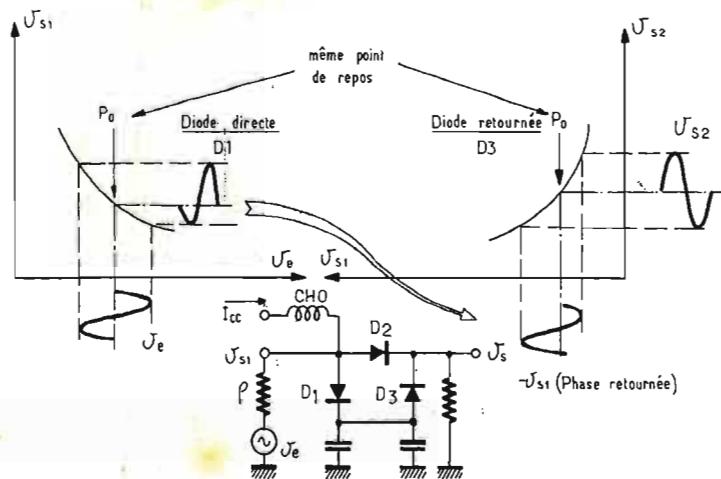


Fig. 6 - Analyse approchée de la compensation de forme par inversion de sens des diodes » V_{s2} ne sont pas à l'échelle.

Di_{51} , placé en série dans la liaison.

On remarquera que la commande est triple :

— 1 diode atténue le transfert du signal sur R_{54} , c'est l'équivalent d'une résistance « série ».

— 2 diodes, placées « tête-bêche », avant et après la précédente, réduisent progressivement la charge parallèle de l'entrée du système.

La désadaptation du câble d'antenne nécessiterait donc l'insertion d'une cellule atténuatrice généralement capacitive en UHF, en série sur l'entrée « antenne ». En fait, ce n'est pas utile, car aucun écho dû à la désadaptation du câble n'apparaît à l'usage : les variations de résistance de Di_{52} et de Di_{51} se compensent mutuellement.

La structure « tête-bêche » des diodes PIN parallèles permet en plus une correction de la non-linéarité qui risque d'apparaître lorsque le signal évolue sur une caractéristique coudée : la déformation est compensée par une déformation complémentaire

identique (voir fig. 6).

Ce système régulateur apporte donc sur les CAG classiques à transistors les avantages suivants :

1) grande insensibilité aux intermodulations, augmentant à mesure que la régulation descend ;

2) l'emploi d'une régulation de gain à diode PIN permet de prévoir pour l'entrée des transistors fonctionnant toujours dans une région linéaire à fort gain de courant, sans risque de voir apparaître des intermodulations puisque le signal d'entrée est toujours faible.

3) Pas de déformation de bande passante en fonction du CAG puisque les caractéristiques internes du transistor ne changent pas ;

4) l'impédance d'entrée du tube ne varie pratiquement pas car si la résistance des diodes Di_{52} et Di_{54} augmente, celle de Di_{51} diminue. Comme cette dernière vient en parallèle sur Di_{52} , résultante change peu. En to

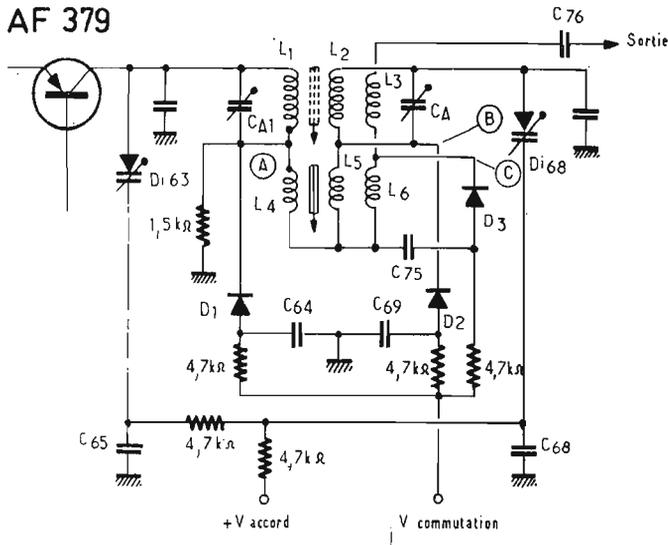


Fig. 7 - Extrait du schéma montrant la commutation du filtre de bande en bandes I et III, au moyen de diodes polarisées.

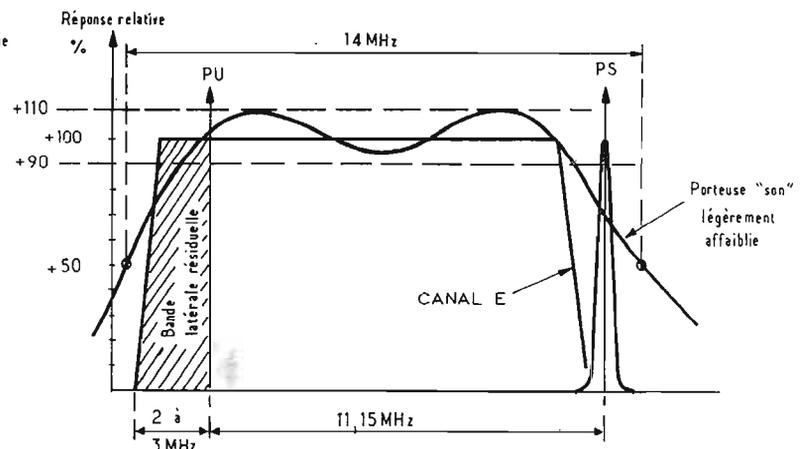
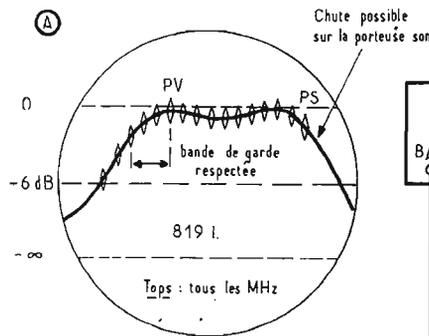


Fig. 9 - La bande passante du tuner en 819 lignes couvre 14 MHz à - 6 dB.

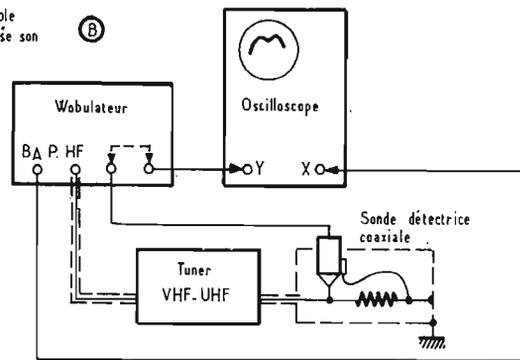


Fig. 8 - Contrôle au Wobulateur associé à un oscilloscope.

les cas, la variation qui résulte n'est pas plus grande que celle de l'impédance d'entrée du transistor commandé par le CAG ;

5) la régulation de gain est la même pour toutes les fréquences ce qui améliore le CAG notamment en bande I ;

6) quand la régulation augmente la réinjection de porteuse locale dans l'antenne est également atténuée ce qui réduit notablement le rayonnement propre au téléviseur.

Les performances atténuatrices du système régulateur à diodes PIN sont comparables à celles du montage à transistor, puisqu'atteignant au moins 35 dB à pleine attaque « antenne ».

Commutation d'accord par diodes.

Le problème de l'accord précis étant réglé par des Varicaps, reste le problème du changement de bande... En effet, on doit pouvoir passer de la bande I (40/60 MHz) à la bande III (150/220 MHz) ou vice-versa, sans utiliser de rotacteur ou de commutateur d'origine mécanique. Le système utilisé emploie des diodes qui, rendues conductrices, court-circuitent une partie d'un enroulement d'accord.

Considérons le très remarquable exemple de la figure 7, lequel, tiré du schéma du tuner multigammes Grundig, a trait au filtre de bande séparant le préamplificateur VHF du changeur de fréquence.

En bande III, une tension de commande, appliquée sur les diodes D₁, D₂ et D₃ de cette figure, les rend très conductrices ; ce qui, via les condensateurs C₆₄, C₆₉ et C₇₅, ramène les points A B et C à la masse, en alternatif.

L'accord est donc constitué de L₁, L₂ pour le primaire et le secondaire et de L₃, pour l'enroulement de couplage.

Les condensateurs ajustables C_{A1} et C_{A2} servent de trimmer et délimitent le haut de bande. Les diodes varicap D_{i63} et D_{i68} assurent le déplacement de l'accord de 150 à 220 MHz ; les capacités C₆₅ et C₆₈ (39 et 27 pF) réduisent la course aux fréquences basses : ce sont les « paddings » du circuit.

La bande passante est dosée au mieux par le couplage entre L₁ et L₂ ainsi que l'amortissement ramené par le secondaire L₃. Il est certain que la sélectivité change quelque peu au long de la bande

III, le couplage étant assuré pour le milieu de la gamme. Le but poursuivi dans ce compromis est d'englober la bande « 819 » qui s'étend, en principe, sur plus de 12 MHz. On peut admettre une chute de gain sur la porteuse « son », celle-ci étant « remontée » facilement dans le canal correspondant, sans qu'il y ait de gros problèmes de bande passante.

Par contre, la sélectivité doit respecter la bande latérale résiduelle (environ ± 2 MHz vis-à-vis de la porteuse « vision », le signe dépendant du sens du canal). Comme on peut le constater dans le banc d'essai de la figure 8, en calant la porteuse « vision » sur un sommet de la courbe, la bande latérale résiduelle inférieure (canal impair 819 I) et la porteuse « son » sont normalement respectées. Si la courbe se trouve rétrécie à une extrémité de bande III, par suite de l'inévitable variation de couplage, on peut, grâce à l'accord continu, centrer au mieux la porteuse « vision » ; cette compensation s'opère en ajustant au mieux la fréquence locale, vis-à-vis de l'accord du filtre de bande. La présence des 2 bosses à

la courbe n'est pas gênante tant que les irrégularités restent cantonnées entre + et - 10 % (voir le gabarit de la figure 9).

Pour passer à la bande I, il faut descendre du tiers la fréquence d'accord. Les diodes C₁, C₂ et C₃ sont alors bloquées et les inductances L₄, L₅ et L₆ s'ajoutent respectivement aux selfs L₁, L₂, et L₃. En même temps, la résistance de 1,5 kΩ, placée en parallèle sur L₄, élargit la bande passante à la bonne valeur car il ne faut pas oublier que la fréquence centrale étant plus basse, pour une largeur de bande normalisée, il faut amortir davantage.

En UHF : pas de commutation de bande puisqu'elle reste toujours suffisamment large, en France, pour englober les canaux de 8 MHz des 2^e et 3^e chaînes. On constatera, en observant la photographie de la figure 10, que la réponse globale (tuner-étages F1) est très belle. Tout au long de la gamme UHF (bande passante = 5,5 MHz à - 3 dB).

3) Oscillateur local VHF.

L'inversion de sens des canaux à 819 lignes oblige à une commutation supplémentaire. En se reportant, figure 11, on remarquera

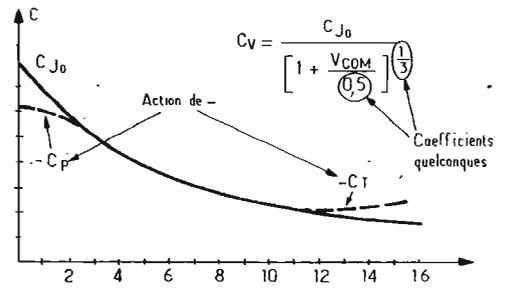
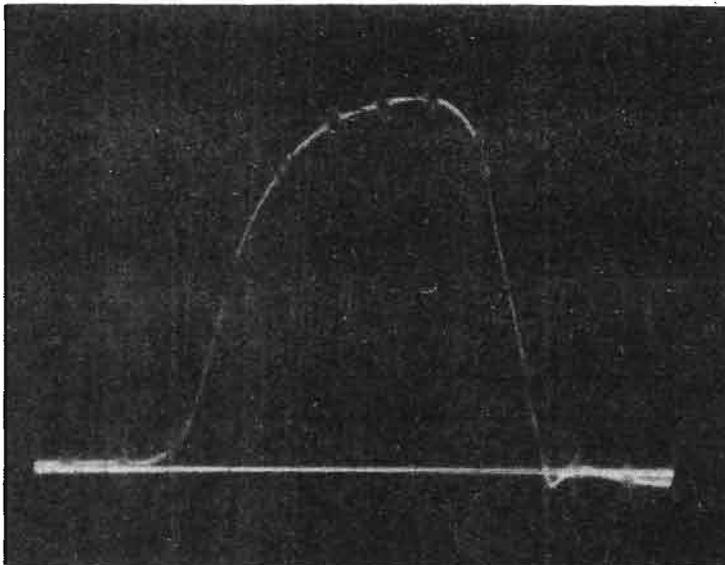


Fig. 13 - Variation relative de capacité d'une varicap en fonction de la tension de polarisation « inverse ».

Fig. 10

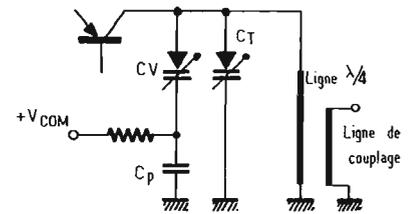


Fig. 14 - Accord par varicap sur ligne UHF avec capacités « trimmer » et « padding ».

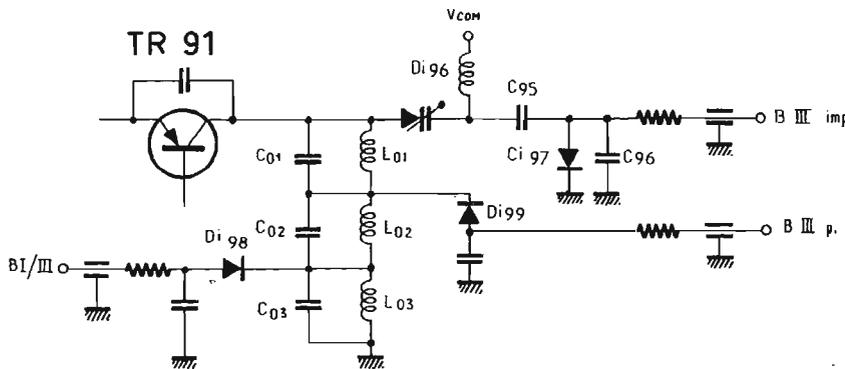


Fig. 11 - Détail de l'oscillateur local.

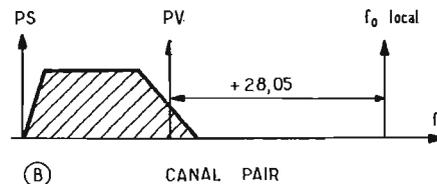
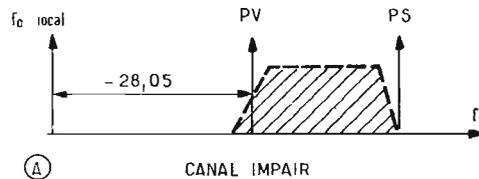


Fig. 12 - Choix des battements de l'oscillateur local VHF selon le canal reçu en 819 I (normes E).

que le transistor oscillateur TR₉₁ est chargé par trois circuits accordés L₀₁, L₀₂ et L₀₃, situés en série. Les diodes Di₉₈, Di₉₉ et Di₉₇ (de bas en haut) étant bloquées, les trois bobinages s'accordent avec les condensateurs ajustables et la varicap Di₉₆ dans la bande I; le condensateur ajustable C₀₃ centre l'accord au bon endroit de la bande I et ne sert que dans cette gamme de fréquence.

En bande III, Di₉₈ est rendue conductrice ce qui ne laisse en circuit que les inductances L₀₁ et L₀₂. Le battement du changement de fréquence sera du type « inférieur » : on veut capter les canaux 819 lignes impairs, figure 12 A, où la porteuse « son » est supérieure à la porteuse « vision » et la fréquence locale est inférieure de 28,05 MHz de la porteuse « vision ».

Si l'on place une tension continue sur la diode Di₉₉, L₀₂ et L₀₃ sont court-circuitées. Il ne reste que L₀₁ qui se trouve accordé par la varicap Di₉₆. Nous avons affaire à un battement « supérieur », la fréquence de l'oscillateur local étant placée à + 28,05 MHz de la porteuse « vision » du canal pair (fig. 12 B).

La diode Di₉₇ a pour fonction de réduire la course de l'accord en ajoutant une capacité de 15 pF en série avec le padding C₉₅. Par contre, dans le cas des canaux impairs où la variation relative de l'oscillateur local est plus grande, Di₉₇, conductrice, ramène C₉₅ à la masse, en court-circuitant C₉₆.

Quant aux trimmers C₀₁, C₀₂ et C₀₃, leur action délimite la fréquence haute dans chaque gamme de fonctionnement considérée.

Accord par diode Varicap.

Rappelons le fonctionnement d'une diode « Varicap » : une jonction, polarisée en inverse, fonctionne en condensateur dont la valeur décroît à mesure que la source de tension opposée croît.

Ceci s'explique par le fait que le champ électrique agissant en barrière de potentiel au niveau de la jonction augmente d'épaisseur avec cette tension : la barrière en question se comporte comme un diélectrique dont l'épaisseur croît.

La diode Varicap présente une technologie où ce phénomène de capacité variable est accru par rapport aux jonctions habituelles avec, en plus, une résistance de perte parallèle très grande, même à des fréquences de travail élevées.

La courbe obtenue répond à une loi compliquée dont nous

donnons, en exemple, figure 13.

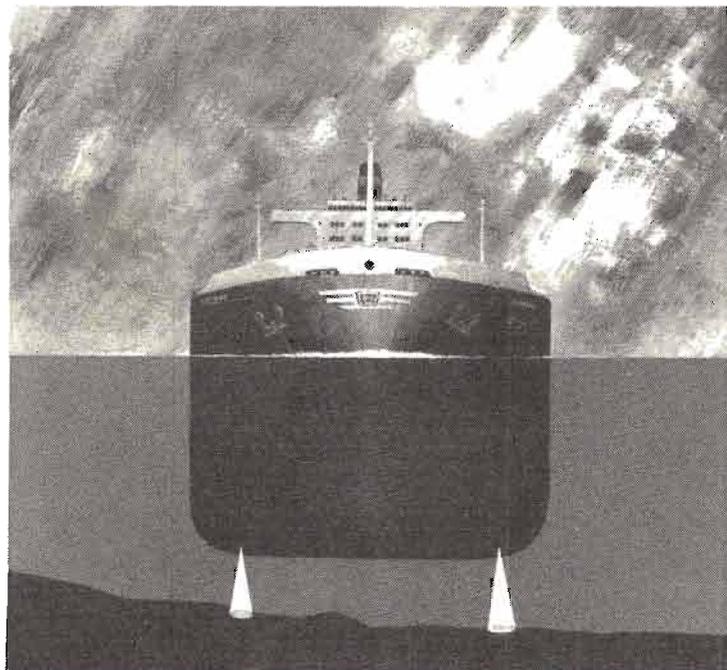
Placée aux bornes d'une inductance ou d'une ligne λ/4 – comme nous l'avons représentée figure 14 – la diode Varicap déplace l'accord selon une loi qui ne sera pas non plus linéaire. Mais dans le cas d'un tuner/sélecteur, ce n'est pas gênant puisqu'aucun étalonnage de fréquence n'est prévu. Toutefois certaines limitations de course sont conseillées afin de ne pas dépasser les bandes alouées. C'est le rôle des condensateurs C padding (C_p) et C trimmer (C_t) placés en série et en parallèle sur la diode Varicap.

Roger Ch. HOUJ

Bibliographie :

Documentation Grundig relative au téléviseur « Super Color ».

ET LE SONAR



POUR LA PÊCHE ET LA NAVIGATION

(Suite voir N° 1482)

NOUS avons étudié le sondeur à écho dans notre précédent numéro et nous allons voir maintenant que le Sonar est un instrument qui lui ressemble beaucoup.

Sonar signifie : Sound Navigation And Ranging. Cet instrument de détection fut mis au point dès le début de la deuxième guerre mondiale et son application fut d'abord essentiellement militaire.

Un peu avant cette période, on avait déjà réussi à détecter des bouées immergées à une distance de près de deux tiers de mille.

Il permit de détecter les sous-marins en plongée. Il s'appelait alors Asdic. Ce terme est encore parfois utilisé.

Très vite, le Sonar fut adopté par les pêcheurs scandinaves et son emploi se généralisa rapidement pour la détection du poisson.

Il est maintenant possible d'observer les couches au-dessous de la surface de la mer et par conséquent de pêcher beaucoup de poissons.

Le principe fondamental du Sonar est essentiellement le même que celui de l'écho sondeur à cette différence près : la surface de rayonnement du projecteur du sondeur est fixe et horizontale afin d'émettre un faisceau vertical, tandis que celle du

Sonar est verticale et émet un faisceau horizontal. De plus, le projecteur du Sonar est orientable et peut de ce fait balayer d'un côté à l'autre du navire.

D'autre part, si le fonctionnement du sondeur est simple et pratiquement automatique, l'usage du Sonar exige un opérateur bien entraîné et habile car une recherche est nécessaire et aussi une bonne interprétation des échos.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Comme le sondeur à écho, le Sonar comporte un émetteur et un récepteur à ultra-sons. L'indicateur est du type enregistreur. Il est généralement complété par un système sonore qui agit chaque fois qu'un écho est perçu.

Un projecteur orientable en azimuth sur 360 °C et en site sur 90 °C émet un faisceau d'ondes ultra-sonores et capte l'énergie réfléchi si un obstacle est rencontré.

Un émetteur ultra-sonore dont la fréquence peut aller de 30 à 50 kHz envoie des trains d'impulsions par l'intermédiaire d'un projecteur mobile à magnétostriction dont les caractéristiques sont analogues à celles du sondeur.

La cadence des impulsions est variable et dépend de la portée requise, donc de l'échelle choisie par l'opérateur.

Pour une portée de 3 000 mètres, par exemple, la cadence de l'émission serait calculée comme suit :

Un aller-retour du signal représente 6 000 mètres. L'onde ultra-

sonore se déplaçant à environ 1 500 m/s dans l'eau, il faudra :

$$\frac{6\ 000}{1\ 500} =$$

4 secondes à une impulsion pour atteindre l'indicateur avant l'émission de la suivante, si elle rencontre un obstacle.

La portée du Sonar est fonction de l'angle d'ouverture du faisceau et de la puissance de l'émetteur. Elle dépend aussi de l'orientation du projecteur qui peut être incliné vers le fond.

Un faisceau étroit donne une grande portée mais rend plus difficile la détection (fig. 1).

Lorsque le poisson est détecté, on dispose de deux ou trois échelles plus courtes pour mieux suivre les déplacements de celui-ci. D'autre part, il existe souvent un choix de plusieurs durées d'impulsion (à ne pas confondre avec la cadence ou rythme d'émission) que l'on effectue soit en fonction des conditions météorologiques, soit de l'espèce de poisson recherchée.

Par exemple, on emploiera les impulsions longues, (20 à 40 m sec) pour la détection d'échos faibles et distants. Par contre, les impulsions courtes (1 - 3 m. sec) per-

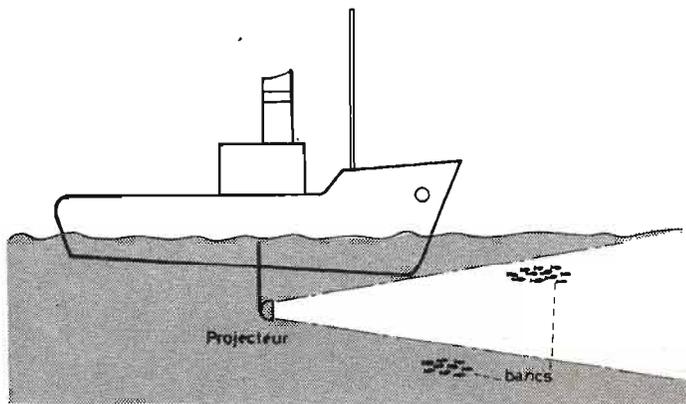


Fig. 1

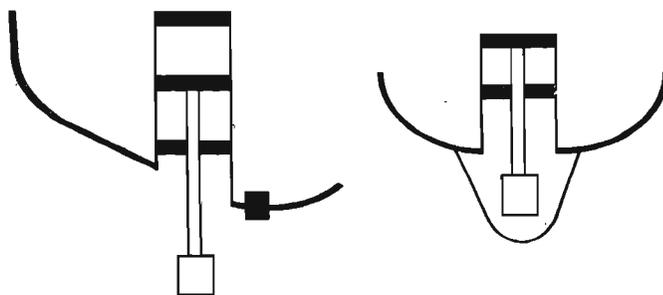


Fig. 3 - Projecteur à montée-descente ; projecteur protégé par une ca-lotte.

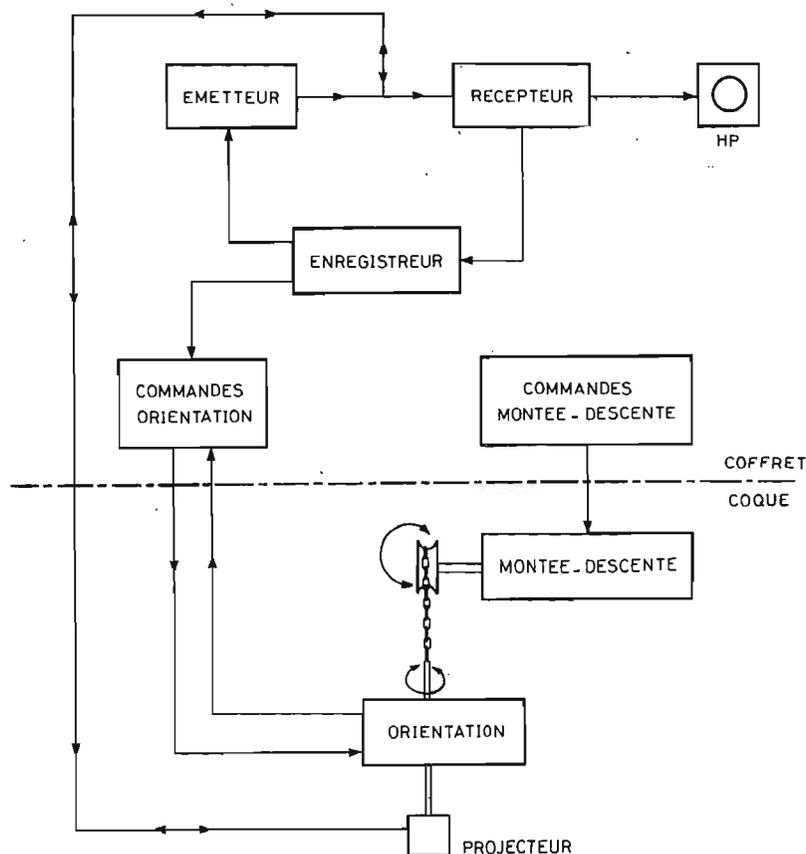


Fig. 2 - Schéma du Sonar complet.

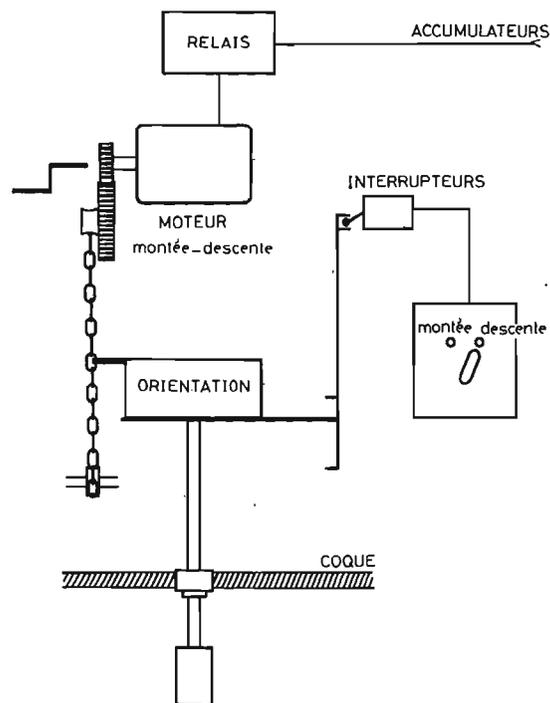


Fig. 4 - Système de montée-descents.

mettent une meilleure séparation des échos. On les emploiera aussi lorsque les conditions météorologiques sont mauvaises et qu'il y a de nombreux échos de fond afin d'obtenir une meilleure différenciation.

Nous allons maintenant étudier les divers éléments constitutifs du Sonar qui permettent de mesurer, comme pour le sondeur à écho, l'intervalle de temps qui sépare l'émission d'une impulsion et la réception des sons réfléchis. C'est par ce moyen que l'on pourra déterminer la distance qui sépare le navire de l'objet réfléchissant. (fig. 2).

SYSTEME DE MONTÉE ET DESCENTE

(fig. 4 - Photo A)

Dans le cas du Sonar, la surface active ou surface rayonnante doit être bien dégagée. Aussi, il est nécessaire qu'un dispositif permette cette action lors de l'utilisation et qu'il puisse protéger le projecteur mobile en période de non fonctionnement pour éviter toute détérioration.

Le dispositif de montée descente (fig. 2) peut être manuel ou automatique. Dans le second cas, la transmission peut être hydraulique, à vis ou à chaîne avec entrai-

nement par moteur. L'ensemble est commandé depuis l'endroit où se trouve implanté le Sonar - généralement la passerelle.

Si dans la plupart des cas le projecteur peut être monté ou descendu il existe parfois des projecteurs fixes qui sont implantés dans une calotte protectrice située dans la quille du bateau. Cela est plus rare. Fig. 3.

SYSTEME D'ORIENTATION

Le système d'orientation permet de déplacer le projecteur de façon à balayer horizontalement

un certain secteur autour du navire selon le mode de recherche choisi par l'opérateur. Cette recherche peut se faire sur 360°. Elle peut se faire de bord à bord (180°) ou de bord à proue. C'est à dire du côté vers l'avant.

Par conséquent, un dispositif doit permettre à l'opérateur d'effectuer ces manœuvres.

Il dispose pour cela d'un système manuel ou automatique.

Manuellement, il peut orienter le projecteur vers la zone de recherche qu'il désire analyser. La direction est indiquée par un cadran gradué qui donne le gisement, c'est-à-dire la direction de

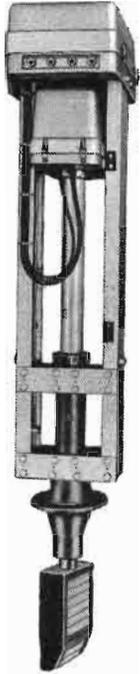


Photo A



Photo B



Photo C

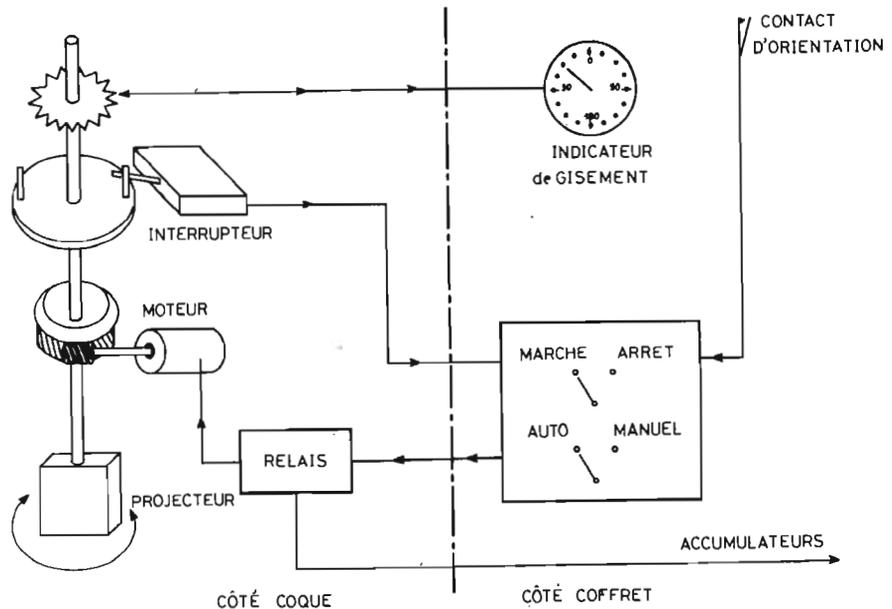


Fig. 5 - Système d'orientation.

l'obstacle par rapport à l'axe du navire.

Dans un système automatique, la transmission se fait par câble.

L'orientation du projecteur s'effectue au moyen d'un moteur relié à l'arbre du projecteur par engrenage ou vis sans fin. Des relais déclenchent le moteur à partir de l'enregistreur qui envoie des impulsions périodiquement à cet effet. Le déplacement peut s'effectuer de 5° en 5° par exemple, dans un programme de recherche qui peut être variable, comme nous l'avons vu plus haut. (bord à bord, bord à proue etc.).

LE PROJECTEUR

Photo B

Le projecteur fonctionne selon la même principe que le sondeur

vu précédemment. C'est un émetteur d'ultra-sons constitué de feuilles de nickel qui se déforment sous l'action d'un champ magnétique. Et c'est aussi un récepteur alternativement qui fonctionne comme un microphone. Les variations de pression dans ce dernier cas, induisent dans les enroulements de faibles courants qui sont ensuite amplifiés. Rappelons que la directivité d'un projecteur est proportionnelle à la taille et à sa longueur d'onde.

A l'émission, le principe de la magnétostriction qui est mis à profit : une variation d'induction obtenue dans un enroulement autour des feuilles de nickel, engendre des déformations de ces feuilles proportionnelles qui se traduisent par l'émission d'ultra-sons. Un projecteur est capable d'émet-

tre une puissance de 1 000 W et aussi de capter une énergie aussi réduite que 10^{-8} watts.

L'ÉMETTEUR

L'émetteur a pour but de produire des oscillations électriques puissantes que le projecteur transforme en signaux ultra-sonores.

L'émission se fait sous forme d'impulsions dont la durée peut être variable (10 - 30 m. sec) pour les grandes distances. Cette durée est fixée par un multivibrateur. Le déclenchement est assuré par un contact au niveau de l'enregistreur.

Un amplificateur de puissance (500 - 1 000 W) envoie toute l'énergie au projecteur qui la transforme en signal sonore.

LE RÉCEPTEUR

Les variations sonores qui reviennent vers le projecteur sont très faibles. Aussi, doivent elles être amplifiées plusieurs millions de fois avant d'être appliquées à l'enregistreur. C'est le récepteur qui effectue cette amplification.

Il comporte un étage de préamplification qui est suivi par un étage changeur de fréquence nécessaire pour amener à une fréquence audible les oscillations ultra-sonores qui par définition ne s'entendent pas. Ensuite, un amplificateur de puissance permet d'appliquer l'écho à un haut parleur et à l'enregistreur avec un niveau suffisant.

Le récepteur du Sonar comporte un dispositif de réglage auto-

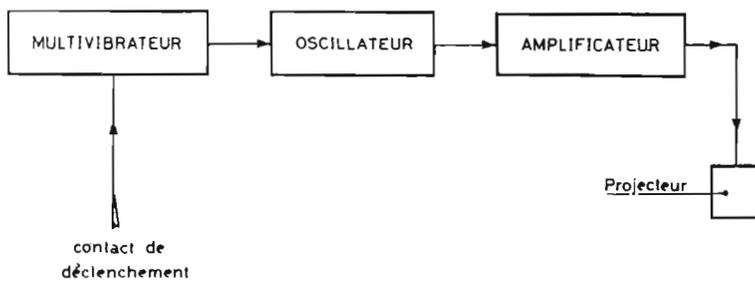


Fig. 6 - Émetteur Sonar.

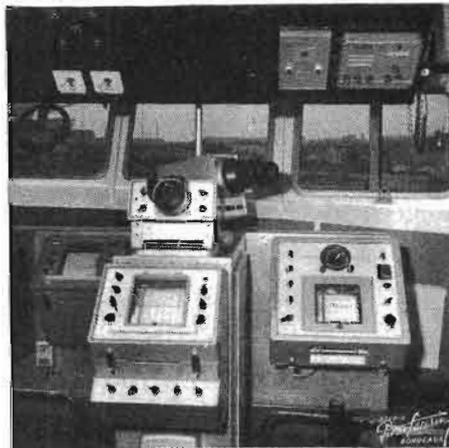


Photo D

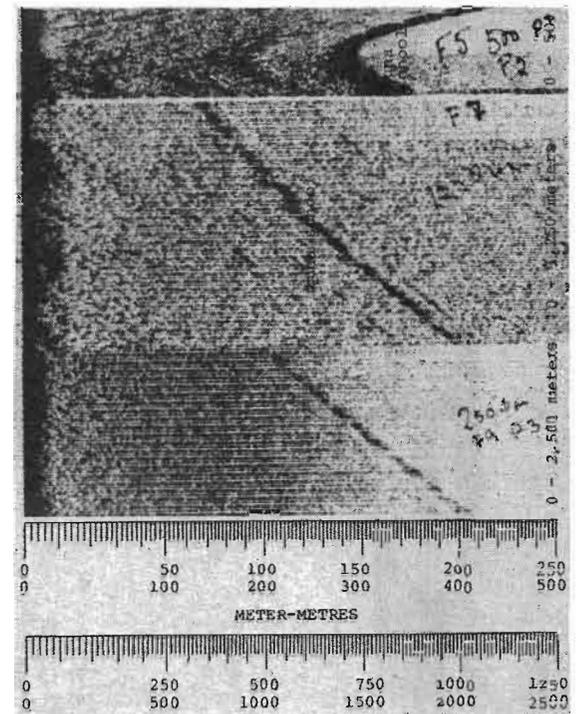


Fig. 7 bis

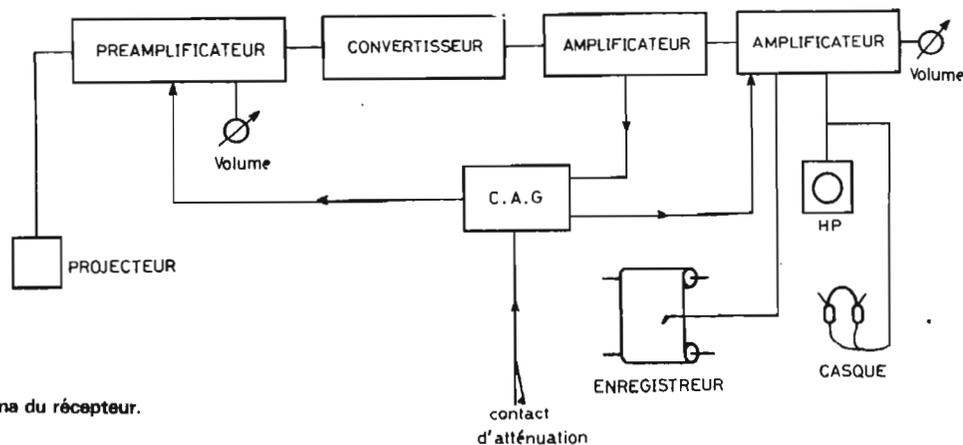


Fig. 7 - Schéma du récepteur.

matique de la sensibilité. Cela pour deux raisons : Premièrement, un écho rapproché est beaucoup plus puissant qu'un écho éloigné. Il faut donc un dispositif qui modifie la sensibilité du récepteur en fonction du temps pour que les échos gardent la même valeur relative.

Il entre en fonction au moment où une impulsion est émise. Deuxièmement, il sert à modifier la sensibilité de façon à réduire les bruits parasites sans pour cela modifier l'intensité des échos.

En général, l'opérateur désire utiliser une sensibilité maximale pour percevoir même les échos les plus faibles.

L'ENREGISTREUR

Photo C et Photo D

Il permet de visualiser sur papier électrosensible les échos. L'enregistreur mesure l'intervalle de temps qui s'écoule entre l'émission d'une impulsion ultrasonore et son retour sous forme d'écho. Enfin, il coordonne le fonctionnement de l'émetteur, du récepteur et du mécanisme d'orientation du projecteur.

Cet élément comporte un moteur qui entraîne d'une part le défilement du papier, et d'autre part le passage du stylet sur celui-ci à vitesse constante.

L'extrémité du stylet est directement reliée à la sortie du récepteur qui lui transmet les signaux amplifiés émanant du projecteur. Les échos apparaissent sous forme d'un trait sombre dont l'intensité est fonction du signal capté (fig. 7 bis). L'ensemble des lignes successives enregistrées constitue une image c'est-à-dire un échogramme.

Solidaire du porte stylet, on trouve 3 disques porteurs de trois contacts différents. Le premier commande l'atténuation du récepteur pendant le début de l'émission. Le second, le début de l'impulsion, et le troisième déclenche l'orientation du projecteur selon un programme de ba-

layage de 5° en 5° par exemple. Les contacts se ferment dans l'ordre précité. (fig. 8).

Lorsque le contact d'impulsion se ferme, l'émetteur envoie une impulsion. Une partie de celle-ci traverse le récepteur. On peut l'entendre dans le H.P. En même temps, une marque de départ est inscrite sur le papier. Ensuite l'impulsion décrit sa trajectoire dans l'eau puis revient vers le projecteur et le récepteur qui l'amplifie avant de l'appliquer au stylet qui l'enregistre. L'écho est à son tour perçu sous forme sonore et est indiqué sur le papier par une marque brune.

L'échelle est graduée de façon à enregistrer des obstacles jusqu'à

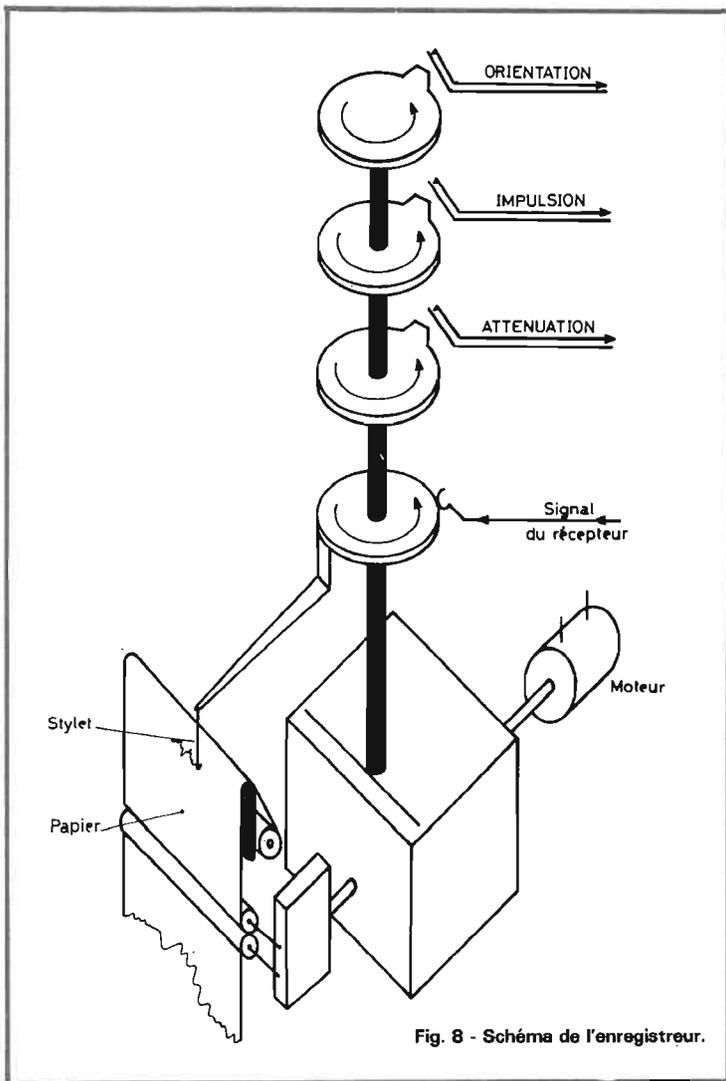


Fig. 8 - Schéma de l'enregistreur.

environ 1 500 mètres, par exemple.

L'enregistreur comporte souvent plusieurs stylets de façon à éviter le temps mort au moment où celui-ci quitte le papier avant de le rejoindre de l'autre côté de la feuille.

Chaque enregistrement ne donne de renseignements que pour la direction vers laquelle est orienté le projecteur. Pour explorer un certain secteur on doit faire plusieurs enregistrements en décalant progressivement le projecteur de 5° à 10°. On obtient ainsi une vue d'ensemble de la zone explorée.

Au niveau de l'indicateur, le Sonar comporte un cadran à aiguille qui donne la direction d'orientation du projecteur par rapport à l'axe du navire. C'est ce qu'on appelle le gisement. Ce dispositif permet de déterminer la direction d'où émane n'importe quel son puisque l'opérateur connaît l'orientation de la base (projecteur).

Le Sonar peut être complété par un Sonarscope. C'est un élément indicateur périphérique qui

donne une représentation du secteur sous-marin en coordonnées polaires sur un tube cathodique. Il est commandé par le Sonar. Les informations apparaissent sous forme de trajectoires dessinées par un spot comme sur un oscilloscope.

La portée en représentation est répartie sur plusieurs échelles et peut atteindre 500 mètres. On obtient avec cet indicateur des données rapides en distance et en azimuth, très utiles pour suivre l'évolution d'un banc de poissons.

Le Sonar a largement contribué au cours des années passées à augmenter l'efficacité de la pêche. C'est un auxiliaire précieux pour les pêcheurs et certainement pour les sous-marinières !

Didier PIERSON

Documents et photos Compagnie Radio Maritime - Paris
Photo B et D : P. Lucarin

il a fallu
toute la longue expérience de

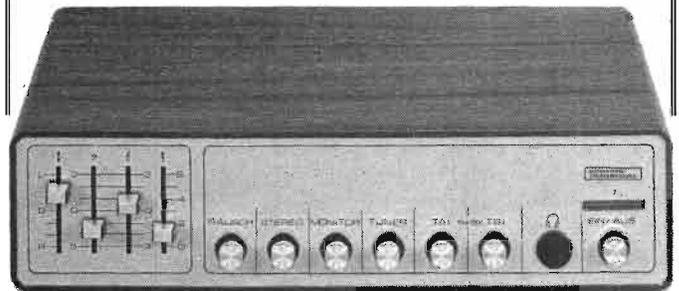
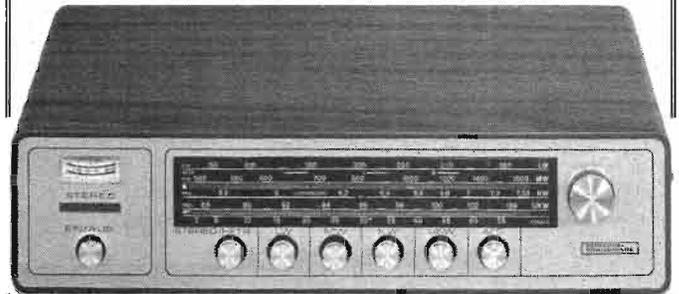
KÖRTING

T R A N S M A R E

pour offrir cet ensemble
TUNER et AMPLI
hi-fi véritable

(Din 45 500)

à un prix aussi compétitif !..



Tuner T 515

130/230 V - 50 Hz - 9 transistors, 6 diodes, 2 circuits intégrés (IC), 1 redresseur. Gammas d'ondes : FM 87,5 - 104 MHz, OC 5,9 - 7,4 MHz (bandes de 41 à 49 m), PO 510 - 1640 KHz, GO 145 - 365 KHz • 7 touches : FM, OC, PO, GO, Stéréo, CAF, marche/arrêt • Circuits AM : 5, FM : 11 • **Tuner FM : double accord par condensateur variable • Amplificateur AM/IC à sélection concentrée et double réglage** (Ampli FI) - Ampli FM/IC à sélection répartie, 3 filtres passe-bande doubles • Décodeur FM à CI avec **commutation automatique Stéréo/Mono et indicateur** • Post-ampli BF à 1 étage par canal pour AM/FM • Prises : antenne, terre, FM dipôle (240 ohms), ampli stéréo (câble 5 broches) • En noyer et blanc. 38 x 9,5 x 23 cm.

Amplificateur A 515

130/230 V - 50 Hz - 23 transistors, 1 diode, 1 redresseur • 7 touches : souffle, stéréo, moniteur, tuner, PU I, magnétophone I, marche/arrêt • **Contrôle de volume physiologique à curseurs** • Compensateur-correcteur phono : 1 étage par canal • Préamplificateur BF à 2 étages par canal à **très faible bruit** • Entrées : tuner, PU, magnéto • Sorties : 2 HP + Casque • Puissance modulée **2 x 20 W** • En noyer ou blanc • 38 x 9,5 x 23 cm.

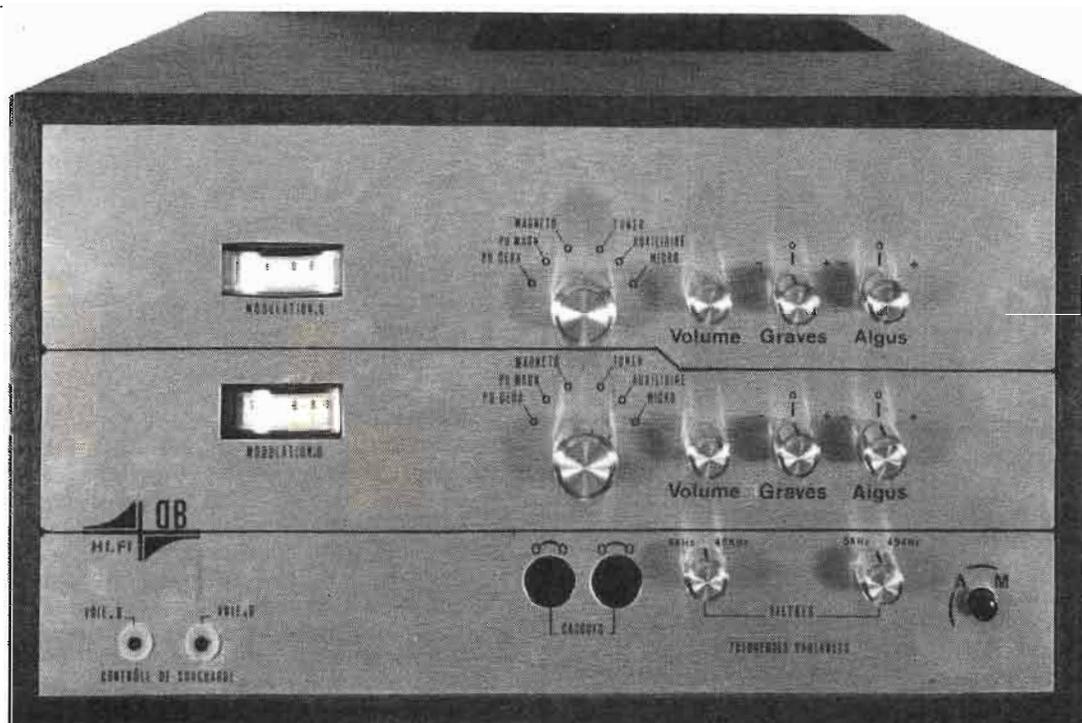
SIMET

société internationale de matériel électronique et technique
26 rue étienne marcel 75002 paris ☎ 508.40.46 et 41.44

AMPLIFICATEUR

STEREOPHONIQUE

MODULAIRE



2 x 25 Weff / 8 Ω - 2 x 50 Weff / 4 Ω

(Suite voir N° 1482)

II L'ALIMENTATION DE L'AMPLIFICATEUR

A) Le redressement et le filtrage

Comme nous l'avons mentionné le mois dernier, nous avons personnellement utilisé un transformateur Torroïdal, ce qui n'est nullement impératif, mais conseillé. C'est en effet une pièce très importante dans un amplificateur (peut-être même la plus

importante), le transformateur contribue grandement au bruit de fond de l'appareil à cause de son rayonnement, ce qui est critique pour des entrées à bas niveau, telles que PU Magnétique ou microphone.

La Société Tradelec importe depuis peu des transformateurs

toroïdaux, nous avons tout de suite été intéressés par l'essai de l'un des modèles proposés convenant à notre usage : 48 volts au secondaire avec un débit de 2,6 ampères. Les essais furent des plus concluants, un tel transformateur remplaçant aisément un modèle à circuit double C, avec en plus le

gros avantage d'un encombrement moindre (la moitié environ pour le même débit bien entendu). Le seul reproche (que nous considérons minime), c'est qu'il n'est pas disponible actuellement en bi-tension, le primaire est un 110 V ou un 220 V.

La figure 8 nous montre la sec

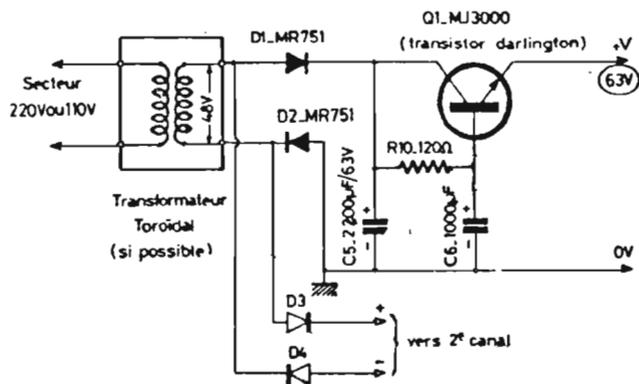


Fig. 8

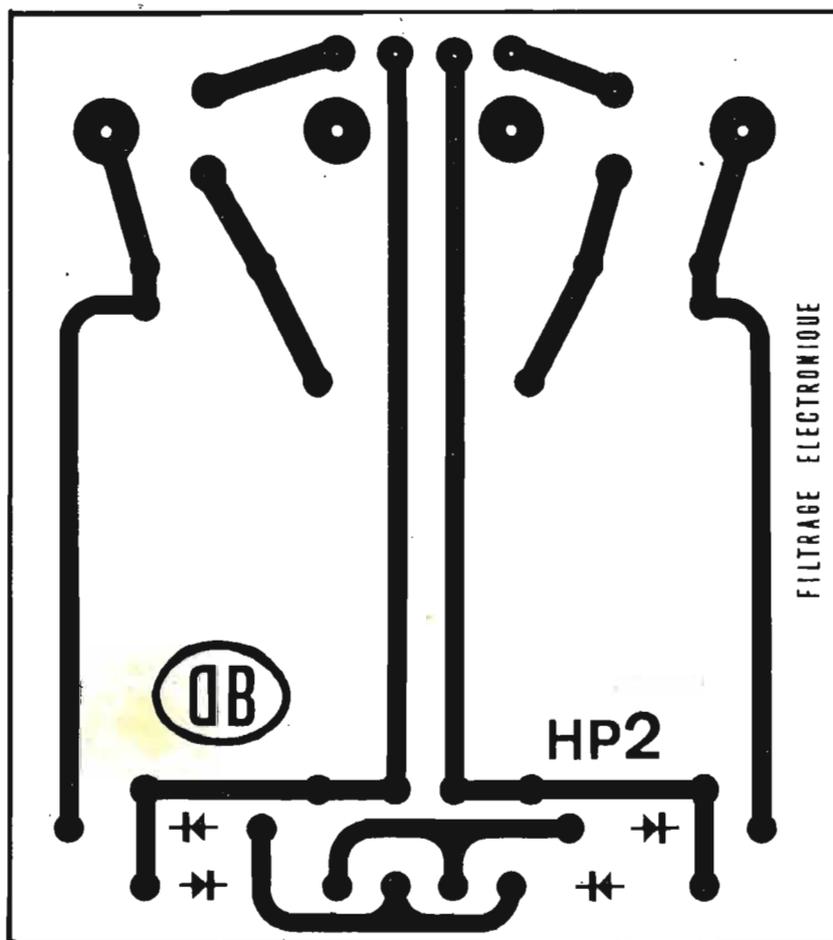


Fig. 9

tion redressement et filtrage. Nous voyons tout de suite qu'ici, rien n'est classique. Le redressement est du type mono-alternance. Un tel système a des avantages et des inconvénients : chaque voie de l'amplificateur étant alimentée alternativement, les risques de motor-boating sont annulés. La fréquence d'ondulation est la même que celle du secteur, soit 50 Hz. Cette basse fréquence est à notre avis moins délicate à éliminer, moins audible que le 100 Hz engendré par un redressement en pont ou avec un transformateur à point milieu. Son inconvénient est de demander un excellent filtrage, deux alternances positives étant espacées d'un demi-cycle.

Un condensateur de filtrage de forte capacité en plus d'être assez volumineux est d'un prix d'achat élevé. Nous nous sommes donc tournés vers un autre procédé : le filtrage électronique. Il utilise un condensateur et un transistor, le condensateur étant placé dans la base. La « capacité électronique » théorique résultante étant égale au produit du gain du transistor par la valeur du condensateur inséré dans sa base, nous voyons qu'une faible valeur de C permet d'obtenir un excellent filtrage.

La figure 8 permet de constater que nous avons employé les grands moyens, tout d'abord un premier filtrage avec C5 de 2 200 μF , puis le filtrage électronique avec C6 de 1 000 μF dans la base d'un transistor Q1-MJ3000. Ce transistor est du type Darlington.

Le paramètre qui nous intéresse le plus est le h_{FE} ou β qui est pour ce transistor de 1 000, ce qui nous donne théoriquement un condensateur de filtrage de 1 000 x 1 000 μF .

Le dessin du circuit imprimé est donné à l'échelle 1 figure 9. Le peu de composants se traduit par une implantation aérée.

Les côtés du CI sont de 110 x 122 mm.

La dimension de 122 mm de cette carte HP2 est à respecter, car elle détermine l'écartement des 2 glissières fixées sur le châssis de l'appareil.

Le plan de câblage de ce module est donné à la figure 10.

Les diodes redresseuses doivent pouvoir tenir une tension inverse de 2,8 x 48 V, soit 134 volts et pouvoir débiter 1,5 ampère. On peut donc choisir tout modèle de 200 V/2A.

Les transistors de puissance sont fixés directement sur le circuit imprimé, sans radiateur.

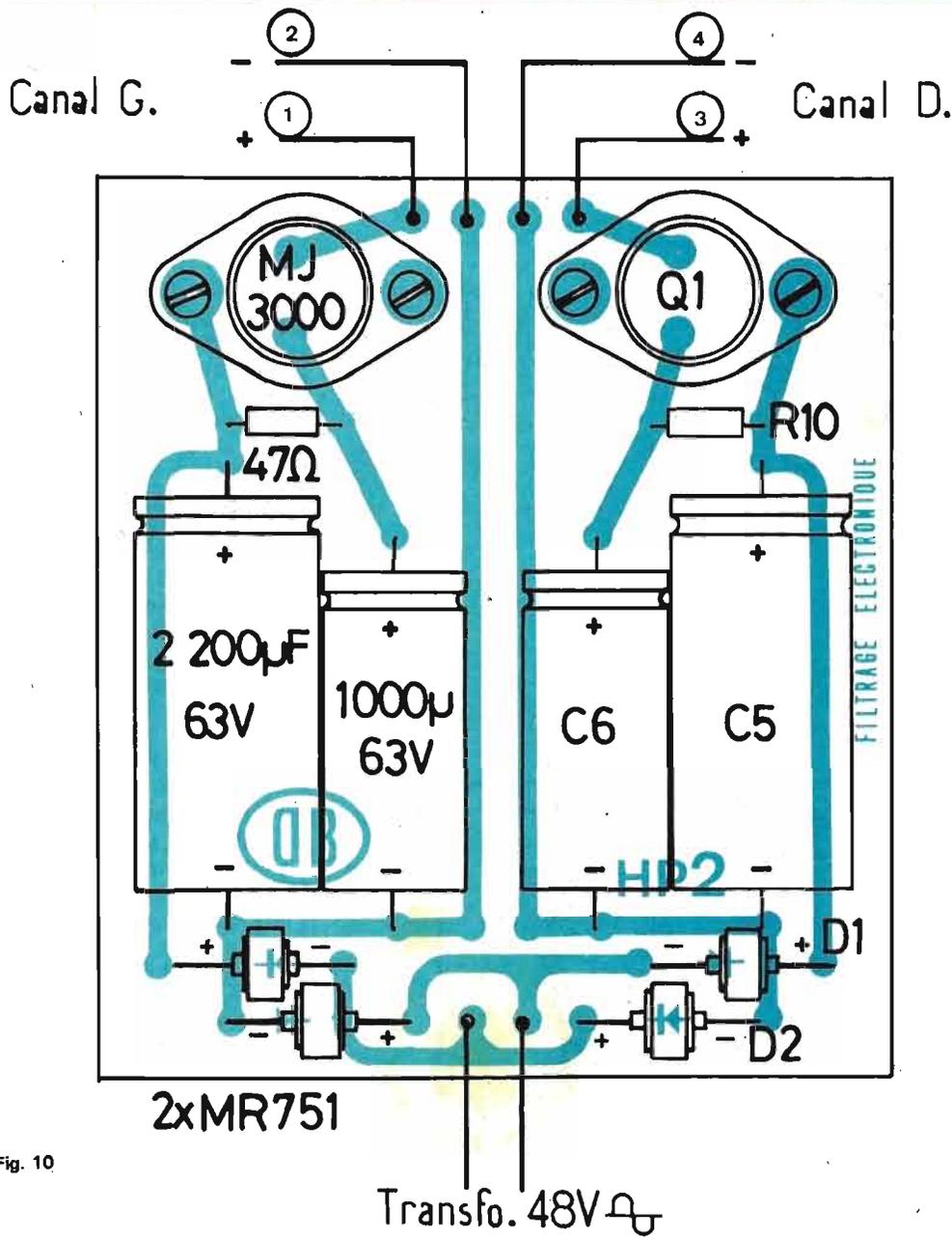


Fig. 10

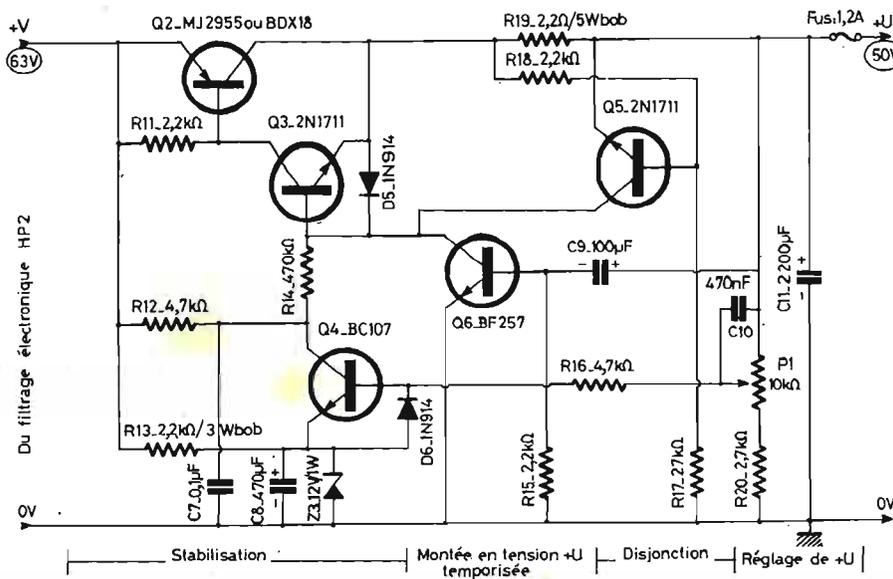


Fig. 11

Etant donné que la tension collecteur-émetteur est de 1,2 volt, pour un débit de 1 A sa dissipation sera de 1,2 watt ($P_D = 150 \text{ W}$).

Les numérotations (1) - (2) - (3) et (4) sont utiles pour le raccordement de ce module au circuit d'interconnexions RP1.

B) L'alimentation stabilisée disjonctable

Celle-ci, comme nous le voyons à la figure 11, peut se décomposer en 3 parties :

- la stabilisation
- la temporisation
- la disjonction

La stabilisation est classique, le pont diviseur P1-10 kΩ et R20-2,7 kΩ permet d'appliquer sur la base du transistor Q4-BC107 une fraction de la tension de sortie +U (réglée à +50 volts). Cette tension est comparée à une tension de référence de 12 volts, potentiel de l'émetteur de Q4 déterminé par la diode zener Z3. Après amplification, on retrouve sur le collecteur de Q4 une tension d'erreur rigoureusement proportionnelle à l'erreur de la tension de sortie. Cette tension d'erreur est appliquée à la base de Q3-2N1711, qui commande le transistor ballast Q2-MJ2955.

L'émetteur de Q4 est polarisé par la résistance R13-2,2 kΩ à partir de la tension filtrée +V de 63 volts. Le condensateur C8-470 μF sert de filtrage. La diode D6-1N914, placée entre base et émetteur de Q4 interdit à celui-ci de se bloquer, la base étant toujours à un potentiel supérieur de 0,6 volt par rapport à l'émetteur.

La diode D5-1N914 remplit la même fonction pour le transistor Q3-2N1711.

Le collecteur de Q4 est polarisé par la résistance R12-4,7 kΩ, ce potentiel est découplé par le condensateur C7-0,1 μF.

Le collecteur de Q3 est lui polarisé par R11-2,2 kΩ, tandis que la base est reliée au collecteur de Q4 par R14-470 kΩ et suit les variations de la tension de sortie.

Le transistor Q6-BF257 sert à la temporisation de la montée de la tension +U, ce qui évite les chocs produits par les haut-parleurs, à la mise sous tension et à l'extinction de l'appareil, phénomène fréquent sur bon nombre d'amplificateurs. Le temps de montée de +U à 50 volts est fonction de la constante de temps RC (C9 - 100 μF et R15 - 2,2 kΩ) Nous avons relevé un temps de

25 secondes sur la maquette.

Le transistor Q5-2N1711 sert de disjoncteur contre les courts-circuits. En fonctionnement normal, il est polarisé de telle sorte que le potentiel de sa base est inférieur à celui de l'émetteur, grâce au pont résistif R18-2,2 k Ω et R17-27 k Ω . Ce transistor Q5 étant un NPN, il se trouve bloqué.

En cas de court-circuit, l'émetteur de Q5 se trouve porté au potentiel 0V et il se débloque.

1 - Tensions relevées aux bornes de Q5 par rapport à la masse

$U_C = 50,6 \text{ V}$
 $U_B = 46 \text{ V}$
 $U_E = 50 \text{ V}$ } transistor bloqué

2 - $U_C = 1,9 \text{ V}$
 $U_B = 0,75 \text{ V}$
 $U_E = 0,05 \text{ V}$ } transistor bloqué

En supprimant le court-circuit, l'alimentation repart d'elle-même et la tension remonte à + 50 volts.

Le potentiomètre P1-10 k Ω permet d'ajuster la tension de sortie stabilisée à + 50 V.

La variation est importante, l'action de P1 permettant de descendre à 15 V et de monter à 60 V.

Le condensateur C11-2 200 μF parfait encore le filtrage de cette alimentation.

L'implantation du circuit imprimé est donnée à la figure 12, toujours à l'échelle 1. Les dimensions de la carte sont de 127 x 114 mm. Les liaisons ne sont pas trop nombreuses. La ligne de masse est réalisée avec de la bande de 2,54 mm, tandis que toutes les autres liaisons se font en 1,27 mm.

Nous avons repéré le positionnement des 5 transistors et le sens des diodes.

Le plan de câblage de ce module HP3 est donné à la figure 13, il se passe de commentaire. Les diodes ont leur cathode de repérée.

Les résistances de 3 W et 5 W sont du type bobiné Sfernice par exemple.

Le raccordement du transistor de puissance MJ2955 au circuit imprimé se fait avec du fil tricolore, voir à ce sujet la figure 14.

Ce transistor en boîtier T03 est vissé sur le refroidisseur, on se servira de la visserie de 4. Le collecteur étant au boîtier, on intercalera une cosse à souder avec la vis de fixation pour relier cette électrode au CI.

La base sera reliée au circuit avec un fil bleu, l'émetteur avec un fil blanc et le collecteur avec le

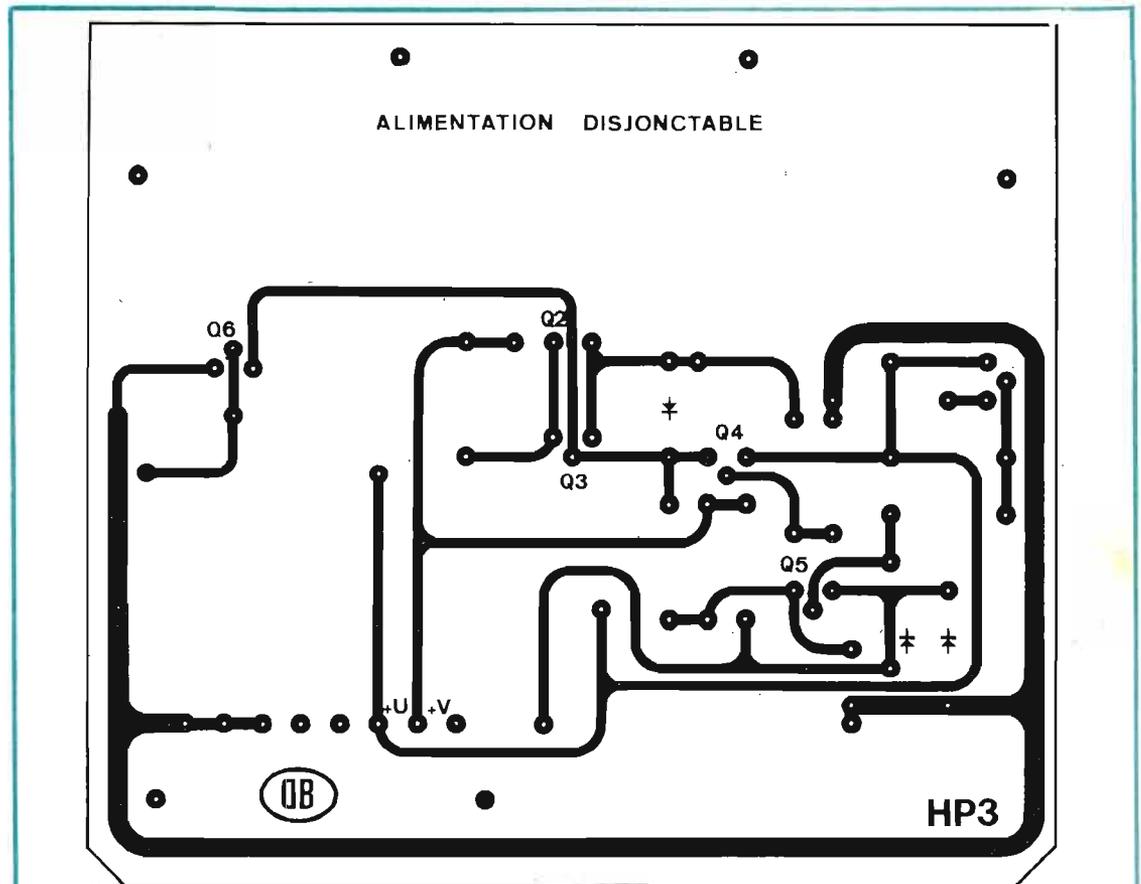


Fig. 12

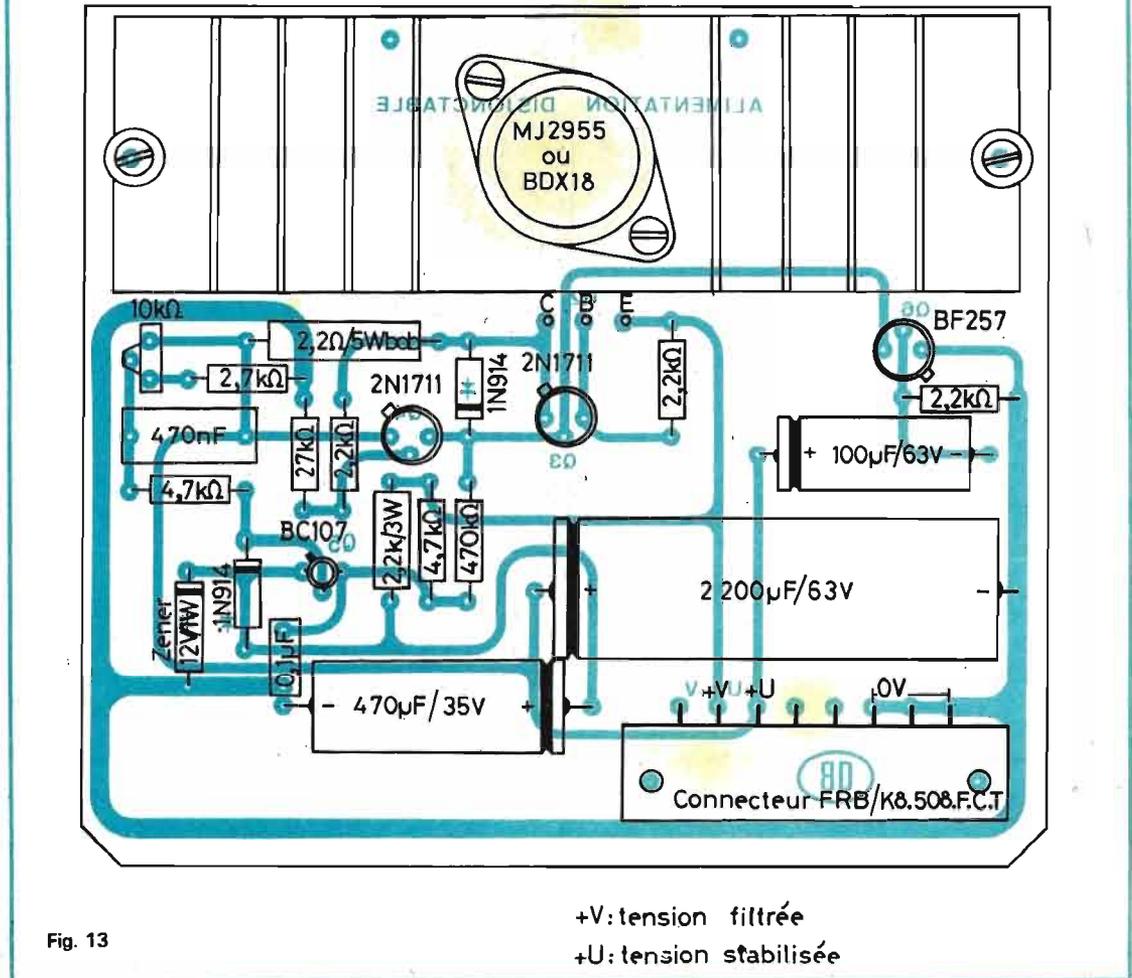


Fig. 13

+V: tension filtrée
 +U: tension stabilisée

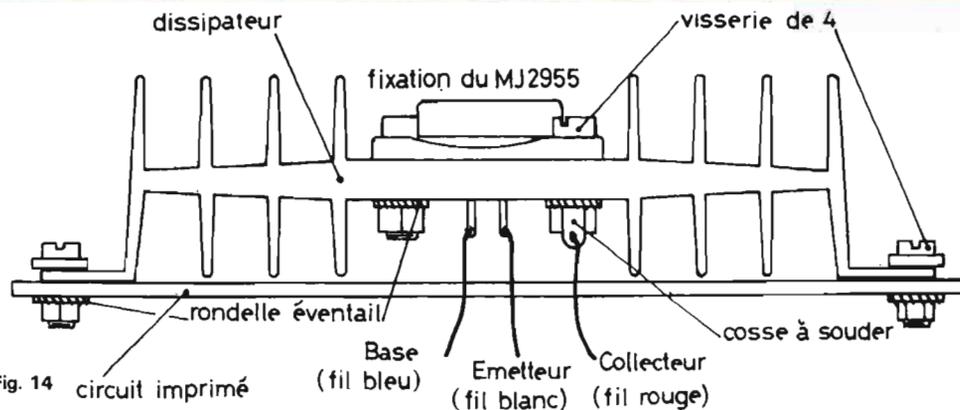
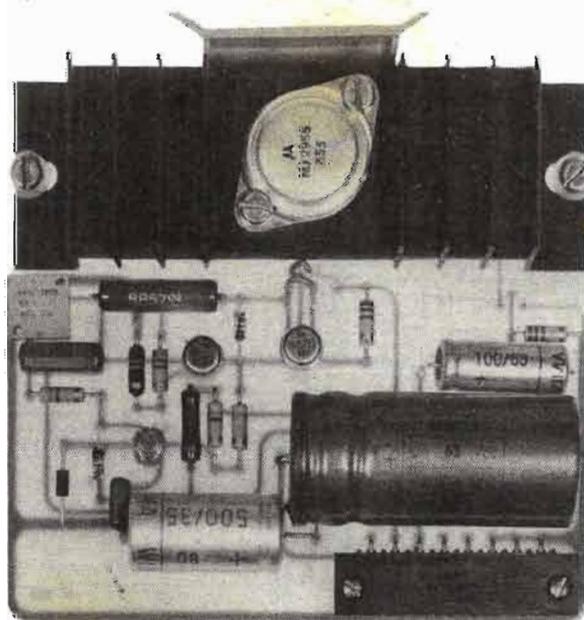
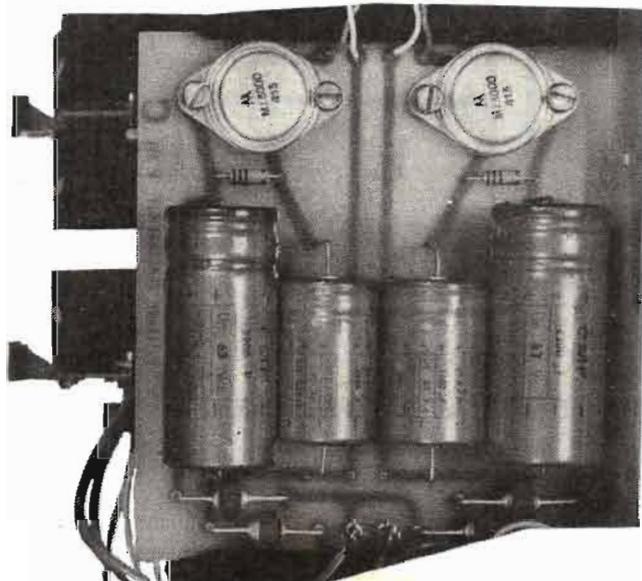


Fig. 14 circuit imprimé



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

A) Le filtrage électronique HP2

D1-D2 Diodes redresseuses MR 7.51 (ou tout modèle 200 V/2A)

R10 Résistance 120 Ω - \pm 5% - 0,5 W

C 5 Electrochimique 2200 μ F/63 V

C 6 Electrochimique 1000 μ F/63 V

Q 1 Transistor Darlington MJ 3000 Motorola

B) L'alimentation disjonctable HP3

● Résistances \pm 5%

R11 - 2,2 k Ω /0,5 W

R12 - 4,7 k Ω /0,5 W

R13 - 2,2 k Ω /3 W bob

R14 - 470 k Ω /0,5 W

R15 - 2,2 k Ω /0,5 W

R16 - 4,7 k Ω /0,5 W

R17 - 27 k Ω /0,5 W

R18 - 2,2 k Ω /0,5 W

R19 - 2,2 k Ω /5 W bob

R20 - 2,7 k Ω /0,5 W

● Potentiomètre

P1 - 10 k Ω lin au pas de 2,54 (modèle VA05V ohmic par exemple)

● Condensateurs

C7 - 0,1 μ F/160 V

C8 - 470 μ F/25 V

C9 - 100 μ F/63 V

C10 - 470 μ F/63 V

C11 - 2.200 μ F/63 V

● Transistors Motorola.

Q2 - MJ2955 (ou BDX 18 Sescosem)

Q3 - 2N1711

Q4 - BC107

Q5 - 2N1711

Q6 - BF257 ou tout modèle ayant un V_{CE} de 100 V

● Diodes

Z: - diode zener de 12 V/1 W

1N4742 Motorola par exemple

D5 et D6 - 1N914 Sescosem

● Connecteur FRB Connectron (partie femelle)

réf. : K8-508-F-C-T

● Dissipateur pour transistor T03

● Visserie de 4

● Cosse à souder

● Fil tricolore

Nous proposerons le mois prochain la partie préamplificatrice HP 4 et le module d'interconnexions HP 5 (le contrôle de modulation est gravé sur ce CI).

D.B.

fil rouge, ce sont les 3 couleurs conventionnelles.

Réalisé en 2 exemplaires, ces modules HP3 viennent s'enclencher sur le circuit de base, aux connecteurs 4 et 5.

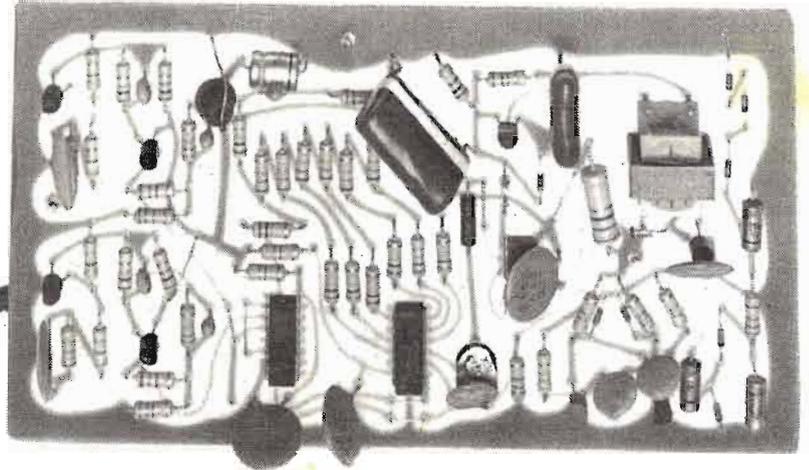
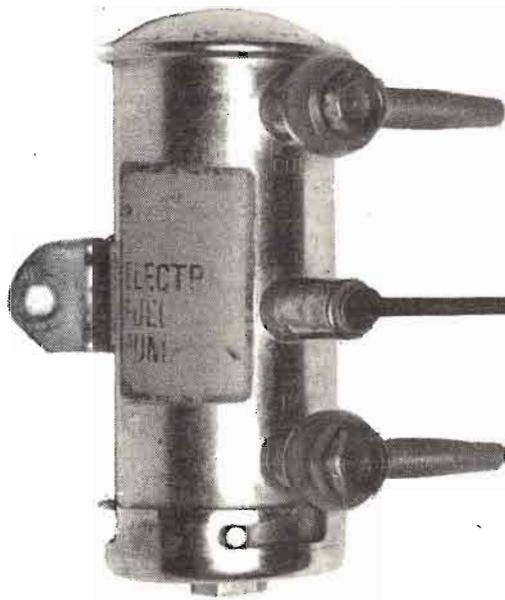
Le seul réglage se fait avec un contrôleur universel, il suffit d'ajuster la tension stabilisée + U à 50 volts.

On peut ensuite vérifier l'efficacité de la disjonction en court-

circuitant la ligne + U, cela se traduira par une belle étincelle.

Pour terminer, on chronométrera le temps de montée de la tension stabilisée pour atteindre + 50 volts.

ECONOMISEZ VOTRE ESSENCE



AVEC CE MESUREUR DE CONSOMMATION DE CARBURANT

(Suite voir N° 1482)

II. L'INDICATEUR DE CONSOMMATION

L'INDICATEUR de consommation décrit ci-après est un complément utile au mesureur de consommation pour véhicule automobile dont on a précédemment parlé.

Il s'agit en fait d'un circuit électronique qui indique avec une assez bonne précision le volume de carburant consommé pendant la durée d'un voyage, d'un déplacement, d'une course en ville.

Le montage comporte un compteur électronique totalisateur que l'on met au zéro avant le départ, dès que le moteur tourne. Ce compteur fournit une indication du volume de carburant consommé dès que le moteur est en marche, que le véhicule se déplace ou qu'il soit à l'arrêt. Grâce à cet appareil, l'automobiliste pourra se faire une idée plus précise de ce que lui coûte un embou-

teillage ou encore il pourra évaluer la rentabilité de deux itinéraires différents en connaissant exactement la consommation réalisée en empruntant successivement chacun d'eux. L'indication emmagasinée dans le compteur est visualisée par un galvanomètre à cadre mobile gradué directement en litre et en fraction de litre. Là comme pour l'appareil précédent, il faut préciser que cet in-

dicateur de consommation n'est adaptable uniquement que sur les véhicules équipés d'une pompe à carburant actionnée électriquement (commande par solénoïde). Il faut aussi ajouter que l'indicateur de consommation ne remplace en aucun cas la jauge à carburant équipant tout véhicule. En effet, l'appareil est mis en fonctionnement dès que le contact est mis ; il est mis hors service à l'ins-

tant même où celui-ci est coupé. Ce circuit ne comporte pas de mémoire ; il est donc incapable de conserver d'une fois sur l'autre le « souvenir » de la consommation précédemment enregistrée si entre temps le contact a été coupé. Il faut le remettre à zéro avant chaque emploi, c'est-à-dire aussitôt que le moteur fonctionne. Enfin cet appareil peut être employé seul ou conjointement avec le mesureur de consommation de carburant.

Le schéma synoptique de l'indicateur est représenté sur la **figure 1**. On peut y voir l'enroulement de la pompe aux bornes duquel est prise l'information. Chaque fois que la pompe est alimentée, il apparaît une tension qui est filtrée par le réseau R26, R27 et C9 et qui est appliquée à un circuit de remise en forme du signal. Ce dernier est un trigger, constitué par deux transistors, à la sortie duquel on recueille des signaux rectangulaires à transitions brusques.

A chaque impulsion en sortie du trigger correspond donc un fonctionnement de la pompe, c'est-à-dire qu'un certain volume de carburant est envoyé au moteur. Connaissant la quantité de carburant brassée à chaque coup de pompe, il est facile, en comptabilisant ceux-ci, de connaître la consommation totale. Le diviseur formé par le circuit intégré CI1 a pour but, en quelque sorte, de démultiplier les indications provenant du trigger, car, dans notre cas, le volume de carburant par coup de pompe est de l'ordre de 2 cm^3 et connaître la consommation avec une précision de $1/500^{\circ}$ de litre n'est absolument pas nécessaire. De plus, si l'on procédait avec une précision si poussée, il faudrait totaliser 5 000 coups pour atteindre un volume de 10 l, ce qui demanderait un galvanomètre ayant 5 000 points de lecture, complètement irréalisable. Il nous a semblé qu'une indication par échelons de $1/10^{\circ}$ de litre était plus réaliste pour indiquer un volume de 10 l, il suffit alors d'une graduation comportant 100 points de lecture au maximum.

Le compteur, réalisé à l'aide d'un circuit intégré CI2, a une capacité totale de comptage de 127. Dans le cas présent, il a été procédé à une division primaire par 64, c'est-à-dire que chaque impulsion appliquée au compteur CI2 équivaut en réalité à $2 \text{ cm}^3 \times 64 = 0,128 \text{ l}$. Le volume maximum que pourra enregistrer le compteur

sera, dans notre cas de : $127 \times 0,128 = 16,25 \text{ l}$.

Dans le cas où l'on souhaiterait obtenir une précision plus grande, il suffirait de prendre, par exemple, une division primaire par 32, ce qui conduirait à des échelons de 6,4 cl et à une capacité totale de 8,12 l.

Les sept sorties binaires du compteur sont envoyées sur un réseau de résistances qui effectue la conversion digitale-analogique, c'est-à-dire qu'il transforme les indications binaires du compteur en une tension continue rigoureusement proportionnelle au nombre atteint par CI2. Du fait, que cette tension analogique est disponible à relativement haute impédance, il faut prévoir un convertisseur d'impédance tel que cette même tension soit délivrée par un générateur présentant une (relativement) faible résistance interne, afin que l'appareil de mesure n'introduise pas d'erreur. C'est le circuit intégré CI3 qui est chargé de cette transformation. A la sortie de l'amplificateur opérationnel on dispose d'une tension continue qu'il suffit d'appliquer à l'appareil de lecture. Remarquons que la remise à zéro agit non seulement sur le compteur mais également sur le diviseur. Si le diviseur n'était pas remis à zéro en même temps que CI2, la première mesure suivante serait entachée d'erreur, ce qui n'est pas le cas lorsque les deux circuits sont remis à zéro simultanément.

DESCRIPTION DU MONTAGE

Le schéma de détail de l'indicateur de consommation est représenté sur la **figure 2**. L'entrée de la tension d'alimentation prélevée aux bornes de l'enroulement de la pompe se fait sur la borne n° 1. Cette tension est sujette à des suroscillations et également à des inversions de polarité qui se produisent au moment de la coupure du courant dans l'enroulement et qui sont dues au caractère inductif du bobinage. C'est pourquoi, sur la **figure 1**, on a représenté en pointillés une diode qui se trouve placée aux bornes du solénoïde et qui est chargée d'absorber les pointes de tension négatives qui peuvent y apparaître. De plus, la tension de commande de la pompe est appliquée au circuit trigger à travers un filtre passe-bas élémentaire constitué par les résistances R26, R27 et par la capacité C9. Sur la base du transistor T1 il existe donc une tension ne présentant pas de variations rapides. Les transistors T1 et T2 forment un trigger, c'est-à-dire un système qui passe sans transition d'un état bloqué à un état conducteur, et vice-versa. Les deux dispositifs T1 et T2 sont normalement bloqués. Dès que le potentiel sur la base de T1 est suffisant, celui-ci entre en conduction ; la tension sur son collecteur diminue, ce qui entraîne automatiquement la cir-

culcation d'un courant base dans le transistor PNP T2 et ipso facto l'apparition d'un potentiel positif sur le collecteur de ce dernier. Une partie de celui-ci est réappliquée sur la base du transistor T1, par la résistance R23, afin d'assurer une réaction positive qui accélère le temps de basculement.

Les signaux rectangulaires présents sur le collecteur du transistor PNP T2 sont dirigés sur l'entrée du diviseur CI1, qui est un circuit intégré monolithique, réalisé en technique C-MOS, du type SFF 24024 (Sescosem). Il est composé d'une suite de sept bascules, chacune effectuant une division par deux du signal qui lui est appliqué. Ces sept bascules sont réunies dans un boîtier unique et toutes les interconnexions sont effectuées à l'intérieur, seules sont accessibles les sept sorties Q, une entrée des impulsions et une entrée servant à la remise à zéro des compteurs. Chacune des sorties Q (Q1 à Q7) est affectée d'un coefficient qui est de $2^1 = 2$ pour la sortie Q1 et va jusqu'à $2^7 = 128$ pour la sortie Q7. Il est donc possible de diviser la fréquence du signal d'entrée par toutes les puissances de 2 comprises entre 1 et 7, selon que l'on prend le signal de sortie sur telle ou telle bascule. On dispose ainsi de sept facteurs de division différents qui sont : 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128.

La sortie du diviseur attaque l'entrée d'un second SFF 24024 AEV (CI2) dont six des sept sorties sont reliées à un réseau de résistances R1 à R15 qui effectue la conversion digitale-analogique. Le compteur CI2 totalise le nombre d'impulsions délivrées par le diviseur CI1. Les différentes sorties Q du compteur CI2 sont soit dans un état haut (+8 V), soit dans un état bas (zéro volt), ces tensions étant mesurées par rapport au V_{SS} des circuits, c'est-à-dire par rapport à la broche n° 7. L'état haut ou l'état bas des sorties est déterminé par le nombre atteint par le compteur, nombre exprimé en numérotation binaire.

A la sortie du réseau de conversion digitale-analogique, sur l'entrée n° 5 du circuit intégré CI3, on dispose d'une tension positive dont l'amplitude est rigoureusement proportionnelle au nombre binaire affiché par le compteur. Avec les valeurs indiquées pour ce réseau de conversion et pour une différence de tension $V_{dd} - V_{SS}$ d'environ 8 V, chaque échelon unitaire du compteur correspond à une tension de l'ordre de

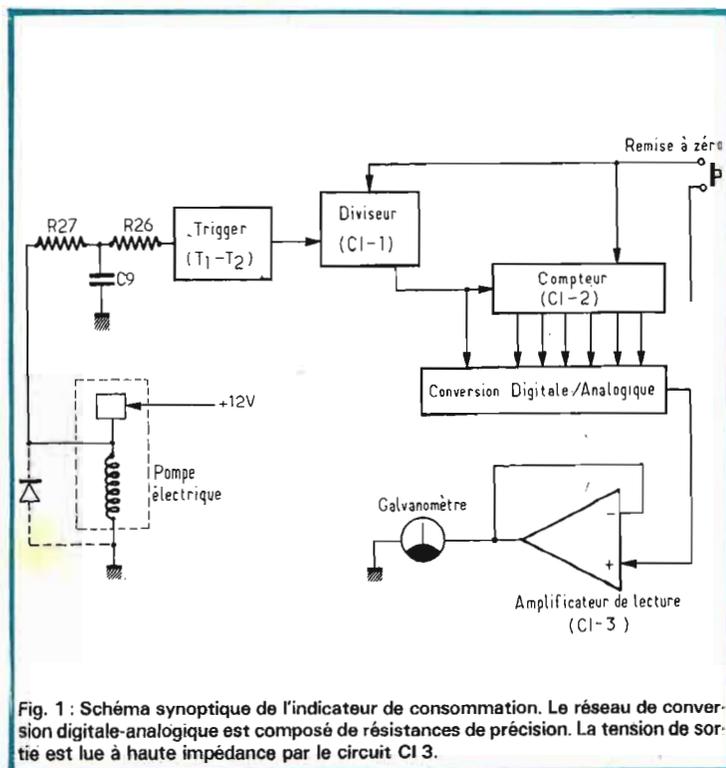


Fig. 1 : Schéma synoptique de l'indicateur de consommation. Le réseau de conversion digitale-analogique est composé de résistances de précision. La tension de sortie est lue à haute impédance par le circuit CI 3.

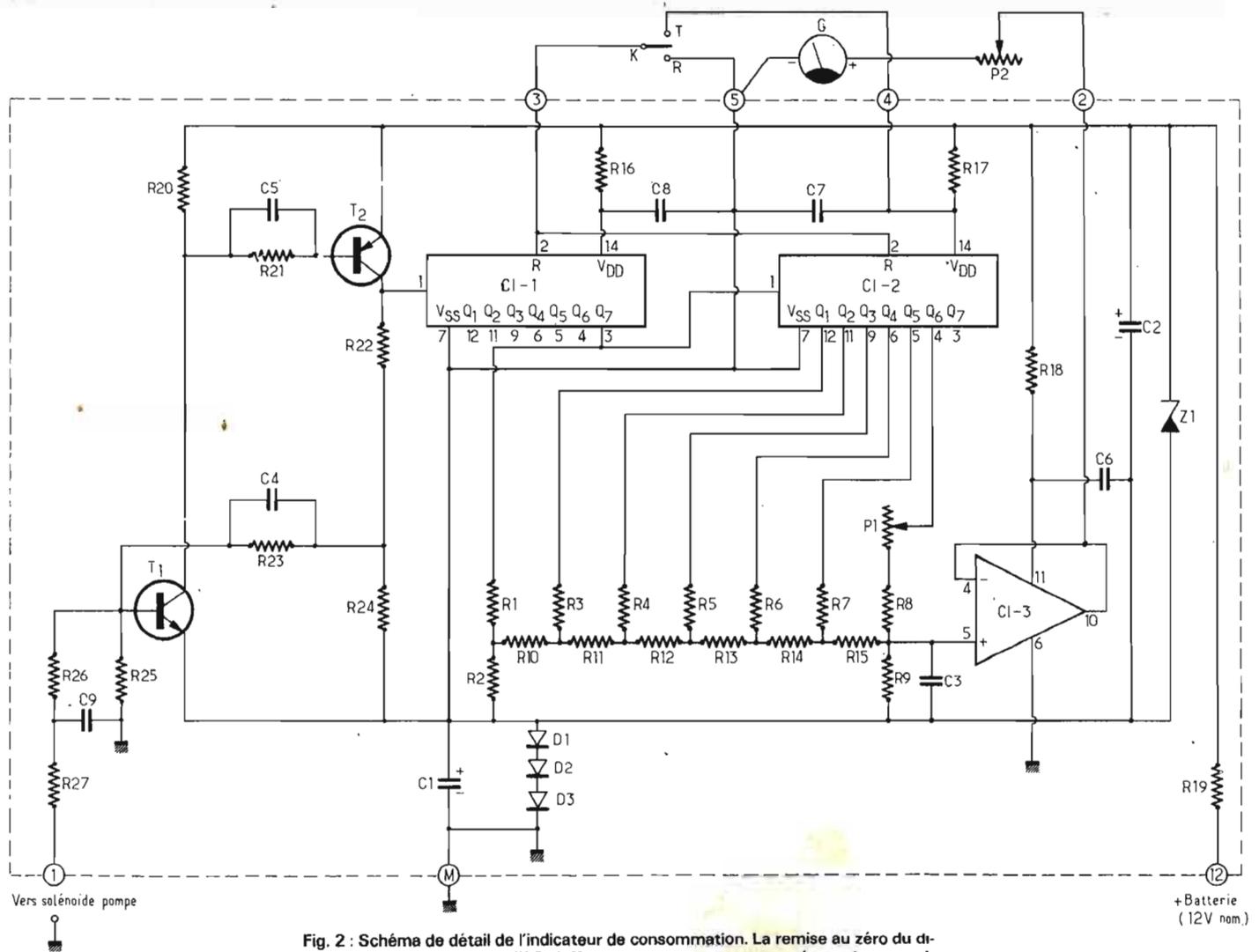


Fig. 2 : Schéma de détail de l'indicateur de consommation. La remise au zéro du diviseur CI 1 et du compteur CI 2 s'effectue en passant momentanément le poussoir K de la position repos à la position travail. La tension de sortie est disponible sur la borne no 2 : elle est appliquée au galvanomètre G.

R 1 = 100 kΩ 1% 1/2 W
R 2 = 100 kΩ 1% 1/2 W
R 3 = 100 kΩ 1% 1/2 W
R 4 = 100 kΩ 1% 1/2 W
R 5 = 100 kΩ 1% 1/2 W
R 6 = 100 kΩ 1% 1/2 W
R 7 = 100 kΩ 1% 1/2 W
R 8 = 95,3 kΩ 1% 1/2 W
R 9 = 100 kΩ 1% 1/2 W
R10 = 49,9 kΩ 1% 1/2 W
R11 = 49,9 kΩ 1% 1/2 W
R12 = 49,9 kΩ 1% 1/2 W
R13 = 49,9 kΩ 1% 1/2 W
R14 = 49,9 kΩ 1% 1/2 W
R15 = 49,9 kΩ 1% 1/2 W

R16 = 470 Ω 10% 1/2 W
R17 = 470 Ω 10% 1/2 W
R18 = 100 Ω 10% 1/2 W
R19 = 120 Ω 10% 1/2 W
R20 = 1000 Ω 10% 1/2 W
R21 = 10 kΩ 10% 1/2 W
R22 = 820 Ω 10% 1/2 W
R23 = 22 kΩ 10% 1/2 W
R24 = 220 Ω 10% 1/2 W
R25 = 4700 Ω 10% 1/2 W
R26 = 3900 Ω 10% 1/2 W
R27 = 2700 Ω 10% 1/2 W
P1 = 10 kΩ
P2 = 22 kΩ

C1 = 220 μF 6 V
C2 = 100 μF 12 V
C3 = 150 pF 63 V
C4 = 47 pF 63 V
C5 = 470 pF 63 V
C6 = 0,1 μF 63 V
C7 = 0,1 μF 63 V
C8 = 0,1 μF 63 V
C9 = 0,1 μF 63 V

CI 2 = SFF 24024 AEV (Sescosem)
CI 3 = SFC 2741 EC (Sescosem)
D1 = 1N4148
D2 = 1N4148
D3 = 1N4148
Z1 = BZX 85 C 8V2 (Sescosem)

T1 = BCW 91 B
T2 = BCW 93 B
CI 1 = SFF 24024 AEV (Sescosem)

G = voir texte
K = voir texte

40 mV en sortie du réseau. Comme la capacité totale du compteur est de 127, la tension maximale qu'il est possible d'obtenir en sortie est : $127 \times 0,040 = 5,08 \text{ V}$.

La conversion digitale-analogique, pour être précise, demande une tension d'alimentation stable.

Celle-ci est régulée par la diode Zener Z₁. D'autre part, la précision de la conversion dépend directement de celle des résistances composant le réseau (R1 à R15). C'est la raison pour laquelle celles-ci doivent être tolérancées à 1% (100 kΩ et 49,9 kΩ). Pour par-

faire la précision du raccordement des marches lorsque Q₆ devient haut, on a prévu une résistance ajustable P1. Le réglage s'effectue exactement comme il a été indiqué dans le circuit du mesureur de consommation de carburant.

La résistance interne, vue de la sortie, du réseau de conversion est de l'ordre de 25 kΩ; il est donc souhaitable d'effectuer la lecture à cet endroit avec un système dont la résistance interne soit grande devant celle du réseau de conversion (≥ 10 fois). Un ap-

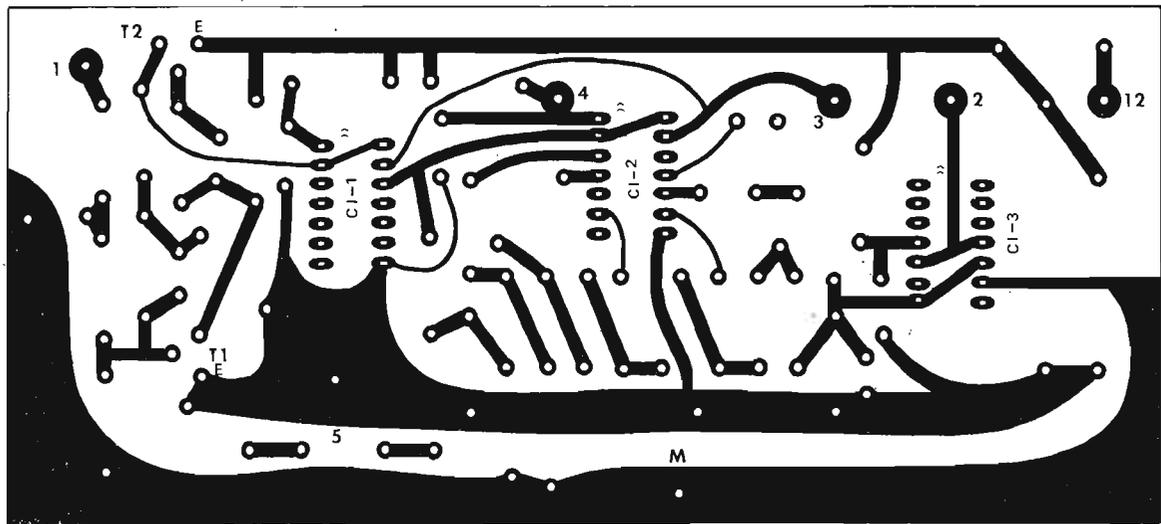


Fig. 3 : Dessin du circuit imprimé représenté à l'échelle 1/1 : celui-ci est vu du côté cuivre.

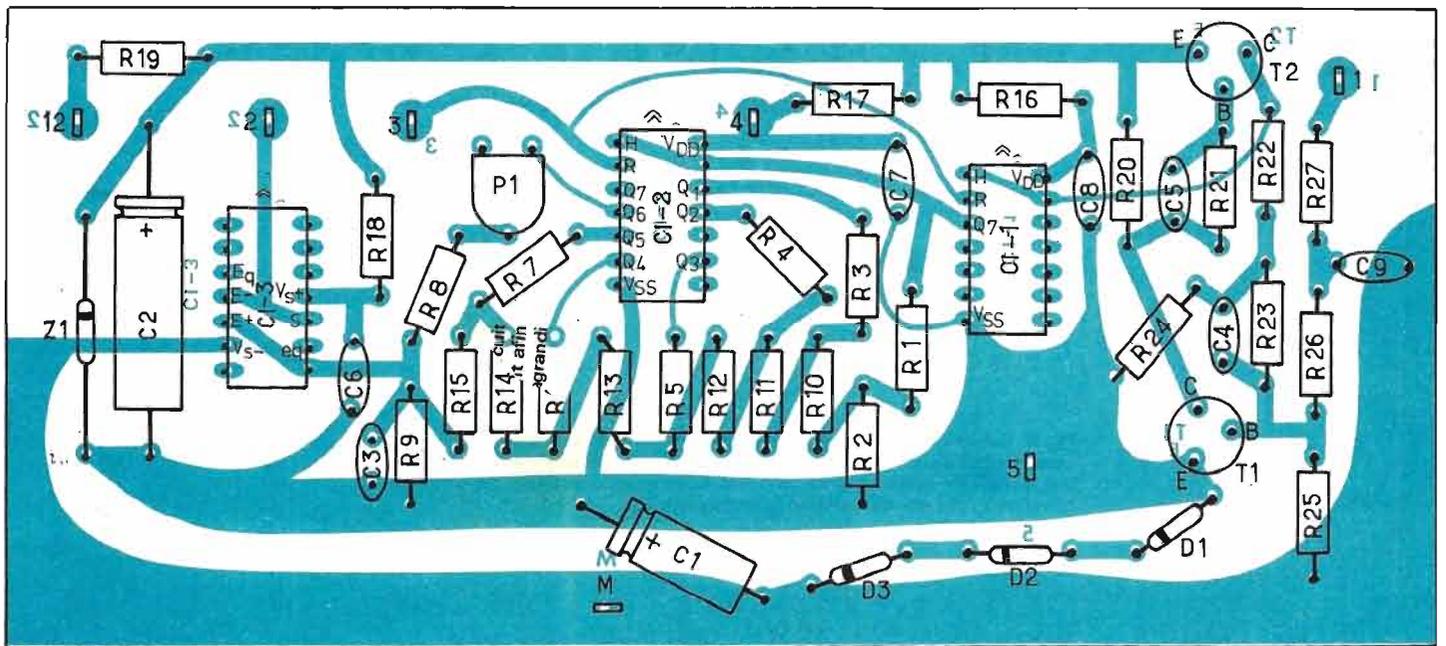


Fig. 4 - Implantation des composants sur le circuit imprimé de la figure 3. Le dessin a été un peu agrandi de façon à la rendre plus compréhensible.

pareil à cadre mobile devrait présenter une résistance interne d'au moins $20\,000\ \Omega/V$ pour ne pas perturber la tension de sortie. Un tel galvanomètre est coûteux et sensible aux vibrations, ce qui n'est pas indiqué pour un appareil destiné à être monté sur un véhicule automobile.

L'amplificateur opérationnel C13 (SFC 2741 EC) est monté en suiveur de tension ; il présente une grande impédance d'entrée et un gain très sensiblement égal à l'unité. La tension de décalage à l'entrée (2 à 3 mV en moyenne) est peu importante comparée aux 40 mV des marches. De plus, ce décalage est constant si bien que

son action s'amenuise au fur et à mesure que la tension d'entrée augmente. A la sortie de l'amplificateur opérationnel CI3 on retrouve un signal identique à celui présent sur son entrée, mais disponible sous une faible impédance. Le galvanomètre de lecture est alimenté à partir de la sortie du circuit intégré CI3 à travers la résistance ajustable P1 qui permet l'étalonnage du cadran. La sensibilité du galvanomètre n'est pas un facteur très important ; simplement il suffit qu'il dévie entièrement pour une tension égale ou inférieure à 5,08 V. La déviation maximale sera réglée au moyen de P2 ; elle correspondra, dans

notre cas à un volume de 16,25 l. Les graduations de l'échelle du galvanomètre seront linéaires.

Le contacteur K est un modèle à poussoir avec un contact travail (marqué T sur le schéma de la figure 2) et un contact repos (marqué R). On peut envisager de mettre le contacteur K et la résistance ajustable P2 à l'intérieur du galvanomètre G, seul le bouton poussoir étant accessible de l'extérieur. Cette façon de faire permet de réaliser un ensemble compact relié seulement par quatre fils aux bornes correspondantes du circuit imprimé.

REALISATION

Un circuit imprimé a été étudié pour faciliter la réalisation de l'indicateur de consommation. Le dessin, à l'échelle 1/1, en est donné sur la figure 3. Le circuit imprimé y est représenté vu de l'arrière, côté cuivre ; les parties sombres indiquent les endroits où le métal doit subsister après gravure chimique. Le circuit imprimé comporte tous les éléments de la figure 2 qui sont cernés par le trait en pointillé. Les numéros des sorties sont reportés sur le circuit imprimé de même que les emplace-

ments des différents semi-conducteurs. Les émetteurs des transistors T_1 et T_2 sont marqués E tandis que les chevrons sont à faire coïncider avec les repères des circuits intégrés correspondants.

La **figure 4** représente la disposition des différents composants sur le circuit imprimé de la **figure 3**. Là aussi, le dessin a été un peu agrandi afin de le rendre plus compréhensible. Pour établir le circuit imprimé il faut donc partir de la **figure 3** et non de la **figure 4** qui est uniquement un plan de câblage.

MISE AU POINT

Une fois terminé, on vérifiera soigneusement le câblage, la valeur des éléments ainsi que leur sens de branchement s'il y a lieu. On applique ensuite une tension d'alimentation de 12 V continus au montage, le négatif étant relié à la borne M et le pôle positif à la borne marquée 12. On vérifiera ensuite, à l'aide d'un contrôleur universel, que la tension aux bornes de la diode régulatrice de tension Z1 est comprise entre +7,7 et +8,5 V. On s'assure, avec le même appareil, que la tension entre les bornes M et 5 est de l'ordre de -2 V, le pôle négatif de cette dernière tension étant la borne M.

Les essais du trigger et le réglage des marches s'effectue exactement comme il a été indiqué dans la mise au point du mesureur de consommation.

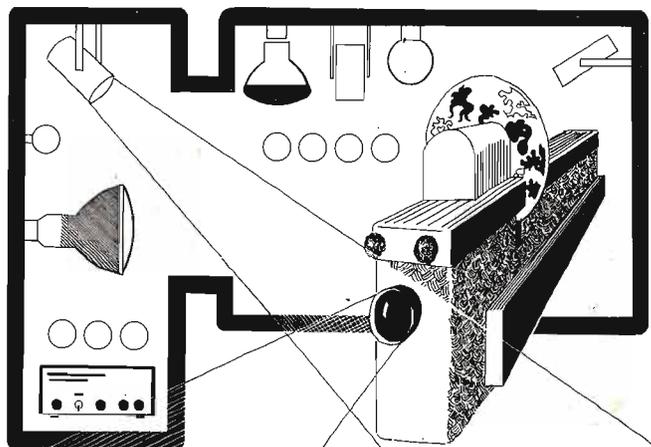
ETALONNAGE

Pour effectuer l'étalonnage de l'appareil, il est nécessaire de connaître avec précision la quantité de carburant délivrée à chaque coup de pompe. Celle-ci ayant été mesurée de la façon mentionnée dans le mesureur de consommation, on procède comme suit : après avoir préalablement remis l'appareil au zéro, on commencera par déterminer la tension maximale de sortie (environ 5,08 V). Pour cela, il convient d'envoyer le nombre d'impulsions voulu sur l'entrée n° 1, puis on réglera la résistance ajustable P2 pour que l'appareil de mesure idique à ce moment le maximum

de déviation qui correspondra à 16,25 l. Puis, après avoir remis une nouvelle fois le compteur à zéro, on envoie, dans notre cas, 64 impulsions sur l'entrée n° 1. A la 64^e impulsion, une tension de l'ordre de 40 mV doit apparaître en sortie, sur la borne n° 2. Une nouvelle série de 64 impulsions doit porter cette tension à environ 80 mV, un troisième groupe à 120 mV, etc. Chaque « marche » de la tension de sortie correspond à 64 fois le volume unitaire de carburant brassé par coup de pompe soit : $64 \times 2 \text{ cm}^3 = 0,128 \text{ l}$. Par cette méthode, le cadran sera gradué de 0,128 l en 0,128 l. Une fois tous les points marqués entre zéro et 16,25 l on pourra alors dessiner le cadran en portant des graduations marquées en chiffres ronds, par exemple en litre et en 1/8 de litre, ou bien en litre et en 1/4 de litre, en se servant des repères précédents et en extrapolant linéairement quand la graduation tombe entre ceux-ci.

G.L.

visio shop



Attention ! à 50 m. du métro Alésia, s'ouvre le plus important magasin spécialisé en : animation lumineuse et psychédélique.

...des nouveautés...des prix imbattables...
...la qualité... un choix important...

modulateurs

1 canal puissance 800w.	70 F
2 canaux " 2x1 500w.	155 F
3 canaux " 3x1 500w.	240 F
Stereo " 2x1 500w.	185 F
6 autres modèles à des prix V.S	

divers

Pince orientable	22 F
Gradateur 1500 w.	66 F

Nouveautés

PROJECTEUR light show à cassette	
Grand choix: huiles colorées, géométrie : couleurs, noir & blanc, polarisante.	
Complet avec cassette	460 F
RAMPE "DESING" pour spots. Métal laqué orange. Orientable tous sens. Chaque branchement indépendant.	
Modèle équipé de 4 spots	125 F
" " " 6 "	160 F
LIQUIDE U.V 38 réagissant à la lumière noire. SURPRENANT !!!	
nx. coloris. le flacon	14 F

Lampes

Spots colorés 60w.	9 F
" " 75/100 w.	10 F
Floods Par30' 150 w.	22 F
Tube fluo/4 teintes 120cm.	30 F
Tube lumière noire "	84 F
Tube " " 45cm.	62 F
Réglable à starter "	36 F
" " 120cm.	62 F

Stroboscopes

Strob M4 compact 40 j.	198 F
" CD40 cde. distance 40j.	255 F
" CD100 " " 100 j.	340 F

Kits

Tous les KITS à des prix imbattables : modulateur, strob, clignoteur etc... Toutes pièces détachées: coffret, triac, transfo, potar, bouton, voyant etc...

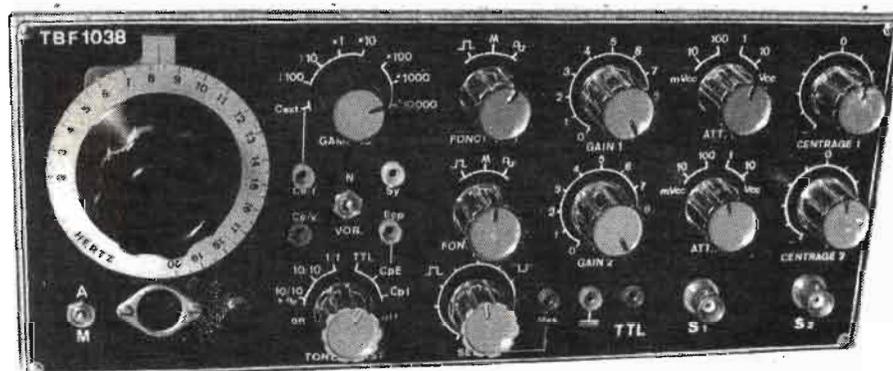
VENTE PAR CORRESPONDANCE. Catalogue complet contre : 1,20 f.

Ouvert du mardi au samedi de. 9 h. à 13 h. et de 14 h. à 19 heures.

visio SHOP 1, rue du Lunain (angle 71r. d'Alésia) *75014 Paris *t. 589.68.16

CONSTRUISSONS NOS APPAREILS DE MESURE

Un générateur de fonctions B.F.



le TBF 1038

III. REALISATION DU TBF1038

I. LISTE DES COMPOSANTS

a) Alimentation :

1 transformateur. Circuit de 50 x 60 mm, épaisseur 20 mm. Primaire 220 V : 2 860 t en 10/100 ; secondaires 20 V : 260 t en 22/100, 20 V : 260 t en 22/100, 10 V : 130 t en 30/100.

3 MJE520 (BD135)
2 MJE370 (BD136)
3 2N2926
2 BC251
12 1N4002
2 zeners 15 V, 400 mW
2 zeners 12 V, 400 mW
1 zener 6 V, 400 mW
1 zener 5,6 V, 400 mW
1 330 Ω 1/2 ou 1/4 W

3 820 Ω 1/2 ou 1/4 W
2 1 000 Ω 1/2 ou 1/4 W
4 2 200 Ω 1/2 ou 1/4 W
3 1 000 μ F, 25 V
1 circuit imprimé S
4 boulons de 2 x 15 mm, avec écrous et entretoises de 4 mm
7 picots à souder Faston, avec cosse
1 cordon secteur et passe-fil.

b) Générateurs :

1 8038 BC Intersil
1 8038 CC Intersil
2 LM741CH
1 2,21 k Ω , 1 % RCMS05 Sfernice
1 6,49 k Ω
1 12,1 k Ω
1 21 k Ω
1 2 200 Ω , 5 %
1 4 700 Ω , 5 %
1 27 k Ω , 5 %
1 150 k Ω , 5 %

2 Pot/Aj, 100 k Ω , E086 ou Gsr, couchés
3 Pot/Aj, 10 k Ω , E086 ou Gsr, debout
1 Pot/Aj, 2,5 k Ω , E086 ou Gsr, debout
1 470 pF, styrolflex ou mial, 5 %
1 1 500 pF, styrolflex ou mial, 5 %
1 10 nF, polycarbonate Siemens, 5 %
5 0,1 μ F, polycarbonate Siemens, 5 %
1 0,47 μ F, polycarbonate Siemens, 5 %
1 1 μ F, polycarbonate Siemens, 5 %
1 10 μ F, non polarisé ou à défaut Tantale (5 ou 10 %)
1 6/60 pF EA10
1 circuit imprimé G
1 circuit imprimé R
1 3,01 k Ω RCMS05, 1 %
2 2,21 k Ω RCMS05, 1 %

2 12,1 k Ω RCMS05, 1 %
2 19,1 k Ω RCMS05, 1 %
2 147 k Ω RCMS05, 1 %
7 Pot/Aj, 220 Ω , E086 ou Gsr, couchés
12 Pot/Aj, 4 700 Ω , E086 ou Gsr, couchés
2 Pot/Aj, 100 k Ω , E086 ou Gsr, couchés.

c) Tone-burst et TTL

1 SN7400
1 SN7410
1 SN7472
1 SN7490
1 DM8800H (NS)
1 LM710CH (NS)
1 LM310H (NS)
2 NF510
2 1N4148
1 470 Ω 5 %
2 10 k Ω 5 %
1 27 k Ω 5 %

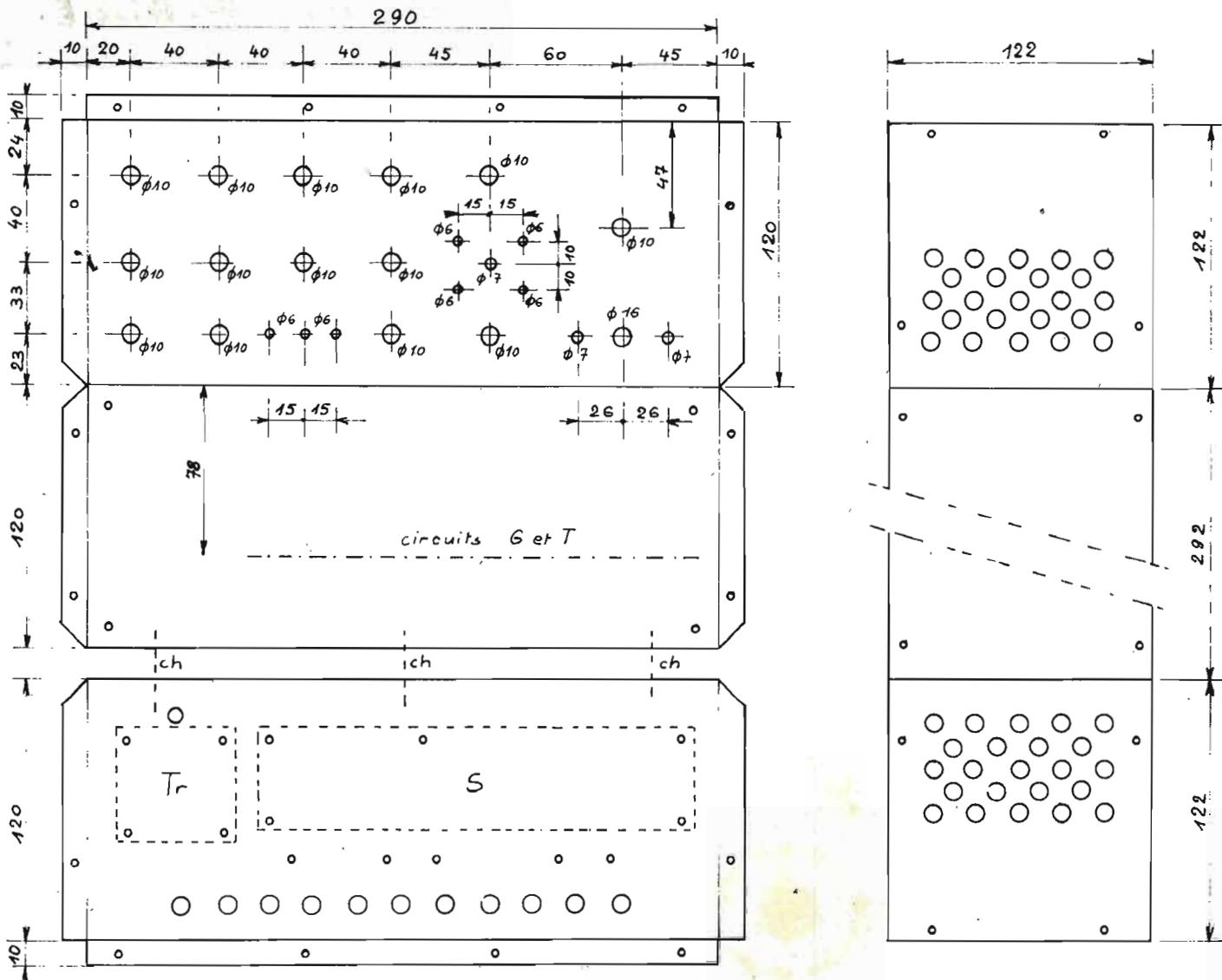


Fig. 24 - Boîtier du TBF1038. Alu 10/10.

- 1 120 kΩ 5 %
- 1 Pot/Aj, 1 kΩ, E086 ou Gsr, debout
- 1 Pot/Aj, 22 kΩ, E086 ou Gsr, debout
- 1 0,1 μF, polycarbonate Siemens
- 1 47 nF GFO 12 V
- 1 10 à 47 pF
- 1 relais Kako 1RT, 300 Ω
- 1 circuit imprimé T

d) Amplis :

- 2 LM318H (NS)
- 2 3,09 kΩ RCMS05, 1 %
- 2 10,2 kΩ RCMS05, 1 %
- 4 33,2 kΩ, RCMS05, 1 %
- 2 22 pF, styroflex ou mial
- 4 0,1 μF, polycarbonate Siemens
- 2 3/10 pF, EA10
- 2 Pot/Aj, 2,5 kΩ, E086 ou Gsr, debout
- 4 Pot/Aj, 4,7 kΩ E086 ou Gsr, debout
- 1 circuit imprimé A

e) Panneau avant :

- 1 potentiomètre bobiné 47 kΩ, type VC375 de V. Alter
- 6 encliquetages Jeanrenaud (EMK)
- 6 galettes 2c/6 pos. (MA)
- 4 galettes 1c/12 pos. (MA)
- 1 potentiomètre à piste moulée M25, Ohmic, 1 kΩ L
- 2 potentiomètres à piste moulée M25, Ohmic, 4,7 kΩ L
- 2 potentiomètres à piste moulée M25, Ohmic, 10 kΩ L
- 2 prises BNC, UG625 B/U
- 7 douilles Radiall de 2 mm, couleurs assorties
- 2 tumblers subminiatures
- 1 voyant Humicon 12 V
- 1 prise de châssis DIN, 6 broches
- 2 2,43 Ω RCMS05, 1 %
- 2 22,1 Ω RCMS05, 1 %
- 2 221 Ω RCMS05, 1 %
- 2 2,21 kΩ RCMS05, 1 %
- 1 1 800 Ω, 5 %

- 4 4 700 Ω, 5 %
- 1 0,47 μF, polycarbonate Siemens

f) Divers :

- 1 coffret
- 36 cm de cornière alu de 5 x 5 mm
- 1 cadran Stockli de 70 mm avec bouton et index
- 11 boutons.

2. LE BOITIER

- a) Comme nous en avons l'habitude, nous vous proposons d'abord une réalisation personnelle du boîtier, ce qui vous permettra, si vous êtes capable de l'exécuter, une économie assez appréciable. Fabriqué en tôle d'alu de 10/10, il comprend 3 parties : (voir fig. 24)
 - la face avant et le fond ;
 - la face arrière ;
 - le couvercle.

Pour faciliter les travaux de réalisation et de mise au point, les deux premières sont rendues solitaires par charnières, ce qui permet, en rabattant le fond, de rendre l'électronique totalement accessible (voir photo 1).

Tracer très soigneusement les différentes parties en se conformant à la figure 24. Découper, soit à la scie à métaux, soit à la cisaille non déformante (par exemple Edma). Pointer soigneusement les trous et les percer au diamètre convenable. Le pliage est une opération toujours délicate dont nous nous sortons personnellement à grand renfort de formes de bois dur (chêne ou hêtre), de presses et d'un bon établi de menuisier.

Les trous permettant la fixation des plaquettes imprimées, du transformateur seront à percer en

tenant compte des dimensions particulières des éléments à monter. Il est donc préférable d'attendre la confection des circuits imprimés pour le faire, avant peinture.

Fixer les trois petites charnières (quincaillerie) à l'aide de rivets taillés dans du fil de cuivre rouge.

Préparer le couvercle, le présenter et percer les trous de fixation (par petites vis Parker).

L'assemblage donnant satisfaction, il faut peindre le coffret, ce qui n'est pas le plus simple. Nous utilisons de la peinture gris martelé, appliquée simplement au pinceau type « pochon ». Cette peinture donne une présentation du plus heureux effet. Pour améliorer l'adhérence de la peinture sur l'alu, il faut poncer la tôle avec un abrasif à grains fins, de manière à dépolir la surface.

b) Les amateurs de tôlerie n'étant pas très nombreux, la maison RD-Electronique propose pour le TBF1038, un boîtier convenant parfaitement. La face avant a exactement les dimensions du coffret « home made » mais la profondeur en est un peu plus grande, ce qui permet d'une part un montage d'autant plus aéré et d'autre part ajoute un effet de volume non négligeable, si l'on se place du point de vue de l'es-

thétique. Par ailleurs, avantage considérable, la face avant est fournie complètement photographiée.

3. LA FACE AVANT

Le boîtier terminé, il faut s'attaquer à cette grosse difficulté. A notre connaissance, deux techniques sont accessibles à l'amateur.

a) **Face avant en papier.** Cela peut paraître une plaisanterie et c'est pourtant une excellente méthode que nous vous avons proposée à plusieurs reprises. Se procurer en librairie du papier à dessin, noir mat, de l'encre de Chine blanche et des planches de lettres à report direct, marque Decadry, n° 1, 6 11 et 14 pour les majuscules et Alfac n° 2702, 5 pour les minuscules, le tout en blanc. Découper un morceau de papier noir de dimensions supérieures à celles de la face avant. Poser ce morceau à plat sur la table et dessus appuyer la face avant du coffret. Tracer alors, au crayon de bois, l'emplacement de tous les trous, y compris ceux des quatre coins d'angles (voir photo de l'appareil terminé).

Enlever le coffret et pointer avec précision les centres de ces trous, à l'aide d'une épingle. Retourner le papier qui se présentera

maintenant, côté inscriptions. Tracer alors, au tire-ligne garni d'encre blanche, les divers traits droits. Puis en utilisant le compas, tous les arcs de cercle. Porter sur ces arcs les tirets marquant les positions : tous les 30° pour les commutateurs et tous les 31° pour les potentiomètres.

Enfin, reporter à l'aide des lettres blanches, toutes les inscriptions. S'aider pour cela de la photo.

Il est nécessaire de plastifier le papier noir en utilisant une bombe de Plastic-spray (Alfac M). Procéder par plusieurs couches légères et bien régulières. Cette plastification, tout en renforçant le contraste noir-blanc du tracé, protège très efficacement le dessin qui restera propre de longues années, avec un minimum de soin.

b) **Face avant en scotchcal.** C'est une technique diffusée par « 3 M » et qui utilise des méthodes photographiques. Il faut réaliser d'abord un calque de la face avant, puis insoler aux rayons ultra-violet, une plaque photo-sensible spéciale, laquelle après un développement rudimentaire donnera une face avant prête à la pose. Nous n'en dirons pas plus sur cette méthode, en conseillant simplement aux amateurs intéressés, de contacter 3M qui leur

fournira une documentation succincte.

Evidemment le coût de l'opération est beaucoup plus élevé que par la méthode du papier... mais elle est plus sérieuse !

Il va sans dire que, quelle que soit la méthode utilisée, votre TBF1038 ne sera présentable que si sa face avant est impeccable. A vous donc de vous surpasser !

4. LES CIRCUITS IMPRIMÉS

Pour un appareil de la classe du TBF1038, il serait dommage d'utiliser, pour fabriquer les circuits imprimés, autre chose que de l'époxy. C'est donc ce que nous vous conseillons de prendre. On fabriquera donc :

- Le circuit de l'alimentation : S, en simple face 15/10 (fig. 25).
- Le circuit des générateurs : G, en simple face 15/10 (fig. 26).
- Le circuit des résistances ajustables : R, en simple face 15/10 (fig. 27).
- Le circuit du Tone-Burst : T, en double face 15/10 (fig. 28 et 29).
- Le circuit des amplis : A, en simple face 15/10 (fig. 30).

Nous ne reviendrons pas sur les méthodes de réalisation de ces circuits. Bornons-nous à signaler que nous avons indiqué, dans le n° 1420, p. 260 du H.-P., une technique assez simple et efficace pour fabriquer un circuit double face.

Bien entendu, la maison RD-Electronique peut vous fournir tous ces circuits terminés, percés ou non.

5. FIXATION DES CIRCUITS

Voir fig. 31

a) Une petite cornière de 5 x 5 cm, fixée sur le fond du châssis et convenablement échancrée aux endroits critiques, assure la fixation verticale du circuit T et du bas du circuit G.

b) Deux petites 5 x 5 mm, boulonnées à la face avant, permettant le support du circuit R et du haut du circuit G.

c) Le circuit A est supporté par les tiges filetées (laissées volontairement trop longues) des contacteurs de fonctions et d'atténuation.

d) Le circuit S est simplement fixé par boulons de 2 mm et entretoises de 4 mm (voir fig. 32).

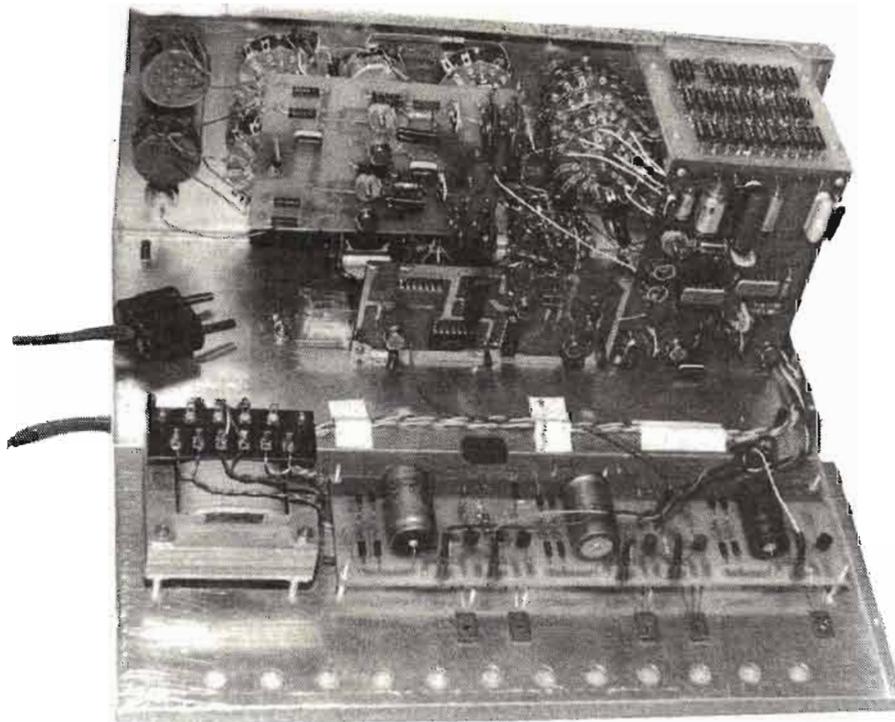


Photo 1. Vue de l'intérieur du TBF 1038 terminé. On constatera la remarquable accessibilité obtenue avec l'arrière du coffret rabattable. Quelques différences minimales existent entre le prototype et la description :

- le circuit d'alimentation a été inversé,
- le circuit R est équipé de résistances fixes au lieu des ajustables qui permettent un réglage bien plus facile,
- les supports de fusibles n'ont pas été montés.

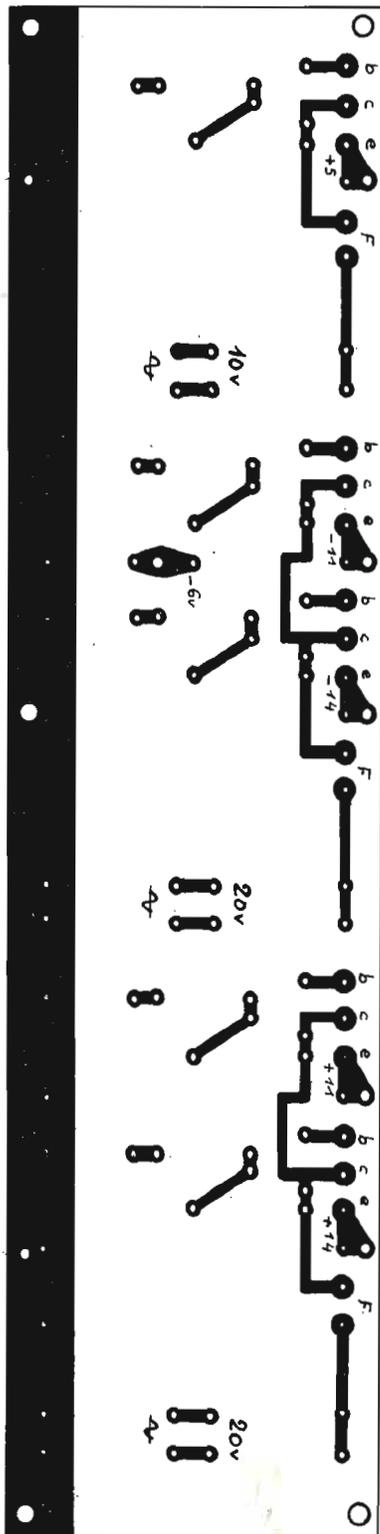


Fig. 25 - Circuit alimentation.

Fig. 26 - Circuit générateur.

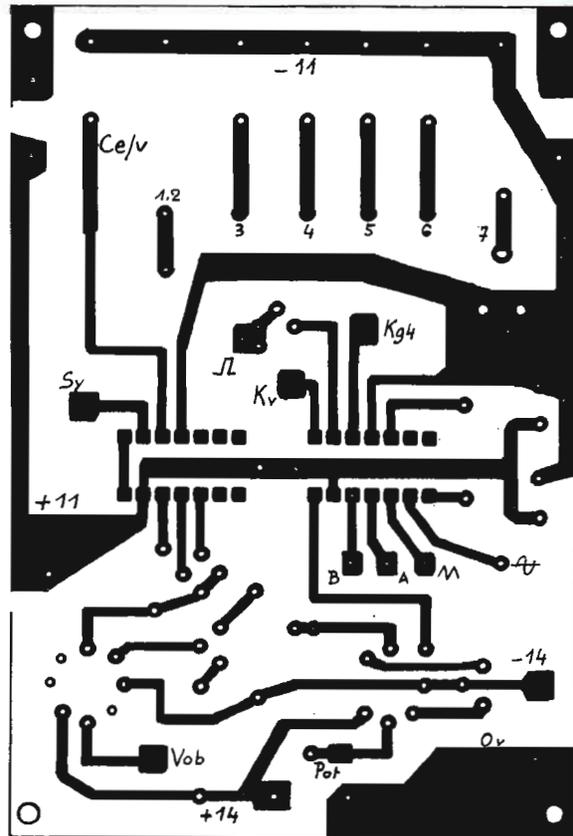


Fig. 27 - Circuit des R. aj.

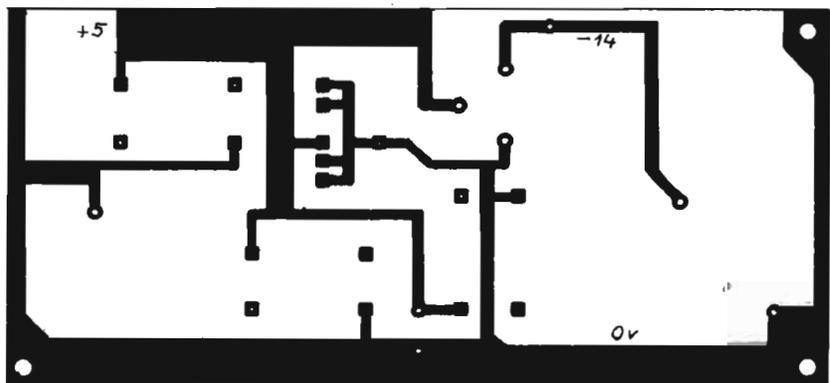
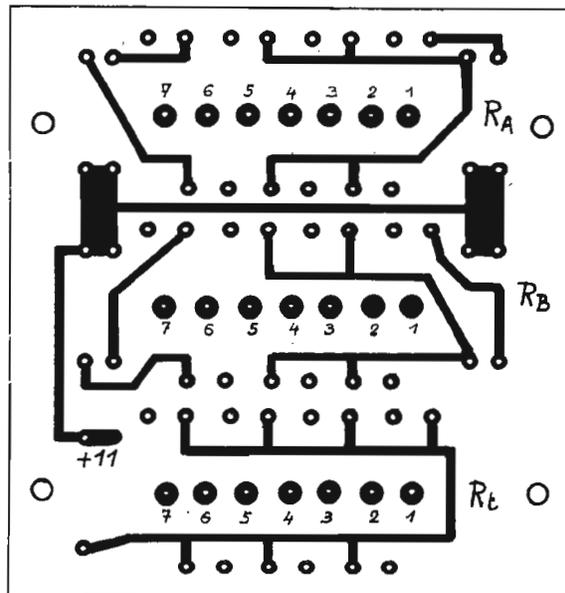


Fig. 28 - Circuit Tone Burst. Recto.

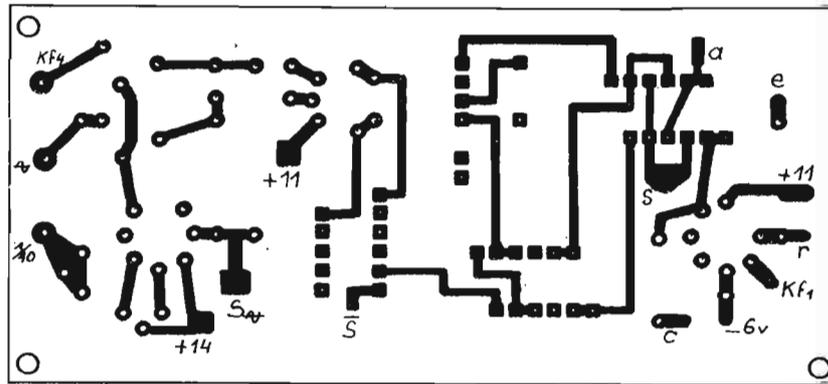


Fig. 29 - Circuit Tone Burst. Verso.

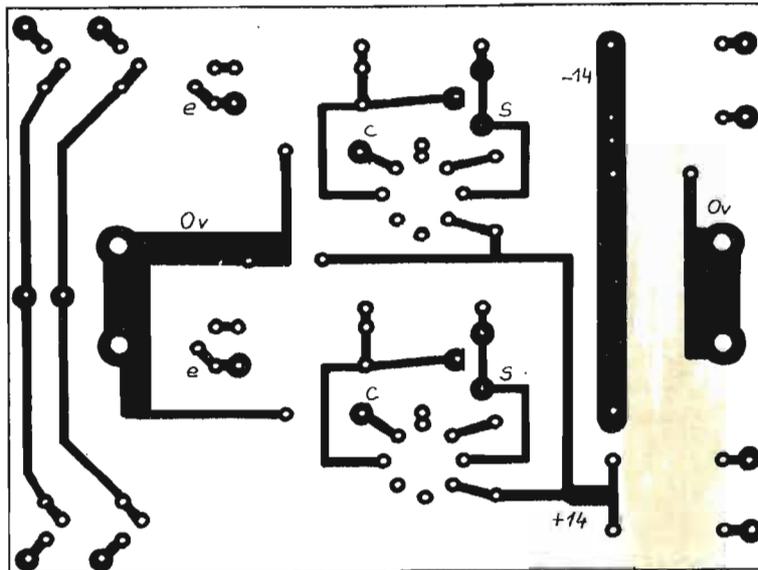


Fig. 30 - Circuit amplis.

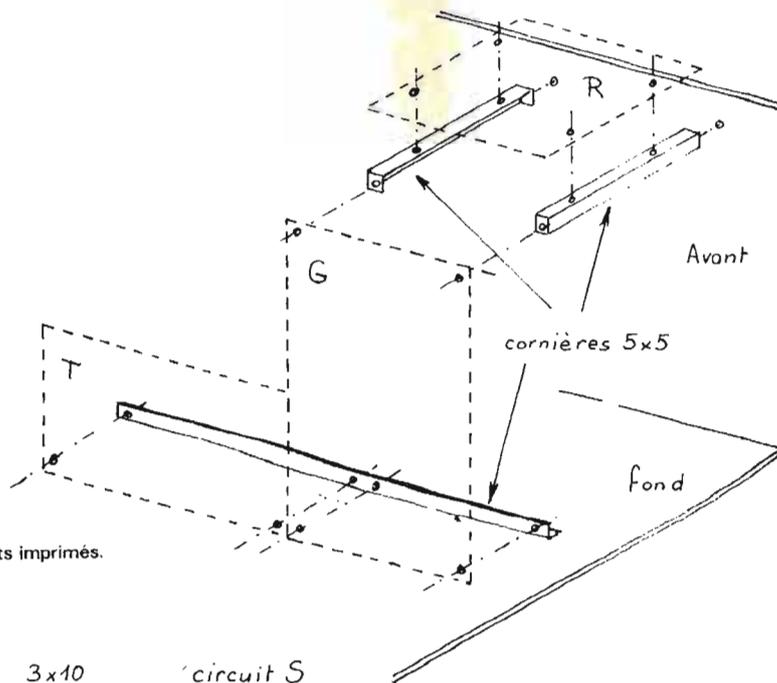


Fig. 31 - Fixation des circuits imprimés.

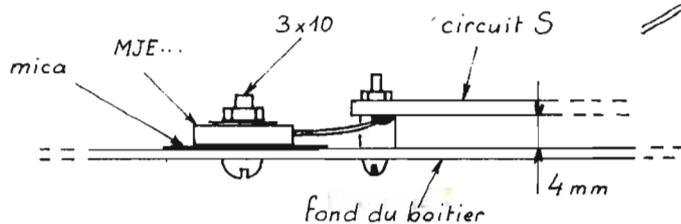


Fig. 32 - Détail du montage des M.J.E.

NB Compte tenu de « b », le collage de la face avant doit se faire après ce travail, de manière que les vis à têtes fraisées utilisées soient invisibles.

6. ALIMENTATION

Voir fig. 33

Poser les composants conformément à la figure. Bien respecter le sens des diodes, des transistors et des condensateurs.

Souder les transistors de puissance MJE... conformément à la figure 32.

Fixer la platine sur le fond du coffret. Intercaler sous les MJE, les micas d'isolement et serrer avec des boulons de 3 mm.

Les fils de liaisons, préalablement soudés, côté cuivre, sont à relier au transformateur. Les départs se font par picots et cosses « Faston ».

Mettre sous tension et vérifier immédiatement l'apparition des différentes tensions. Pour ne pas avoir de difficultés ultérieures avec l'équilibrage des signaux, il est préférable que les tensions + et - 14 V, mais surtout les tensions + et - 11 V soient bien égales (à 1 à 2/10 V près). Pour obtenir ce résultat, on pourra sélectionner deux zeners de mêmes caractéristiques. Eventuellement, le circuit imprimé a été prévu pour placer en série avec une zener à tension faible, une diode normale, pour rétablir un équilibre compromis.

Les fusibles seront des modèles rapides, sous verre, montés sur des supports eux-mêmes fixés sur le fond du boîtier.

7. GENERATEURS

Munir la plaquette G de ses composants (voir fig. 34). On évitera de chauffer trop les 8038, ainsi que les 741.

Garnir également la plaquette R de toutes ses résistances (voir fig. 35). Monter alors les éléments du panneau avant concernés par cette partie. Voir figure 36 et 37. Procéder à la pose des liaisons entre ces éléments et la plaquette G, qui sera installée à sa place. Voir figure 37 ainsi que la figure 36 pour la liaison avec Kg4.

Relier maintenant la platine R aux sections Kg1, Kg2 et Kg3 du commutateur de gammes, en groupant les fils en faisceaux aussi courts que possible. Les communs de ces galettes étant reliés

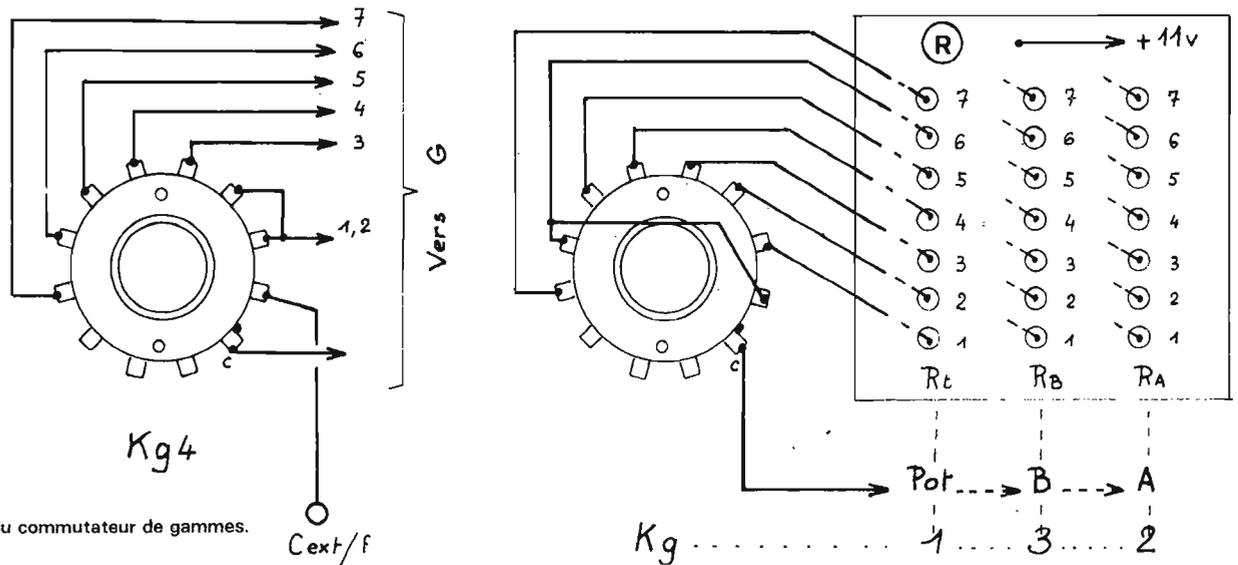


Fig. 36 - Câblage du commutateur de gammes.

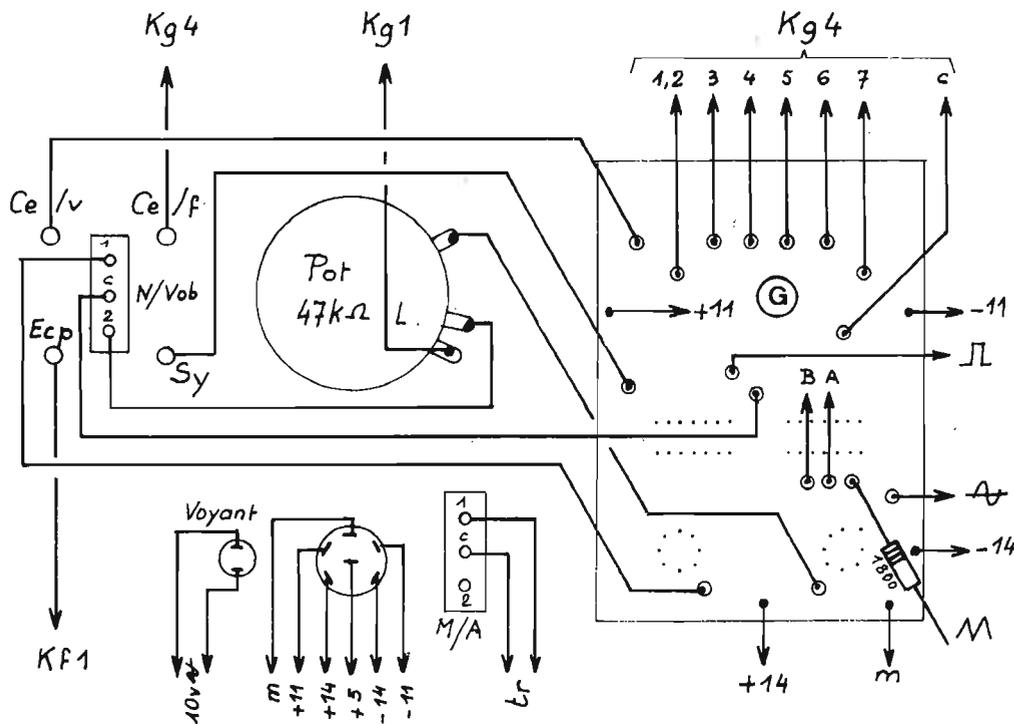


Fig. 37 - Liaisons avec la plaquette G.

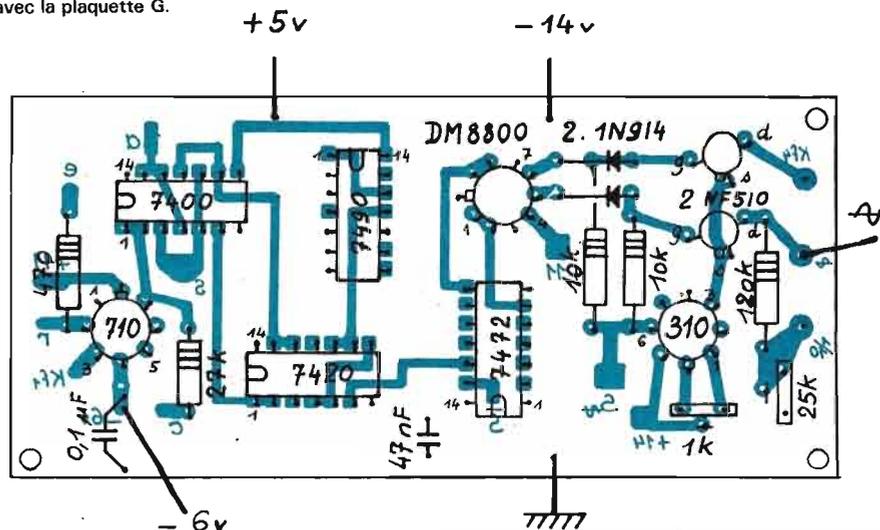


Fig. 38 - Composants circuit Burst.

respectivement, au potentiomètre, à A et à B de la plaquette G.

Les différents fils provenant de l'alimentation arrivent sur les broches de la prise DIN du châssis, permettant l'usage externe de l'alimentation et servant par ailleurs de relais de câblage. On répartira donc de ces broches pour alimenter les plaquettes R et G. Il est prudent de souder à ce moment les fils + et - 14 V et + 5 V qui alimenteront les plaquettes T et A.

Brancher également l'interrupteur secteur et le voyant.

MISE EN SERVICE

Procéder à une vérification minutieuse.

Placer un oscilloscope à la sortie triangle.

Au départ, il est préférable de choisir une gamme moyenne : par exemple de 200 à 2 000 Hz (soit x 100). Position non vobulée (N).

Mettre sous tension. Le signal triangulaire doit apparaître immédiatement. Vérifier l'existence des signaux carrés et sinusoïdaux. Constater l'efficacité du potentiomètre de fréquence et s'assurer de l'oscillation sur toutes les gammes. Pratiquement, pour les gammes basses, l'utilisation d'un oscilloscope passant le continu est indispensable pour mesurer les signaux en évidence. Si on ne dispose pas de cet appareil on se contentera d'un simple contrôleur à aiguille, branché en voltmètre entre le - 11 V et l'une des sorties.

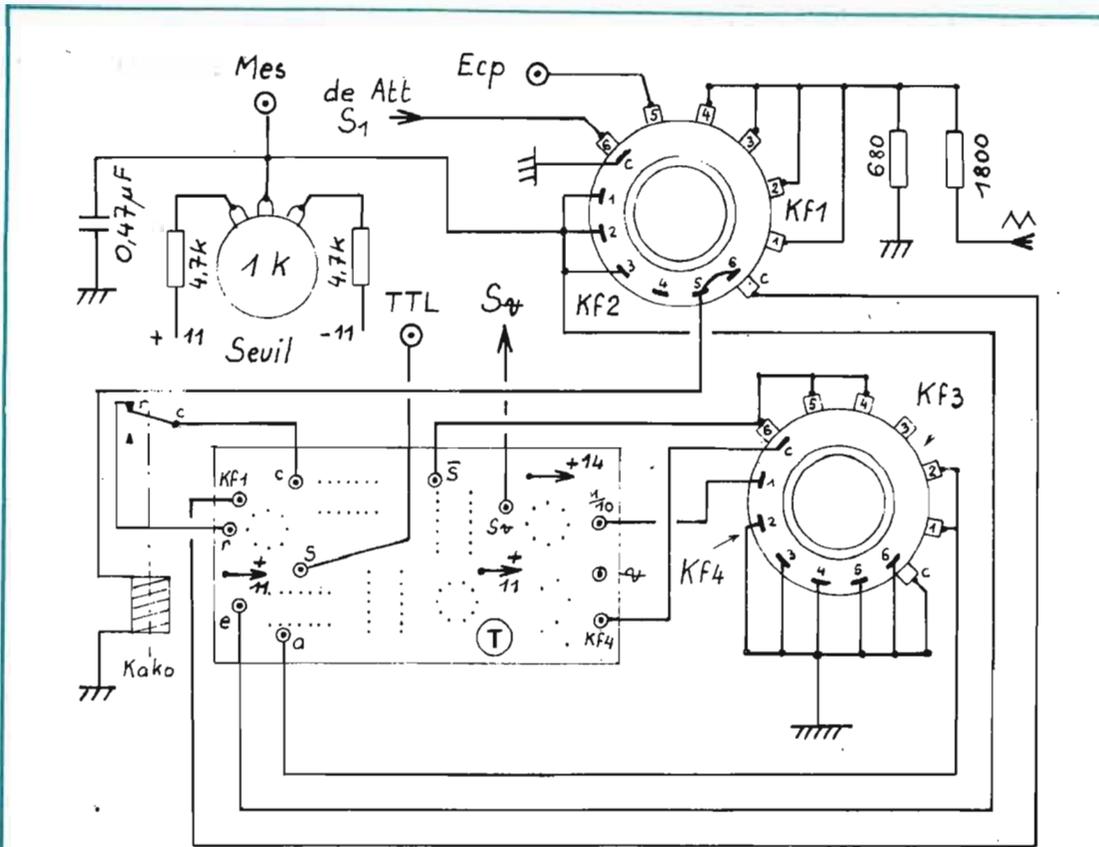


Fig. 39 - Liaisons avec la plaquette T.

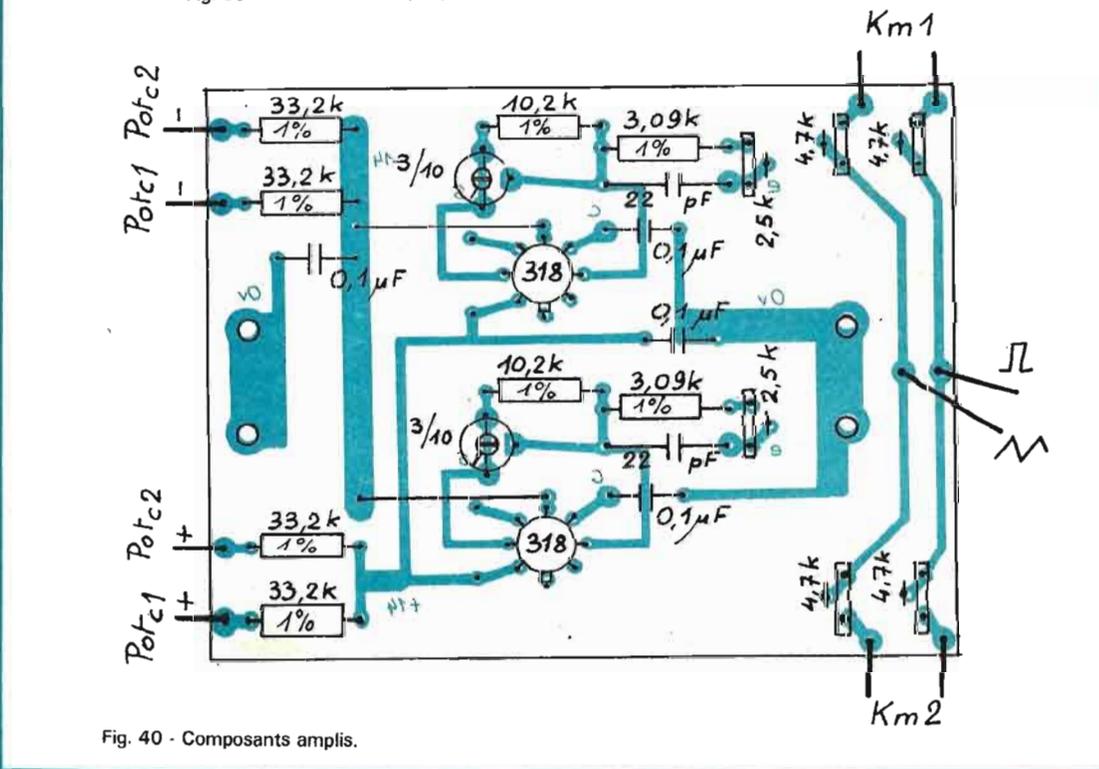


Fig. 40 - Composants amplis.

Connecter maintenant l'oscilloscope au point I du commutateur Kv (N/Vob). Voir figure 37 et constater l'existence de la rampe du générateur g. Vérifier aussi l'existence du top de synchronisation (borne Sy).

Brancher l'oscilloscope sur une des sorties de G. Passer en position « Vobulé » et vérifier rapide-

ment l'efficacité de cette fonction.

La mise au point fine se fera plus tard. Pour le moment, il suffit de s'assurer du fonctionnement global.

8. CIRCUIT DE TONE-BURST

Garnir la plaquette T de ses di-

vers composants en s'aidant de la figure 38. Ménager les circuits intégrés et **déconnecter le fer à souder du secteur** pour souder les transistors à effet de champ.

Prémunir le commutateur Kf de ses différentes connexions et le fixer sur le panneau avant. Réaliser aussitôt la liaison au signal triangulaire par une résistan-

ce de 1 800 Ω directe. Voir figure 39.

Placer le potentiomètre de seuil et ses connexions. Présenter alors la plaquette T. La relier et la fixer. Le relais Kako peut être simplement collé sur le fond du coffret à l'aide d'adhésif double face.

On n'oubliera pas, bien sûr, les différentes alimentations ; à prendre comme déjà dit, sur la prise DIN. Le - 6 V provient directement de la platine S. Les points de masse seront réalisés à l'aide d'une cosse serrée sur la tôle de fond par un boulon de 3 x 10 mm, freiné par rondelle éventail.

MISE EN SERVICE

Vérification minutieuse.

Oscilloscope en sortie S.

Kf sur 10/10 et Kg sur x 100.

Mettre sous tension et constater l'existence du train de 10 sinusoïdes, alternant avec un silence de même durée.

Vérifier le fonctionnement en position 1/1 et 10/10 + . Si tout va bien, il est évident que l'on obtiendra en sortie TTL le signal rectangulaire prévu.

Passer en position TTL et s'assurer de l'action du potentiomètre de seuil sur le rapport cyclique. Un figelage des valeurs des deux résistances « talon » de 4 700 Ω est éventuellement à prévoir pour avoir une action bien symétrique de ce potentiomètre.

9. LES AMPLIFICATEURS

Voir la figure 40 pour la pose des composants de la plaquette A.

Fixer les 4 potentiomètres de centrage et de gain, ainsi que les 4 commutateurs Km et Ks.

Les tiges inférieures de Ks1 et Km1 et les supérieures de Ks2 et Km2 permettent la fixation de la plaquette A.

Câbler les diverses interconnexions en suivant la figure 41 sur laquelle on ne verra que ce qui concerne l'ampli n° 1. Il suffit de procéder exactement de même pour le n° 2.

Les deux cosses du bas des gallettes de Km1 et Km2, inutilisées, peuvent servir de relais de câblage pour le + et - 14 V.

Le signal sinusoïdal provient de la plaquette T, les deux autres de la plaquette G.

F. THOBOIS
(à suivre)

7. les générateurs à basse fréquence

(Suite voir N° 1482)

DANS le dernier article, nous avons décrit les montages les plus simples à réaliser, capables, cependant, d'aider l'amateur dans ses vérifications de base et ses mesures élémentaires.

Pour répondre à d'autres objectifs plus ambitieux, en visant un peu plus haut, nous proposons, cette fois-ci la réalisation d'un générateur BF classique à variation continue, à pont de Wien, susceptible de satisfaire des exigences plus sévères.

La version décrite est à variation de résistance mais nous indiquerons la marche à suivre dans le cas d'une variation de capacité.

Il n'est cependant pas question de rivaliser avec les meilleures réalisations commerciales pour la présentation et, peut-être, la facilité d'utilisation. Il en est différemment pour ce qui est du coût à performances égales. Comme toujours, ce dernier argument séduira les amateurs, d'autant que, pour les plus adroits, une telle réalisation ne présentera pas de difficultés et constituera, nous l'espérons une agréable façon de meubler des loisirs d'hiver...

RAPPEL DU PRINCIPE DU GENERATEUR A PONT DE WIEN

Nous avons reproduit, sur la figure 1, le schéma de principe de cet oscillateur que nous avons déjà cité dans l'article précédent.

Il s'agit d'un amplificateur opérationnel à entrées différentielles dont l'une (entrée +) reçoit la tension réinjectée en phase, ce qui entraîne l'oscillation et l'autre (entrée -) sert à réguler l'amplitude par réaction négative.

Le circuit sélectif est situé dans la ligne de réaction positive et comprend essentiellement deux résistances Rp et Rs et deux condensateurs Cp et Cs montés comme il est indiqué sur la figure.

Le plus généralement Rs = Rp = R et Cp = Cs = C, mais on peut envisager d'autres rapports de valeur différente permettant un fonctionnement également sûr.

La branche série présente une impédance Zs telle que :

$$Z_s = R - \frac{\gamma}{C\omega}$$

Aux fréquences basses cette impédance est très élevée. Elle décroît au fur et à mesure que la fréquence augmente. A $f_0 = 1/2 \pi RC$, sa valeur atteint 2R. Au-delà, Zs tend vers R.

La branche parallèle a une impédance :

$$Z_p = \frac{R(1 + \gamma RC \omega)}{1 + R^2 C^2 \omega^2}$$

Aux basses fréquences, la réactance de C a un effet négligeable et la valeur de l'impédance est pratiquement égale à R. Si l'on augmente la fréquence, la réactance de C diminue jusqu'à ce que sa valeur atteigne R pour f_0 ; dans ce cas, l'impédance Zp est égale à R/2. Pour des fréquences croissantes au delà de f_0 , l'impédance tend vers 0.

Ces caractéristiques permettent de calculer le transfert de cette cellule à partir de la formule :

$$V_{\text{réinjectée}} = V_{\text{sortie}} \frac{Z_p}{Z_s + Z_p}$$

Le résultat de ce calcul montre une augmentation sensible de la transmission à la fréquence f_0 .

De la même façon, on observe une variation de phase telle que celle-ci s'annule pour f_0 .

Ces deux conditions se conjuguent pour assurer l'oscillation à la fréquence caractéristique

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi RC}$$

Le réglage d'amplitude se fait en diminuant le gain dans le support :

$$\frac{R_q + R_l}{R_l}$$

La résistance Rg est ajustable. On parfait l'automatisme de ce réglage en disposant en Rl une résistance non linéaire à coefficient positif de température telle qu'une lampe à filament de tungstène. Une autre solution aurait été d'utiliser une thermistance à coefficient négatif de température pour Rg mais cette disposition a l'inconvénient d'être trop sensible aux variations de température et la constante de temps de correction est trop longue pour une utilisation courante.

La figure 2 représente le schéma de l'oscillateur de base qui nous a servi à déterminer les valeurs précises du pont de Wien.

Ce montage est classique. Il

comporte un circuit intégré linéaire bien connu le $\mu A 709$, alimenté par des tensions symétriques de +/- 15 V. On se reportera à l'article précédent qui indique les recommandations à suivre pour la réalisation de cet oscillateur. R5 sert à doser le gain en liaison avec R6, R7 et R8 qui est une ampoule de 6 V (0,6 W) de feu arrière de bicyclette.

Afin de présenter au réseau RC une résistance aussi élevée que possible, nous avons disposé à l'entrée (+) de l'amplificateur un étage FET à « source follower » qui n'est autre qu'un abaisseur d'impédance non déphaseur.

La liaison entre le BC 245 et le circuit intégré s'opère à travers C1 qui isole le continu afin d'éviter d'avoir à recourir à un système de compensation de polarisation qui risquerait d'introduire une dérive du point de fonctionnement.

Le circuit entouré d'un trait pointillé est entièrement contenu sur une carte imprimée de 90 X 35 mm dont les caractéristiques principales sont indiquées sur la figure 3.

Cet oscillateur peut être relié à un réseau en pont de Wien extérieur pour assurer une oscillation stable et sans distorsions entre 5 à 10 Hz et 200 kHz au moins.

Les éléments du réseau seront calculés à partir de la formule :

$$R = \frac{1}{6,28 f_0 C}$$

ou

$$C = \frac{1}{6,28 f_0 R}$$

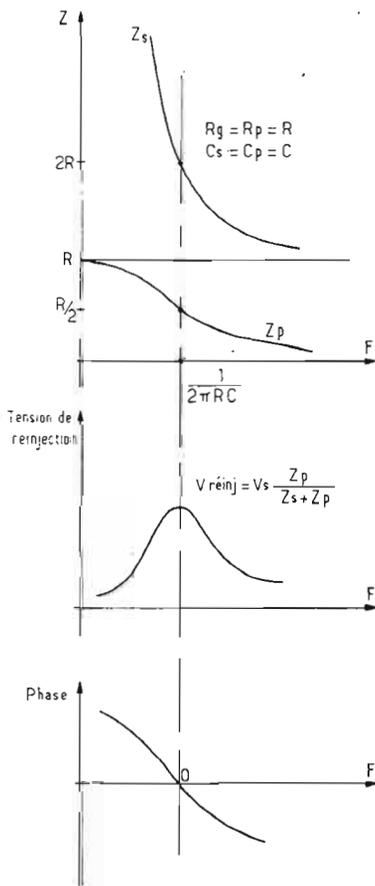
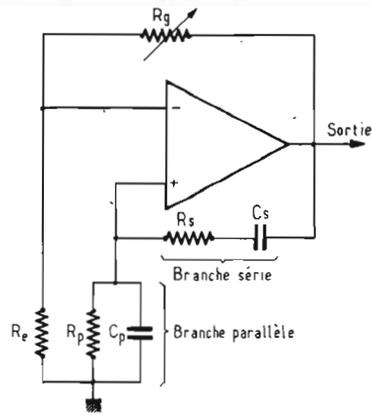


Fig. 1 - Oscillateur à pont de Wien.

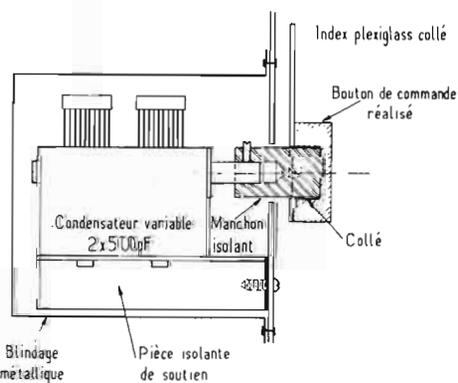


Fig. 4 - Montage d'un oscillateur à condensateur variable.

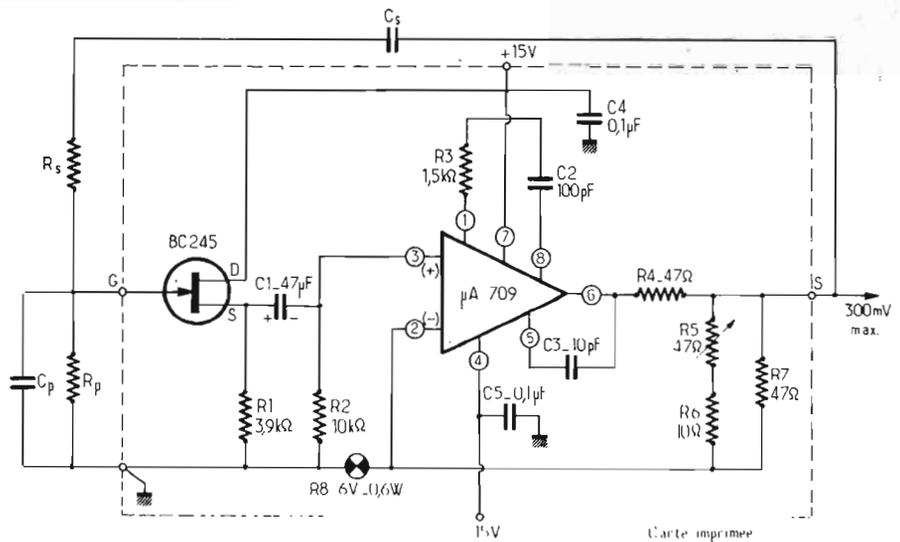


Fig. 2 - Montage expérimental d'oscillateur.

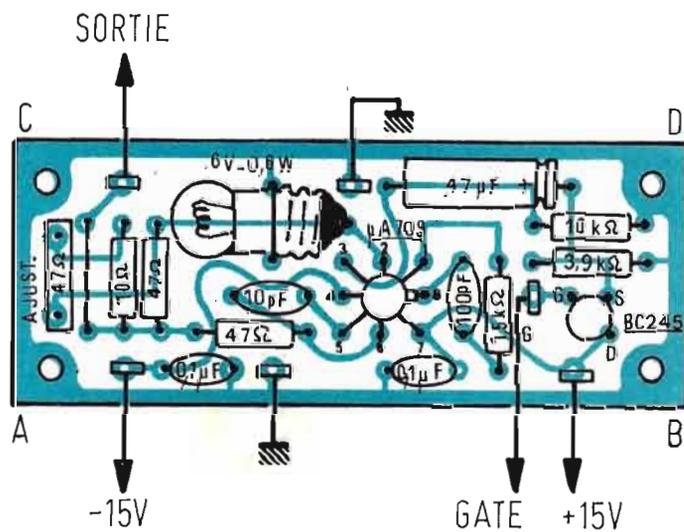


Fig. 3 - Carte imprimée d'oscillateur expérimental.

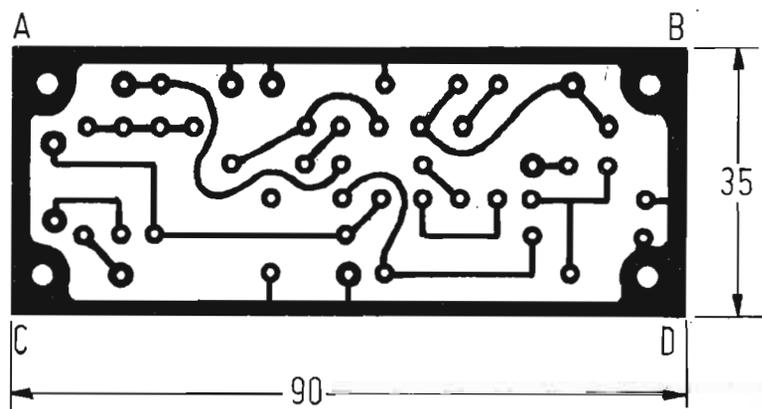


Fig. 3

Il est conseillé de prendre $C_{min} \geq 50$ pF pour ne pas être gêné par les capacités parasites du montage.

Bien qu'expérimental, l'oscillateur de la figure 2 peut être « l'âme » d'un générateur dont la tension de sortie ne dépasserait pas 300 mV efficaces. On pourra l'utiliser avec profit pour la détermination précise des composants d'un générateur plus important.

OSCILLATEUR A VARIATION CONTINUE

On peut facilement adjoindre à l'oscillateur de la figure 2 des éléments variables de façon à rendre la fréquence continuellement réglable entre deux limites pré-établies. Il faut alors disposer d'un condensateur variable à deux sections ou d'un potentiomètre double. Dans l'un et l'autre cas, il convient de définir le nombre de gammes et les fréquences limites de chacune d'elle.

Soient :

- m le nombre de gammes,
- n le rapport de la fréquence la plus élevée d'une gamme à sa fréquence la plus basse,
- F1, F2, etc. Fm + 1, les fréquences extrêmes de chacune des gammes couvertes :
- gamme 1 : de F1 à F2
- gamme 2 : de F2 à F3

- gamme m : de Fm à Fm + 1
- Il vient :

$$n = F2/F1 = F3/F2 = \dots = Fm + 1/Fm$$

et :

$$F2 = nF1, F3 = nF2 = n^2F1 \dots$$

$$Fm + 1 = nFm = n^m F1 \text{ d'où :}$$

$$n = \sqrt[m]{\frac{Fm + 1}{F1}}$$

où F1 et Fm + 1 sont les fréquences extrêmes couvertes par le générateur. Par exemple, si l'on choisit une couverture globale de 10 Hz à 100 kHz en 4 gammes (m = 4) on aura :

$$\frac{Fm + 1}{F1} = \frac{100\,000}{10} = 10^4$$

d'où n = 10, et la couverture est définie de la façon suivante :

- gamme 1 : 10 Hz à 100 Hz
- gamme 2 : 100 Hz à 1 kHz
- gamme 3 : 1 kHz à 10 kHz
- gamme 4 : 10 kHz à 100 kHz

Pour une même couverture, avec m = 5, on aurait obtenu :

$$n = \sqrt[5]{10^4} = 6,31 \text{ d'où :}$$

- gamme 1 : 10 Hz à 63,1 Hz
- gamme 2 : 63,1 Hz à 398 Hz
- gamme 3 : 398 Hz à 2,5 kHz

- gamme 4 : 2,5 kHz à 15,8 kHz
- gamme 5 : 15,8 kHz à 100 kHz

Dans la pratique courante, il est conseillé d'utiliser une valeur de n au moins 20 % plus grande que celle donnée par le calcul pour assurer un bon recouvrement. Ainsi, on pourrait réaliser pratiquement un générateur ayant les 5 gammes suivantes :

- gamme 1 : 10 Hz à 80 Hz
- gamme 2 : 60 Hz à 480 Hz
- gamme 3 : 400 Hz à 3,2 kHz
- gamme 4 : 2,5 kHz à 20 kHz
- gamme 5 : 16 kHz à 100 kHz

OSCILLATEUR A CONDENSATEUR VARIABLE

Imaginons que la variation de fréquence soit obtenue en même temps que la rotation d'un condensateur variable double ; le modèle le plus répandu ayant une variation de capacité de 490 pF par cage.

Les capacités de câblage et le trimer ajustable amènent la capacité minimale à 35 pF (ce qui est un peu faible compte tenu de ce que nous avons indiqué plus haut). Le rapport des capacités est :

$$\frac{C_{max}}{C_{min}} = \frac{490 + 35}{35}$$

$$= \frac{525}{35} = 15$$

La variation de fréquence d'oscillation est inversement proportionnelle à la variation de capacité, de sorte que lorsque le condensateur varie de 525 pF à 35 pF, la fréquence croît dans le rapport de 1 à 15. Dans des conditions moins idéales mais peut-être plus réalistes, la variation totale de capacité aurait été de 490 + 50 = 540 pF à 50 pF et le rapport des fréquences de 1 à 10,8.

Soit à réaliser un générateur de 10 Hz à 100 kHz en 4 gammes (m = 4) avec un rapport de fréquences n compris entre 10 et 15 (ce qui est compatible avec ce que nous avons estimé). On pourra avoir :

- gamme 1 : 10 Hz à (10 à 150 Hz)
- gamme 2 : 100 Hz à (1 à 1,5 kHz)
- gamme 3 : 1 kHz à (10 à 15 kHz)
- gamme 4 : 10 kHz à (100 à 150 kHz)

(si le nombre de gammes avait été limité à 3, le rapport aurait dû être de 21 ce qui n'est pas dans les possibilités du matériel envisagé).

On complètera la détermination des éléments de l'oscillateur par le calcul des résistances : gamme 1 : 20 M Ω ; gamme 2 : 2 M Ω ; gamme 3 : 200 k Ω et gamme 4 : 20 k Ω .

L'oscillateur à condensateur variable présente deux avantages :

- l'identité des capacités de chaque cage pour une position angulaire donnée qui assure à l'oscillateur un fonctionnement stable,
- le rapport élevé des fréquences limites dans chaque gamme (jusqu'à 15) qui permet de limiter le nombre de gammes.

Cependant, on peut noter de nombreux inconvénients :

- la constitution courante des C.V. doubles est telle que l'électrode commune aux deux condensateurs est l'armature métallique habituellement réunie à la masse sur les radio récepteurs. Il faut ici l'isoler puisque cette électrode est réunie au « gate » du FET d'entrée. Ceci oblige à réaliser un blindage important pour toute la partie oscillateur, d'autant que la résistance est élevée sur la gamme à la fréquence la plus basse, ce qui facilite l'induc-

tion parasite par couplage capacitif extérieur,

— la rotation ne s'effectue que sur 180°. Pour obtenir plus il faut passer par l'intermédiaire d'un démultiplicateur,

— le condensateur risque d'être microphonique et sa suspension doit être amortie.

Nous indiquons sur la figure 4 le montage mécanique préconisé pour un tel oscillateur. Le condensateur variable est fixé sur une pièce isolante en bakélite épaisse ou en araldite vissée sur le panneau avant de l'appareil. On veillera à ce que l'axe soit bien isolé de l'effet de main. Pour cela, on réalisera un manchon isolant assez long que l'on collera dans un bouton de commande réalisé.

Le blindage sera construit en tôle mince étamée (boîte à thé, par exemple). Il contiendra également la carte imprimée d'oscillateur et le commutateur de gammes.

OSCILLATEUR A RESISTANCES VARIABLES

On peut obtenir une variation continue en faisant varier simultanément et d'une même quantité les résistances Rs et Rp, tout en utilisant les valeurs fixes commutables des condensateurs pour définir les gammes.

Comme les potentiomètres commerciaux courants ont une mauvaise définition de leur résistance résiduelle près de la valeur minimale, il convient de monter en série avec chaque résistance variable un élément fixe de 10 % de la valeur maximale, par exemple.

La figure 5 A montre la courbe théorique d'un potentiomètre parfaitement linéaire de 10 k Ω en

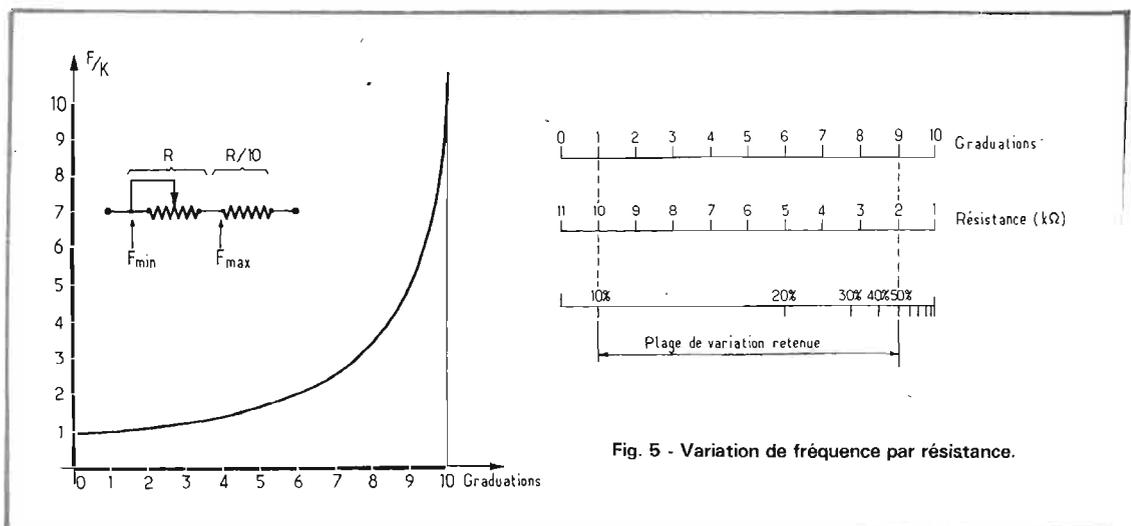


Fig. 5 - Variation de fréquence par résistance.

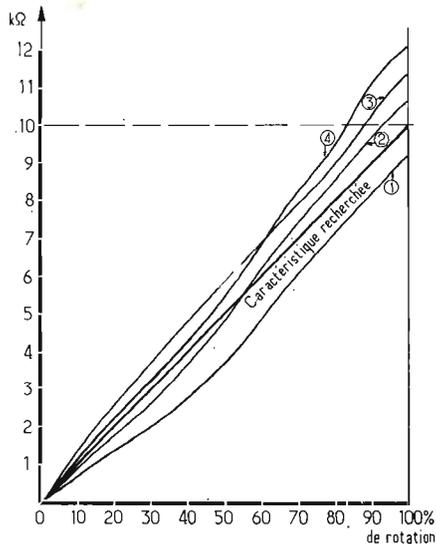


Fig. 6 - Linéarité de quelques potentiomètres du commerce.

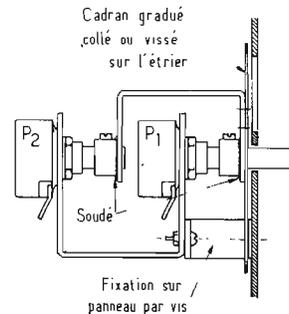
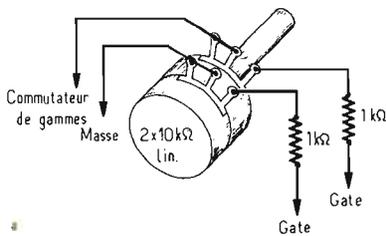


Fig. 7 - Montage d'un système de variation de fréquence par résistance : a) par potentiomètre double ; b) par potentiomètres simples couplés mécaniquement.

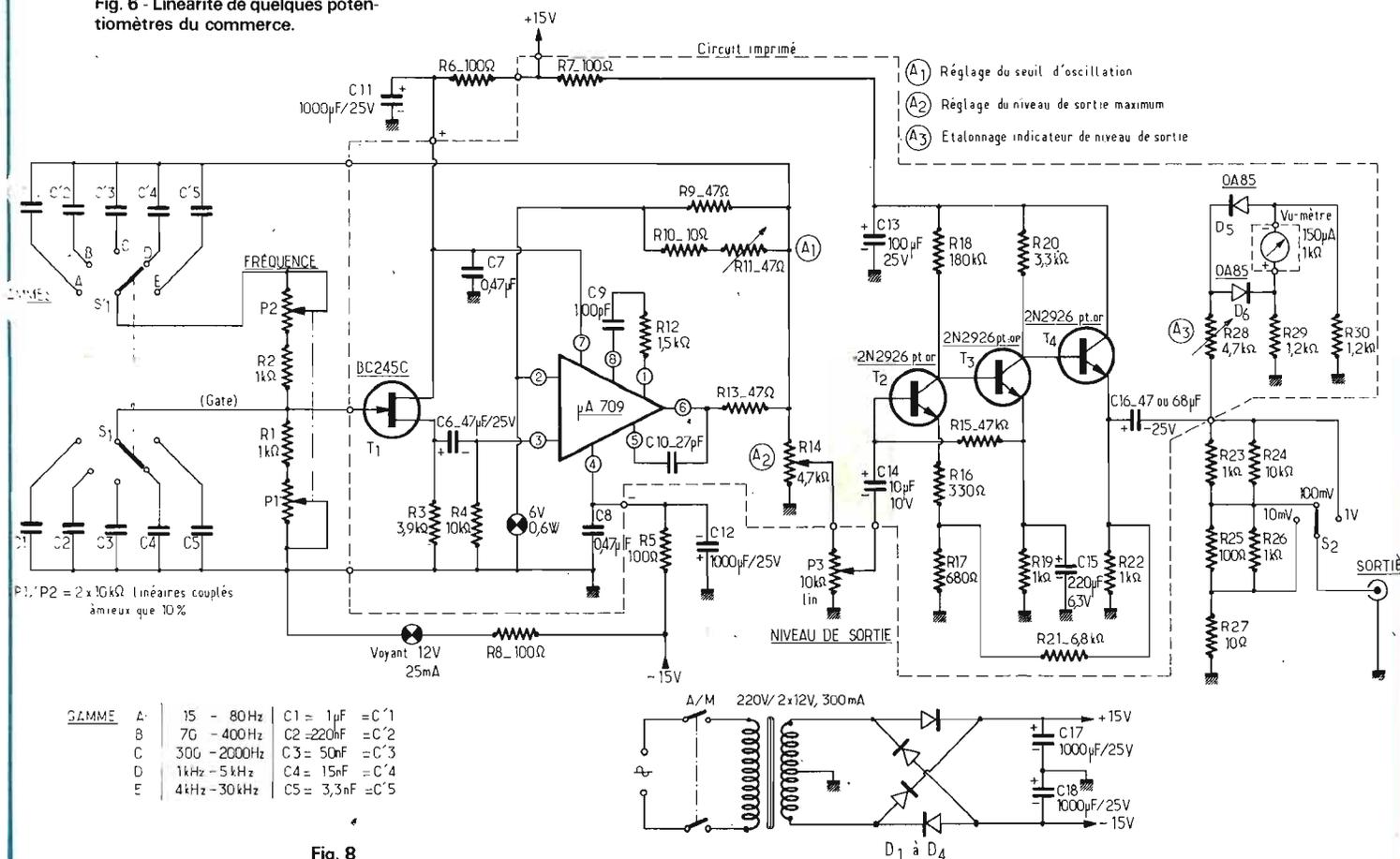


Fig. 8

série avec une résistance de 1 kΩ.

On a gradué de 0 à 10 la courbe totale du potentiomètre. A chaque division correspond donc une variation de 1 kΩ exactement. Dans ces conditions la fréquence variera dans le rapport de 1 à 10, alors que la valeur totale de la résistance varie de 11 kΩ à 1 kΩ.

La courbe représentée est loin d'être linéaire puisqu'il faut tourner le potentiomètre à 90 % de sa rotation totale pour n'obtenir que 50 % de variation de fréquence,

les 50 % restants étant assurés par les 10 % de la course finale du bouton de réglage.

Nous avons montré sur le diagramme de la figure 5 B l'équivalence résistance/pourcentage de variation de fréquence : il paraît sage de limiter à 5 le rapport des fréquences extrêmes sous peine d'avoir un haut de gamme presque illisible ; cela représente cependant 80 % de la rotation totale du potentiomètre.

Bien entendu, toutes ces consi-

dérations sont assez théoriques. Dans la pratique courante, un potentiomètre ne saurait être parfaitement linéaire. Les courbes expérimentales de la figure 6 montrent que cette linéarité n'est réalisée que de - 7 % à + 20 % pour quatre échantillons choisis au hasard.

En fait ce qui est le plus important, c'est d'obtenir deux courbes aussi identiques que possible avec un potentiomètre double ou deux potentiomètres simples que l'on

aura mécaniquement couplés. Ainsi, sur l'exemple de la figure 6 on pourrait admettre un couplage entre les échantillons 2 et 3 ou 4 mais certainement pas entre 1 et chacun des trois autres.

Il existe sur le marché des potentiomètres bobinés doubles de précision assez chers. D'autres modèles plus économiques à piste moulée pourront s'avérer satisfaisants s'ils sont à 10 %. Le câblage des sorties est représenté sur la figure 7 A.

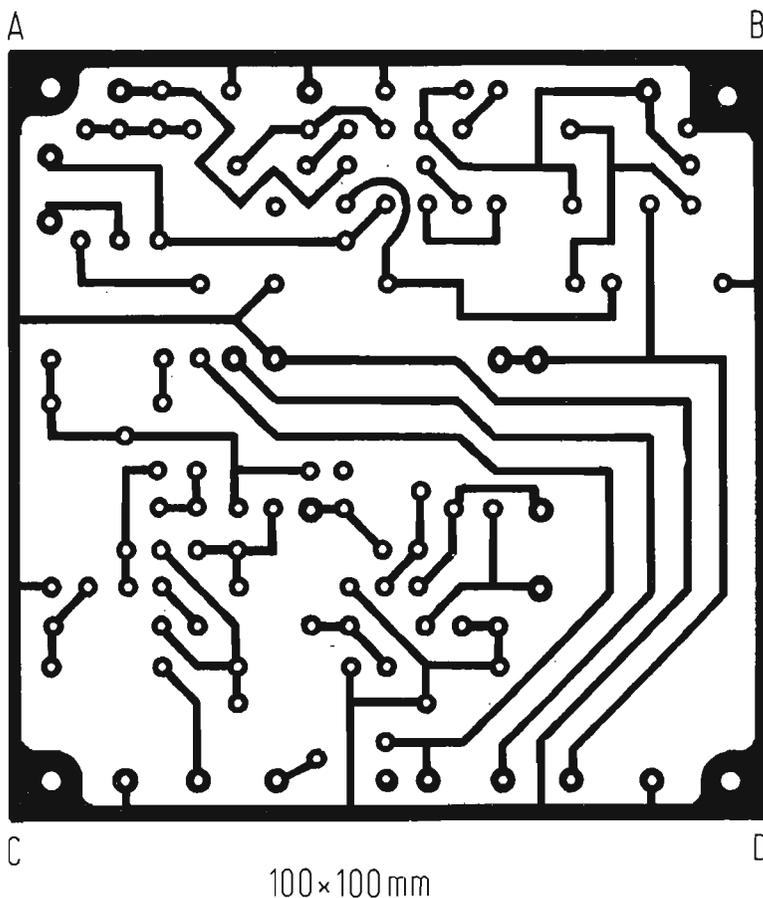
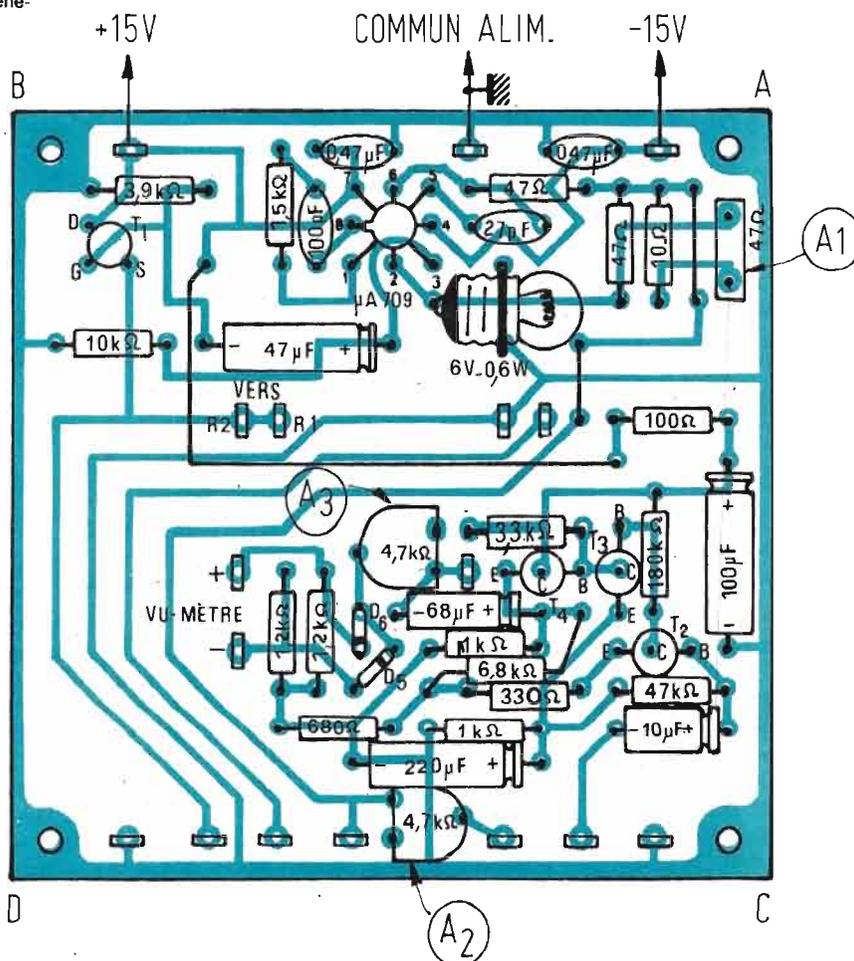


Fig. 9 - Carte imprimée du générateur RC.



Dans le cas où l'on préfère choisir, après essai, 2 potentiomètres séparés aussi identiques que possible (on mesure les résistances avec un bon multimètre branché en ohmmètre), il sera possible de réaliser un couplage simple par étriers comme indiqué sur la figure 7 B. Nous laissons au lecteur le soin d'imaginer des solutions de couplage plus astucieuses.

REALISATION D'UN GENERATEUR RC COMPLET

Nous avons traité le cas d'un générateur classique couvrant de 15 Hz à 30 kHz qui assurera des fonctions courantes dans le laboratoire de l'amateur.

Le schéma est représenté sur la figure 8. On y voit un oscillateur du même type que celui du montage expérimental de la figure 2, à quelques variantes près. La variation de fréquence est assurée par un potentiomètre double de $2 \times 10 \text{ k}\Omega$ linéaire (10 %) à pistes moulées. Chaque piste est montée en série avec une résistance de butée de $1 \text{ k}\Omega$, 5 % (R1 et R2).

La commutation des cinq gammes se fait par le choix de deux groupes de cinq condensateurs. On prendra ces condensateurs de préférence dans une série de précision (polystyrène par exemple) à 1 ou 2 %.

Le réglage A1 du seuil d'oscillation se fait en agissant sur le gain de l'amplificateur différentiel (dosage de la réaction négative) de façon à obtenir une tension efficace de 300 mV environ à la jonction de R13 et R14. Dans ces conditions, la distorsion reste faible ($\leq 0,2 \%$) et la tension de sortie demeure constante à 1 dB près sur toute l'étendue de la couverture en fréquence.

La sortie de l'oscillateur est reliée à un amplificateur de sortie constitué de trois étages T2, T3 et T4 en liaison directe. L'amplification de 20 dB est assurée par T2 et T3. La base de T2 est réunie à l'émetteur de T3 par la résistance de polarisation R15, ce qui confère à cet amplificateur une très bonne stabilité. L'étage de sortie T4 est un classique abaisseur d'impédance à émetteur follower. Une contre-réaction aperiodique globale entre la sortie et une prise aux 2/3 sur l'émetteur de T2 assure une très faible distorsion et un gain stable à cet amplificateur pour des niveaux de sortie jusqu'à 3 V eff au moins.

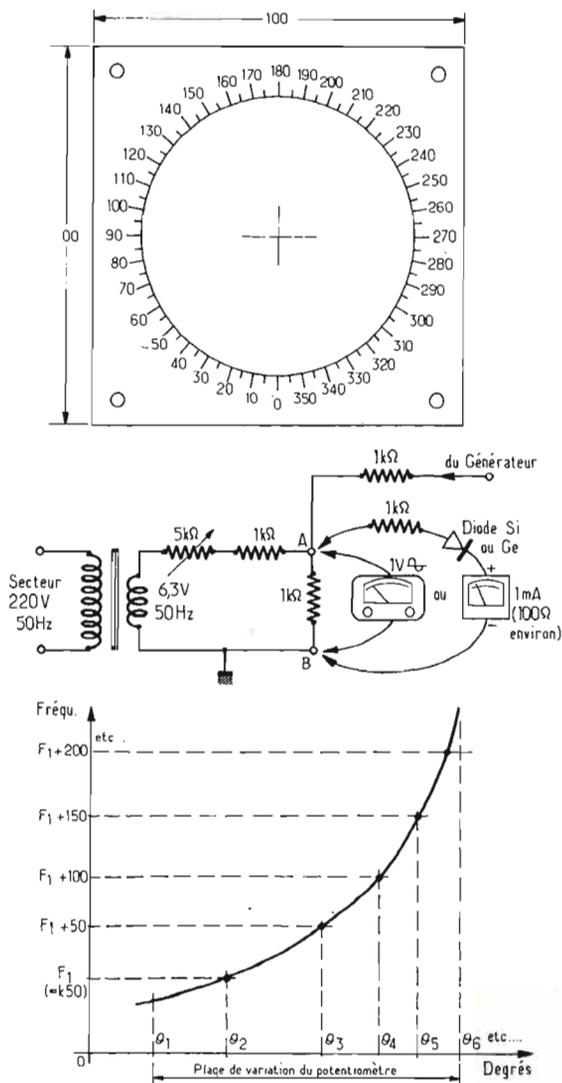


Fig. 12 - Étalonnage du générateur.

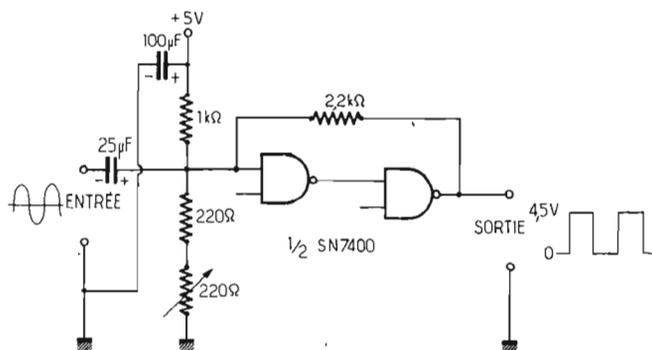


Fig. 13 - Circuit de rectangularisation d'un signal sinusoïdal symétrique.

tre digital, car la lecture est immédiate et il suffit simplement de transcrire les indications relevées. L'amateur qui dispose d'un tel appareil (que nous décrirons en son temps) ou qui peut s'en faire prêter un aura résolu son problème d'étalonnage.

Une autre méthode consiste à comparer l'appareil à étalonner à un appareil commercial précis. Cette méthode est assez facile à la condition que l'on apporte beaucoup de soin dans la comparaison des fréquences pour ne pas « mélanger » des combinaisons harmoniques indésirables. On peut utiliser un oscilloscope pour obtenir des battements zéro (Lissajous) ou même un amplificateur BF à large bande. Dans ce dernier cas, on attaquera une même entrée par les deux générateurs avec des résistances série de 1 kΩ et une résistance commune de même valeur entre l'entrée et la masse (l'adjonction d'une diode de signal en parallèle sur la résistance commune peut, à forts niveaux, favoriser le mélange des deux fréquences.

La dernière méthode fait appel à des moyens réduits : elle est donc à la portée de la plupart des amateurs, mais elle demande un soin attentif. On utilisera les deux accessoires présentés sur la figure 12 :

- un cadran en carton de 100 x 100 mm évidé au centre d'un trou de 80 mm de diamètre et au bord duquel sont portées des graduations angulaires de 0 à 360°, tous les 5°, comme indiqué sur la figure ; ce cadran sera fixé au point d'attache des quatre entretoises de maintien du circuit imprimé sur le panneau avant,

- un dispositif de comparaison entre le secteur 50 Hz et le générateur composé d'un transformateur 220 V/6,3 V, de trois résistances de 1 kΩ et d'une résistance ajustable de 5 000 kΩ.

La mesure se fera entre A et B sur un milliampèremètre de 1 mA (éventuellement le vu-mètre shunté par le 1/8^e de sa résistance interne), en série avec une résistance de 1 kΩ et une diode, ou au moyen d'un multimètre branché en voltmètre alternatif (sensibilité 1 V eff environ).

Lorsqu'il existera un rapport harmonique entre la fréquence du générateur et celle du secteur (très stable), l'aiguille de l'appareil de mesure indiquera, par des mouvements lents, le battement des deux signaux.

Avec un peu d'adresse, en dosant les niveaux, on pourra obte-

nir des battements entre 25 et 500 Hz. Ces opérations permettront de situer les points 25 et 50 Hz sur la gamme A, de 100 à 400 ou 450 Hz (tous les 50 Hz) sur la gamme B, enfin le début de la gamme C.

En se servant des résultats obtenus sur la gamme B, on tracera sur papier millimétré avec le plus de soin possible, une courbe de la fréquence en fonction de l'angle (voir figure). Cette courbe servira de référence pour tracer les courbes d'étalonnage des autres gammes. Pour cela, on utilisera la formule :

$$F_x \text{ (en Hz)} = \frac{220 F \text{ (en Hz)}}{C_x \text{ (en nF)}}$$

F_x est la fréquence à déterminer pour un angle donné θ.

C_x la capacité de la gamme correspondante,

F la fréquence de la gamme B à l'angle θ.

Une dizaine de points devraient suffire pour définir l'étalonnage d'une gamme. On vérifiera que le calcul des fréquences de la gamme A (25 et 50 Hz) et du début de la gamme C donne des valeurs cohérentes avec la présence de battements avec le secteur.

Lorsque l'on aura tracé les cinq courbes d'étalonnage et que l'on aura soigneusement repéré les angles des butées du potentiomètre, on démontera la face avant et l'on procédera à son marquage. Une solution plus facile mais peut-être moins esthétique consiste à utiliser une petite plaque de cartoline de 100 x 100 mm collée ou fixée après marquage.

LES SIGNAUX RECTANGULAIRES

Nous ne pourrions pas clore le chapitre des générateurs BF sans faire une allusion à la transformation des signaux sinusoïdaux en signaux rectangulaires de même récurrence, d'autant que ce résultat est facilement obtenu par une simple bascule de Schmitt.

Nous préconisons l'emploi d'un circuit intégré logique SN7400 composé de quatre portes Nand dont deux seulement seront utilisées. Le schéma de la figure 13 correspond à une application donnée par le fabricant de ce circuit. Le basculement s'opère pour une tension d'entrée de l'ordre de 300 mV eff seulement avec des temps de transition extrêmement brefs.

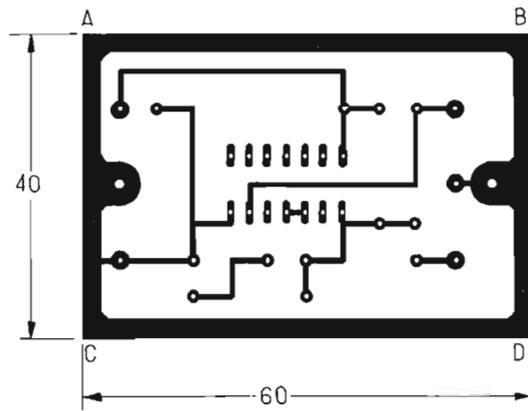
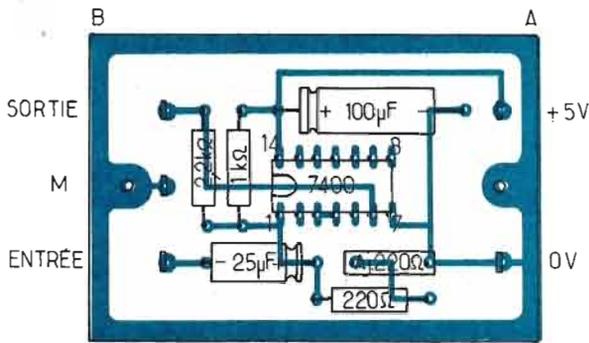


Fig. 14 - Réalisation pratique du circuit de la figure 13.

TABLEAU 15
QUELQUES GENERATEURS BF COMMERCIAUX

MARQUE	Ref.	Bande	Sinus + Carré	Z Sortie	V _{max} eff.	Prix	Remarques
CENTRAD	BF 163 k	10 Hz à 1 MHz	oui	150 ou 600 Ω	10 V	B	Sortie TTL
"	BF 264	10 Hz à 1 MHz	oui	50 et 150 Ω	10 V	C	
"	BF 465 k	20 Hz à 200 kHz	oui	150 Ω	2 V	B	
"	BF 466 k	10 Hz à 1 MHz	oui	150/600 Ω	10 V	C	
VOC	Minivoc 2	10 Hz à 100 kHz	oui	600 Ω	6 V	B	D = 0,3 %
HEATHKIT	IG 72 E	10 Hz à 100 kHz	Sinus	600 Ω	1 V/10 V	A (kit)	D ≤ 0,1 %
"	IG 18	1 Hz à 100 kHz	oui	600 Ω/52 Ω	1 V et 10 V	B (kit)	D ≤ 0,1 %
EURELCO	AFSQ 10	10 Hz à 1 MHz	oui	50 Ω	10 V	C	D = 0,1 %
REDELEC	OR 778	15 Hz à 250 kHz	oui		6 V	B	D = 0,1 %
MABEL	ME 117	10 Hz à 250 kHz	oui		6 V	A	Alim. piles et secteur
	MK 009	10 Hz à 1 MHz	oui			B	

A Jusqu'à 500 F
B 500 à 1 000 F
C plus de 1 000 F

On utilisera la résistance de 220 Ω ajustable pour régler la largeur des crêteaux à exactement la moitié de la valeur de la période.

La sortie positive de 4,5 V crête est compatible avec une logique TTL. On veillera à ce que la tension d'alimentation soit bien égale (et surtout ne dépasse pas...) 5 V, ce qu'on pourra obtenir par une stabilisation à diode Zener non prévue sur le schéma.

On peut voir sur la figure 14 les caractéristiques de la carte imprimée correspondante. Ses dimensions très réduites devraient permettre de loger ce circuit dans un générateur existant pour en étendre les performances.

J.C.

(à suivre)

NOUVELLE ADRESSE

tradelec

9, Av. de la porte de la Plaine
75015 PARIS tél.: 531.51.37

Documentation sur demande...



TRANSDUKTOR
TRANSFORMATEURS
TOROÏDAUX

dtp



SANKEN

C.I. Régulateurs de Tension
et de Puissance Hybrides

C.I. AMPLIFICATEURS
HYBRIDES SANKEN

4 MODELES

10W - 20W - 30W - 40W



LA SONORISATION

DES AUTOCARS DE TOURISME

Le premier problème qui se pose concerne l'alimentation. Comme tous les poids lourds, les auto-cars sont de gros consommateurs d'électricité et comme tels sont alimentés par deux batteries de 12 V en série, soit 24 V. Or, les autoradios, les lecteurs de cartouches ou de cassettes, de type standard demandent dans leur grande majorité une tension de 12 V, il y a donc là un problème à résoudre auquel correspondent trois solutions.

— Prise directe sur le tableau de bord à partir du point milieu des batteries, par l'intermédiaire d'un fusible de protection.

— Alimentation 24 V sur appareils 12 V par dispositif abaisseur-régulateur à transistors (notamment avec le ballast 2N 3055) 24/12 V. Ce système a l'avantage d'une fiabilité plus grande et d'un prix compétitif.

— Enfin et quand même, alimentation directe en 24 V sur appareils 24 V. Il est bien évident que cette solution semble l'idéale, toutefois on lui reproche des perturbations dues aux équipements électriques nombreux dans les poids lourds. D'ailleurs les appareils 24 V n'abondent pas sur le marché, c'est ainsi qu'à notre connaissance il n'existe que l'autoradio RN 234 de Philips et le PL6 et le Rubis de Radiomatic. En lecteur de cassettes, le KM

également de Radiomatic.

Le second problème est un problème de puissance, plus simple à régler. En effet, pour se mettre au diapason de la route, la puissance de l'autoradio doit être plus élevée que de coutume. Remarque valable d'ailleurs pour tous les poids lourds. Les constructeurs d'autoradios l'ont compris et proposent des puissances de sortie allant de 5 à 8 W.

Au 61^e Salon de l'Auto plusieurs types d'installation de sonorisation de cars de tourisme ont été présentés par la SFERE de Lyon au stand Philips son fournisseur d'appareils. Le principe de base est en effet d'utiliser du matériel de grande série en ce qui concerne l'autoradio et le lecteur de cassettes et de les adapter. C'est ainsi que l'adaptation se fait sous plusieurs formules :

— **Formule 1.** Adaptateur « spécial cars » ASC24/12/03 sur 24 V, figure 1. Cet appareil équipe les cars Saviem, Berliet, Mercedes, etc. depuis 1970. Il comprend les éléments suivants :

— diviseur de tension 24/12 V stabilisés pour l'alimentation des ensembles 12 V à partir de la batterie 24 V du véhicule,

— préamplificateur à transistors pour ajuster correctement le signal de un ou deux micros, sur l'amplificateur du poste autoradio. La mise en harmonie des ni-

veaux des micros et de la radio s'effectue par potentiomètre ajustable accessible de l'extérieur du boîtier au moment précis,

— relais de commutation micro/radio commandés à distance par inverseur sur la poignée de chaque micro.

— **Formule 2.** Adaptateur amplificateur « spécial cars » ASC20/03/24 V, figure 2. Afin de satisfaire une clientèle plus exigeante, ce nouvel appareil vient d'être mis au point. Il ne change pas le principe de la précédente formule mais se substitue à l'adaptateur ASC24/12'3. Il quadruple la puissance de sortie de l'autoradio ce qui a pour effet, avec un niveau sonore beaucoup plus élevé, de reculer le seuil de distorsion en conservant la qualité musicale malgré la charge de plusieurs haut-parleurs. Homologué par les laboratoires Philips d'Eindhoven, la puissance de cet amplificateur est de 15 W efficaces moyens selon l'impédance de charge des haut-parleurs. La courbe de réponse est de 15 Hz à 100 kHz : à la puissance maximale.

L'adaptateur comprend en outre :

— diviseur de tension 24/12 V pour l'alimentation radio/lecteur combinés, de série, en 12 V, protégé par un disjoncteur électronique,

— un préamplificateur à BC 208 pour deux micros indépendants à niveau ajustable,

— coupure automatique du haut-parleur conducteur pour éviter l'effet Larsen,

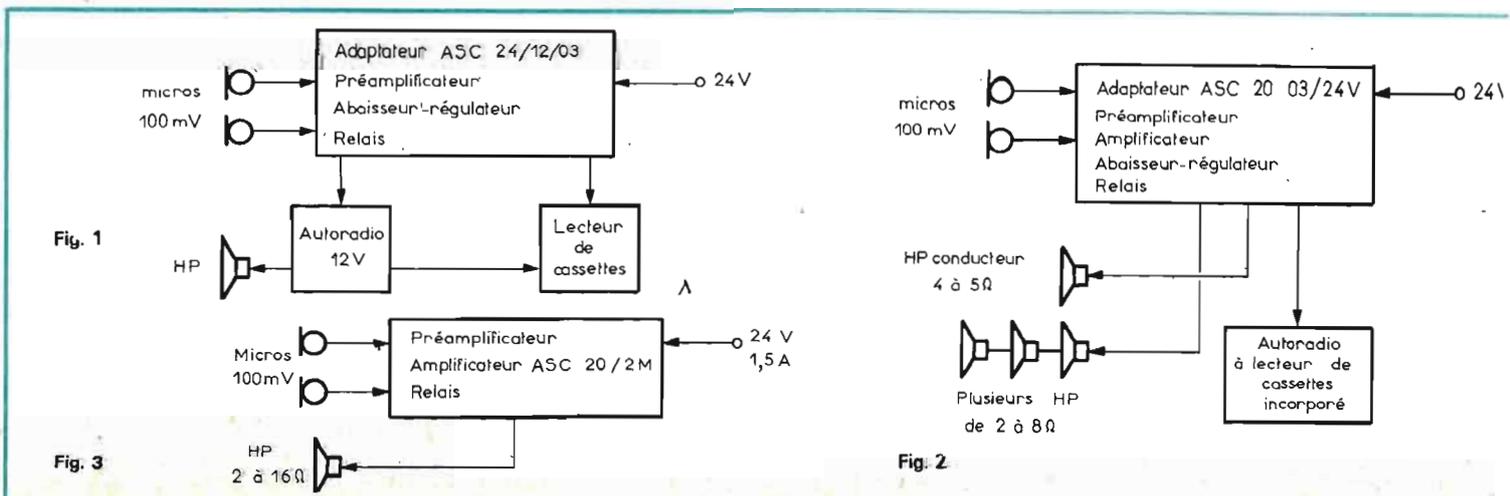
— une sécurité électronique protégeant l'ampli des court-circuits accidentels de la charge (H.-P. extérieurs et lignes),

— mise en fonctionnement et commutation télécommandées par relais du type enfichable.

— **Formule 3.** Ampli « spécial cars » ASC20/2M 24 V. Cet appareil a été conçu pour équiper les véhicules petits et grands, pour une sonorisation simple avec un ou deux micros. Il est dérivé de l'amplificateur ASC20/03 dont il utilise les mêmes composants ampli et préampli.

Sujet peu traité dans les revues spécialisées la sonorisation des autocars de tourisme pose beaucoup plus de problèmes aux techniciens-installateurs que le montage d'un autoradio, vendu en kit : que tout le monde peut faire soi-même sous réserve que l'antiparasitage soit efficace. Gageons que les techniciens-installateurs en autocars ont encore plus de problèmes avec un nombre important d'accessoires électriques de bord !

A. LEFUMEU



pratique de la bande magnétique vidéo

NOUS avons indiqué dans des articles précédents les caractéristiques des bandes magnétiques vidéo utilisées dans les magnétoscopes, et qui doivent présenter des caractéristiques particulières, mais, ces qualités ne peuvent être maintenues, évidemment, qu'avec un minimum de soin et de précaution des utilisateurs.

ENTRETIEN ET NETTOYAGE DES BANDES VIDÉO

Dans le cas des magnétoscopes à balayage hélicoïdal, de plus en plus répandus dans l'industrie comme pour l'enseignement, et même le matériel grand public, une manipulation inconsidérée de la bande magnétique peut être la cause d'insuccès, de troubles et de dépenses inutiles.

A certains égards, ce problème peut être imputé au fait que bon nombre d'utilisateurs sont habitués à manipuler des équipements relativement peu compliqués, tels que projecteurs de cinéma ou magnétophones ; la manipulation sans précautions d'un film ou d'une bande magnétique sonore a des conséquences beaucoup moins graves que dans le cas d'une bande magnétique vidéo pour des raisons diverses.

En second lieu, dans un magnétophone, la bande n'est large que de 6,25 mm et le système d'entraînement, en raison de sa simplicité relative de construction et de fonctionnement, ne risque pas d'augmenter de façon appréciable les dommages causés à la bande. En outre, la bande sonore est beaucoup moins coûteuse que la bande vidéo ; par suite, la perte due à un accident est négligeable.

Essayons d'expliquer pourquoi une bande vidéo à balayage hélicoïdal est plus exposée aux dommages ; examinons un magnéto-

scope à balayage hélicoïdal et sa méthode d'utilisation (Fig. 1).

Lorsqu'on place la bande sur la bobine réceptrice, on doit d'abord la faire passer autour de plusieurs dispositifs de guidage ; ensuite, on l'enroule autour de la tête vidéo, puis autour des têtes de son et de piste de contrôle. Comme la bande vidéo est mince, elle est facilement endommagée au cours du processus de mise en place. On doit donc prendre les plus grandes précautions pour s'assurer que la trajectoire de la bande est correcte, avant de mettre l'appareil en marche ; si l'on n'utilise pas d'amorce de guidage de la bande, il est recommandé de couper périodiquement la partie plissée de la bande au début de la bobine.

Quand la bande vidéo se déplace de la bobine débitrice à la bobine réceptrice, elle est soumise à des tensions extrêmement élevées ; c'est une nécessité, parce que la tête vidéo à balayage hélicoïdal doit pénétrer dans la surface de la bande pour assurer un contact constant de la tête avec la bande. Si, pour une raison quelconque, la tête perd le contact avec la bande, ne serait-ce qu'une fraction de seconde, le signal vidéo diminue ou disparaît ; c'est un « dropout » (micro-altération) (Fig. 2).

Pour garantir la restitution correcte du programme enregistré, des impulsions de contrôle sont enregistrées le long d'un bord de la bande. Ces impulsions ont un rôle identique à celui des perforations d'un film de cinéma ; elles maintiennent la vitesse de la bande et de la tête vidéo en synchronisme. Si le bord de la bande est endommagé par suite d'une défectuosité des flasques de la bobine ou d'un mauvais guidage dans l'enregistreur, la bande doit être mise au rebut. De même, comme le son est enregistré sur l'autre bord de la bande, une détérioration des bords peut provoquer

une perte de l'information sonore.

Une des expressions le plus souvent utilisées dans l'industrie de l'enregistrement pour la description des anomalies de bande, c'est celle de « dropout ». Qu'est-ce qu'un « dropout » ? Quelles sont ses causes ? Et ce qui est le plus important, comment peut-on éviter les « dropout » ?

Un dropout est une irrégularité microscopique sur la bande ma-

gnétique, produisant une perte de contact avec la tête vidéo ; cette perte de contact, à son tour, entraîne une perte momentanée du signal. Cela se traduit sur l'écran par une rayure se déplaçant rapidement.

Les « dropout » peuvent être causés par l'accumulation de poussières, de saletés, de cendres de tabac, tout ce qui peut adhérer à la surface de la bande. Le magnéto-cope et ses abords doivent

tournez la page

infra vous informe

infra

infra

infra

infra

infra

infra

donc être maintenus en permanence en bon état de propreté (Fig. 2).

A titre de précaution supplémentaire, la bande doit être manipulée le moins possible ; les matières grasses et les sels présents sur la peau agissent comme des sortes d'aimants, lorsqu'ils sont transférés sur la bande, et produisent des accumulations de particules étrangères.

Les dispositifs de guidage de la bande et les têtes doivent être nettoyés chaque fois qu'une bande vidéo est placée sur l'enregistreur. Un procédé de nettoyage préalablement expérimenté est prescrit par chaque fabricant de magnéscope et de bandes vidéo et il doit être utilisé. Le Fréon TF est recommandé pour ce nettoyage, et il importe de n'utiliser que ce type de produit ; certaines solutions de nettoyage attaquent en fait la matière de la bande, provoquant la dissolution de la couche d'oxyde magnétique ou le colmatage de la tête vidéo.

LES PRÉCAUTIONS DE MANIPULATION

Les bandes doivent être protégées lorsqu'elles ne sont pas utilisées ; elles doivent être placées sur une bobine de précision, assurant un enroulement uniforme, et stockées dans un sac en polyéthylène étanche qui est placé dans le boîtier initial. Ces boîtiers doivent être conservés et placés verticalement, pour les protéger des déformations ou des distorsions des flasques de la bobine et, par suite, pour éviter des détériorations des bords de la bande.

Pour manipuler la bande pendant le collage, il faut utiliser des gants en tissu blanc très propres pour éviter la contamination de la bande par les sécrétions du corps et les sels, déjà indiqués, qui peuvent déterminer des accumulations de particules étrangères. Pendant le chargement et le déchargement du magnéscope, le port des gants n'est pas absolument nécessaire, mais il peut habituellement être recommandé.

Les têtes et les guides de la machine doivent être nettoyés, pour éviter les accumulations de matières étrangères, chaque fois qu'une bande est placée sur le magnéscope.

LES PRÉCAUTIONS CONTRE LA DÉFORMATION ET L'ALTÉRATION DE LA BANDE

Les bandes préenregistrées doivent être maintenues à la température ambiante normale ; l'enregistrement et la lecture doivent être effectués habituellement avec une même gamme de températures, ou à la même température ambiante du studio.

En effet, pour considérer un cas concret, si une bande est enregistrée à une température de -15°C et reproduite ensuite à une température de 22° , il peut se produire une variation de dimension de l'ordre de 16 % qui est cumulative, c'est-à-dire que la bande présentera des défauts de synchronisation d'une piste à chaque intervalle habituellement de l'ordre de 25 cm.

Supposons ainsi que la bande a défilé, ou a été conservée à une température très basse, elle doit être stockée pendant une durée minimale de 4 à 8 heures à la température ambiante, avant d'être employée, et ne reprend même pas un équilibre complet avant 16 heures.

Cette durée peut être réduite en augmentant la température ; mais celle-ci ne doit pas dépasser 38° , sans quoi la condensation qui peut ou non poser un problème, risque de se former sur la bande. Evitons donc un chauffage direct tel que celui de lampes à incandescence ou autre appareil de chauffage concentré pour échauffer la bande. Les conditions idéales de stockage sont de

l'ordre de 15° à 25° pour la température et de 40 à 60 % pour l'humidité.

LES CONDITIONS DE PRODUCTION DES DROPOUTS

Un enregistrement satisfaisant des signaux vidéo dépend essentiellement du rapport signal/bruit et de l'absence d'effets de dropout sur la bande.

Bien que les effets réels de dropout dépendent essentiellement des défauts de la bande magnétique utilisée, la fréquence de leur production et leur intensité dans les images reproduites peuvent aussi dépendre d'autres facteurs, et parmi ceux-ci, il y a :

1° La nature des images enregistrées.

2° La pression de contact entre la tête magnétique et la bande et la pénétration obtenue.

3° La limitation du gain total dans le système de lecture.

4° La réponse des transitoires dans le système de lecture.

Les traînées de dropout dans l'image reproduite peuvent se manifester par l'apparition de traits en blanc ou en noir, suivant la nature exacte transitoire du signal vidéo, aussi bien que les autres facteurs de fonctionnement instantané de la machine.

La polarité des effets résultants est presque imprévisible.

En général, les dropouts sont plus gênants lorsqu'ils apparaissent sous la forme de traînées blanches sur un fond noir ou gris sombre. On peut apercevoir plus ou moins de défauts suivant les

conditions de la composition de l'image, même si la qualité de la bande et les caractéristiques de la machine demeurent inchangées.

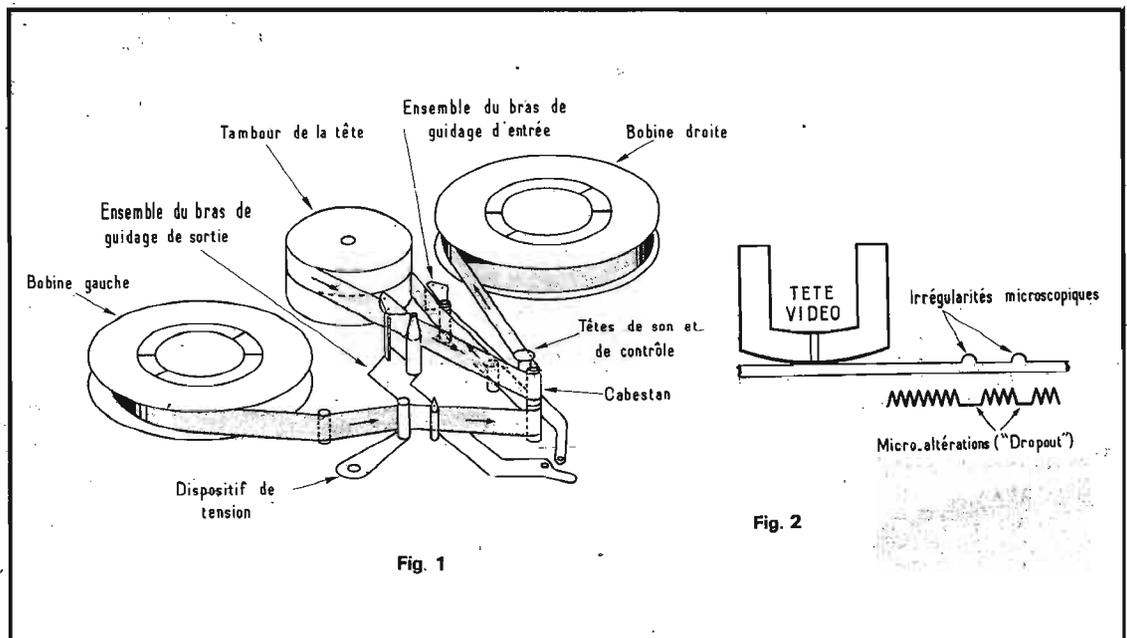
LES EFFETS DE PÉNÉTRATION DE LA TÊTE MAGNÉTIQUE

Les essais effectués par les fabricants montrent qu'il se produit moins de dropout sur les bandes magnétiques, lorsque les pressions de contact entre la tête et la bande sont élevées, ce qui assure une pénétration plus profonde de l'inscription magnétique. Mais, en même temps, et dans certaines limites, ces pénétrations plus profondes risquent de déterminer l'arrachement de certaines particules magnétiques détériorées dans la bande ou à sa surface.

Une amélioration efficace au point de vue de la production de dropouts résulte habituellement d'un prétraitement de la bande par son passage à plusieurs reprises avec des pénétrations profondes de la tête magnétique. La plupart des défauts qui subsistent malgré ce passage initial sur la tête produisent encore des dropouts visibles à un degré qui dépend de la pénétration de la tête.

Dans la pratique, les bandes doivent être enregistrées de telle sorte que les traces obliques et dentelées dans les bandes des têtes individuelles restent complémentaires, même lorsque ces bandes sont collées et enregistrées avec des têtes différentes.

Le degré de pénétration instantané des têtes sur la surface de la bande doit être différent pour les



différentes têtes, c'est-à-dire qu'il doit y avoir une réduction approximative de 25 micromètres pour chaque changement de 25 micromètres de la projection moyenne de la tête. Dans ces conditions, lorsque les têtes s'usent graduellement, par exemple, de 75 micromètres à 25 micromètres, la pénétration au centre de la bande subit une réduction de l'ordre de 50 micromètres, lorsque le guide femelle est réglé pour le minimum de jeu oblique et latéral.

Puisque la pénétration plus faible de la tête est déterminée par un contact moins intime dans une zone de défauts potentiels de la bande, un nombre plus élevé d'effets de dropout se produit avec des têtes magnétiques usées, qu'il s'agisse d'enregistrement ou de lecture.

Même si une particule gênante est enlevée par les têtes pendant le passage d'enregistrement, l'inscription magnétique défectueuse subsiste et elle est reproduite ensuite sans modification au cours de la lecture. Les enregistrements ultérieurs, cependant, peuvent présenter ou non des défauts sur cette surface particulière.

L'EFFET DES SIGNAUX DE DROPOUT

Un signal de dropout dans un système d'enregistrement vidéo consiste dans une modulation d'amplitude brusque et négative de l'onde porteuse. Par suite, l'efficacité du circuit limiteur dans le montage de démodulation peut avoir des effets notables, à son tour, sur les composantes à modulation d'amplitude reproduites par l'intermédiaire des systèmes habituels à modulation en fréquence.

Une étude des signaux supports de lecture avant leur introduction dans les étages du limiteur, montre que pour la plupart des bandes magnétiques, le signal contient une gamme entière d'effets de dropout d'amplitudes et de durées variées. Le changement d'amplitude de l'onde porteuse durant ces phénomènes momentanés peut varier depuis une réduction de quelques pour cent jusqu'à une suppression complète ; en outre, la majorité de ces dropouts ne sont pas visibles parce que leurs effets sont éliminés par l'action des limiteurs dans le montage de démodulation.

Lorsque l'action des éléments de limitation détermine une perte partielle du gain total du limiteur, des affaiblissements de plus en plus nombreux de l'onde porteuse agissent sur le discriminateur et produisent des effets visibles sur l'écran du téléviseur. Par suite, une réponse transitoire incorrecte du système d'amplification haute fréquence peut augmenter la durée et l'amplitude des dropouts de l'onde porteuse, en rendant leurs effets plus prononcés.

Des bruits parasites excessifs dans les premiers étages précédant le limiteur peuvent réduire la résistance au dropout, puisque l'onde porteuse ne peut être restituée par le limiteur, lorsqu'elle est réduite momentanément à un niveau inférieur à celui des bruits.

Ainsi, une perte partielle du gain du limiteur et du rapport signal/bruit haute fréquence dans le circuit de lecture peut modifier les effets de dropout dans une proportion si grande qu'elle détermine des « bruits » de fond visibles sur l'image. Ce résultat est prévisible, puisque le gain du limiteur est habituellement de l'ordre de 50 dB, tandis que le rapport signal/bruit satisfaisant de l'image est inférieur à cette valeur.

Dans ces conditions, les effets des défauts du circuit sont souvent confondus avec ceux produits par une bande défectueuse. Il est donc presque impossible d'effectuer une classification quantitative des bandes vidéo en ce qui concerne le dropout, sans également considérer les paramètres de limitation du gain, les bruits produits par l'appareil lui-même, et la réponse aux transitoires.

COMMENT RENDRE LES INSCRIPTIONS VISIBLES SUR LES BANDES MAGNÉTIQUES VIDÉO

Les contrôles des enregistrements, les opérations de collage et de montage peuvent, dans certaines conditions, être réalisés en rendant visibles les inscriptions magnétiques normalement invisibles.

Cette opération, permettant de déterminer exactement les effets des champs magnétiques, a été réalisée dès les débuts de l'emploi des machines magnétiques, en pulvérisant des particules de fer sur un papier, ou en utilisant des solutions contenant des particules

de ferromagnétiques finement divisées, en particulier, pour le montage des bandes vidéo.

Une certaine quantité d'un matériau magnétique magnétisé peut être considérée comme contenant un nombre presque illimité de particules individuelles magnétisées microscopiques, comportant chacune son pôle nord et son pôle sud. Si le degré de magnétisation de chacun de ces éléments presque infinitésimal est égal, et si leurs pôles sont orientés dans la même direction pour toute distance appréciable sur la surface du matériau, la substance exerce une attraction très réduite sur les autres substances ferromagnétiques disposées à une distance réduite, mais définie.

Ce fait est dû à ce que la distance moyenne de tout point de l'extérieur de la substance à un ou à plusieurs des pôles microscopiques sud est essentiellement la même que la distance à un ou plusieurs des pôles microscopiques nord.

Par suite, leurs effets se compensent les uns les autres, et il n'y a qu'une attraction très faible ou nulle. Le fait est surtout exact si l'aimant considéré est chargé fortement avec des pôles microscopiques disposés bout à bout, ou démagnétisé avec des pôles microscopiques orientés au hasard d'une façon quelconque. Puisque la longueur du pôle microscopique est très courte, les deux conditions déterminent finalement une attraction très faible sur les substances placées à une certaine distance.

Pour illustrer ce fait, nous pouvons considérer un barreau aimanté assez long de type classique. Le degré d'attraction d'un clou en fer doux placé à proximité du centre d'un tel aimant magnétisé uniformément est négligeable : lorsqu'on le compare avec celui produit par une des extrémités, si la densité du flux magnétique varie très fortement par unité de distance.

Un support magnétisé tel qu'une bande magnétique enregistrée détermine une attraction magnétique plus forte des particules disposées extérieurement le long de sa surface, lorsque le taux de variation de la force magnétique est maximale, plutôt que dans des endroits où la densité du flux est maximale.

La figure 3 montre l'application de ces principes, tels qu'ils peuvent être utilisés pour l'interprétation des tracés visibles correspondant aux signaux de la piste

de contrôle sur une bande enregistrée vidéo. Pour la facilité d'illustration, le courant d'enregistrement d'entrée a été considéré comme sinusoïdal.

Dans les endroits où il se produit un changement de la force magnétique le long d'un matériau magnétique, les effets de compensation indiqués précédemment diminuent de façon notable, et il se produit une attraction très nette pour tous les objets ou substances rapprochés, tels qu'une poudre de fer carbonyle.

On peut prévoir normalement qu'un enregistrement sinusoïdal comporte deux pôles également espacés par cycle, c'est-à-dire un pôle nord alternant avec un pôle sud. Comme on le voit sur le diagramme E de la figure 3, ce n'est pas le cas, puisque quatre pôles inégalement espacés apparaissent pour chaque cycle de l'information enregistrée. L'écartement des pôles fait penser qu'une sorte de fente est ouverte au milieu de chaque pôle d'une onde sinusoïdale enregistrée normalement.

Le fait s'explique par la suppression de la polarisation ultrasonore d'enregistrement dans le canal d'enregistrement de la piste de contrôle vidéo. Par suite, la distribution du flux dans la bande présente une forme d'onde très déformée, même si le courant envoyé à la tête d'enregistrement est sinusoïdal.

Cette distorsion peut être illustrée par la série de dessins de la figure 3. La caractéristique statique de la bande est représentée sur le diagramme de la figure A. C'est une indication du flux rémanent où, dans la bande, une fonction de l'intensité du champ maximal auquel la bande est soumise. La courbe n'est pas linéaire dans la région correspondant à de petites valeurs du champ appliqué.

Si la bande est déplacée à une vitesse uniforme à travers un champ variant sinusoïdalement représenté par le signal de la tête de la piste de contrôle B, le flux résultant peut être déterminé graphiquement en projetant des points de la courbe B sur la courbe caractéristique A.

L'intersection sur la courbe A peut être ensuite projetée vers la droite et indique avec un nouvel axe des temps uniforme comme pour la courbe C. Dans une bande se déplaçant à vitesse uniforme, le temps et la distance le long de la bande sont évalués linéairement. Le flux C peut donc aussi représenter la distribution longitudinale du flux dans la bande.

Cependant, la force exercée par le pôle le long de la surface de la bande, qui est le facteur déterminant pour attirer les particules de la solution de développement, n'est pas mesurée par le flux dans la bande, mais par la densité du flux qui pénètre dans la bande ou en sort. Cette densité du flux de surface est indiquée par la courbe D.

Comme nous le voyons, cette courbe présente deux pointes dans chaque direction, avec un total de quatre par cycle d'information enregistrée. Ces pointes correspondent aux quatre régions de variation rapide du flux dans la bande. L'effet des régions non linéaires dans la caractéristique de la bande consiste à interrompre ou à produire l'ouverture d'une sorte de fente dans chaque pôle d'un signal sinusoïdal enregistré normalement.

Les tracés visibles prévus par cette analyse graphique sont indiqués théoriquement sur le diagramme E et l'on voit sur la figure 4 l'aspect d'un tracé réel représentant les effets magnétiques observés, en faisant apparaître l'image visible sur la surface de la bande.

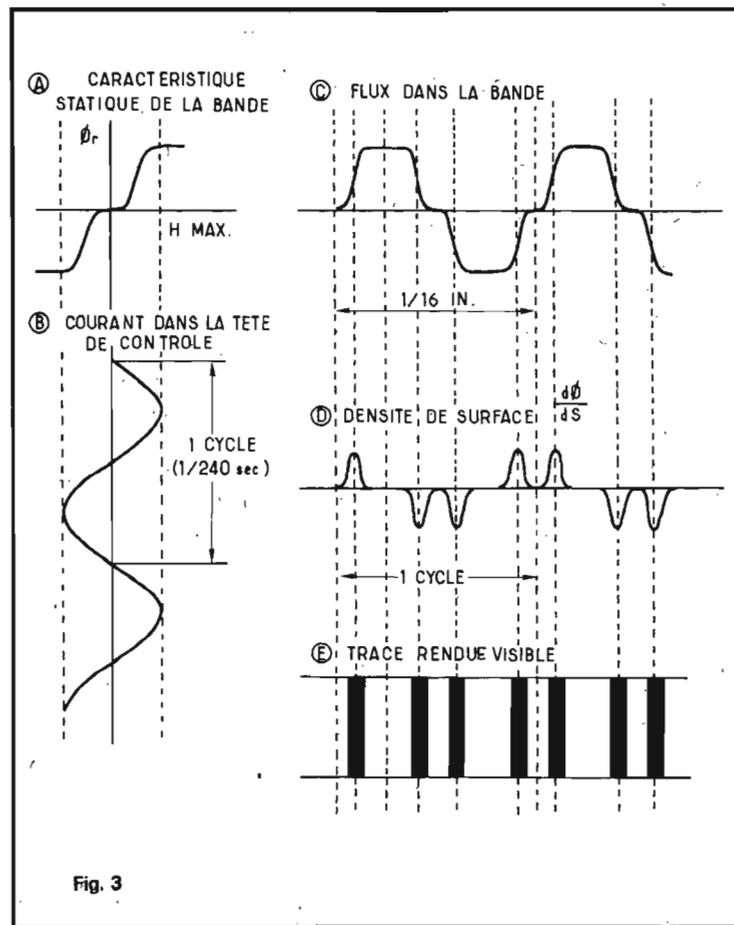


Fig. 3

LES PRÉCAUTIONS DE STOCKAGE DE LA BANDE VIDÉO

Les propriétés magnétiques de la bande vidéo peuvent demeurer stables pendant plusieurs années, comme c'est le cas pour les bandes audio. La rémanence magnétique reste stable, si elle n'est pas altérée par des effets magnétiques ; elle peut être modifiée par des champs magnétiques intenses provenant d'aimants permanents ou d'électro-aimants.

Si des enregistrements insuffisants se produisent en vidéo, la cause la plus fréquente provient d'un contact déficient entre la tête magnétique et la bande. Ce fait peut être dû à un défaut de manipulation de la bande, ou à des têtes magnétiques dont la surface est encrassée, ce qui détermine, à son tour, la contamination de la surface de l'enduit. Le phénomène peut aussi provenir de la déformation du support, et il peut se produire une combinaison de ces différents facteurs, d'où la nécessité de précautions à observer pour la manipulation et le stockage.

Lorsqu'elle n'est pas en service, la bande vidéo doit être remise

dans sa boîte et conservée sur champ plutôt qu'à plat ; la boîte de la bande aide à éviter les accumulations de poussières et d'impuretés ; en plaçant la bande debout, on empêche l'ensemble de la bande de se déplacer contre les flasques de la bobine, ce qui occasionnerait des dommages aux bords de la bande avec pour résultats des problèmes de « dropout » de son ou de piste de contrôle.

La température de la pièce doit être maintenue entre +4,5 °C (40 °F) et +32 °C (90 °F) maximum, avec une humidité relative comprise entre 20 % et 80 %.

Si la bande vidéo de précision a été soumise à des variations extrêmes de température ou d'humidité, elle doit reposer dans les conditions climatiques correctes pendant au moins quatre à huit heures avant d'être réutilisée.

LES PRÉCAUTIONS CONTRE LA DÉMAGNÉTISATION

Des précautions sont nécessaires pour éviter l'effacement accidentel de l'enregistrement par des champs magnétiques. Les aimants permanents et les électroaimants puissants peuvent

produire facilement des effacements accidentels, s'ils sont placés à quelques centimètres de la bande magnétique. C'est là, d'ailleurs, le principe utilisé pour l'effacement « en masse », dans lequel une bobine entière de bande est démagnétisée sans être déroulée.

Cependant, les champs nécessaires pour produire un effacement notable sont si intenses, qu'ils ne se produisent pas souvent d'une manière accidentelle, comme c'est le cas à proximité d'un réseau électrique ordinaire d'un appartement. L'effacement ne se produit pas habituellement, si le champ magnétique n'est pas assez fort, pour exercer une attraction notable sur la bande, ou pour déterminer des vibrations de celle-ci.

Les bandes magnétiques non enregistrées, vierges ou préalablement effacées, ne doivent pas être placées dans des champs magnétiques continus, sous peine d'être saturées et de subir des enregistrements gênants de bruits parasites. Les bandes non enregistrées, aussi bien qu'enregistrées, doivent être maintenues éloignées des appareils d'effacement électromagnétiques en fonctionnement, et des serrures magnétiques, qui peuvent être placées sur

les coffres ou les armoires de stockage.

Les éléments du magnéscope peuvent également être magnétisés, ce qui peut déterminer un effacement de la bande ou une saturation de celle-ci par des bruits parasites enregistrés. Suivant la méthode habituelle de prévention, il est donc bon de démagnétiser les éléments critiques de l'enregistreur.

ÉVITER L'ÉLECTRICITÉ STATIQUE

La présence d'électricité statique dans les systèmes d'enregistrement a toujours été une source de problèmes ; elle est devenue souvent une question importante dans les appareils vidéo et d'instrumentation, en raison des vitesses de défilement plus élevées des bandes, et de l'emploi de films de polyester pour la fabrication des rubans.

Les effets statiques de poussée et de traînage peuvent déterminer des troubles de la base de temps, ils peuvent produire des glissements de la bande déterminant des désalignements en azimut et une réduction des niveaux de sortie. L'électricité statique attire la poussière, ce qui peut produire une contamination de la surface enduite et, en général, en raison des irrégularités du défilement, il peut en résulter une usure excessive de la bande.

Les effets statiques se manifestent souvent lorsque la bande est entraînée dans des systèmes pneumatiques ; dans des cas analogues, les phénomènes statiques peuvent se manifester sous la forme de « bruits » enregistrés, déterminés par la production d'arcs électrostatiques entre les têtes d'enregistrement et la masse, et sous la forme de « bruits » de différentes fréquences résultant des variations de vitesse.

De tous les phénomènes ci-dessus dus à l'électricité statique, la présence de la poussière est, sans doute, le plus gênant pour obtenir de bons enregistrements. La poussière introduite dans un élément d'entraînement peut causer des arrachements d'oxyde et réaliser par suite des surfaces non magnétiques, sur lesquels le signal n'est pas inscrit. La poussière accumulée entre l'enduit d'oxyde et la tête d'enregistrement soulève la surface de la bande au-dessus de la tête et détermine une réduction du niveau de sortie, spé-

cialement pour l'enregistrement des fréquences élevées.

Les charges d'électricité statique produites par frottement entre deux matériaux différents ont une faible influence, si les charges séparées, positives et négatives, peuvent se neutraliser elles-mêmes. Cependant, la faible conductivité des matériaux s'oppose à cette neutralisation et permet aux charges séparées d'augmenter, par suite du frottement continu à un point tel que leur intensité suffit pour vaincre la rigidité diélectrique de l'air ambiant. Les charges soumises à un trajet de moindre résistance au point de vue électrique dans l'air ont tendance à se neutraliser, et le phénomène se traduit par un arc électrique.

On a souvent affirmé que le polyester utilisé comme matériau de support risque de produire de plus grande quantité d'électricité statique que les autres matériaux de base. En fait, le polyester permet à des charges statiques d'augmenter fortement avant d'être neutralisées, en raison de ses qualités diélectriques excellentes.

On peut aussi penser que les oxydes ferriques utilisés dans les enduits magnétiques constituent un matériau bon conducteur, en permettant un écoulement suffisant des charges statiques ; mais, dans la plupart des enduits magnétiques ce fait ne se produit pas.

La composition de l'oxyde magnétique avec un produit plastique liant rend la surface enduite peu conductrice ; pour composer un enduit plus conducteur l'utilisation d'oxydes habituels et de produits liants composerait un enduit présentant une plus faible résistance à l'usure, et des caracté-

ristiques magnétiques moins satisfaisantes.

Certains systèmes d'entraînement de la bande sont prévus pour faciliter l'isolement d'un guide de bande jouant le rôle d'un blindage de masse et servant d'élément d'écoulement de l'électricité statique, en limitant la quantité de charge statique se produisant sur la bande.

Cependant, il faut prendre de grandes précautions si l'on veut ajouter des guides de ce genre dans un système d'entraînement, puisque le frottement résultant peut modifier l'équilibre critique des tensions mécaniques, ce qui risque de compliquer le problème du défilement de la bande.

Le rapprochement de guides de ce genre à faible distance de la tête d'enregistrement, et l'emploi de guides de rayons insuffisants pour assurer un passage doux et régulier de la bande, peuvent produire aussi un contact insuffisant entre la tête et la bande magnétique, et l'usure excessive de celle-ci.

Des études ont été entreprises pour mettre au point d'autres méthodes de réduction de l'électricité statique. L'une de celles-ci concerne la réduction du potentiel de la charge électrique. Ce résultat est obtenu en recouvrant les parois du système pneumatique d'entraînement de perles de verre, de façon à réduire beaucoup les surfaces en regard, comme on le voit sur la figure 5.

Les contacts de la bande se produisent seulement sur les points extérieurs des surfaces ferriques très réduites, en diminuant la production d'électricité statique, en réduisant la surface de la bande soumise au frottement. Les perles

utilisées doivent être très bien polies, de façon à assurer un entraînement très doux et sans à coups.

D'autres recherches ont été entreprises pour mettre au point des matériaux qui pourraient assurer une neutralisation instantanée des charges statiques sans contact de la bande lorsqu'elle passe dans l'enregistreur, en se basant sur le principe de l'ionisation de l'air.

Quelques progrès ont pu être obtenus dans ce domaine ; la difficulté de réalisation de ces matériels et leur incompatibilité avec les autres conditions nécessaires pour l'enregistrement rendent malheureusement la méthode très difficile à appliquer en pratique.

Il s'agit ainsi surtout, en fait, dans ce domaine, de mettre au point des bandes de haute qualité et très robustes, en étudiant les différentes formules d'oxydes et de liants. Le but recherché consiste à choisir le liant et l'oxyde qui peuvent être combinés dans les meilleures conditions pour assurer une conductivité maximale, sans sacrifier les qualités magnétiques, et sans réduire la durée de service efficace.

Les enduits d'oxyde de haute qualité utilisés actuellement par les fabricants expérimentés de bande magnétique permettent d'obtenir des résistances beaucoup plus faibles, ce qui assure un écoulement d'électricité statique plus uniforme, avant que la charge puisse atteindre une valeur telle qu'il en résulte des effets statiques mécaniques, ou la production d'un arc. Les nouvelles compositions d'oxydes possèdent une résistance mille fois plus réduite que celle des bandes ordinaires primitives.

L'augmentation de la conductivité de l'enduit offre des avantages importants : la réduction efficace de la tension de la bande résultant de l'effet d'électricité statique, la production d'étincelles plus faibles entre la tête magnétique et la masse et, ce qui constitue le phénomène le plus important, une agglomération beaucoup plus réduite des particules de poussière sur les surfaces enduites.

L'EXPÉDITION DE LA-BANDE VIDÉO

Pour empêcher les détériorations pendant le transport, la bande vidéo doit être emballée avec le plus grand soin. La bande doit être transportée sur champ et non à plat ; si l'emballage est plus grand que la boîte normale et s'il est protégé par un matériau approprié, le danger d'exposition de la bande à des champs magnétiques suffisamment forts pour altérer l'enregistrement est supprimé. Autre mesure de sécurité importante : assurez-vous que la bande est enroulée bien serrée avant l'expédition.

Si nous prenons soin de la bande vidéo au cours de toutes les opérations de mise en place, de manipulation, de stockage et d'expédition, nous lui conserverons pendant très longtemps ses qualités initiales, en réalisant ainsi d'importantes économies.

P.H

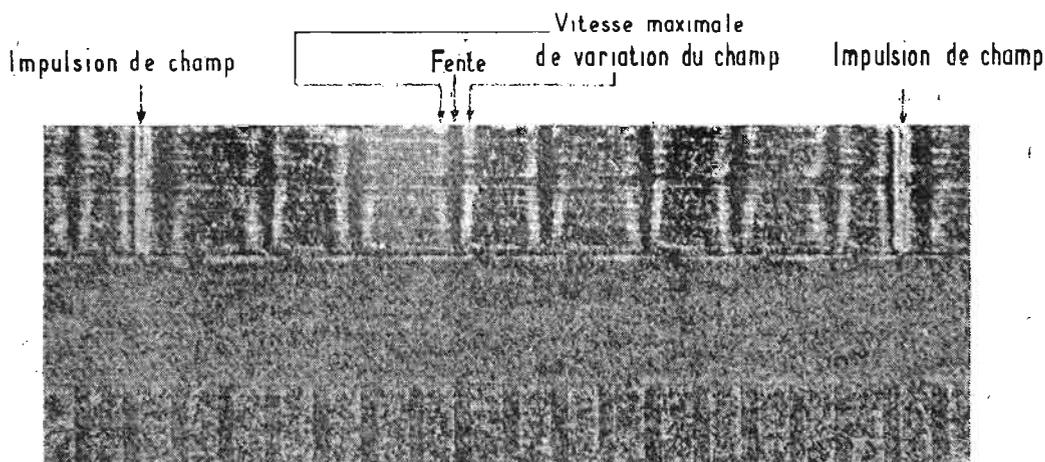


Fig. 4

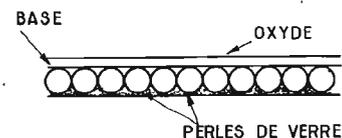
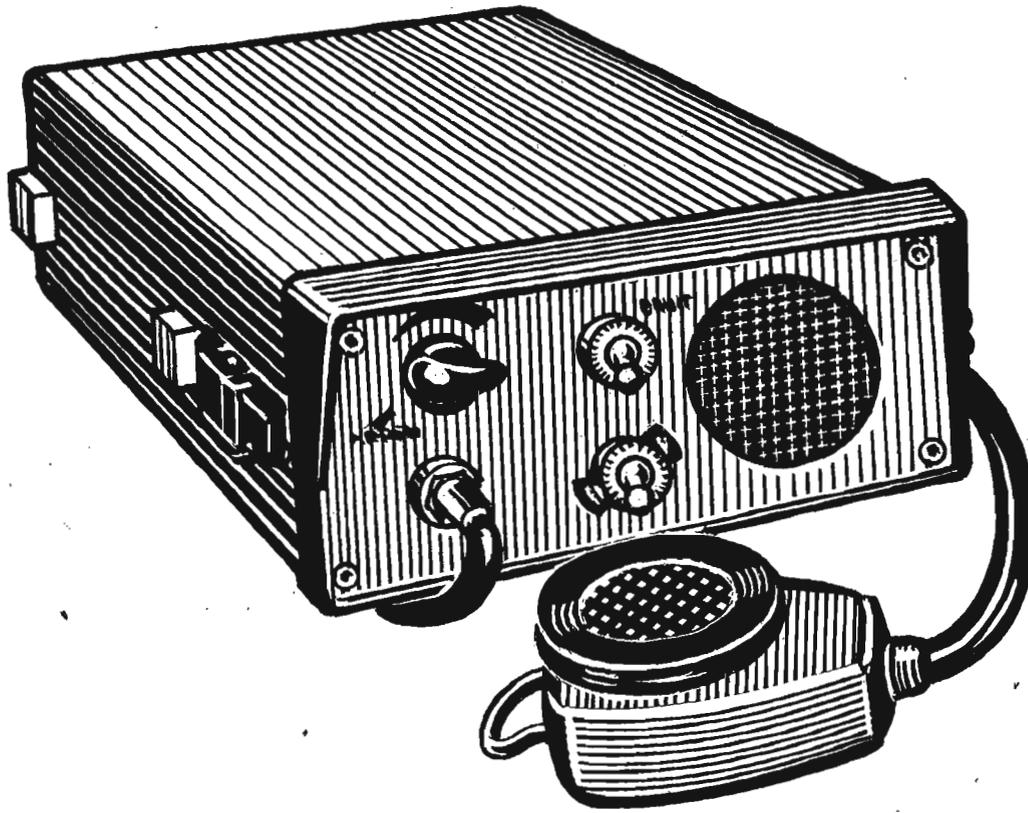


Fig. 5

EMETTEUR - RECEPTEUR



de radio - taxis

UN revendeur parisien a pris l'initiative de proposer à sa clientèle un ensemble émetteur-récepteur de radio-taxis en provenance d'une grande compagnie qui a cessé une partie de son activité.

Pour un spécialiste, il n'est pas dépourvu d'intérêt de se pencher sur le **côté technologique** de l'appareil puisque son utilisation est soumise à un **procès-verbal** conforme aux spécifications de l'administration des P.T.T. relatives aux stations radio-téléphoniques privées.

L'ensemble émetteur-récepteur CSF type MF 933 (ou 933 BHS) est un matériel destiné à l'équipement de liaisons radio-téléphoniques mobiles dans la bande 68 à 88 MHz.

L'appareil est entièrement transistorisé, l'exception de l'éta-

ge de puissance de l'émetteur qui est équipé d'un tube émission. Sa consommation très réduite permet son alimentation à partir de la batterie du véhicule.

La maintenance d'un tel appareil a été étudiée et rendue facile par la réalisation de sous-ensemble constituant des blocs enfichables et interchangeables.

Les caractéristiques techniques de ces émetteurs-récepteurs permettent leur emploi dans les zones à forte densité radio-électrique ou l'espacement des canaux de trafic peut se trouver très réduit.

Ces ensembles peuvent fonctionner en postes mobiles à partir de source batterie 6, 12 ou 24 V. Ces appareils peuvent, en outre, être alimentés à partir d'un réseau de distribution à 110 ou 220 V.

CARACTERISTIQUES GENERALES

Gamme de fréquence : 68 à 88 MHz.

Espacement minimum des canaux : 50 kHz.

Nombre de fréquences pré-réglées : 1 ou 2, groupées dans une bande de 800 kHz.

Emetteur :

Pilotage par quartz.

Stabilité : meilleure que $\pm 2.10^{-5}$ entre -10° et $+45^{\circ}$ C.

Modulation - modulation de phase avec limiteur d'excursion réglable (max. ± 15 kHz).

Puissance 10 à 12 W.

Récepteur :

Type : superhétérodyne à double changement de fréquences.

Les fréquences intermédiaires sont respectivement 12,8 MHz et 455 kHz. Le deuxième changement de fréquence est obtenu par quartz 12 345 kHz.

Pilotage : A chaque fréquence de trafic correspond un quartz.

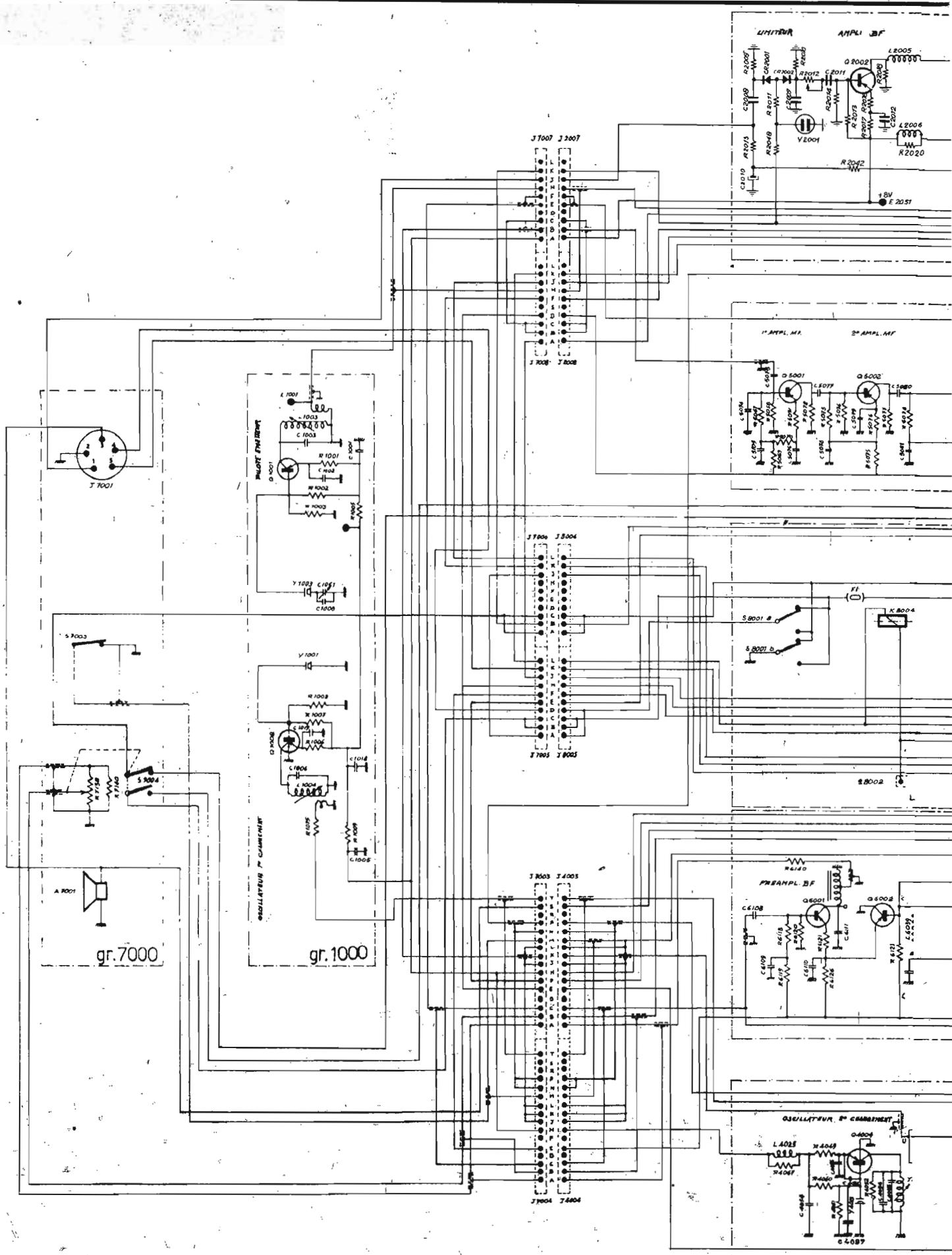
Sensibilité : La sensibilité est meilleure que $1 \mu V$ pour un rapport signal à bruit de 20 dB.

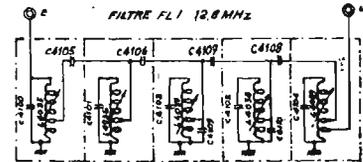
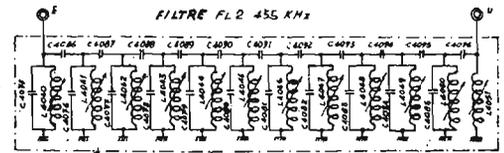
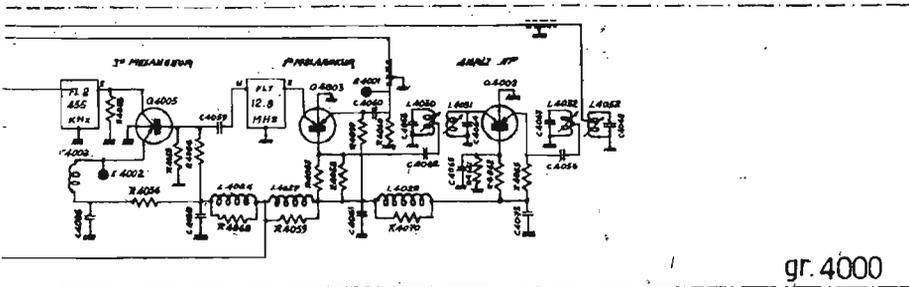
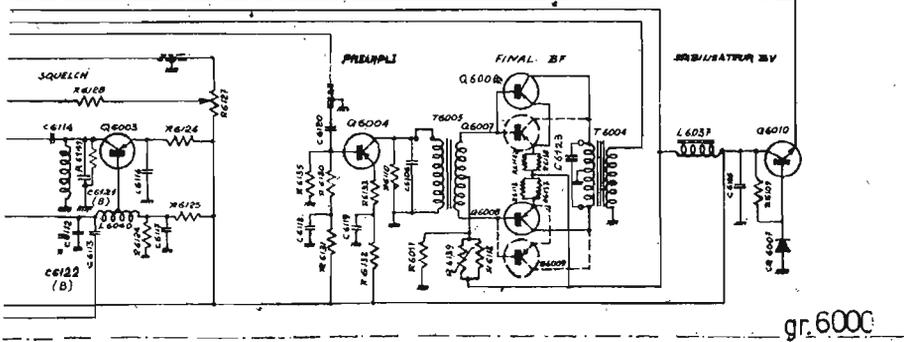
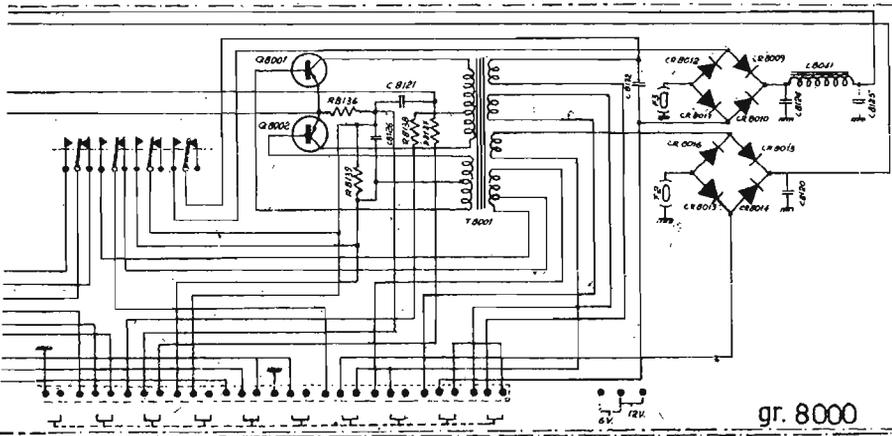
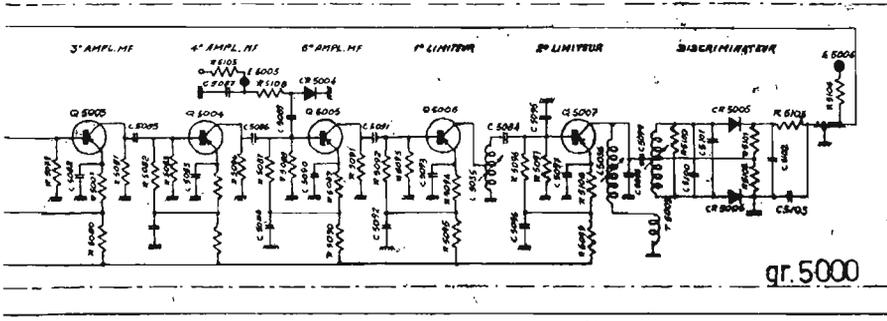
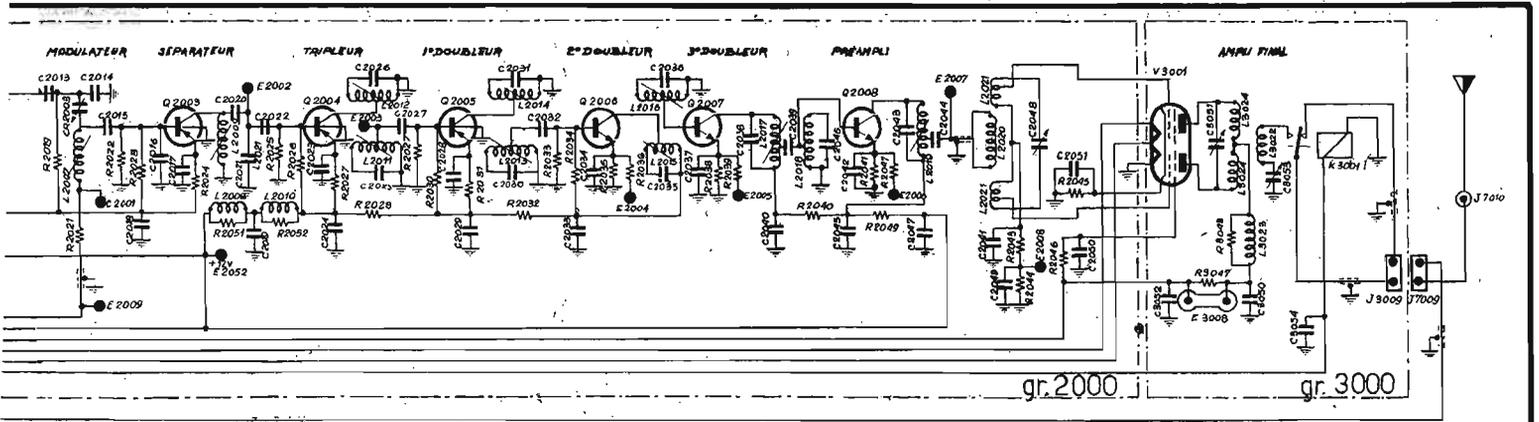
Sélectivité HF : atténuation des réponses parasites $>$ à 70 dB.

Sélectivité MF : La sélectivité de la deuxième fréquence intermédiaire est fournie par un filtre 455 kHz, une atténuation supérieure à 80 dB est assurée à ± 50 kHz.

Puissance de sortie BF : La puissance de sortie BF est réglable et peut atteindre 0,3 W sur haut-parleur incorporé.

Squelch : Le dispositif de squelch





F. 926.366.
(a)

EMETTEUR-RÉCEPTEUR
Type MF 933/MF 933 B

Schéma de principe

Planche 1a

est efficace pour un signal inférieur à $1 \mu\text{V}$.

Alimentation :

Le bloc alimentation est conçu pour permettre le raccordement des appareils à des sources 6 ou 12 V avec polarité négative ou positive à la masse.

PRESENTATION

L'ensemble de l'appareil est présenté dans un coffret métallique léger et robuste dans lequel les éléments constitutifs sont assemblés en un tiroir solidaire de la face avant du coffret et qui coulisse dans celui-ci.

Le coffret existe dans deux versions : tôle et fonderie. La fermeture est assurée par des attaches genre « grenouille ».

La face avant en fonderie, constitué un tableau de commande de présentation élégante où sont disposés les divers organes d'exploitation.

Les éléments constitutifs sont réalisés en sous-ensembles facilement dissociables et groupés en trois blocs enfichables, interchangeables, ce qui simplifie les opérations de maintenance.

L'encombrement et le poids réduits de l'appareil permettent une installation aisée sous le tableau de bord des voitures de tourisme (profondeur 350 mm, largeur 210 mm, hauteur 85 mm, poids 8 kg).

COMPOSITION DE L'EQUIPEMENT

L'appareil MF933 se présente sous la forme d'un ensemble monobloc dont la face avant constitue le panneau de commande.

A l'arrivée de l'appareil se trouve la fiche de raccordement à l'antenne. Celle-ci doit présenter une impédance de 50Ω . Elle peut être constituée en poste mobile par un fouet quart d'onde installé sur le pavillon métallique d'une voiture, en poste fixe, elle peut être, soit une antenne omnidirectionnelle, soit une antenne directive.

A l'arrière se trouve également la sortie du câble d'alimentation qui doit être raccordée à la batterie par un prolongateur de longueur appropriée.

Sur la face avant sont regroupés les organes de commande :

- un potentiomètre de volume avec inter/arrêt/marche ;
- un interrupteur pour la mise « EN » ou « HORS SERVICE » du squelch ;
- haut-parleur d'écoute ;
- embase destinée à recevoir la fiche du microphone (l'équipement normal prévoit un microphone à charbon avec pédale d'alternat) ;
- Le châssis tiroir solidaire de la face avant qui comporte les oscillateurs et reçoit par simple enfichage les autres éléments constitutifs ;
- le bloc « émetteur » qui comporte en outre le circuit imprimé de l'amplificateur MF 455 kHz du récepteur ;
- le bloc « récepteur » qui comporte tous les circuits de réception.

LE SCHEMA DE PRINCIPE

Nous vous livrons à titre indicatif le schéma de principe général de cet émetteur-récepteur. Le constructeur a scindé en plusieurs parties distinctes ou groupes.

Groupe 1000 - oscillateurs :

Le châssis des oscillateurs comprend : l'étage pilote émission équipé d'un transistor Q1001 (2N1305 ou 2N1307).

Le circuit du collecteur est accordé au moyen de la self variable L1003. Un condensateur ajustable C1051 permet d'assurer le câblage en fréquence rigoureux de l'appareil.

L'étage hétérodyne HF est équipé d'un transistor Q1002 (AFZ12). Le circuit du collecteur est accordé au moyen de la self variable L1004.

Groupe 3000 Emetteur étage final, petits étages groupe 2000 :

Les courants délivrés par le circuit microphonique sont appliqués à un limiteur équipé de 2 diodes CR2001 et CR2002 (SFR152) et dont le seuil est défini par un tube à néon V2001 (NE2-75 V). Un potentiomètre R2012 permet d'assurer le réglage de l'excursion en fréquence.

Un étage amplificateur BF équipé du transistor Q2002 (SFT 227J) applique la modulation sur

l'étage modulateur équipé d'une diode varicap CR2003 et dont le circuit est accordé au moyen de la self L2007.

La chaîne des petits étages comprend un séparateur équipé d'un transistor Q2003 ; un étage tripleur équipé d'un transistor Q2004 ; un étage doubleur équipé d'un transistor Q2005, un étage doubleur Q2006, un autre étage doubleur Q2007.

Un étage préamplificateur de puissance équipé d'un transistor Q2008 suivi d'un circuit accordé L2019 couplé du circuit de grille de l'étage final fait suite.

Enfin l'étage amplificateur final est équipé d'un tube QQE 03/12 dont le circuit de grille symétrique est accordé au moyen du condensateur C2048.

Un relais assure le raccordement de l'antenne à l'émetteur et au récepteur.

Récepteur (HF et filtres groupe 4000, MF groupe 5000, BF groupe 6000) :

Les circuits d'entrée comportent divers circuits accordés. L'étage amplificateur HF est doté d'un transistor Q4002 (SFT 357P) suivi de deux circuits accordés.

Le premier mélangeur est équipé d'un transistor Q4003 (THP501 ou AF109), il est suivi d'un filtre (FL1) 12,8 MHz à cinq circuits accordés.

Le deuxième mélangeur est équipé d'un transistor Q4005 (SFT 357P).

La fréquence hétérodyne 12 345 kHz est fournie par un oscillateur à quartz équipé d'un transistor Q4004 dont le circuit collecteur est accordé au moyen de T4002.

Le deuxième mélangeur est suivi d'un filtre (FL2) à 455 kHz à 12 circuits.

L'amplificateur MF 455 kHz est constitué par un circuit imprimé situé sous le bloc émission. Il comporte 5 étages amplificateurs aperiodiques suivis de 2 étages limiteurs Q5006 et Q5007 (SFT227).

L'étage Q5007 dont le circuit collecteur est accordé au moyen de L5036 attaque le discriminateur constitué par T5003 et les diodes 1N918A.

Sous le bloc réception, se trouve un circuit imprimé rassemblant :

— un étage préamplificateur BF doté d'un transistor Q6001 dont le circuit collecteur comporte un autotransformateur ;

— un étage amplificateur de bruit (Q6003) associé à des éléments de filtrage.

— un étage de commande de squelch équipé du transistor Q6002 et dont le seuil est ajusté au moyen du potentiomètre R6127. Cet étage assure le blocage-déblocage du transistor préamplificateur Q6001. Ce dispositif peut être mis En ou Hors-Service au moyen de l'interrupteur S7003 situé sur la face avant.

Le potentiomètre R7138, sur la face avant, contrôle le niveau BF qui est appliqué à l'étage préamplificateur équipé du transistor Q6004. Ce dernier attaque par l'intermédiaire d'un transformateur T6005, l'étage amplificateur de puissance symétrique équipé des transistors Q6006 et Q6008. La sortie s'effectue sur haut-parleur par l'intermédiaire d'un transformateur.

Le circuit imprimé des étages BF comporte également un étage stabilisateur de tension.

L'alimentation 6/12 V (groupe 8000) :

Le bloc alimentation comprend :

— un oscillateur équipé de deux transistors Q8001 et Q8002 (ASZ16) et d'un transformateur T8001 ;

— un pont redresseur délivrant une tension de + 12 V.

Cette tension alimente directement l'étage de puissance BF, puis, après filtrage elle est commutée par le relais d'alternat (K8004) soit sur les étages de réception, soit sur les petits étages d'émission. En revanche, elle est appliquée en permanence au stabilisateur de tension Q6010 qui alimente les oscillateurs, l'amplificateur BF et le séparateur Q2003.

Un répartiteur assure les connexions correspondant à l'utilisation d'une source 6 ou 12 V selon la position d'enfichage. Cette tension apparaît 6 ou 12 dans une lumière pratiquée dans le capot du bloc d'alimentation.

mise au point sur les — TRANSISTORS PARAMETRES des transistors

Le grand ouvrier de la nature est le temps. Quiconque veut aller trop vite dans son apprentissage (et chacun de nous est un apprenti dans quelque métier) risque de perdre de précieux moments par manque de maturation et de réflexion sur les problèmes qui l'occupent.

Si certains aiment davantage le travail pratique, cette aptitude, loin d'être déshonorante, doit, au contraire, être encouragée. Un cerveau isolé, sans une main pour lui obéir, est un engin stérile, impropre à tout perfectionnement.

Il n'en reste pas moins vrai que les indications théoriques

ont le mérite d'éviter les erreurs de la pratique. Point n'est besoin de plonger dans les mathématiques, prétendues supérieures, pour comprendre les phénomènes de la physique. La règle de trois suffit dans bien des cas à soutenir les définitions. En revanche, il faut s'attacher à délimiter correctement les données

dont on est à même de se servir. C'est à cette tâche que nous convions nos lecteurs qui éviteront, ensuite, dans l'emploi qu'ils feront de ces notions, beaucoup de déboires (qui se chiffrent en pertes de temps, en nervosité, en argent mal dépensé, etc.).

INTRODUCTION

Les fabricants de transistors, qui sont des industriels, connaissent bien le prix des choses. S'ils présentent dans leurs manuels des spécifications précises (les « caractéristiques »), accompagnées de « courbes graphiques », ce n'est pas pour le plaisir de remplir des pages ni pour étaler leur science. Ils veulent, tout bonnement, éviter aux acquéreurs de leurs produits de se tromper et leur permettre d'utiliser au mieux de leurs performances les composants mis sur le marché.

Avant de fournir des renseignements, quant au choix des pièces, il convient de connaître les informations nécessaires à la prise de décision. Aussi, dans les lignes qui suivent, l'auteur n'hésite pas à définir les principaux paramètres des transistors, en expliquant les raisons pour lesquelles les constructeurs reproduisent plutôt celles-ci que celles-là. Grâce à cette analyse, nos lecteurs économiseront du temps et de l'argent dans leurs prochaines réalisations. Nous donnerons, nous-mêmes, des exemples complets.

Nous parlerons dans un autre numéro des boîtiers des transistors (« cases »), les fameux T.O... (+ chiffres)* ainsi que de leur fa-

* T.O. « Transistors outlines » : formes extérieures.

** Disposition interne des « puces », protection, passivation, soudures des connexions, etc.

brica-tion, car selon le procédé retenu, les caractéristiques d'utilisation peuvent être différentes (transistors « alliés », transistors « à jonction ») ainsi que des moyens d'enrobage (« packaging »)**.

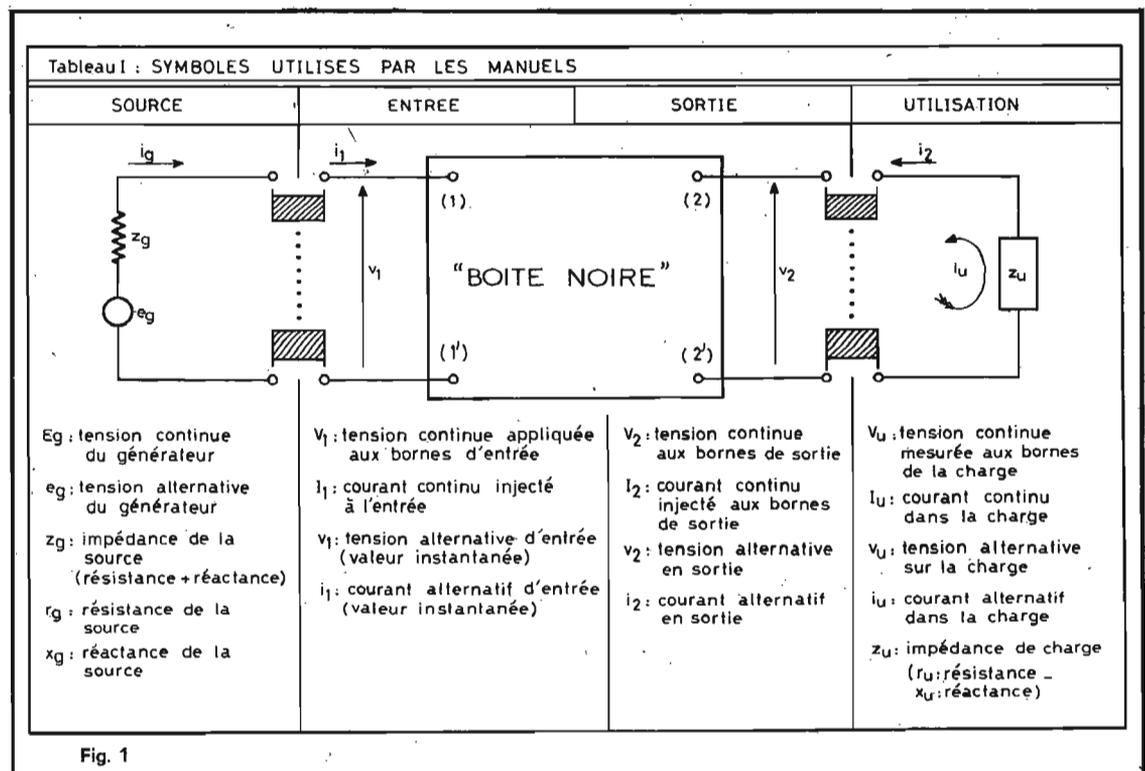
Les pièces offertes actuellement sont fabriquées à partir de trois matériaux fondamentaux, le silicium (Si), le germanium (Ge) et l'arséniure de gallium (AsGa) qui est un composé. Leurs propriétés physiques diffèrent beaucoup et

certaines domaines leur sont réservés (l'« As-Ga » lire « asg-ha » - en hyperfréquences). Des types PNP, NPN sont proposés, mais aussi des transistors doubles, des transistors complémentaires (PNP-NPN), des transistors à effet de champ (que nous étudierons à la suite de cette série d'articles), avant de jeter un regard sur les circuits intégrés.

Divers symboles sont utiles à connaître et le tableau I en procure les principaux (fig. 1).

1. RÉSISTANCES, IMPÉDANCES ; CONDUCTANCES, ADMITTANCES

Tout quadripôle (fig. 2a) présente quatre relations entre ses deux pôles d'entrée et ses deux pôles de sortie ; les données, relevant de l'entrée seule, sont repérées par le double indice 11 ; celles de la sortie seule, sont notées 22 ; les influences que l'entrée (1)



fait subir à la sortie (2) dites de **transfert direct** sont indiquées par 21 ; celles que la sortie (2) ramènent sur l'entrée (1), **transfert inverse**, s'écrivent 12 ; il faut voir que la zone agissant sur l'autre (entrée sur sortie ; sortie sur entrée) se place en arrière de la zone concernée : 12 (lire un-deux et non pas douze) signifie que la sortie revient sur l'entrée, 21 (lire deux-un et non pas vingt-et-un) traduit que l'entrée intervient sur la sortie. Il s'agit bien d'interconnexions, mesurables, nous verrons plus loin comment (fig. 2b).

En **courant continu**, on mettra en évidence l'ensemble des quatre résistances * :

$$\{R\} = \{r_{11}, r_{12}, r_{21}, r_{22}\}$$

et l'ensemble des quatre conductances, leurs inverses respectives * :

$$\{G\} = \{g_{11}, g_{12}, g_{21}, g_{22}\}$$

En **courant alternatif**, on obtiendra quatre impédances (fig. 2b).

$$\{Z\} = \{z_{11}, z_{12}, z_{21}, z_{22}\}$$

et quatre admittances, leurs inverses respectives :

$$\{Y\} = \{y_{11}, y_{12}, y_{21}, y_{22}\}$$

Nous avons ainsi les paramètres $\{R\}$ et $\{G\}$ (peu usités) et les paramètres $\{Z\}$ et $\{Y\}$ d'un quadripôle. Le tableau II résume ces informations (voir aussi Appendice I).

2. LES PARAMÈTRES HYBRIDES $\{H\}$

Pour des raisons de facilité de mesures, il a été intéressant de mélanger des données impédancielles et admittancielles **, avec les notions de gain en tension et en courant, facilement évaluées en fabrication à l'aide de dispositifs d'essais automatiques. Nous aurons donc un ensemble $\{H\}$ groupant les paramètres h_{11}, h_{12}, h_{21} et h_{22} . Ici, h_{11} est l'impédance d'entrée pour la sortie en circuit fermé ($v_2 = 0$) alors que z_{11} l'était pour la sortie en circuit ouvert ($i_2 = 0$) ; h_{12} est le gain inverse en

* Cf. Appendice I : pour l'emploi de $\{R\}$ et de $\{G\}$ en petits signaux alternatifs.

** Ces adjectifs peuvent surprendre les puristes mais ils sont plaisants à l'oreille. Bien sûr, il faut se garder de continuer par... « impédancialisant » et « admittancialisant »... sans oublier les verbes « impédancialisant » et « admittancialisant », etc.

tension (v_1/v_2) pour l'entrée en circuit ouvert (aucune intensité alternative i_1 n'y circule, $i_1 = 0$) ; h_{21} est le gain direct en courant pour la sortie en court-circuit (intensité alternative i_2 de sortie, maximale, $v_2 = 0$), $h_{21} = i_2/i_1$; h_{22} est l'admittance de sortie pour l'entrée en circuit ouvert ($i_1 = 0$) alors que y_{22} l'était pour l'entrée en court-circuit ($v_1 = 0$).

3. PARAMÈTRES DE DISPERSION (« SCATTERING ») S

Lorsque les **fréquences élevées** sont abordées, il est recommandé de se servir des **paramètres de dispersion** (en anglais : « scattering ») $\{S\}$, au nombre de quatre, bien sûr : $s_{11}, s_{12}, s_{21}, s_{22}$ qu'il ne faut pas confondre avec les susceptances du tableau I (propriétés passives de circuits). Ces nouveaux-venus condensent, pour leur part, des informations indispensables à qui s'occupent de micro-ondes, notamment les **impédances des circuits**, les **taux de réflexions** des ondes qui s'y propagent et les **indices de stationnarité** ***. Bien que ces notions soient de pratique quotidienne dans ce domaine, nous ne nous y attarderons pas pour l'instant, nous proposant d'y revenir en temps opportun. Toutefois, nous ne pouvions pas les passer sous silence, dès à présent, étant donné l'extension qu'ils prennent actuellement.

4. DÉFINITIONS PHYSIQUES DES PARAMÈTRES D'UN QUADRIPOLE

Rappelons, pour bien fixer les idées, les données du tableau I auxquelles il faut, maintenant, adjoindre $\{H\} = h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}$ et $\{S\} = s_{11}, s_{12}, s_{21}, s_{22}$. Nous aurons :

— pour l'entrée : z_{11}, y_{11}, h_{11} et s_{11} ; pour la sortie : z_{22}, y_{22}, h_{22} et s_{22} ;

— pour la contre-réaction sortie sur entrée : z_{12}, y_{12}, h_{12} et s_{12} ;

— pour la réaction directe de l'entrée sur la sortie : z_{21}, y_{21}, h_{21} et s_{21} .

Bien noter que les **pôles** (de sortie - 2 -, ou d'entrée - 1 -) qui agissent sur les **pôles** (d'entrée - 1 -, ou de sortie - 2 -) s'écrivent **derrière les indices liés à ceux dont ils modifient l'état** (fig. 3). Les lexiques américains substi-

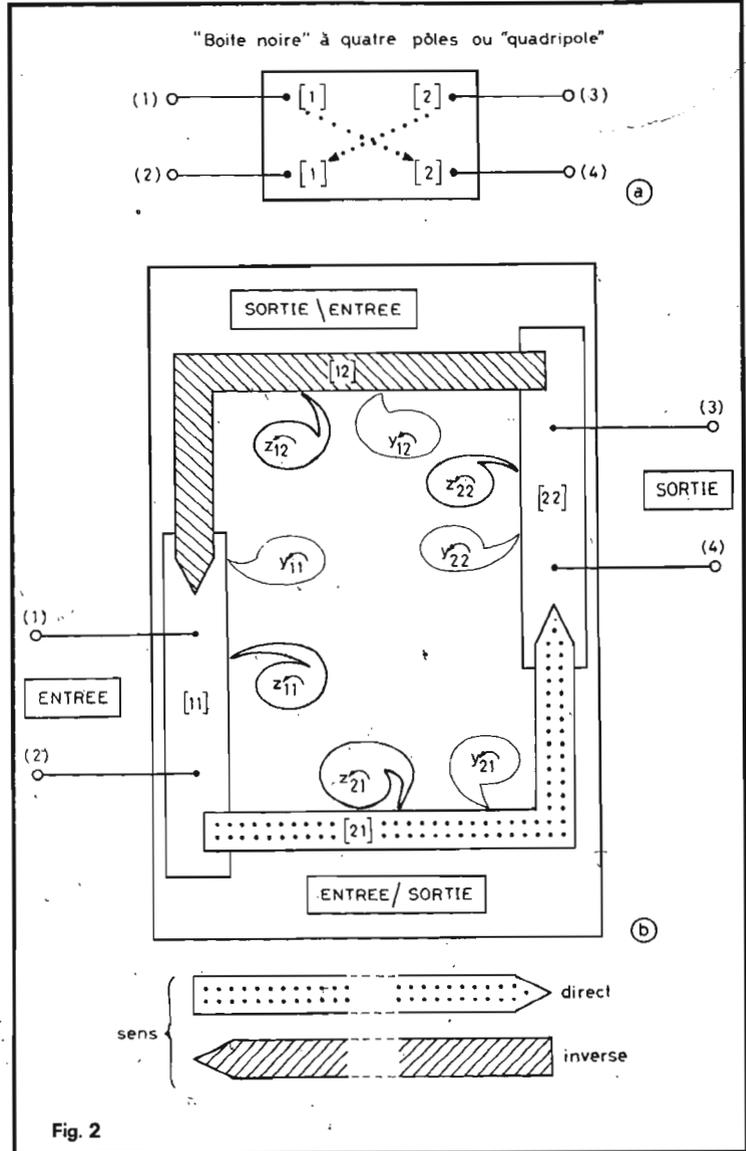


Fig. 2

tuent à 11, la lettre i (input) en indice ; à 12, la lettre r (reverse) ; à 21, la lettre f (forward) et à 22, la lettre o (output).

Pourquoi les paramètres sont-ils d'un usage si répandu ? Regardons la figure 4(a) qui reprend le schéma classique d'un transistor « à trois pattes ». Ce n'est ni plus, ni moins, qu'un circuit électrique condensé. Il est donc parcouru par des intensités (fig. 4b), découlant de la présence de tensions appliquées à ses bornes (émetteur E, base B, collecteur C). Ainsi (fig. 4c), entre l'émetteur et la base règne la tension de polarisation V_{BE} , entre la base et le collecteur existe la tension de polarisation (**inverse**, se reporter au début de cette étude dans « H.P. » N°s 1473 et 1478) V_{CB} et entre l'émetteur et le collecteur, la tension V_{CE} (fig. 4b). Le fonctionnement du transistor est alors entièrement déterminé puisque ces tensions, lorsqu'elles sont appliquées, forcent le passage de cou-

rants dans l'émetteur E (soit I_E), dans la base B (soit I_B) et dans le collecteur C (soit I_C). Il ne reste plus qu'à se souvenir de la loi d'Ohm et traduire les symboles de la figure 4(c) sous forme mathématique, à savoir :

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$$

(loi des tensions)

$$I_E = I_C + I_B$$

(loi des courants)

Grâce à une connexion de masse entrée-sortie, on peut remplacer le triplot de la figure 4 par le

*** L'enseignement classique s'efforce de faire croire que les « hyperfréquences » ne peuvent qu'intéresser des ingénieurs de hautes écoles scientifiques, particulièrement doués ! C'est une erreur monumentale que de tomber dans ce piège, les hyperfréquences étant plus faciles à assimiler du point de vue physique, que toutes les prétendues analogies hydrauliques qui encombrant les manuels... à une époque où l'électricité nous est plus familière que les pompes à eau de nos grands-pères ! Nous y viendrons à la suite de cet exposé.

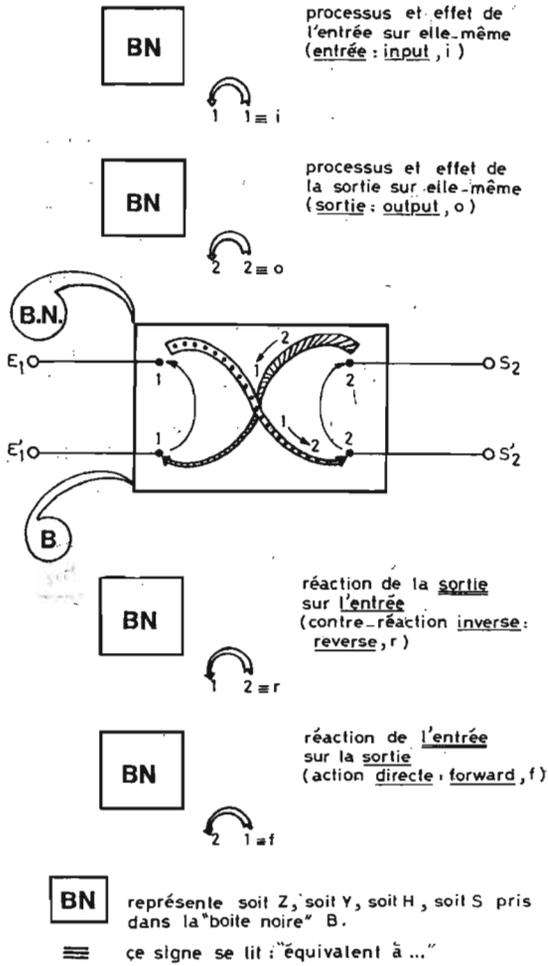


Fig. 3

Tensions et courants sont alternatifs (d'où les notations v et i , en lettres minuscules).

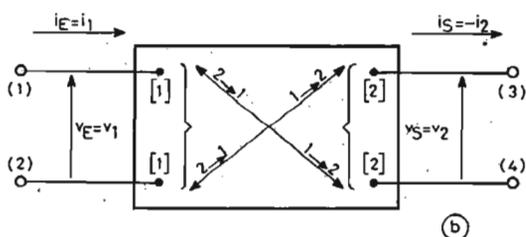
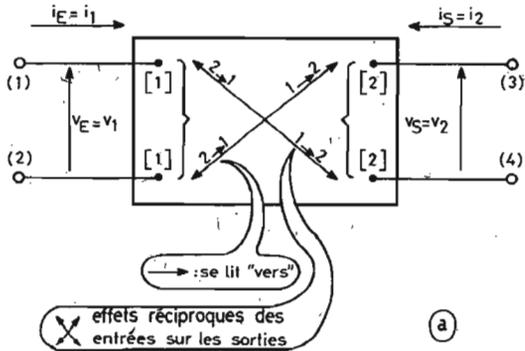


Fig. 5

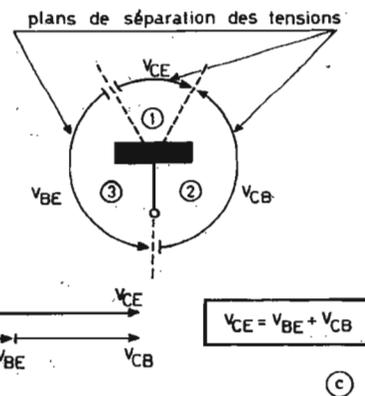
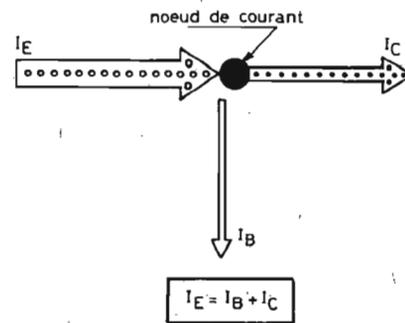
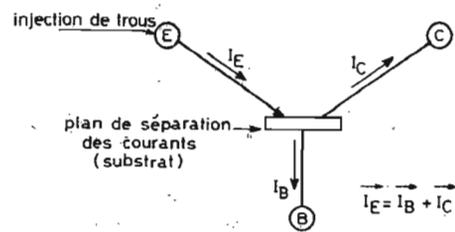
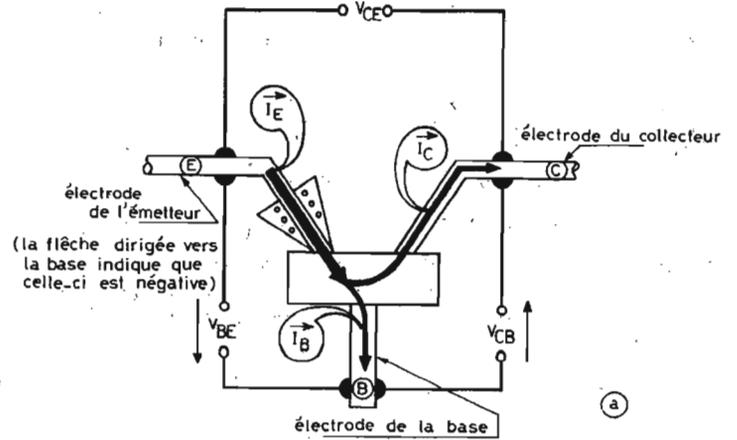


Fig. 4

TABLEAU II
Etablissement des paramètres (Z) et (Y)

Zone concernée	Rep.	Définitions	résistance r	conductance g	réactance X	susceptance S	impédance Z = r ² + x ²	admittance y = g ² tt + s ²
Entrée	11	Constitution de l'entrée, action propre sur elle-même	r ₁₁	g ₁₁	x ₁₁	b ₁₁	Z ₁₁ $\begin{matrix} r_{11} \\ x_{11} \end{matrix}$	y ₁₁ $\begin{matrix} g_{11} \\ b_{11} \end{matrix}$
Sortie	12	Réaction de transfert inverse, ou contre réaction	r ₁₂	g ₁₂	x ₁₂	b ₁₂	Z ₁₂ $\begin{matrix} r_{12} \\ x_{12} \end{matrix}$	y ₁₂ $\begin{matrix} g_{12} \\ b_{12} \end{matrix}$
Entrée								
Entrée	21	Réaction de transfert directe ou action entrée sur sortie	r ₂₁	g ₂₁	x ₂₁	b ₂₁	Z ₂₁ $\begin{matrix} r_{21} \\ x_{21} \end{matrix}$	y ₂₁ $\begin{matrix} g_{21} \\ b_{21} \end{matrix}$
Sortie								
Sortie	22	Constitution de la sortie, action propre sur elle-même	r ₂₂	g ₂₂	x ₂₂	b ₂₂	Z ₂₂ $\begin{matrix} r_{22} \\ x_{22} \end{matrix}$	y ₂₂ $\begin{matrix} g_{22} \\ b_{22} \end{matrix}$

COMMENTAIRES

Il faut se souvenir que $r = (1/g)$ et que $z = (1/y)$; de même, la **réactance** x est l'inverse de la **susceptance** b . La réactance x d'un circuit fait intervenir son coefficient d'auto-induction L (il ne faut pas dire, malgré sa facilité d'emploi, « self »... nos amis anglais en tomberaient de surprise!), l'inverse de sa capacité C , nommée élastance S , dans le système M.K.S.A., et la fréquence de travail f sous la forme de la pulsa-

tion $\omega = 2\pi f$. La susceptance, b d'un circuit prend en compte sa capacité C et l'inverse de son coefficient d'auto-induction ($1/L$), toujours considérés à la pulsation ω .

$$z = \sqrt{r^2 + x^2}$$

$$= \sqrt{r^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}$$

$$= \sqrt{r^2 + \left(L\omega - S\omega\right)^2}$$

$$y = \sqrt{g^2 + b^2}$$

$$= \sqrt{\frac{1}{r^2} + \left(C\omega - \frac{1}{L\omega}\right)^2}$$

$$= \sqrt{\frac{1}{r^2} + \frac{1}{x^2}}$$

De plus :

$$\cos \varphi = \frac{r}{z}$$

$$\sin \varphi = \frac{x}{z}$$

et

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{x}{r}$$

N.B. - Ne pas confondre la susceptance

$$b = \frac{1}{x}$$

avec les **paramètres S** (voir plus loin).

quadrupôle (« la boîte noire ») de la figure 5. Par **convention**, on adopte, pour les tensions et pour les courants, les sens (algébriques) portés sur le schéma (fig. 4a) mais rien n'interdit de considérer i_2 comme un courant négatif émergeant de la sortie et non plus entrant (fig. 4b) comme cela était présenté antérieurement. Cette configuration est utile lorsque les « étages » s'enchaînent les uns après les autres « en cascade ».

Il faut toujours, dans le cadre de la théorie des transistors, indiquer les **électrodes de commande**, soit, en grandeurs continues, émetteur E, base B, soit, en grandeurs variables, émetteur e, base b. Nous lirons ainsi, Z_E ou Z_B , Z_e ou Z_b ; Y_E ou Y_B , Y_e ou Y_b , etc., suivant le paramètre que nous manipulerons à propos du pôle en question.

Ces précisions terminologiques n'ont rien de superflu. Elles attirent, l'attention des lecteurs sur des données dont l'apparition brutale, dans les manuels des

fournisseurs, peut causer, aux personnes non-averties, quelque désarroi.

A cause des égalités écrites plus haut (voir aussi fig. 4), nous constatons que la connaissance de **quatre grandeurs** (parmi les six possibles) permet donc de **définir le comportement du transistor**. Prenons : I_C , I_E , V_{CE} , V_{BE} , par exemple. De surcroît, l'examen des caractéristiques statiques (réseau des courbes de fonctionnement, voir H.P. N° 1482) montre que ces quatre variables ne sont pas dissociées. Au contraire, sont-elles assujetties les unes aux autres. La détermination des seuls I_C et V_{CE} entraîne celle de I_E et de V_{BE} (courbes de la fig. 6).

Les physiciens disent que ces variables ne sont pas indépendantes ou encore qu'elles sont **fonction** les unes des autres. Sans préciser d'ailleurs (pour l'instant) la nature des **fonctions f, g** qui les associent, nous écrirons sous une

forme simplifiée que :

$$I_C = f(V_{BE}, V_{CB})$$

$$I_E = g(V_{BE}, V_{CB})$$

ce qui signifie, tout bonnement, que I_C et I_E sont complètement **conditionnés** par V_{BE} et V_{CB} ainsi que Lapalisse l'aurait deviné avec nous.

A propos du quadrupôle, nous raisonnerons de la même manière en estimant qu'il existe deux fonctions f et g reliant les quatre variables prises de la figure 5(a), dont la nature « continue », ou « alternative » (valeurs instantanées) ne nous importe pas dans l'état actuel de la question. Il vient :

$$f(v_1, i_1, v_2, i_2) = 0$$

$$g(v_2, i_2, v_1, i_1) = 0$$

Comme le transistor est tripolaire, une de ses électrodes servira deux fois et **six configurations d'emploi sont réalisables**. Cependant, la pratique courante n'en retient que trois : soit émetteur commun, soit base commune, soit collecteur commun, ainsi que nous le savons bien déjà.

Certains ouvrages consacrés aux mesures sur les transistors introduisent, en outre, les notions de **transférance**, d'**imittance**, de **transmittance** et de **transpédance**. La transférance est la propriété que présente un transistor de transmettre à celui qui le suit son information de sortie (v_2, i_2) devenant donc information d'entrée (v_1, i_1) pour l'autre (activité de transfert). Le mot « immittance » est formé sur im-(pédance) et (ad-)mittance et résume les propriétés globales (en Z et Y) de la pièce. Quant à transmittance et à transpédance, ils signifient admittance, pour le premier, impédance, pour le second, de transfert, soit directe (indice 21, ou f, forward), soit indirecte, ou inverse (indice 12, ou r, reverse).

Revenons à la figure 5a et appliquons-lui la loi d'Ohm pour identifier les paramètres $\{Z\}$, $\{Y\}$, $\{H\}$, ainsi que d'autres (que nous citerons, bien que moins usuels, pour être complets). Nous arrivons ainsi à discerner six systè-

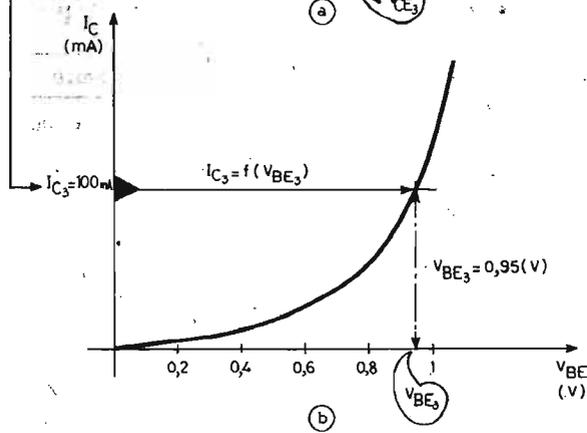
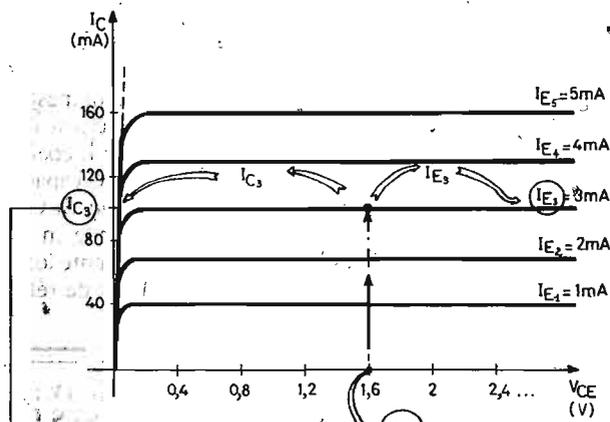


Fig. 6 a et b

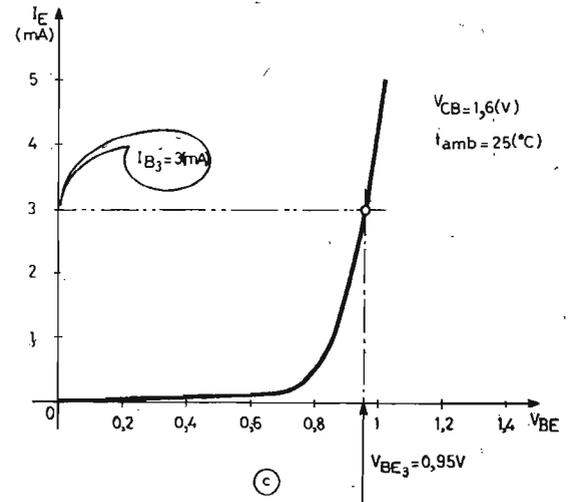


Fig. 6 c

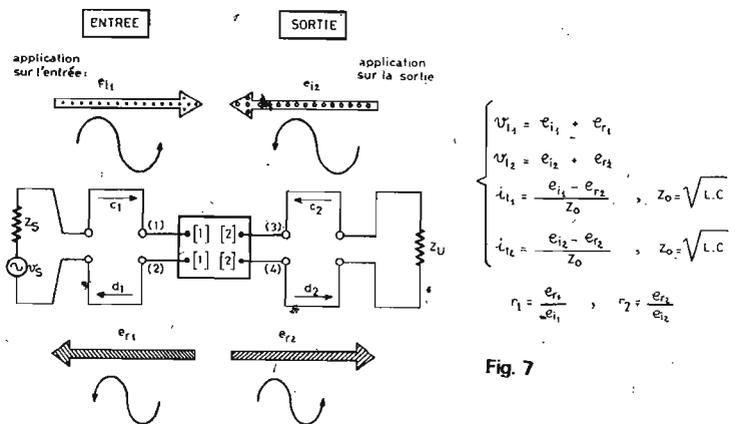
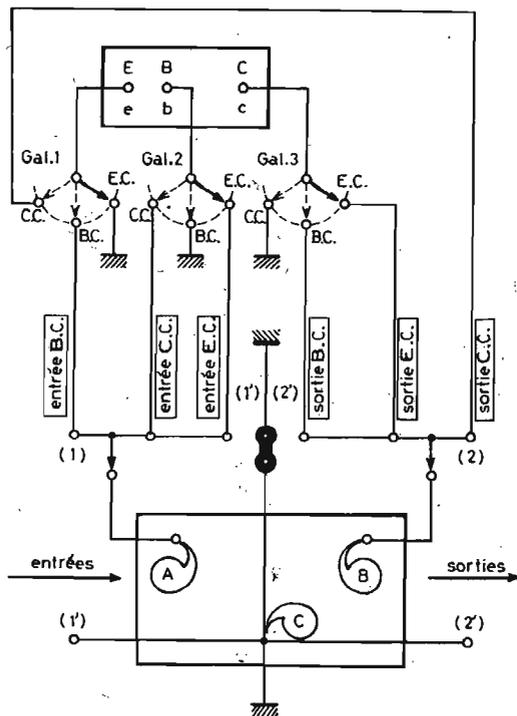
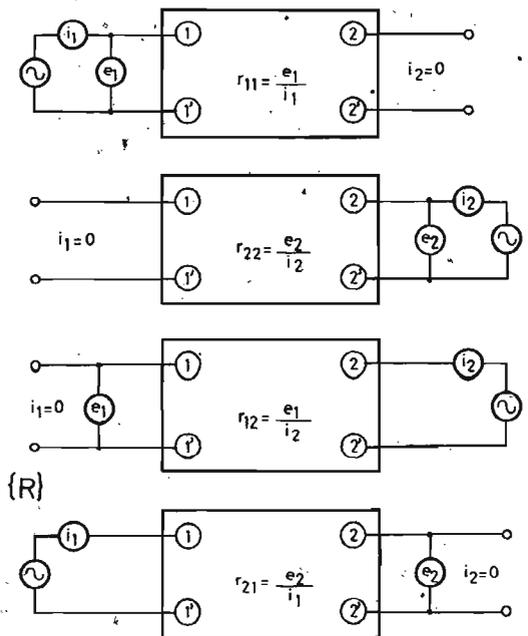


Fig. 7



Appendix Fig. 1



Appendix Fig. 2

mes d'équations, qui, en alternatif, s'écrivent comme suit (étant entendu qu'en courant continu ils conserveraient la même structure formelle mais que les z et les y devraient être remplacés par des r et par des g):

$$1 \left\{ \begin{array}{l} v_1 = z_{11} \cdot i_1 + z_{12} \cdot i_2 \\ v_2 = z_{21} \cdot i_1 + z_{22} \cdot i_2 \end{array} \right.$$

$$2 \left\{ \begin{array}{l} i_1 = y_{11} \cdot v_1 + y_{12} \cdot v_2 \\ i_2 = y_{21} \cdot v_1 + y_{22} \cdot v_2 \end{array} \right.$$

$$3 \left\{ \begin{array}{l} v_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot v_2 \\ i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot v_2 \end{array} \right.$$

$$4 \left\{ \begin{array}{l} i_1 = p_{11} \cdot v_1 + p_{12} \cdot i_2 \\ v_2 = p_{21} \cdot v_1 + p_{22} \cdot i_2 \end{array} \right.$$

$$5 \left\{ \begin{array}{l} v_1 = g_{11} \cdot v_2 + g_{12} \cdot (-i_2) \\ i_1 = g_{21} \cdot v_2 + g_{22} \cdot (-i_2) \end{array} \right.$$

$$6 \left\{ \begin{array}{l} v_2 = l_{11} \cdot v_1 + l_{12} \cdot (-i_1) \\ i_2 = l_{21} \cdot v_1 + l_{22} \cdot (-i_1) \end{array} \right.$$

Ces systèmes se complètent, à partir des indications de la figure 7, comme suit, pour les paramètres S (de « scattering » ≠ susceptance):

$$7 \left\{ \begin{array}{l} d_1 = s_{11} \cdot c_1 + s_{12} \cdot c_2 \\ d_2 = s_{21} \cdot c_1 + s_{22} \cdot c_2 \end{array} \right.$$

avec :

$$c_1 = \frac{e_{r1}}{\sqrt{Z_0}}$$

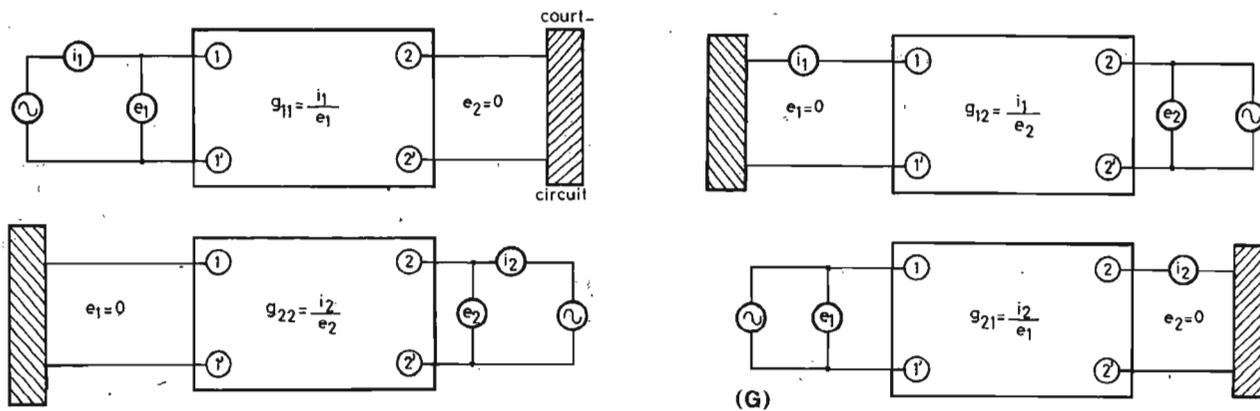
$$c_2 = \frac{e_{r2}}{\sqrt{Z_0}}$$

$$d_1 = \frac{e_{r1}}{\sqrt{Z_0}}$$

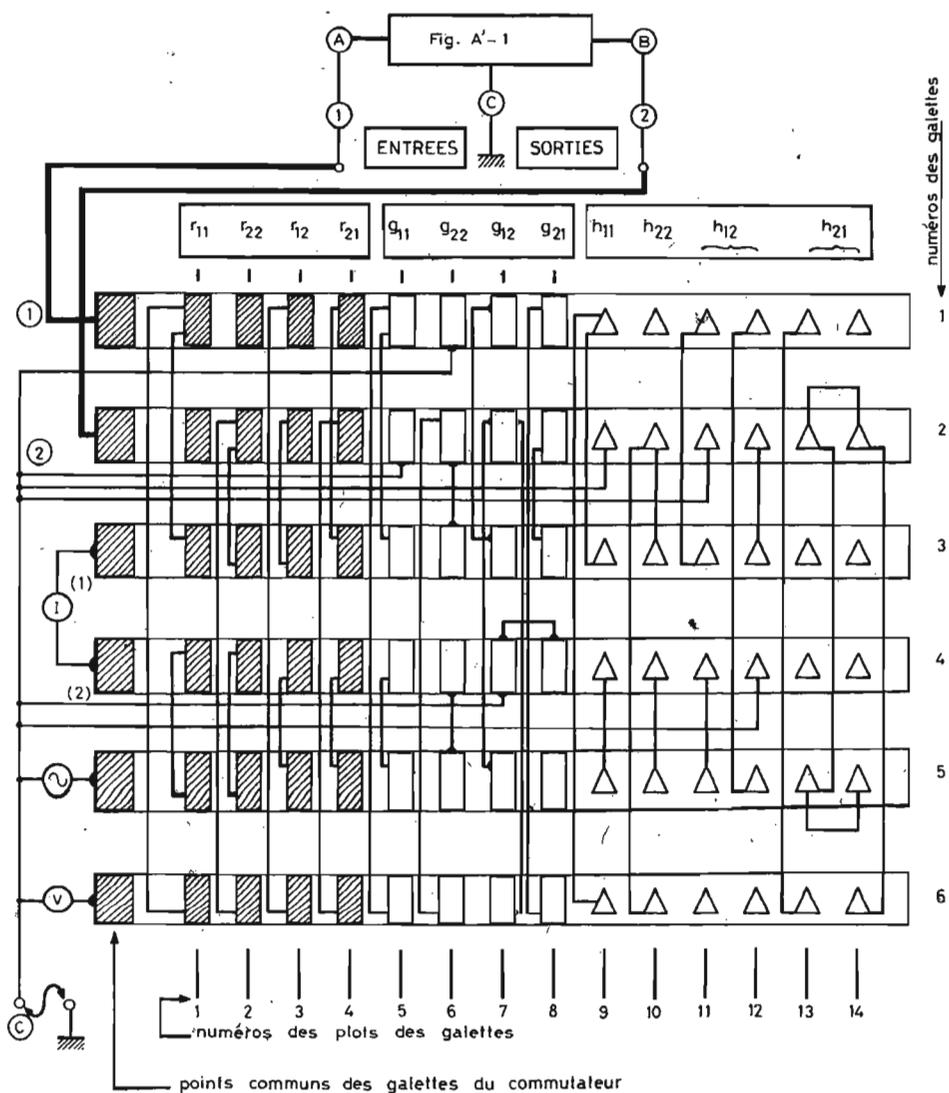
$$d_2 = \frac{e_{r2}}{\sqrt{Z_0}}$$

où Z_0 figure l'impédance caractéristique de « ligne artificielle » (ainsi constituée), travaillant sur une impédance de source Z_S et se fermant sur une impédance de charge Z_L . L'adaptation est maximale lorsque celle-ci est égale à $Z_0 = \sqrt{L \cdot C}$, avec L coefficient d'auto-induction et C capacité du dispositif en question. Si v_r est la tension réfléchie (onde en retour) et v_i la tension incidente (onde injectée), le coefficient de réflexion est défini par :

§ 4. PLANCHE I : LES PARAMÈTRES Z $z_{11}, z_{12}, z_{21}, z_{22}$	§ 4. PLANCHE II : LES PARAMÈTRES Y $y_{11}, y_{22}, y_{12}, y_{21}$	§ 4. PLANCHE III : LES PARAMÈTRES HYBRIDES H $h_{11}, h_{22}, h_{12}, h_{21}$	§ 4. PLANCHE IV : LES PARAMÈTRES DE PIVOTEMENT P * $p_{11}, p_{22}, p_{12}, p_{21}$
1. Conditions de mesure	1. Conditions de mesure	1. Conditions de mesure	1. Conditions de mesure
Impédance d'entrée pour la sortie en circuit ouvert : $z_{11} = \frac{v_1}{i_1} \text{ pour } i_2 = 0$	Admittance d'entrée pour la sortie en court-circuit (inverse du cas de l'impédance h_{11}): $y_{11} = \frac{i_1}{v_1} \text{ pour } v_2 = 0 \neq i_2 = 0$	Impédance d'entrée pour la sortie en court-circuit (cas de l'admittance, différent de celui de l'impédance): $h_{11} = \frac{v_1}{i_1} \text{ pour } v_2 = 0 \neq i_2 = 0$ $h_{11} = \frac{1}{y_{11}}$	Admittance d'entrée pour la sortie en circuit ouvert : $g_{11} = \frac{i_1}{v_1} \text{ pour } i_2 = 0 \neq v_2 = 0$
Impédance de sortie pour l'entrée en circuit ouvert : $z_{22} = \frac{v_2}{i_2} \text{ pour } i_1 = 0$	Admittance de sortie pour l'entrée en court-circuit (dito): $y_{22} = \frac{i_2}{v_2} \text{ pour } v_1 = 0 \neq i_1 = 0$	Admittance de sortie pour l'entrée en circuit ouvert : $h_{22} = \frac{i_2}{v_2} \text{ pour } i_1 = 0$ $h_{22} = \frac{1}{z_{22}}$	Impédance de sortie pour l'entrée en court-circuit : $g_{22} = \frac{v_2}{i_2} \text{ pour } v_1 = 0 \neq i_1 = 0$
Trans-impédance inverse pour l'entrée en circuit ouvert (influence de la sortie sur l'entrée): $z_{12} = \frac{v_1}{i_2} \text{ pour } i_1 = 0$	Transadmittance inverse pour l'entrée en court-circuit : $y_{12} = \frac{i_1}{v_2} \text{ pour } v_1 = 0 \neq i_1 = 0$	Gain inverse en tension pour l'entrée en circuit ouvert : $h_{12} = \frac{v_1}{v_2} \text{ pour } i_1 = 0$ $h_{12} = - \frac{y_{12}}{y_{11}}$	Inverse du gain en courant pour l'entrée en court-circuit : $g_{12} = \frac{i_1}{i_2} \text{ pour } v_1 = 0$
Trans-impédance directe pour la sortie en circuit ouvert (action de l'entrée sur la sortie): $z_{21} = \frac{v_2}{i_1} \text{ pour } i_2 = 0$	Transadmittance directe pour la sortie en court-circuit : $y_{21} = \frac{i_2}{v_1} \text{ pour } v_2 = 0 \neq i_2 = 0$	Gain direct en courant pour la sortie en court-circuit : $h_{21} = \frac{i_2}{i_1} \text{ pour } v_2 = 0$ $h_{21} = \frac{y_{21}}{y_{11}}$	Gain en tension pour la sortie en circuit ouvert : $g_{21} = \frac{v_2}{v_1} \text{ pour } i_2 = 0$
2. Observations à propos des paramètres Z	2. Observations à propos des paramètres Y Les tensions d'entrée (indice 1) et de sortie (indice 2) figurent, toujours, au dénominateur . Les intensités correspondantes (entrée, indice 1 ; sortie, indice 2) se placent, toujours, au numérateur . Cette disposition est obligatoire puisqu'une admittance Y est l'inverse d'une impédance Z . Les indices doubles reprennent l'ordre d'apparition des indices simples au numérateur puis au dénominateur.	2. Observations à propos des paramètres H On retrouve ici les notions de gain en tension et de gain en courant. C'est ainsi que les constructeurs mesureront h_{21} dans les trois configurations possibles de montage des transistors (émetteur, base, ou collecteur, à la masse). Suivant les circuits adoptés h_{21E} variera entre 20 et 120 (sans unités, puisque le gain est un rapport de grandeurs de même nature).	2. Observations à propos des paramètres G Inutilisés en pratique car les données qu'ils fournissent i_1 et v_2 sont directement accessibles par l'expérience. Néanmoins, pour de rares cas où le transistor est employé « à l'envers », ils peuvent donner quelques renseignements utiles.
Les tensions d'entrée (indice 1) et de sortie (indice 2) figurent toujours au numérateur . Les intensités correspondantes (entrée, indice 1 et sortie, indice 2), se placent, toujours, au dénominateur . Les indices doubles (11, 12, 21, 22) reprennent toujours l'ordre de l'apparition des indices simples au numérateur puis au dénominateur.	3. Rappels d'électrotechnique L'inverse d'une résistance R est la conductance G . L'inverse d'une réactance X est la susceptance S . L'impédance sert pour les circuits en série, l'admittance pour les réseaux en parallèle.		* Nous leur conférons ce nom de pivotement parce qu'ils renversent les cas des hybrides $\{H\}$ et non pas parce que leur dissymétrie les rend conducteurs dans un sens de propagation et isolateurs dans la direction opposée, comme c'est le cas pour des sondes à effet Hall, par exemple.



Appendice Fig. 3



Appendice Fig. 5

Montages de mesures simples des paramètres $\{R\}$, $\{G\}$, $\{H\}$, en courant alternatif basse fréquence.

Nous utilisons une hétérodyne du commerce, bon marché, placée sur 270 Hz. Bien que nous travaillions avec de l'alternatif nous parlerons encore de résistances, de conductances, plutôt que d'impédances et d'admittances, puisqu'à basse fréquence les composantes réactives $C\omega$ et $L\omega$ n'ont pas grande influence. La dépendance des paramètres augmente fortement avec les fréquences élevées d'ailleurs pour les plus hautes, il convient de modifier, en conséquence, les schémas équivalents.

Outre l'oscillateur nous avons besoin d'un **voltmètre** et d'un **milli-ampèremètre**. Nous monterons les transistors sur leurs socles appropriés (en acheter quelques types différents) et nous connectons les « pattes » du support au réseau quadripolaire de la figure A-1. Les schémas des figures A-2, A-3 et A-4 montrent comment opérer pour obtenir les paramètres $\{R\}$, $\{G\}$ et $\{H\}$. Un transistor simplifié découle de ces données (fig. A-5).

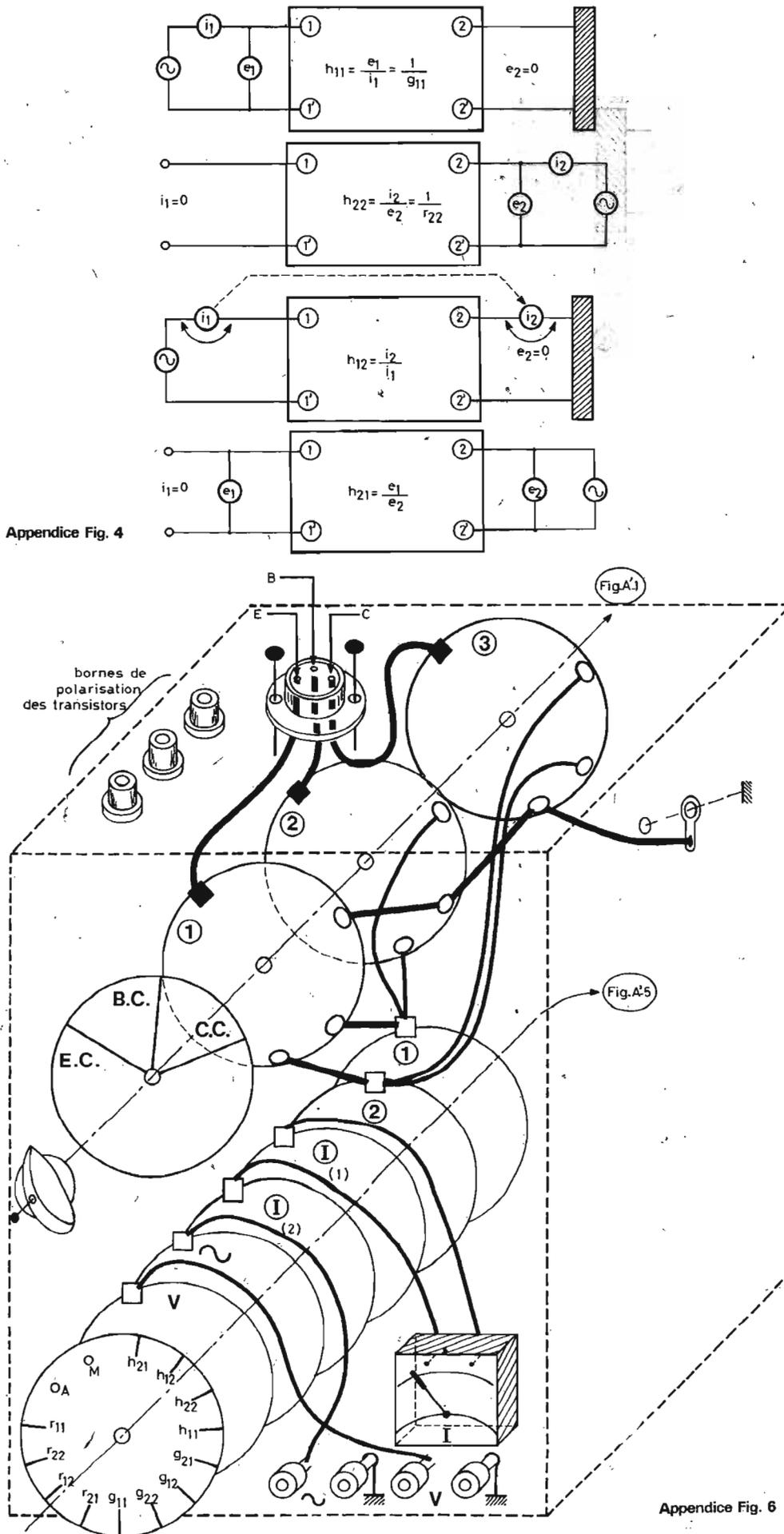
Pour pouvoir « tester » différents types de transistors, on doit disposer d'une **source variable** entre 0 et 10 volts, ajustables, d'impédance interne de 600 ohms, ou moins (hétérodyne); il faut aussi un **voltmètre électronique** dont les sensibilités s'étagent entre $1 \mu V$ jusqu'à 10 V, avec une impédance d'entrée d'1 mégohm et une réponse en fréquence capable de couvrir les gammes que l'on désire exploiter. Ne pas oublier une batterie d'accumulateurs, ou (si l'on n'est pas « riche ») une **pile de 45 V** que l'on utilisera au travers de potentiomètres de découplage pour obtenir les tensions de polarisation nécessaires ainsi que les courants :

- B.C., courant émetteur : 0 et 12 mA ; courant collecteur : 0 et 12 mA.
- E.C., courant de base : 0 à 10 mA.

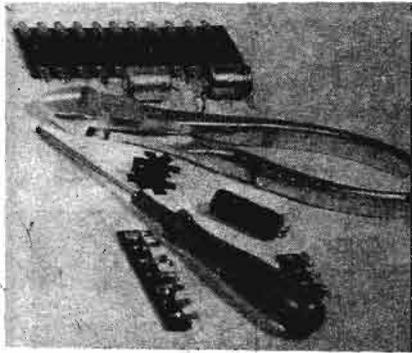
Il faut toujours veiller à mesurer les tensions à appliquer avant de brancher les composants.

Nous verrons dans d'autres articles comment réaliser pratiquement le circuit de polarisation des transistors, à l'aide de plusieurs résistances pour achever la figure A-6.

B. MARIN (à suivre)



Appendice Fig. 6



ABC de L'ELECTRONIQUE

ligne à retard et permutateur SECAM

LA réalisation industrielle des appareils TV, noir et blanc et couleur semble s'orienter vers l'emploi des circuits intégrés dans la plupart des fonctions de ces appareils et on trouve actuellement un grand nombre de CI, dans toutes les marques françaises et étrangères, ces dernières ayant d'ailleurs des représentations en France. Voici une analyse rapide du circuit intégré ITT, type TCA 360, permettant la réalisation, en technologie intégrée, de la ligne à retard et du permutateur.

Ces deux parties sont bien

connues de nos lecteurs et nous ne donnerons pas ici leur théorie de fonctionnement.

On se souviendra toutefois du fait que la ligne à retard, de $64 \mu s$ est nécessaire aussi bien dans le système SECAM, que dans le système PAL, tandis que le système NTSC américain n'en utilise pas.

Jusqu'à présent, la ligne à retard de $64 \mu s$, durée relativement élevée pour un circuit de ce genre, a été réalisée à l'aide d'un dispositif piézoélectrique à deux transducteurs.

De ce fait, les lignes à retard

étaient des accessoires encombrants, mais dont le volume a été réduit progressivement.

Des retards de faible valeur peuvent être réalisés à l'aide de circuits semi-conducteurs, mais il en faut beaucoup pour atteindre un retard de $64 \mu s$. Grâce aux CI, le problème a été résolu, car on sait actuellement, établir des CI contenant un nombre considérable de semi-conducteurs, des résistances et même de condensateurs de faible capacité.

Voici d'abord, à la figure 1, un schéma simplifié (ou diagramme fonctionnel) de décodeur SE-

CAM, avec indication des fonctions de ses parties et emplacement de la ligne à retard et du permutateur.

Le signal chrominance est mis en évidence par le filtre passe-bande, d'où il passe au discriminateur R-Y, B-Y et au désaccentuateur. Il est transmis ensuite à la ligne à retard. Le même signal est envoyé directement au permutateur qui reçoit, par conséquent, les signaux non retardés et ceux retardés. Le permutateur donne à la sortie, les signaux distincts, R-Y et B-Y. Avant d'être appliqué au permutateur, le signal retardé

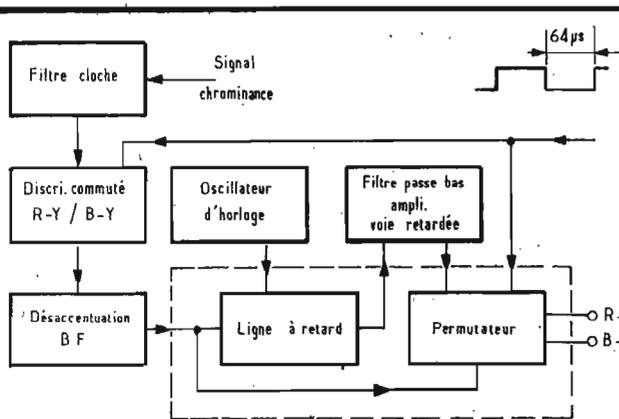


Fig. 1

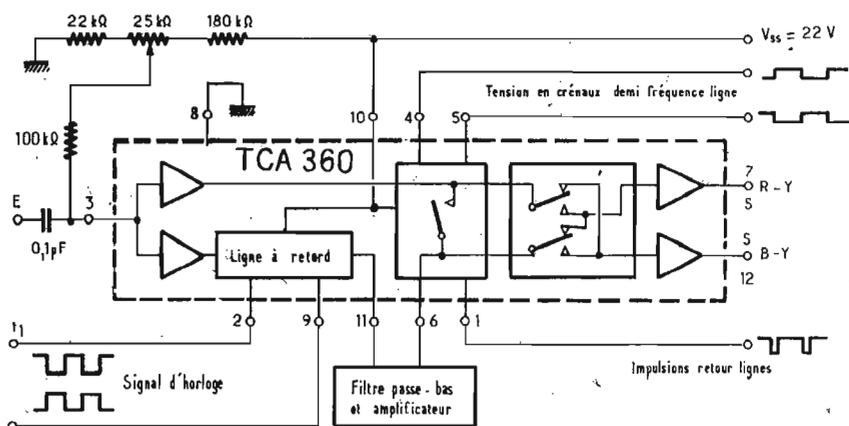


Fig. 3

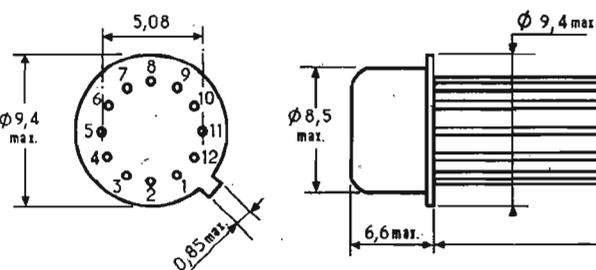


Fig. 2

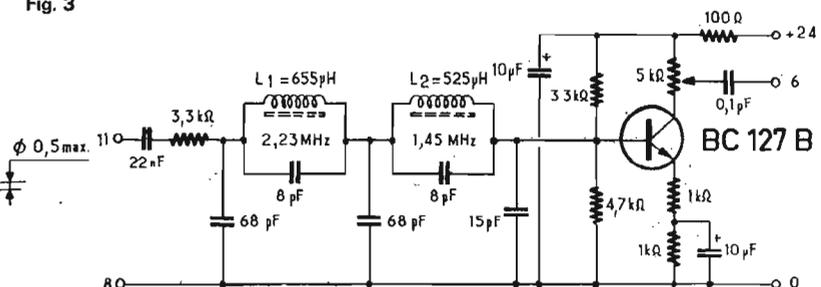


Fig. 4

sortant de la ligne à retard passe par un filtre passe-bas et un amplificateur. Ce filtre élimine le signal d'horloge, tandis que l'amplificateur compense l'atténuation et l'amortissement dus à la ligne à retard. Un montage amplificateur disposé à la sortie du permutateur permet d'avoir des sorties à faible impédance.

Dans le schéma de la figure 1, le rectangle pointillé limite les dispositifs faisant partie du TCA 360. Ce circuit intégré est monté dans un boîtier cylindrique à base circulaire à 12 fils, avec un repère entre les fils 1 et 12. A la figure 2, on a représenté l'embase du CI vue de dessous, donc avec les fils vers l'observateur. De ce fait, si le repère est en haut, le point 1 est à sa droite, règle générale dans les brochages des CI.

Le diamètre maximum du boîtier est de 10,4 mm.

Voici la figure 3, le montage de fonctionnement et le circuit de mesure. Le TCA 360 est limité par le rectangle pointillé. On a indiqué les numéros des fils de ce circuit intégré.

A la figure 4, on donne le schéma du filtre passe-bas et de l'amplificateur, dispositifs inclus dans le montage de la figure 1. Sur ce schéma, on a $L_1 = 655 \mu\text{H}$. Cette partie est alimentée sous 24 V, tout comme le montage précédent.

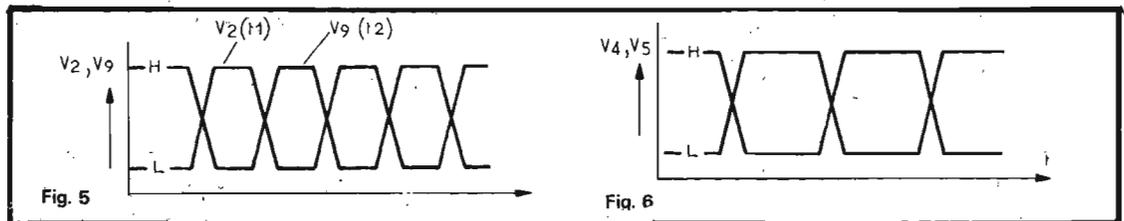
Les numéros des terminaisons : 11, 8, 6 sont ceux des broches du CI, auxquelles sera connecté le filtre passe-bas et l'amplificateur. On a utilisé un transistor NPN, BC 172 B de ITT.

Voici, au tableau I, les caractéristiques du circuit intégré TCA 360.

Toutes les tensions se réfèrent à la broche 8.

A la figure 5, on donne la forme des signaux d'horloge appliquée aux points 2 et 9 (voir aussi figure 3).

A la figure 6, on montre la forme des signaux rectangulaires du permutateur, aux points 4 et 5 de sortie.



çu pour la télécommande des téléviseurs.

Un ensemble de télécommande (= commande à distance) comprend, évidemment deux parties : l'émetteur, qui est le SAA 1000 dont nous allons donner une analyse rapide.

A la figure 7, on donne le schéma de montage de ce circuit intégré. Les valeurs des éléments sont données au tableau II des caractéristiques.

Avec ce circuit intégré, dont le brochage est indiqué ci-dessus et sur le schéma, on peut réaliser un

Broches

- 1 Entrée oscillateur
- 2 NC
- 3 Sortie oscillateur
- 4 Entrée a
- 5 Entrée b
- 6 Entrée c
- 7 Entrée d
- 8 Entrée e
- 9 Entrée f
- 10 Entrée g
- 11 NC
- 12 V_{SS}
- 13 Sortie ultrasons
- 14 Masse, 0, substrat

système émetteur de télécommande permettant la transmission de 15 signaux en utilisant 15 fréquences ultra-sonores différentes.

Dans le SAA 1000, il y a un décodeur, un diviseur de fréquence ajustable, et un diviseur fixe. Les 15 fréquences d'émission sont dans la gamme comprise entre 33,9 et 47,7 kHz, et sont produites par un oscillateur à quartz établi pour la fréquence sous-porteuse couleur, de 4,4336 MHz. Les signaux à ces fréquences passent par le diviseur ajustable fonction-

TABLEAU I

Toutes les tensions se réfèrent à la broche 8.			
Valeurs limites			
Tension d'alimentation	V_{10}	24	V
Tensions d'entrée			
Entrée signal chrominance	V_3	0 ... 24	V
Entrée d'horloge	V_2, B_9	0 ... 24	V
Circuit de clamping	V_1	0 ... 24	V
Permutateur	V_4, V_5	0 ... 24	V
Gamme de température ambiante	T_A	10 ... 60	°C
Valeurs de fonctionnement recommandées			
Tension d'alimentation	V_{10}	22 ... 24	V
Amplitude d'impulsions de ligne durée d'aller	V_{1H}	$(V_{10} - 2 \text{ V}) \dots$ V_{10}	
durée de retour	V_{1L}	0 ... 6	V
Amplitude du signal d'horloge	V_{2H}, V_{9H}	$V_{10} - (4 \dots 5 \text{ V})$	
Fréquence d'horloge pour un temps de retard de 64 μs	f_T	1,47	MHz
Tension du permutateur en créneaux	V_{4H}, V_{5H}	$(V_{10} - 2 \text{ V}) \dots$ V_{10}	
	V_{4L}, V_{5L}	0 ... 6	V
Fréquence de tension du permutateur	f_4, f_5	demi-fréquence	ligne
Caractéristiques			
$V_{10} = 22 \text{ V}, V_{1H} = 22 \text{ V}, V_{1L} = 0, V_{2H} = V_{9H} = 18 \text{ V}, V_{2L} = V_{9L} = 0, V_{4H} = V_{5H} = 22 \text{ V}, V_{4L} = V_{5L} = 0, f_T = 1,47 \text{ MHz}, f_4 = f_5 = 10 237,5 \text{ Hz}, T_A = 25 \text{ °C}$, dans le montage de la figure 3			
Temps de retard	t_r	64	μ
Bande passante entre les broches 3 et 7 ou 12	B	1	MHz
Atténuation du courant de diaphonie entre sortie 7 et sortie 12	D	46	dB
Résidu avec fréquence d'horloge aux sorties 7 et 12	V_{s15}	mV	
Impédance d'entrée	$Z_{3/8}$	10 M Ω	1 pF
Impédance des sorties	$R_{7/8}, R_{12/8}$	10	k Ω
Amplification	$G_{3/7}, G_{3/11}$	3	dB
Atténuation de la ligne à retard	$D_{3/11}$	12	dB

**SAA 1000
EMETTEUR
ULTRA SONORE
A 15 CANAUX**

Il s'agit d'un circuit intégré fabriqué par ITT, spécialement con-

nant selon le principe du marquage.

Une matrice à diodes, extérieure au CI (voir figure 7) permet la transmission des signaux par les entrées **a** et **g** comme on peut le voir sur le schéma.

En bas de ce schéma, sont représentées les 15 touches. En actionnant une de ces touches pour la mettre en position contact, une des cinq entrées principales et, éventuellement une des deux autres (sur les sept disponibles **a** et **g**) sont attaquées.

Le décodeur transforme ces signaux en mots de 4 bits (tétrades) et les transmet au diviseur ajustable qui créera la fréquence ultrasonore désirée.

Tant qu'aucune touche n'est actionnée (position de repos) l'oscillateur est hors service et le diviseur de fréquence est maintenu à une certaine position, ce qui donne lieu à une faible consommation pendant le repos.

Lorsqu'une touche est actionnée, le signal à la fréquence choisie apparaît à la borne de sortie « ultrasons », (point 13). Des réseaux parasites et les dommages causés par des charges statiques.

La composition intérieure du CI type SAA 1000 est donnée à la figure 8.

SA 1024 EMETTEUR 24 CANAUX

Comme le précédent, ce CI permet de réaliser un émetteur de télécommande des téléviseurs.

Circuit intégré monolithique CMOS, le SAA 1024 est conçu pour un système de télécommande, permettant la transmission de 30 signaux, à l'aide de 30 fréquences ultrasonores différentes.

Le SAA 1024 est composé essentiellement d'un oscillateur, d'un diviseur de fréquence ajustable, d'un diviseur fixe, d'un décodeur et d'une protection contre les fausses manœuvres. Les 30 fréquences d'émission, dans la gamme 33... 44 kHz, sont produites par un oscillateur à quartz à fréquence sous-porteuse couleur de 4,4336 MHz et passent par le diviseur ajustable fonctionnant suivant le principe du masquage. Le diviseur fixe placé après le diviseur ajustable réduit le jitter, qui se produit inévitablement dans le procédé du masquage, à des valeurs négligeables.

En actionnant une des touches doubles 1... 30, deux entrées de

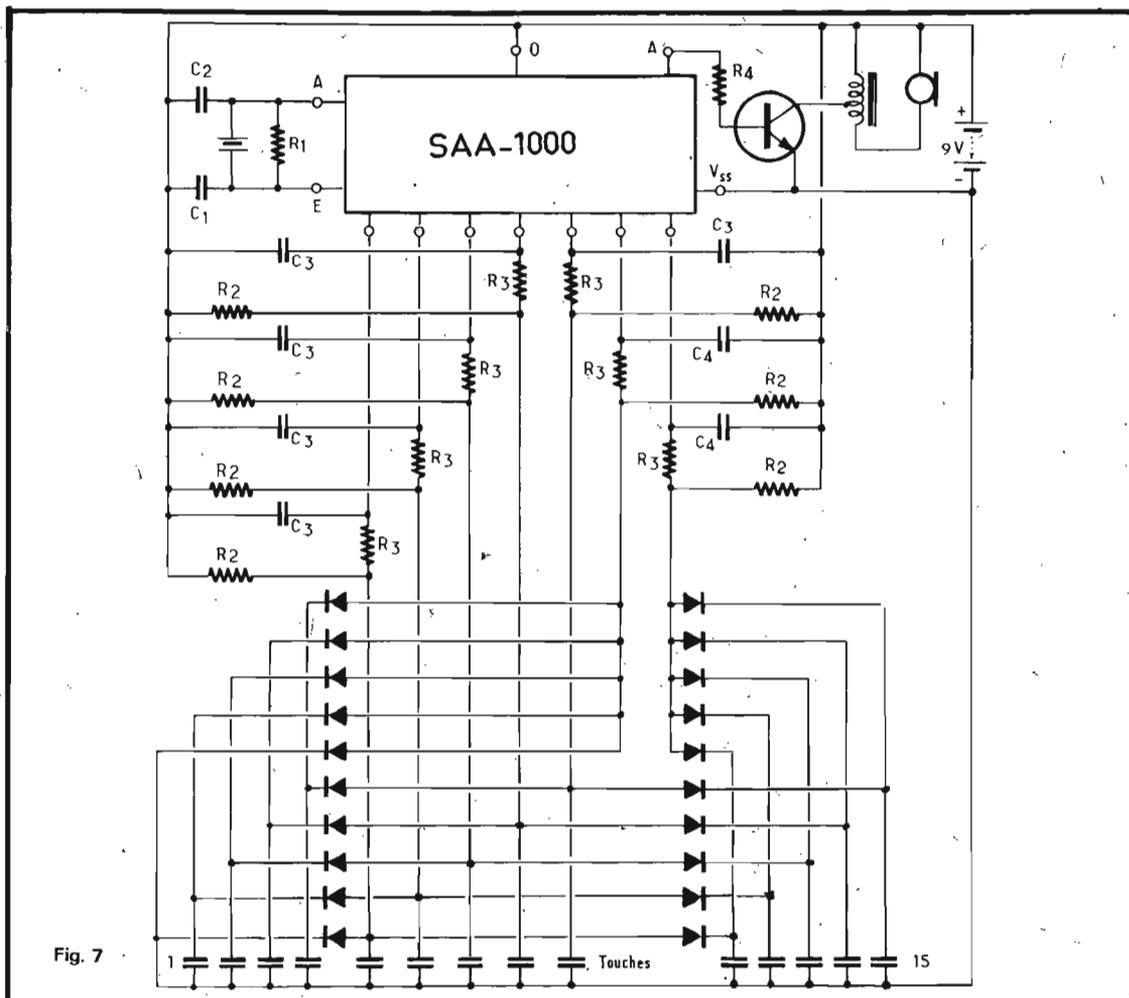


Fig. 7

TABLEAU II

Toutes les tensions se réfèrent à la broche 14.

Valeurs limites

Tension d'alimentation	V_{SS}	+ 0,3 ... - 12	V
Tensions aux autres broches	V_n	+ 0,3 V ... V_{SS}	
Courant de sortie	I_{13}	10	mA
Gamme de température ambiante	T_A	- 10 ... + 60	°C

Valeurs de fonctionnement recommandées

Tension d'alimentation	V_{SS}	- 7 ... - 9	V
Fréquence de l'oscillateur (fréquence sous-porteuse couleur)	f_o	4,4336	MHz
Condensateurs (cf. schéma)	C1	39	pF
	C2	47	pF
	C3	100	pF
	C4	150	pF
Résistances (cf. schéma)	R1	10 (4,7 ... 22)	M Ω
	R2	47	m Ω
	R3	1	M Ω

Caractéristiques $V_{SS} = - 9$ V, $T_A = 25$ °C

Impédance de sortie de la sortie ultrasons	état « H » $I_{13} = - 1$ mA	R_{OH}	500	Ω
		état « L » $I_{13} = 0,2$ mA	R_{OL}	1,5
Seuil de commutation des entrées a ... g		V_E	- 4,9	V
Hystérésis des tensions des entrées a ... g		ΔV_e	0,45	V
Courant d'entrée des entrées a ... g $V_E = 0 ... V_{SS}$		I_E	10	nA
Consommation de courant avec oscillateur en fonction et sortie ultrasons ouverte		I_{12}	- 2	mA
	avec oscillateur au repos	I_{12}	- 10	μ A

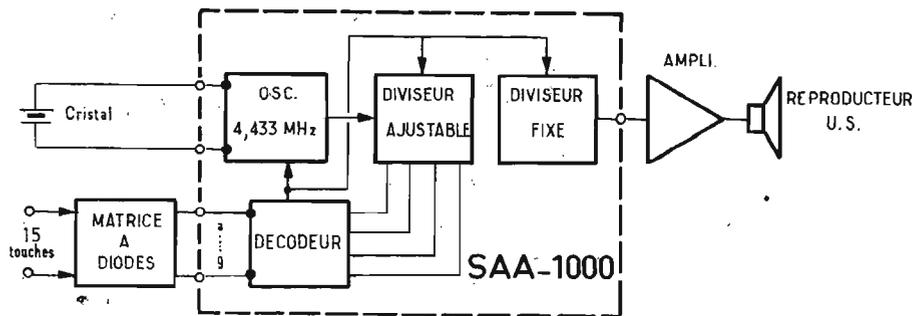


Fig. 8

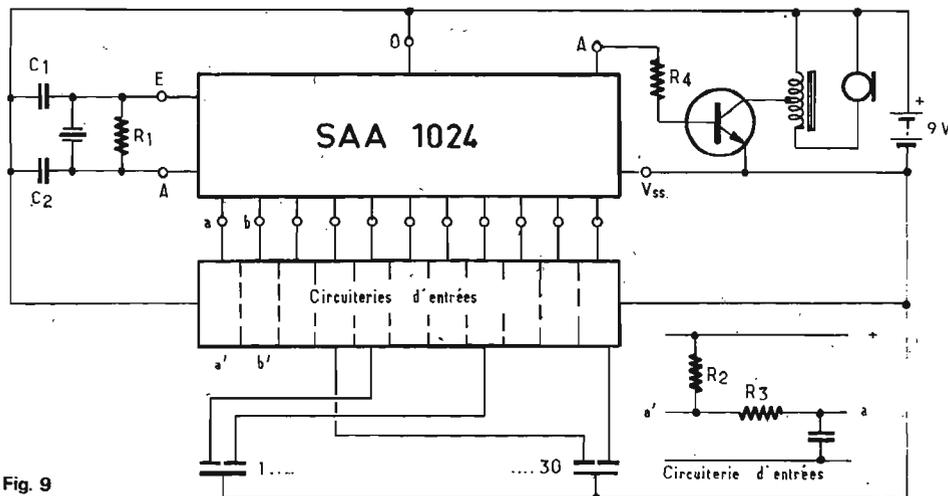


Fig. 9

commande a... e et f... i sont attaquées simultanément. Le décodeur transforme les signaux d'entrée en mots à 5 bits et les transmet au diviseur ajustable qui produira les fréquences ultrasonores. La protection contre les fausses manœuvres interprète comme erreur, toute commande des touches n'attaquant pas exactement une des entrées a... e et f... i. Dans ce cas, l'oscillateur reste hors circuit et le diviseur de fréquence est maintenu à une position définie. La même chose se passe lorsqu'aucune des touches n'est manipulée. Dans cette phase, la consommation de courant est faible. Il n'est donc pas nécessaire de débrancher l'émetteur à ultrasons. La fréquence choisie apparaît à la sortie ultrasons, si la tension de seuil aux deux entrées concernées est dépassée. Une hystérésis agit de sorte que les tensions alternatives superposées aux tensions d'entrées ne provoquent pas de fonctionnement erroné. Des réseaux RC aux entrées évitent en outre les pénétrations parasites et les dommages causés par les charges statiques.

A la figure 10, on donne le brochage et les dimensions du boîtier de ce circuit intégré.

Les broches sont identifiées de la manière suivante :

Broches

- 1 Entrée oscillateur
- 2 Sortie oscillateur
- 3 Entrée a
- 4 Entrée b
- 5 Entrée c
- 6 Entrée d
- 7 Entrée e
- 8 Entrée f
- 9 Entrée g
- 10 Entrée h
- 11 Entrée i
- 12 Entrée k
- 13 Entrée l
- 14 V_{SS}
- 15 Sortie ultrasons
- 16 Masse, 0, substrat

Le boîtier de la figure 10 à 16 broches est valable aussi pour le TAA 1000.

TABEAU III

Toutes les tensions se réfèrent à la broche 16.

Valeurs limites

Tension d'alimentation	V_{SS}	+0,3 ... - 12	V
Tensions aux autres broches	V_n	+0,3 V ... V_{SS}	
Courant de sortie	I_{15}	10	mA
Gamme de température ambiante	T_A	- 10 ... + 60	°C

Valeurs de fonctionnement recommandées

Tension d'alimentation	V_{SS}	- 7 ... - 9	V
Fréquence de l'oscillateur (fréquence sous-porteuse couleur)	f_0	4,4336	MHz
Condensateurs (cf. schéma)	C1	39	pF
	C2	47	pF
	C3	100	pF
Résistances (cf. schéma)	R1	10 (4,7 ... 22)	M Ω
	R2	47	m Ω
	R3	1	m Ω
	R4	2,7	k Ω

Caractéristiques $V_{SS} = 9 V, T_A = 25 ^\circ C$

Impédance de sortie de la sortie ultrasons			
état « H » $I_{15} = - 1 mA$	R_{OH}	500	Ω
état « L » $I_{15} = 0,2 mA$	R_{OL}	1,5	k Ω
Seuil de commutation des entrées a ... I	V_E	- 4,9	V
Hystérésis des tensions des entrées a ... I	ΔV_E	0,45	V
Courant d'entrée des entrées a ... $V_E = 0 \dots V_{SS}$	I_E	10	nA
Consommation de courant avec oscillateur en fonction et sortie ultrasons ouverte	I_{14}	- 2	mA
avec oscillateur au repos	I_{14}	- 10	μA

**TBA 940,
TBA 950
GENERATEURS
D'IMPULSIONS
CONTROLEES**

Ces circuits intégrés monolithiques de ITT conviennent par la séparation des impulsions et la synchronisation lignes dans les récepteurs TV, dont l'étage final

MONTAGE LUMINANCE

A la suite du détecteur vision, est monté l'amplificateur VF, qui dans les téléviseurs couleur, est nommé amplificateur de luminance, pour le distinguer des amplificateurs chrominance. Le circuit intégré **TB 500** de ITT est utilisable dans les téléviseurs couleur pour donner le signal et se relier aux divers circuits de ces appareils comme on le verra en examinant le schéma de la figure 14.

Le TBA 500 comprend : un amplificateur pour le signal de luminance pris à la sortie du détecteur vision, un montage pour la production d'une tension de réglage pour le tuner (du type PNP) et l'amplificateur à fréquence intermédiaire à transistors NPN, avec building pour le niveau des noirs.

Dans l'amplificateur luminance, il a été prévu un ajustage de luminosité, un ajustage de contraste effectué avec un **potentiomètre linéaire électronique**, un ajustage du blanking et une limitation du courant du faisceau au moyen du contraste et de la luminosité.

Avec le CI type TBA 500 N, la limitation du courant de faisceau se fait par la valeur actuelle dans le sens négatif et avec le TBA 500 P, dans le sens positif. La ligne à retard luminance est prévue.

Caractéristiques générales. On les donne au tableau V ci-après.

Les circuits intégrés TBA 500, N ou P, sont montés dans des boîtiers rectangulaires à 16 broches

Fig. 16

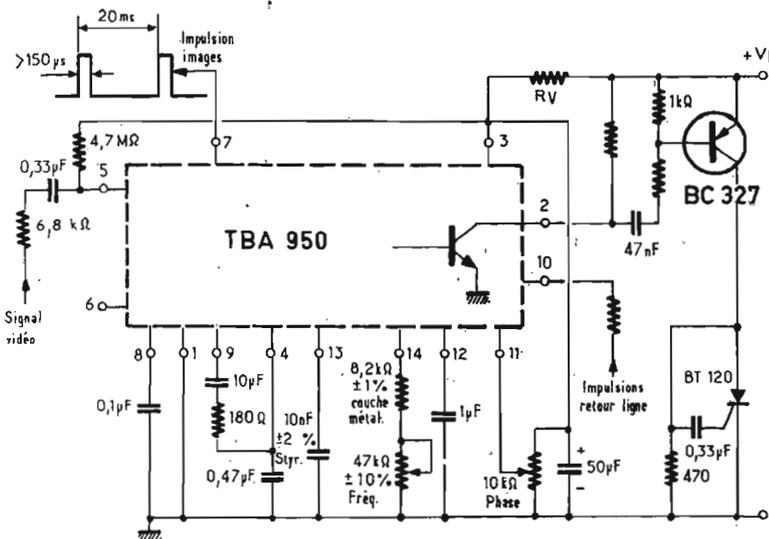
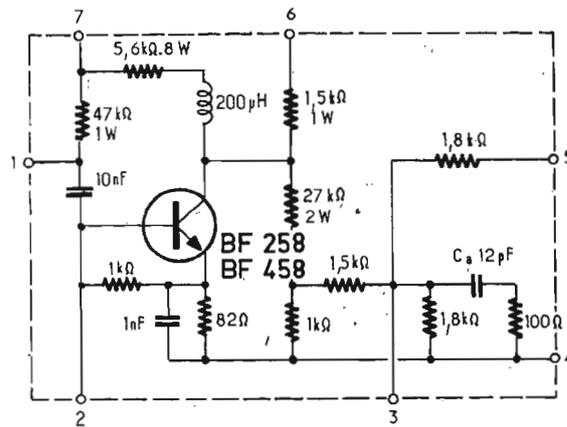


Fig. 11

lignes est équipé d'un thyristor (TBA 940) ou d'un transistor (TBA 950).

Dans chacun de ces CI, on trouve la séparatrice avec suppression de bruit, le dispositif d'intégration de l'impulsion de trame, le circuit comparateur de phase, un circuit de commutation pour la commutation de la bande passante du bruit l'oscillateur lignes avec arrêt de la fréquence, un circuit de contrôle de phase et l'étage sortie. Par suite du degré élevé d'intégration, on a besoin de très peu de composants extérieurs pour les TBA 940 et TBA 950 (voir les figures). L'intégration des impulsions de trame est de même effectuée dans le circuit intégré sans nécessité d'un circuit RC extérieur. Dans le circuit comparateur de phase, les TBA 940 et TBA 950 peuvent être commutés pour fonctionnement sur enregistreur vidéo.

Le TBA 950 est livré en deux groupes à durée différente de l'impulsion de sortie.

Voici au tableau IV, les caractéristiques générales de ce CI :

Note. Le réseau RC branché aux broches 13 et 14, détermine la fré-

quence. Il est donc possible de faire fonctionner l'ensemble sur d'autres fréquences de ligne en modifiant ce réseau.

Le schéma de montage et du fonctionnement du TBA 940, il est donné à la figure 11 et celui du TBA 950, à la figure 12. Les rela-

tions de phase de ces deux CI sont données à la figure 13. En (A) ; le TBA 940 ; en (B) ; le TBA 950.

Ces deux CI sont montés dans des boîtiers rectangulaires à 14 broches, leur poids est de 1,1 g chacun (voir figure 10).

TABLEAU IV

Caractéristiques $T_A = 25^\circ\text{C}$, $f_0 = 15\,625\text{ Hz}$ (voir note) et composants extérieurs extérieurs suivant montage ci-contre, toutes les tensions se réfèrent à la broche 1.

Amplitude de la tension de l'impulsion de trame	V_7	> 8	V
Durée de l'impulsion de trame	t_7	> 150	μs
Résistance de sortie sur la broche 7 (état « 1 »)	R_{A7}	$10 (7,5 \dots 13)$	$\text{k}\Omega$
Durée de l'impulsion de sortie			
TBA 940	t_2	$4 \dots 8$	μs
TBA 950 : 1	t_2	$22 \dots 26$	μs
TBA 950 : 2	t_2	$25 \dots 28$	μs
Tension résiduelle à la sortie $I_2 = 20\text{ mA}$	$V_{2\text{res}}$	$> 0,55$	V
Fréquence d'oscillateur lignes à $R_{14/1} = 10,5\text{ k}\Omega$, $C_{13/1} = 10\text{ nF}$	f_0	$15\,625 \pm 1\,562$	Hz
Plage de capture	$\pm \Delta f_F$	$400 \dots 1000$	Hz
Plage de maintien	$\pm \Delta f_H$	$400 \dots 1000$	Hz
Pente des circuits comparateurs de phase			kHz μs
Gain du circuit de contrôle de phase	dt_d/dt_p	20	
Déphasage entre l'impulsion de synchronisation et l'impulsion de retour ligne, ajustable par variation de V_{11}	t_p	$0 \dots 3,5$	μs
Courant consommé	I_3	40	mA

TABLEAU V TBA 500N - TBA 500P

Caractéristiques et valeurs de fonctionnement $V_B = 12\text{ V}$, $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$, toutes les tensions se réfèrent à la broche 16.			
Entrée luminance (Point froid du démodulateur sur V_B , signal vidéo positif)			
Tension du signal d'entrée	V_{2BAS}	2	V
Impédance d'entrée	Z_2	100	k Ω
Sortie luminance			
Tension du signal de sortie	V_{10BAS}	4	V
Gamme d'ajustage du contraste		> 36	dB
Gamme de la tension d'ajustage du contraste	V_5	1,5 ... 4,5	V
Gamme d'ajustage de la luminosité	ΔV_{10}	1,7	V
Résistance de sortie		sortie émetteur-	
Plage d'admission à la sortie	V_{10}	0,2 ... 4,5	V
Fréquence de coupure supérieure sans ligne de retard	f_{3dB}	> 5	MHz
Coefficient de linéarité à contraste max.	m	> 0,9	
Signal vidéo pour séparateur synchrone et amplificateur de chrominance (signal vidéo négatif)			
Tension du signal de sortie	V_{3BAS}	3	V
Résistance de sortie		sortie émetteur-	
Fréquence de coupure supérieure	f_{3dB}	> 5	MHz
Limitation du courant de faisceau			
Tension du commencement de la limitation dans le cas du TBA 500 N (sens négatif)	V_{13}	2	V
dans le cas du TBA 500 P (sens positif)	V_6	2	V
Production des tensions de réglage			
Tension de réglage pour l'amplification FI	V_{13}	0 ... 9	V
Tension de réglage pour le tuner	V_{11}	11 ... 3	V
Variation de la tension de réglage de l'amplificateur FI pour variation complète de la tension de réglage du tuner	ΔV_{13}	2	V

TABLEAU VI TBA 530

Caractéristiques $V_B = 12\text{ V}$, $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$, tous les étages finaux RVB compris, toutes les tensions se réfèrent à la broche 6.			
Tensions continues aux entrées	V_2	7,5	V
	V_3	7,5	V
	V_4	7,5	V
	V_5	1,5	V
Tension de signal aux entrées	V_{2cc}	1,4	V
	V_{3cc}	0,82	V
	V_{4cc}	1,78	V
	V_{5cc}	1	V
Gain entre l'entrée du signal différence couleur et broche de sortie 6 de l'étage final y afférent	G_{R-Y}	100	
	G_{V-Y}	100	
	G_{B-Y}	100	
Rapport des gains des canaux différence couleur et du canal Y / G_Y		G_{R-Y}/G_Y	1
Tension continue de sortie à la broche de sortie 6 de l'étage final y afférent	V_R	165	V
	V_V	165	V
	V_B	165	V
Impédance d'entrée des entrées différence couleur	Z_i	60 k Ω par. à 3	pF
Impédance d'entrée du canal Y	Z_i	20 k Ω par. à 10	pF
Fréquence de coupure supérieure du canal Y	f_{3dB}	6	MHz
Courant total consommé	I_{tot}	30	mA

de forme habituelle (voir figure 10).

Sur le schéma de la figure 14, le CI est représenté avec ses broches dans leur ordre réel. Il est vu de dessus. Dans le schéma mentionné, les divers points (A) à (I) se

branchent de la manière suivante :

- (J) Impulsion de 60 V c. à c. provenant de la base de temps lignes.
- (K) Impulsions de 70 V, de la base de temps trame.

Ces deux signaux sont destinés au blanking (effacement de ligne et effacement de trame, pendant les retours).

- (A) Tension de réglage pour la limitation du courant de faisceau.

- (B) Vers TBA 510, broche 15.
- (C) Vers séparation et synchronisation et amplificateur chrominance, signal de 3 V, crête à crête.
- (D) Signal de 2 V du démodulateur vidéo.
- (E) Impulsion de 10 V crête à crête synchrones
- (F) Sortie luminance
- (G) Tension de réglage du tuner.
- (H) Tension de réglage F.I.
- (I) Impulsions de retour lignes 60 V crête à crête.

Le contraste se règle avec le potentiomètre de 2,5 k Ω ; la saturation se règle avec le potentiomètre de 10 k Ω .

LR est la ligne à retard luminance.

Dans ces CI, les broches 1 et 15 sont les entrées d'une porte NOR (« NON OU ») branchée devant l'entrée des impulsions de manipulation proprement dite.

Une tension de réglage n'est produite que si $V_1 < 0,3\text{ V}$ et $V_{15} < 0,3\text{ V}$. Aucune manipulation ne se fait dans les cas suivants :

TBA 530 MONTAGE RVB

Dans les téléviseurs couleur, il est possible d'attaquer le tube cathodique par des signaux différence R-Y, B-Y, V-Y ou par des signaux R, V, B.

Le circuit intégré TBA 530 ITT permet, à l'aide de signaux différence et du signal de luminance, respectivement -(R-Y); -(V-Y); -(B-Y), Y, d'obtenir les signaux -R, -V, -B (voir figure 15).

Ce circuit intégré comprend un préamplificateur extrêmement stable à trois canaux. Les signaux différence et le signal luminance Y sont additionnés et aux sorties, on obtient le signal R, V, B.

Une excellente compensation en température est prévue. Les étages de sortie extérieurs sont désignés par (A), (B), (C) et leur schéma est donné à la figure 16.

On devra utiliser comme transistors de puissance, les types BF 258 ou BF 458.

Cette partie doit être alimentée sous + 235 V pour les amplificateurs de puissance et sous + 12 V pour le CI proprement dit.

Voici au tableau VI, les caractéristiques générales du circuit intégré TBA 530 et les conditions générales de fonctionnement, selon le schéma de la figure 15.

Le TBA 530 est monté dans un boîtier rectangulaire à 14 broches (voir figure 10).

F. JUSTER

TECHNIQUES NOUVELLES ET MODELISME

DÉPUIS un certain temps, le modélisme bénéficie sans cesse de techniques nouvelles qui favorisent son évolution. Tout progrès technique est mis à profit et se répercute, adapté selon les besoins de cette activité, que ce soit dans le domaine de la fabrication, de la mécanique ou de l'électronique. Cette évolution a été de plus en plus rapide au cours des derniers mois, et si l'on fait le point de la situation actuelle, on s'aperçoit que le modélisme réunit maintenant les applications des principales industries modernes.

Au plan de la fabrication, les temps ont changé où l'on utilisait uniquement le bois dans la construction des modèles réduits ; l'emploi de matériaux nouveaux, comme les matières plastiques, se généralise de plus en plus, leur légèreté et leur résistance étant compatibles pour une telle utilisation. Ces matières sont le plus souvent employées sous formes de pièces moulées ou pré-formées, fournies dans les boîtes de construction dont la préfabrication est de plus en plus poussée. De nombreux fuselages d'avion ou de planeur, les coques de bateaux, les capotages et accessoires divers, sont maintenant réalisés en ABS ou en fibre de verre. Les mousses plastiques, tel le Styropor expansé, qui est utilisé pour certains conditionnements, trouve aussi son emploi dans les fabrications en modélisme, notamment pour la réalisation des ailes dont le noyau est découpé dans cette matière, et recouvert ensuite d'un placage de balsa ou de bois dur de faible épaisseur. Il en résulte maintenant une construction beaucoup plus rapide des modèles réduits, qui requiert moins d'habileté manuelle et aussi moins d'outillage, et qui peut être entreprise par toute personne suffisamment douée pour réaliser de simples assemblages. Les ingrédients ont également suivi cette évolution ; les enduits, les peintures, et principalement les colles répondent actuellement à tous les besoins. Le simple tube de colle cellulosique que l'on utilisait auparavant est maintenant dépassé, et il n'est pas rare que l'on utilise trois ou quatre sortes de colles différentes pour la construction d'un même modèle, selon la qualité des matières que l'on doit assembler.

Dans le domaine de la mécanique, les progrès ont été aussi très sensibles, citons parmi les réalisations les plus marquantes la mise au point et la fabrication maintenant en série de la réduction du moteur NSU/WANKEL, qui fait appel à une technique de production très élaborée. Les micromoteurs modernes sont maintenant de véritables merveilles de mécanique en miniature, ils délivrent une puissance extraordinaire par rapport à leur faible cylindrée. Leur étude, liée à la qualité des métaux employés et leur fabrication en grandes séries avec un outillage de précision, utilisent les mêmes techniques que la véritable industrie.

Enfin, en ce qui concerne l'électronique, nos lecteurs savent quels énormes progrès ont été faits ces dernières années, particulièrement en ce qui concerne la simplification et la miniaturisation des composants. L'électronique trouve maintenant une large application dans le domaine du modélisme, particulièrement pour la radiocommande où la progression technique a permis d'obtenir une vulgarisation que l'on n'aurait jamais pu soupçonner il y a seulement quelques années.

Nous ne sommes pas au bout de nos découvertes, et chaque jour peut encore apporter une idée nouvelle qui viendra améliorer les conditions de pratique de notre passe-temps favori. Pour l'instant, il conviendrait déjà de résumer quelles ont été les techniques les plus récemment adaptées au modélisme.

BOITE DE CONSTRUCTION PREFABRIQUEE : Le Bo-209 Monsun de Graupner

Les boîtes de construction Graupner ont toujours bénéficié d'une excellente réputation en ce qui concerne la richesse de leur présentation, ainsi que la qualité de leur préfabrication. La toute dernière sortie n'échappe pas à cette règle, et il s'agit même de la fabrication la plus élaborée que nous ayons vue à ce jour, tant malgré l'importance du modèle, la construction a été simplifiée pour la réduire au minimum

de temps nécessaire, tout en respectant au mieux l'aspect de l'original.

Le Bo-209 Monsun est un petit appareil biplace de tourisme et de sport, construit par la firme Messerschmitt-Bölkow à Munich, le modèle de Graupner est donc une reproduction de cet avion dans ses lignes générales. Ce modèle a cependant subi quelques modifications dans le but d'améliorer ses qualités de vol, ce n'est donc pas une véritable maquette volante, mais une semi-maquette qui cadre parfaitement avec la tendance actuelle à produire des modèles radiocommandés qui rappellent au mieux les lignes d'un avion réel. Le modèle du Monsun a été conçu pour être propulsé par un moteur de 6,5 cc (Genre OS-40) et équipé d'un ensemble R/C à 4 voies pour commander : la direction, la profondeur, le ralenti-moteur et les ailerons. Le modèle peut néanmoins voler sans la commande des ailerons. Dans ces conditions un ensemble R/C à 3 voies suffit. D'autre part, on peut installer la jambe avant du train d'atterrissage escamotable, comme sur l'original, il faut alors disposer d'un servo et d'une voie supplémentaires. Voici les principales caractéristiques du Bo-209 Monsun :

Envergure : 1,58 m.

Longueur : 1,15 m.

Surface portante totale : 41,5 dm².

Poids en ordre de vol env. : 2,7 kg.

La boîte de construction illustre parfaitement les nouvelles techniques de pré-fabrication que nous évoquons plus haut, l'aile est réalisée en mousse de plastique dure, recouverte d'un fin plaquage en bois dur. Les deux panneaux sont livrés tout prêts, avec le bord d'attaque et le bord de fuite profilés et collés en place, ils sont enveloppés dans la dépouille de coupe de la mousse, qui leur assure une protection dans la boîte. Les ailerons sont du type « Full-span », c'est-à-dire que contrairement à ceux de l'avion original, ils courent sur toute l'envergure, ce qui permet de simplifier l'installation de la commande, la tringlerie étant directement raccordée au servo logé dans le centre de l'aile. Pour finir l'aile, il ne reste donc plus qu'à réunir par collage les deux panneaux, coller les saumons marginaux en blocs balsa et à installer les ailerons livrés déjà profilés

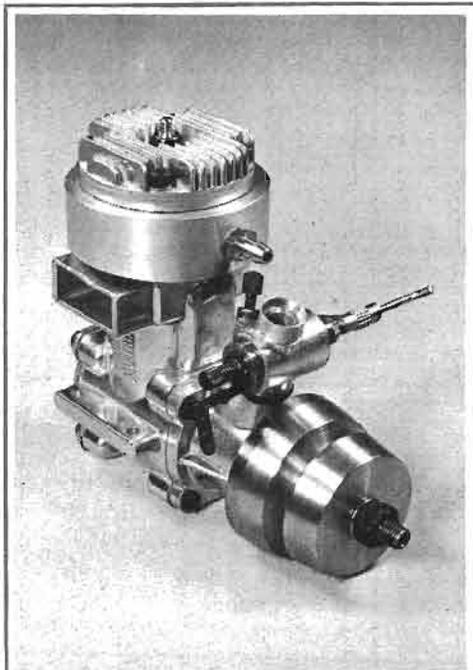
Le stabilisateur et la dérive sont tout prêts, en balsa de 8 mm, les volets sont également profilés, et pour toutes les parties articulées, les fentes sont ménagées pour recevoir les charnières.

Les flancs du fuselage sont prédécoupés, d'une seule pièce, dans du balsa de 3 mm, les renforts intérieurs de la partie avant en contre-plaqué sont déjà collés en place. Le reste des pièces est soit prédécoupé, soit coupé à la scie, seules quelques pièces en contre-plaqué sont gravées et doivent être découpées à la scie à chantourner.

Parmi les accessoires contenus dans la boîte, citons : les trois roues, les jambes du train, dont celle de devant est orientable, montée sur un support de fixation servant également de bâti-moteur. Le capot-moteur est moulé en plastique ABS, ainsi que les sièges et la console pour l'aménagement du poste de pilotage, le cockpit est moulé dans du rhodoïd bleuté. Quelques sachets de boulonnerie et les vis de fixation d'aile en nylon avec leur support complètent les accessoires. Le plan est à l'échelle d'exécution, et est accompagné d'un calque pour l'implantation des éléments de radiocommande, la notice de construction est traduite en trois langues, sur un livret séparé, comme il est de coutume chez Graupner. La notice originale est illustrée d'une vue éclatée de la structure du modèle qui facilite grandement la compréhension de la construction.

Enfin, notons que l'on peut se procurer séparément la boîte d'accessoires nécessaires pour l'installation de la radiocommande, ainsi que le jeu des carénages de roues en plastique.

Voici donc un très beau modèle, d'une réalisation simple grâce à la haute pré-fabrication de la boîte de construction, qui permettra de changer un peu des appareils classiques.



Le moteur HP 61 F - R/C version marine

TECHNIQUES NOUVELLES DANS LA PROPULSION

De gros progrès ont été faits dans le domaine de la micromécanique, toujours dans le sens de la recherche de la puissance par rapport à la cylindrée des moteurs. Il est toujours intéressant de pouvoir disposer d'une puissance confortable, pour un minimum de poids et d'encombrement du groupe moto-propulseur, particulièrement en radiocommande. Grâce aux carburateurs réglables en vol, dont sont équipés maintenant tous les moteurs, cette puissance peut être dosée à volonté, avec la possibilité de disposer d'une réserve en cas de besoin. Dans la catégorie des 10 cc, le moteur HP-61 fut l'un des premiers à afficher des performances remarquables, il fut encore récemment l'un des moteurs les plus puissants de sa catégorie en développant 1,42 CV à 14 800 t/mn. Ce rendement était principalement obtenu grâce à une nouvelle disposition des canaux de transfert, du type « Schnürle », ces canaux répartis autour du cylindre créent une forte dépression qui accélère la vitesse des gaz frais, permettant un remplissage optimum de la chambre de combustion. Ce procédé a fait école, il est adopté depuis dans de nombreuses autres fabrications. Produit par la firme Hirtenberg, en Autriche, le HP-61 fut suivi du modèle HP-40 de 6,5 cc, cette cylindrée étant devenue très courante depuis quelque temps. Le HP-40 fut une nouvelle réussite, son constructeur annonçant une puissance de 0,90 CV à 15 500 t/mn, il reste encore le meilleur de sa catégorie, et sa facture très particulière a inspiré d'autres fabricants.

Cette course à la puissance ne semble pas vouloir s'arrêter, le Webra 61 en version « Speed », fortement inspiré du HP-40 vient de sortir il y a quelques mois, il est donné pour développer une puissance de 1,70 CV à 16 500 t/mn, surpassant celle du HP-61. Enfin, dans la catégorie des moteurs de vitesse, la marque italienne OPS semble détenir tous les records actuellement avec son modèle « 60 Speed Marine » développant 2,75 CV à 23 000 t/mn. Les moteurs OPS sont principalement utilisés pour la propulsion des bateaux de vitesse en compétition, catégorie dans laquelle ils ont acquis une très grande réputation.

La conception des carburateurs dont sont équipés les moteurs utilisés pour la radiocommande a également évolué. Sur la plupart des modèles, le réglage de débit du mélange est proportionnel à l'ouverture de l'admission d'air. Une aiguille à mouvement hélicoïdal se déplaçant dans le corps du gicleur règle le débit en carburant en fonction de l'ouverture du boisseau, ce qui permet d'obtenir une stabilité de carburation à tous les régimes.

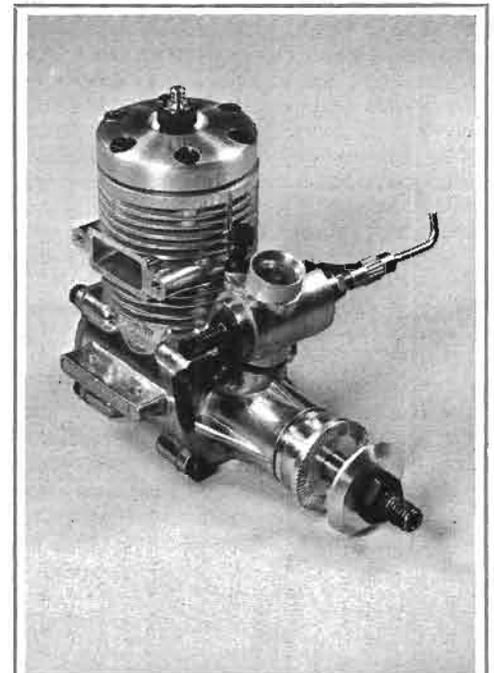
Enfin, l'emploi des silencieux se généralise maintenant, principalement pour des raisons d'environnement. Chaque moteur de fabrication sérieuse a son silencieux adaptable, étudié spécialement afin de ne pas trop diminuer la puissance, il est d'ailleurs reconnu qu'un silencieux bien conçu

ne peut que favoriser le rendement du moteur. C'est ainsi que les moteurs de vitesse en compétition, sont équipés d'un extracteur en forme de venturi, qui accélère l'évacuation des gaz brûlés. L'importance des dimensions de cet extracteur oblige une disposition de la lumière d'échappement orientée vers l'arrière, sur les moteurs de vitesse de conception récente. L'extracteur peut être ainsi installé dans l'alignement du moteur, pour réduire l'encombrement de l'ensemble.

LA PROPULSION ELECTRIQUE

Mais, le mode de propulsion le plus révolutionnaire est sans aucun doute celui qui fait appel à l'électricité, imaginons un modèle absolument silencieux, un moteur n'émettant ni fumée, ni projections de carburant, et que l'on peut stopper ou remettre en route à volonté en plein vol... N'est-ce pas l'idéal ? Pourtant les études sur la propulsion électrique remontent à plusieurs années, que ce soit pour une application sur des engins terrestres et même aériens, le gros problème ayant toujours été de pouvoir obtenir une autonomie suffisante en fonction du poids transporté pour l'alimentation. D'autre part, le rapport poids/puissance a toujours été difficile à équilibrer, la solution étant de réduire au minimum la consommation du moteur électrique, et de trouver une source d'alimentation ayant une capacité de débit maximum, pour un poids et un encombrement les plus réduits possibles.

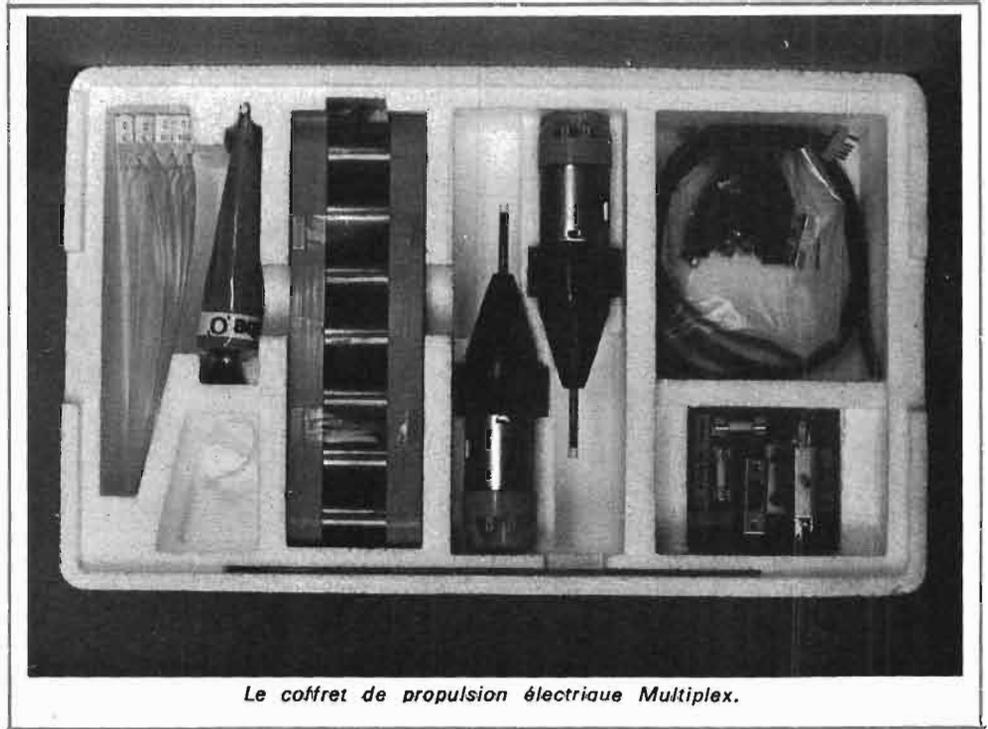
Dans le domaine du modélisme, ce fut Fred Militky, technicien de la firme Graupner depuis de nombreuses années, qui se pencha sur les problèmes posés par ce mode de propulsion. Dès 1941, il tenta de faire voler un modèle réduit à propulsion électrique, mais sans grand succès, il devra



(10 c.c.)
Le moteur HP 40 F - R/C (6,5 c.c.)

attendre jusqu'en 1959 pour trouver un petit moteur électrique de conception assez évoluée, fabriqué en Allemagne. Ce moteur, monté sur un petit planeur, lui permet enfin de réaliser des vols de quelques minutes en montant à une altitude suffisante. Poursuivant ses études, Fred Militky réalise par la suite un modèle radiocommandé de 2,50 m d'envergure, alimenté par un alternateur, qui tient l'air une bonne demi-heure. Il participera également à la mise au point d'un véritable moto-planeur, propulsé par un moteur électrique monté en position « propulsive », fabriqué en Allemagne par la firme Brditschka O.H.G., sous la désignation MB-E 1 (Militky-Britschka et E pour Elektrisch).

La première fabrication commerciale en modèle réduit remonte déjà à plusieurs années, la firme Graupner sortit un petit appareil de vol libre en boîte de construction, le « Silencius ». Le modèle était propulsé par un micromoteur électrique, alimenté par un accu au cadmium-nickel, une mèche thermique, dont on déterminait la durée de combustion au départ, permettait de limiter le temps de vol, en déclenchant un interrupteur qui coupait l'alimentation. Ce modèle n'eut guère de succès, sa production fut abandonnée, et il fallut attendre 1973 pour que Graupner sorte à nouveau un modèle à propulsion électrique, un moto-planeur de 2,30 m d'envergure, le HI-FLY. La boîte de construction permet de réaliser, soit un planeur normal pour vol thermique, soit un moteur-planeur équipé avec un petit moteur à explosion monté sur pylone, soit enfin une version équipée de deux moteurs électriques « Jumbo 2000 », montés en position « propulsive » sur le bord de fuite de l'aile, de chaque côté du fuselage. Tous les accessoires nécessaires à l'installation de la propulsion sont vendus séparément : moteurs,



Le coffret de propulsion électrique Multiplex.

interrupteurs commandés par un servo, hélices spéciales à pales repliables, accus d'alimentation en deux éléments de 6 V/1 000 mA, ainsi que le chargeur spécial.

Ce mode de propulsion semble enfin bien au point et tend à se vulgariser, car la firme Multiplex vient de sortir à son tour un planeur et un équipement complet pour le vol électrique.

L'EQUIPEMENT MULTIPLEX

LE PLANEUR E-1 : c'est un planeur de lignes et de construction classiques qui

rappelle d'ailleurs le « HI-FLY », à la seule exception d'un empennage en forme de « T » sur le E-1, avec stabilisateur pendulaire monté sur le sommet de la dérive. La construction est simple et rapide grâce à la boîte préfabriquée, le fuselage est du type « caisse », tout en balsa, l'aile et l'empennage sont en structure conventionnelle entoillée. Les plans indiquent clairement l'installation des divers éléments pour la propulsion électrique, la disposition de la partie réception de la radiocommande dans le fuselage, et le montage des moteurs électriques dans l'aile.

Le E-1 est conçu pour être équipé avec un ensemble R/C à 3 voies, avec répartition des fonctions comme suit : direction, profondeur, commande de l'interrupteur de mise en circuit des moteurs. Mais il peut être également réalisé comme planeur simple radiocommandé pour le vol thermique, 2 voies sont alors suffisantes pour la direction et la profondeur. Voici les principales caractéristiques du E-1 :

Envergure : 2,20 m.

Longueur : 1,13 m.

Poids à vide : 440 g.

Surface stabilo : 7,86 dm².

Surface de l'aile : 41,57 dm².

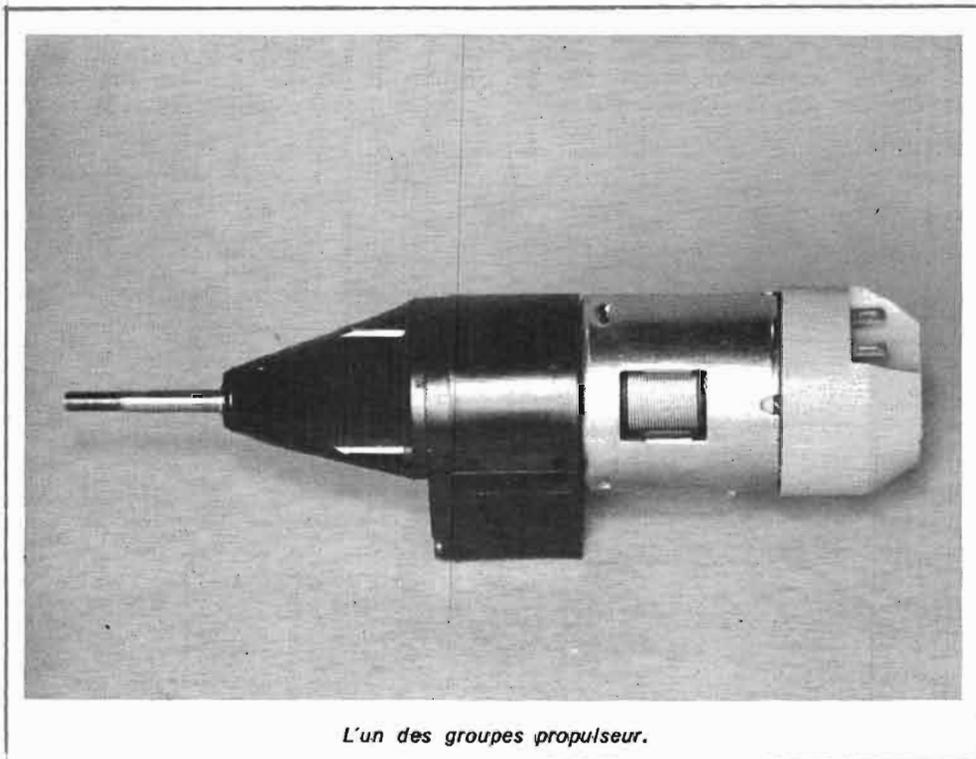
Poids total, version thermique : 700 g env.

Poids total, version électrique : 1 500 g env.

LA PROPULSION ELECTRIQUE

Elle est présentée dans un coffret en styropor qui contient absolument tous les accessoires nécessaires, y compris le câblage. Le chargeur est livré séparément dans une boîte en carton. Examinons en priorité le coffret principal qui contient :

LES DEUX MOTEURS ELECTRIQUES : ils sont fixés sur un carter en



L'un des groupes propulseur.



La boîte de construction du planeur à propulsion électrique Multiplex E-1.

plastique qui contient le réducteur, le dispositif anti-parasite est monté sur l'autre extrémité, recouvert par un bouchon en plastique. Chaque groupe a une forme très profilée et pèse 90 g, la fixation se fait par quatre vis passées au travers des pattes latérales que porte le carter. Les moteurs sont alimentés sous une tension de 8,4 V, leur consommation est de 6 AH (7,2 AH au démarrage), ils délivrent une puissance de 1/20° de CV environ, ce qui représente donc une puissance totale disponible à bord du modèle de 1/10° de CV.

LES DEUX HELICES : du type propulsif, à pales repliables en matière plastique transparente, elles ont un diamètre de 30 cm. Les moyeux sont contenus dans le sachet d'accessoires, ils comprennent un système à ressort qui maintient les pales en position repliée à l'arrêt, dès que les moteurs tournent, les pales se déplient sous

l'effet de la force centrifuge et de leur appui sur l'air, et prennent leur position normale. Ce système permet de réduire les traînées aérodynamiques parasites provoquées par les pales immobilisées en vol lorsqu'on stoppe les moteurs.

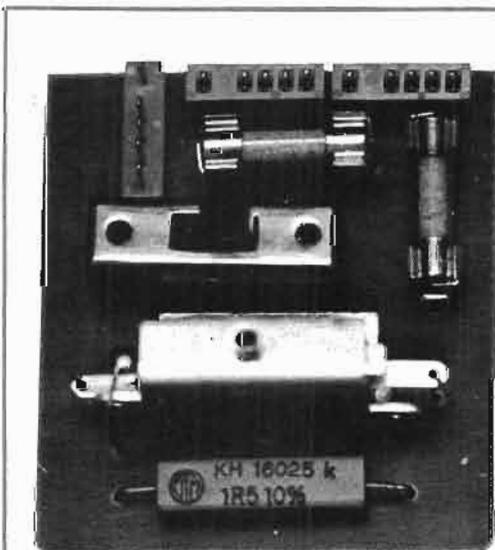
LA PLATINE INTERRUPTEUR : sur un circuit imprimé en Epoxy, sont câblés : l'interrupteur général de mise en circuit de la batterie, deux fusibles de sécurité, deux fiches femelles à 5 broches pour le raccordement des cordons d'alimentation des moteurs. La plaquette porte au dos une autre prise femelle à 5 broches, pour le branchement du cordon de charge (qui doit se faire par l'extérieur du fuselage). Le cordon de connection de la batterie se fait sur une prise mâle à 5 broches. La mise en circuit des moteurs est commandée par un interrupteur à glissière qui actionne deux micro-switches, cet interrup-

teur est à deux positions, une résistance est interposée sur la première position pour éviter de donner un « coup de bélier » au moteur en envoyant d'un seul coup la tension maximum qui n'est en circuit que sur la deuxième position. Cet interrupteur doit être commandé par un servo-mécanisme, actionné sur l'émetteur par le manche des gaz, sans rappel au neutre, les bagues d'arrêt et les chapes pour la réalisation de la tringlerie sont contenues dans le sachet d'accessoires. Un quick-link est également fourni. L'installation de la commande se fait comme suit : lorsqu'on pousse le manche en avant, le servo place l'interrupteur sur la première position, en poussant plus à fond sur la deuxième position, les moteurs sont alimentés sous la tension maximum et tournent à plein régime.

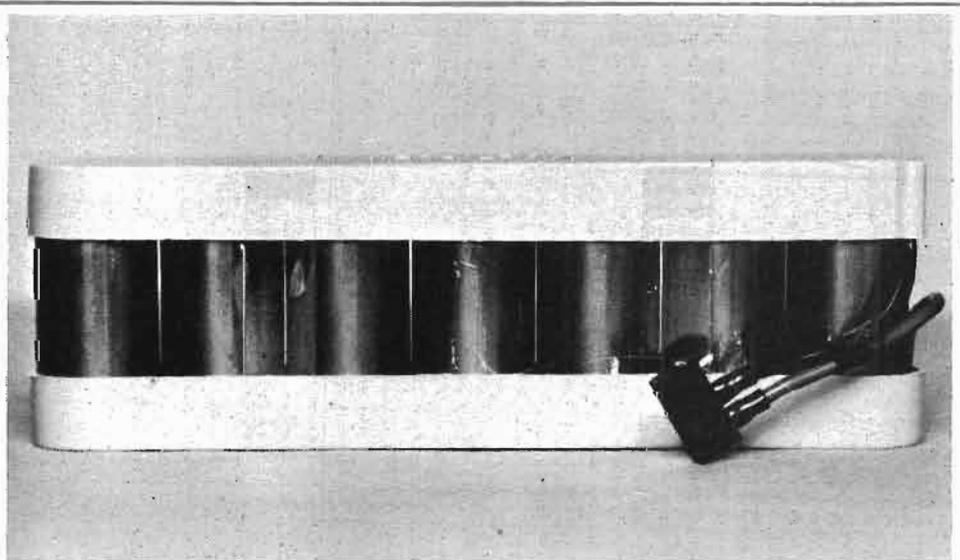
LA BATTERIE D'ALIMENTATION : elle est composée de sept éléments d'accu au cadmium-nickel de forme cylindrique, réunis entre deux couvercles en plastique serrés par des bandes de scotch. La tension totale est de 8,4 volts pour une capacité de 1,2 AH. Un court cordon muni d'une prise femelle à 5 broches permet son raccordement sur la platine interrupteur.

Enfin, on trouve encore dans le coffret un tube de graisse légère pour lubrifier les paliers des moteurs, et les deux cordons d'alimentation des moteurs, qui sur le planeur E-1 doivent être passés au travers de l'aile pour rejoindre chaque moteur.

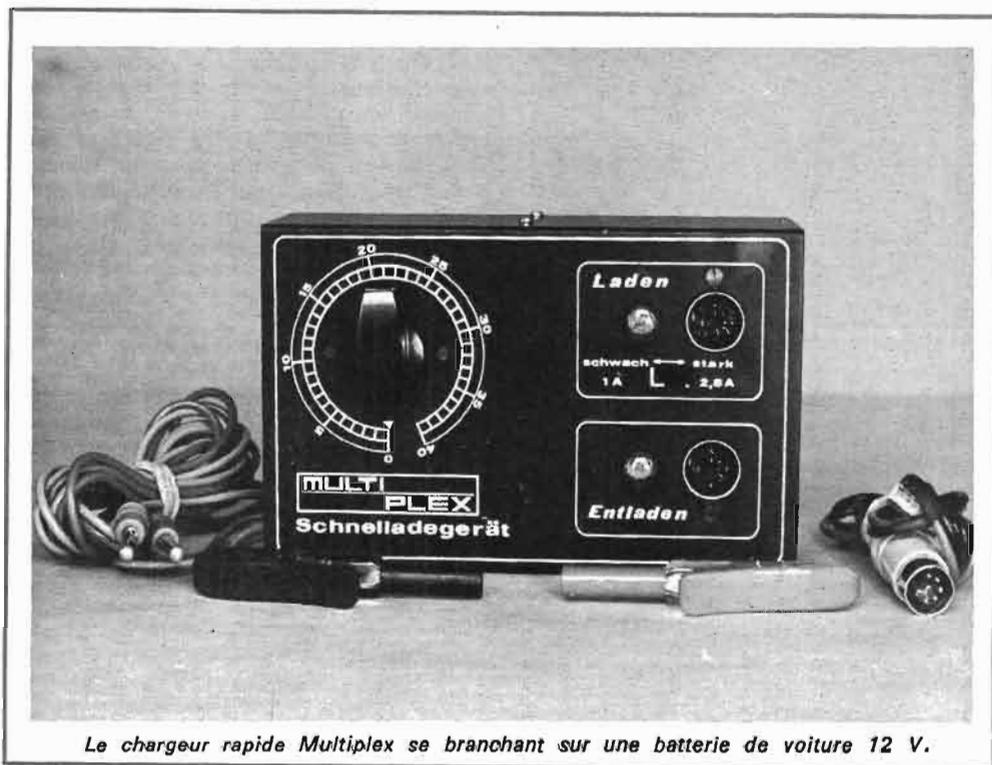
LE CHARGEUR RAPIDE. Il se présente sous l'aspect d'une boîte métallique de couleur noire qui comprend sur la gauche un curseur pour déclencher la minuterie limitant le temps de charge jusqu'à 40 minutes. A droite se trouvent deux sockets de branchement pour le cordon de charge, l'un au-dessus marqué « Laden » pour la recharge, l'autre en dessous marqué « Entladen » pour la décharge complète de l'accu d'alimentation des moteurs. Le cordon de charge est joint, ainsi qu'une paire de pinces crocodile venant se connec-



La platine interrupteur.



La batterie d'alimentation des moteurs électriques.



Le chargeur rapide Multiplex se branchant sur une batterie de voiture 12 V.

ter sur les fiches banane dont sont munis les fils d'alimentation du chargeur, pour son branchement sur une batterie de voiture.

Utilisation du chargeur : en raison de l'autonomie de fonctionnement relativement faible de ce type de propulsion, il faut pouvoir recharger rapidement et sur le terrain d'évolution même, l'accu d'alimentation. Ce chargeur rapide a été conçu pour être alimenté par une batterie de voiture de 12 volts, ou bien par un accu de démarrage de même voltage, pouvant débiter au moins 4 AH. La tension maximum de cette batterie peut aller jusqu'à 14 volts, sans dommage pour le chargeur. (Cas d'une batterie de voiture venant de rouler par exemple.) Ce procédé de recharge rapide ne doit être utilisé que sur des accus dont on connaît le taux de décharge, sous peine de détérioration de ces derniers. Il conviendra donc, avant d'entreprendre la recharge de l'accu d'alimentation, de le brancher sur la prise marquée « Entladen », jusqu'à l'extinction de la lampe témoin située à côté du soquet. Ce témoin permettra de vérifier l'état de décharge optima de l'accu, sans dépasser un certain seuil qui risquerait d'entraîner une inversion de polarité des éléments et une destruction de ces derniers. On pourra ensuite brancher le cordon sur la prise marquée « Laden », en réglant la minuterie sur 30 minutes de charge ; dès que la recharge commencera, la lampe témoin correspondante s'allumera et ne s'éteindra qu'après la charge complète de l'accu. Il est à noter que la prise de charge comprend un inverseur à deux positions, placé en dessous, on mettra cet inverseur sur la position marquée 2,8 AH pour la recharge de l'accu d'alimentation dont la capacité est de 1,2 AH. La position marquée 1 AH est utilisée pour la recharge des accus d'une capacité de 500 mA. Si au bout de 30 minutes, la lampe ne s'éteint pas à l'arrêt

de la minuterie, il est possible de redonner un supplément de quelques minutes de charge, à condition toutefois de bien surveiller la lampe témoin pour pouvoir l'interrompre immédiatement après son extinction, un excès de charge risquant d'avoir les mêmes effets sur les éléments qu'une décharge trop prolongée.

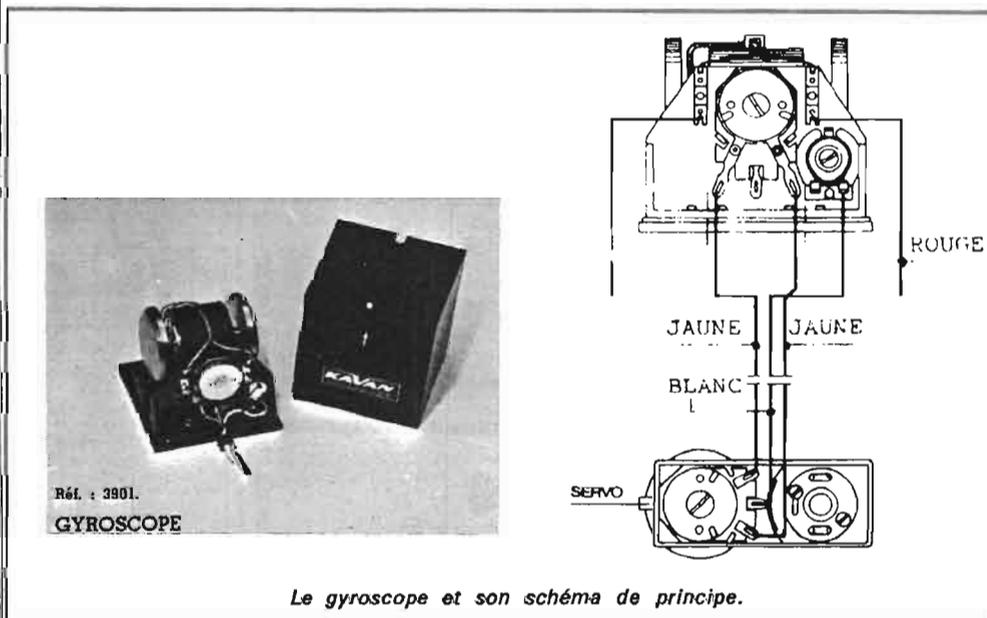
L'autonomie de débit d'une telle batterie, correctement chargée est d'environ 5 minutes, ce qui permet, dans des conditions atmosphériques normales de monter le planeur à plusieurs centaines de mètres d'altitude. Si l'on doit utiliser toute l'énergie en une seule fois, il faudra surveiller le temps de vol à la montre, pour ne pas tomber dans un excès de décharge de l'accu d'alimentation comme il vient d'être prescrit. En utilisant l'énergie à plusieurs reprises, il est possible de porter à 6 minu-

tes l'autonomie de vol au moteur, la courbe de décharge de l'accu se stabilisant entre chaque sollicitation.

L'ELECTRONIQUE ET L'HELICOPTERE MODELE REDUIT

L'innovation la plus sensationnelle dans le domaine des techniques modélistes, a été sans aucun doute l'hélicoptère radio-commandé, dont les premiers modèles commercialisés sont apparus sur le marché il y a seulement quelques mois. Le premier d'entre eux fut une reproduction du « Huey Cobra », conçu et réalisé par le modéliste allemand Dieter Schluter, produit en kit par la firme Hegi-Schuco. Bien qu'ayant un rotor simplifié, cet hélicoptère propulsé par un moteur de 10 cc fut le premier à pouvoir réaliser des vols stables, mis entre les mains du modéliste moyen. Vinrent ensuite le « Bell Jet Ranger » de Kavan, et le « Bell 212 Twin Jet » de Graupner dont les rotors sont équipés maintenant d'une commande de pas collectif, reproduction fidèle de la mécanique montée sur les véritables hélicoptères. L'hélicoptère modèle réduit est donc maintenant viable, après une mise au point assez longue, il est devenu à la portée de tout amateur possédant cependant une certaine expérience. La construction est grandement facilitée par les kits commercialisés, dans lesquels se trouvent le fuselage en plastique ou en fibre de verre, et la mécanique entièrement usinée, qui ne nécessite plus qu'un simple assemblage. Seuls les réglages, et surtout l'apprentissage du pilotage poseront quelques problèmes aux non-initiés, mais pourront être surmontés par un peu de soin dans la construction et un certain nombre d'heures d'entraînement qui permettront d'arriver à dompter la machine...

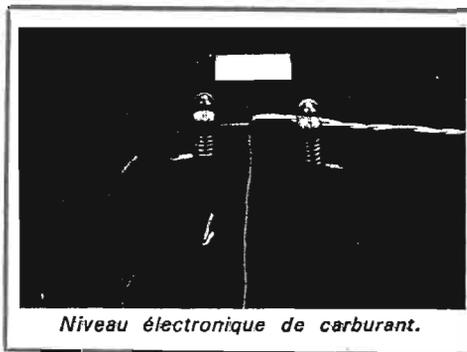
Les modèles d'hélicoptères sont maintenant équipés de systèmes de sécurité, dans la réalisation desquels l'électronique a trouvé, une fois de plus, son application.



Le gyroscope et son schéma de principe.

LE GYROSCOPE ELECTRONIQUE

Le pilotage d'un modèle d'hélicoptère oblige à effectuer des corrections constantes sur les trois axes, le fait de pouvoir rendre automatique l'une des fonctions, en l'occurrence celle de la direction, apporte une grande amélioration. A cet effet, un gyroscope a été conçu par Kavan, il agit en quelque sorte en conservateur de cap, en effectuant automatiquement les corrections nécessaires, pour maintenir continuellement l'appareil dans son axe de vol. Sur un hélicoptère, la commande direction s'effectue en faisant varier le pas du rotor de queue, le fuselage pivote alors autour d'un axe passant par celui du rotor principal, on conçoit donc que pour effectuer certaines manœuvres, il soit nécessaire de compenser à la direction. Le gyroscope est monté à plat sur le plancher de la cabine de l'hélicoptère, il possède une alimentation indépendante en 4,8 V, lorsqu'il se trouve déplacé par rapport à son axe normal, les masses en rotation entraînent par leur inclinaison, la variation d'un potentiomètre. Ce potentiomètre est relié en parallèle avec celui du servo de direction qui recueille donc les impulsions transmises par le gyroscope, il met en circuit le moteur du servo qui effectue automatiquement les corrections nécessaires dans le sens désiré, en agissant sur le pas du rotor anti-couple. Dès que le gyroscope retrouve son axe



Niveau électronique de carburant.

normal, le servo revient au neutre et ramène le pas du rotor à sa position première.

NIVEAU ELECTRONIQUE DE CARBURANT : on imagine sans peine ce qu'il advient lorsque le moteur d'un hélicoptère couple brutalement en vol. Le rotor peut certes se mettre en autorotation, grâce à l'embrayage dont il est muni, pour freiner la descente de l'appareil. Cependant cette action ne peut être efficace qu'à la condition de disposer d'une certaine altitude pour le rétablissement, ce qui est rarement le cas pour un hélicoptère radiocommandé, et de toute façon, la prise de contact avec le sol ne se fait jamais en douceur... Il convient donc de poser l'appareil bien avant que le réservoir soit vide, la surveillance du temps de vol peut être une solution, mais souvent sujette à erreur en fonction

des variations de consommation du moteur. Le niveau électronique de carburant, également produit par Kavan, apporte dans ce sens une grande sécurité, son principe de fonctionnement et son installation sont très simples. Le circuit comprend un transistor de puissance qui alimente un jeu de lampes clignotantes, que l'on dispose à un endroit bien visible, sous le fuselage, par exemple. Un second transistor est intégré dans le circuit d'alimentation, ses sorties sont prolongées par des fils en cuivre rigide faisant office de sonde, et que l'on fait pénétrer dans le réservoir jusqu'à un niveau déterminé. Tant que les fils sont en contact avec le carburant, la résistivité du liquide provoque la polarisation du transistor qui ferme le circuit d'alimentation des lampes. Dès que le niveau du carburant devient suffisamment bas et que la sonde est à sec, la polarisation du transistor cesse, provoquant l'ouverture du circuit d'alimentation qui allume les lampes clignotantes, prévenant ainsi le pilote qu'il est temps de poser l'hélicoptère. Ce niveau électronique est livré complet, avec tous les accessoires pour l'installation sur le réservoir.

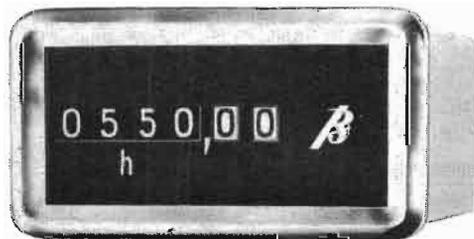
Ainsi se terminera cette vue d'ensemble sur les quelques techniques les plus récentes appliquées, dans l'attente de nouvelles que l'on peut imaginer de plus en plus révolutionnaires, et que l'avenir ne manquera certainement pas de nous apporter.

Maurice MOUTON.

PHONO CAPTEUR DUBILIER

Contrôlez le temps de lecture de vos platines, tourne-disques ou ensembles HI-FI, avec le phono capteur DUBILIER.

En effet, pour conserver la qualité de reproductions des disques, il est nécessaire de connaître le temps réel d'utilisation de la cellule, ou du diamant, et d'en prévoir son remplacement.



Heures : chiffres blanc sur fond noir

Décimales : chiffres rouges sur fond blanc

Le phono capteur DUBILIER permet aussi de contrôler le temps de fonctionnement d'un ampli, d'un projecteur, magnétophone, émetteur, etc.

Dimensions : 55 x 76,5 x 30 • Blindage : anti-magnétique • 220 volts ou 110 volts, 50 Hz, à préciser sur la commande. Se branche en parallèle, fils de raccordement 30 cm, étendue de mesure 9 999,99 heures. Garantie : 1 an.

Règlement à la commande - Prix franco : 179,00 F T.T.C.

DUBILIER S.A., 8, rue Albert-Joly, 78000 Versailles. Tél. : 951-37-20

Auditorium CHENEAU-MAILLARD
39, rue Porte-aux-Saints

78200 Mantes-la-Jolie - Tél. : 477.24.53



vous propose

**LA CHAINE
D'OR**

haute fidélité

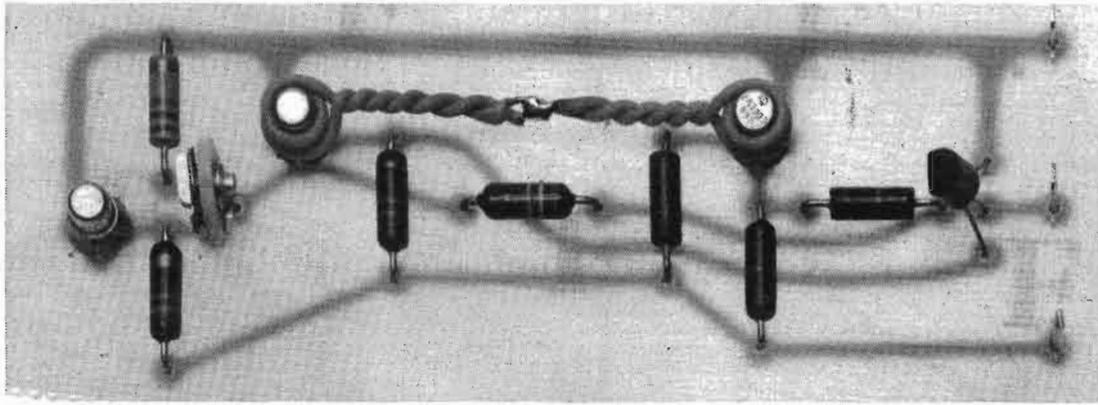
où chaque maillon est

une marque prestigieuse

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

PC 2619

UN MULTIVIBRATEUR



thermique

QUAND on veut réaliser un multivibrateur dont la durée de période est d'une minute, ou plus, on doit utiliser des condensateurs énormes, coûtant nettement plus cher que les transistors du montage, et qui sont néanmoins soumis à des effets de fuites et de vieillissement. Dans ces conditions, on a avantage à faire appel à un multivibrateur thermique, contenant, en guise de condensateur, un simple morceau de fil de cuivre.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le schéma de la figure 1 comporte un élément producteur de chaleur, T_3 , et un élément thermosensible, T_2 . Leurs boîtiers se trouvent reliés par un pont thermique, constitué par le fil de cuivre dont il vient d'être question. Le courant de collecteur de T_2 doit être fonction de la différence de température entre le milieu ambiant et le boîtier. Il faut donc éliminer l'effet de la température ambiante, et cela est possible grâce à T_1 , non relié au pont thermique, et utilisé comme référence.

Si T_1 et T_2 se trouvent à une même température, et si leurs bases se trouvent reliées ensemble, ils véhiculent, en principe, des courants de collecteur identiques. Mais si on ajuste convenablement R_2 , le courant de collecteur de T_2 , et la chute de tension sur R_4 , pourront être suffisamment faibles, pour que la base de T_4 reçoive la tension de 0,7 V environ, qui est nécessaire pour rendre

conducteur ce transistor. Or, T_4 sert à polariser T_3 dont la résistance d'émetteur a été choisie de façon que T_3 dissipe une puissance de 450 mW environ. C'est un peu plus que le fabricant n'autorise, en absence de radiateur, mais le pont thermique possède, précisément, une fonction accessoire de radiateur, si bien que l'échauffement ne devient nullement excessif.

Dès que T_3 se trouve polarisé par T_4 , la chaleur de dissipation se trouve transmise, par le pont thermique, sur le boîtier de T_2 dont le courant de collecteur va ainsi augmenter lentement. Au bout d'une durée de l'ordre de la minute, cette intensité de collecteur sera suffisante pour que T_3 approche de la saturation, et le

courant de collecteur de T_4 va diminuer. Comme cela implique une augmentation de l'intensité passant par la résistance de réaction, le courant de collecteur de T_2 subit un accroissement supplémentaire, et on observe un basculement, suivi de la saturation complète de T_2 , et du blocage de T_3 , T_4 . Le générateur de chaleur se trouvant ainsi arrêté, T_2 va refroidir, jusqu'à ce qu'il ait basculé en sens inverse, etc.

Si la température ambiante évolue pendant le fonctionnement du multivibrateur, elle affecte simultanément tous les transistors du montage. Elle modifie donc la tension de base de T_1 de la même façon que le seuil de base de T_2 , si bien qu'il y a compensation. Le fonctionnement du

multivibrateur ne pourrait donc souffrir que d'une variation très rapide de la température ambiante, car, du fait de la masse métallique du pont thermique, les constantes de temps thermiques sont légèrement différentes, pour T_1 et T_2 .

RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

Lors des premières expériences, le pont thermique avait été constitué par du fil de cuivre de 0,8 mm de diamètre. On en avait enroulé trois spires sur le boîtier de chacun des transistors, puis on avait torsadé les extrémités de chaque enroulement, de façon à serrer les spires sur les boîtiers.

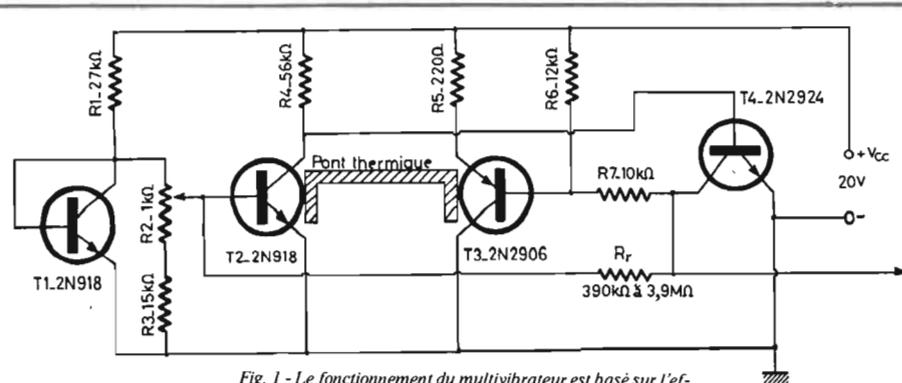


Fig. 1 - Le fonctionnement du multivibrateur est basé sur l'effet de température d'un transistor au silicium.

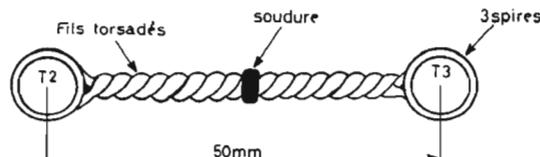


Fig. 2 - Le pont thermique est constitué par fil de cuivre enroulé sur les boîtiers des transistors.

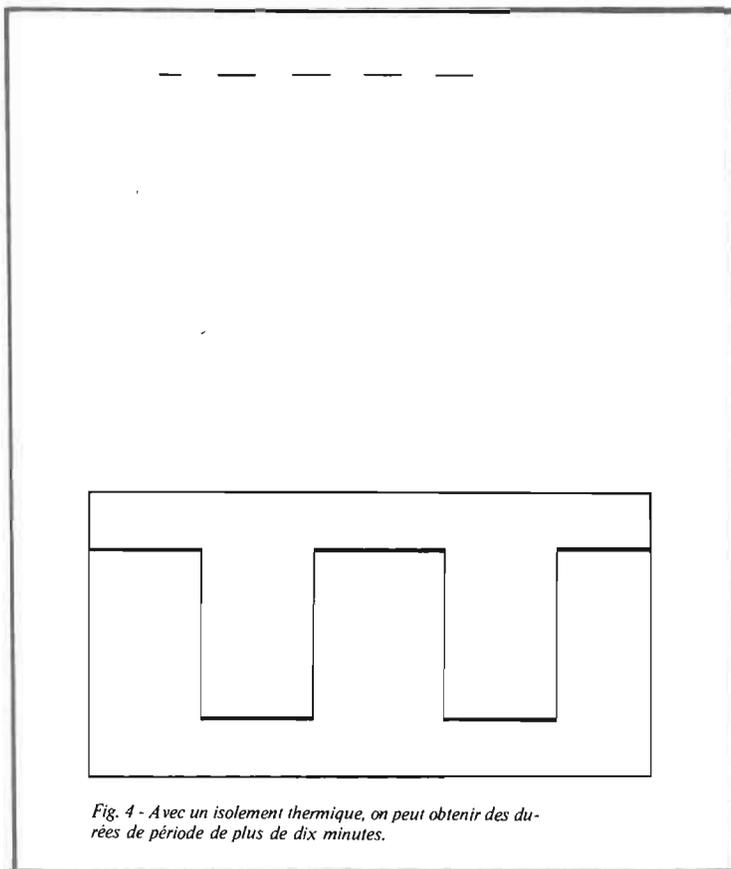


Fig. 4 - Avec un isolement thermique, on peut obtenir des durées de période de plus de dix minutes.

Finalement, les deux fils torsadés de chaque transistor avaient été coupés à 25 mm environ du boîtier, et les deux extrémités avaient été soudées ensemble, de façon à obtenir une distance entre boîtiers de 50 mm environ. La figure 2 illustre cette réalisation du pont thermique. Pour éviter tout problème d'isolement, on a avantage à utiliser, pour T_2 , un transistor dont le boîtier est isolé des trois électrodes. Par contre, T_3 pourra être un type dont le collecteur est relié au boîtier, car cela implique une bonne transmission de la chaleur de dissipation.

Le fonctionnement du multivibrateur est illustré, dans la figure 3, par des enregistrements graphiques, obtenus avec une vitesse de défilement du papier de 40 secondes par subdivision. La figure 4a montre un exemple de fonctionnement symétrique, la durée d'une période étant de 70 secondes environ. Ce type de fonctionnement ne peut être obtenu qu'après ajustage convenable de R_2 . De part et d'autre de cet ajustage, on observe un fonctionnement soit inférieur, soit supérieur à 1 (fig. 3b et 3c), et on constate que la période devient d'autant plus longue que le rapport cyclique s'écarte plus de l'unité.

Alors que les expériences précédentes correspondent à une ré-

sistance de réaction $R_r = 3,9 M\Omega$, la figure 3d montre qu'on obtient une tension de sortie de forme légèrement trapézoïdale, quand on omet totalement cette résistance. Le basculement est alors de nature purement thermique, donc plus lent. Cependant, cette disposition possède l'avantage qu'il rend impossible tout déclenchement intempestif du multivibrateur. Un tel phénomène peut arriver, lorsqu'on utilise une résistance R_r , notamment du fait des perturbations qu'on observe en milieu industriel. Pour éliminer l'effet de telles perturbations, il suffit de découpler, vers la masse, les collecteurs de T_2 et de T_4 , et ce par des capacités de l'ordre du microfarad.

Un fonctionnement quasi-sinusoïdal, tel qu'il est illustré par la figure 3e, peut être obtenu quand, tout en omettant R_r , on insère, dans la connexion de base de T_4 , une résistance (100 à 200 $k\Omega$) telle que le gain de la boucle thermo-électrique devient voisin de l'unité. Cependant, aucune régulation n'étant prévue, la stabilité de l'amplitude laisse quelque peu à désirer, et on observe une certaine influence de la température ambiante.

La fréquence des oscillations peut être diminuée quand on augmente l'hystérésis de la bascule T_2 , T_4 , en réduisant R_r . Cepen-

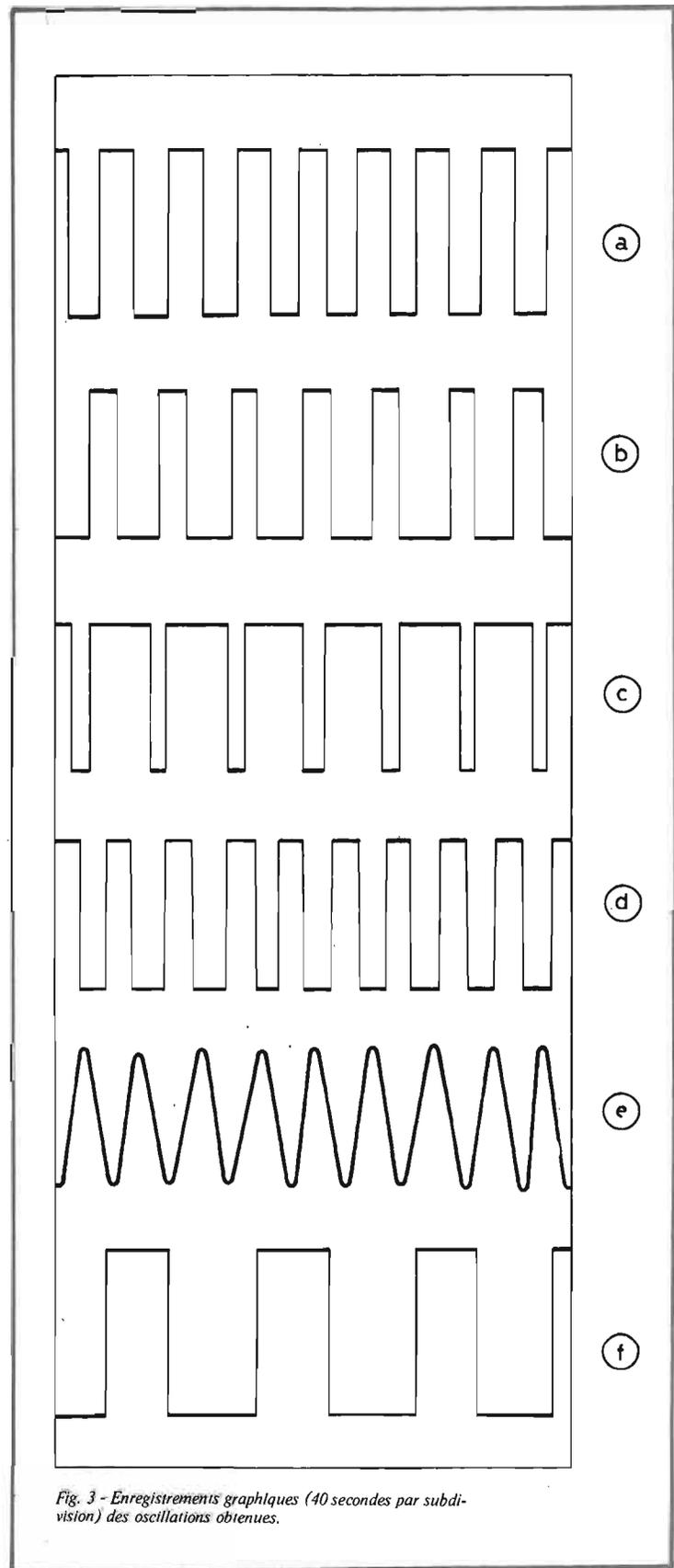
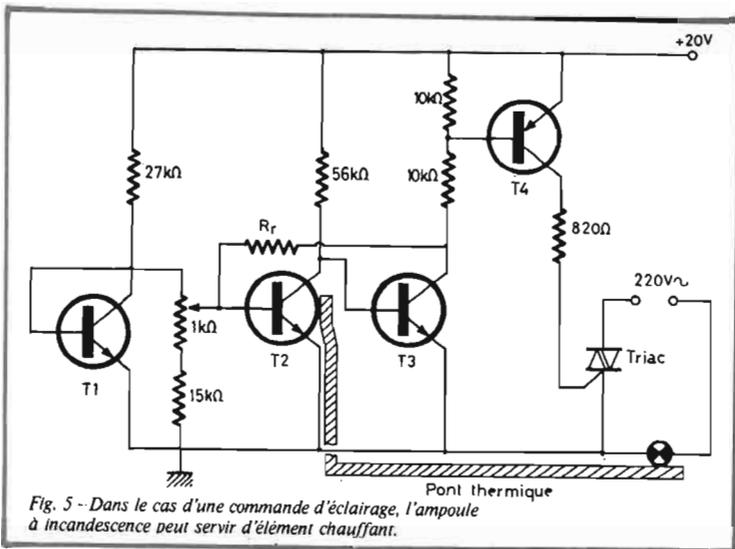


Fig. 3 - Enregistrements graphiques (40 secondes par subdivision) des oscillations obtenues.

dant, on est limité, dans cette voie, par l'écart maximal de température qu'il est possible d'obtenir sur le boîtier de T_2 . Pour cette raison, le multivibrateur cesse de fonctionner, quand on utilise, pour R_r , une valeur inférieure à 350 $k\Omega$ environ. Avec R_r

= 390 $k\Omega$, on a obtenu l'enregistrement de la figure 3f, correspondant à une durée de période de plus de 2,5 minutes.

Si on veut obtenir des fréquences encore plus basses, il convient d'augmenter la capacité du pont thermique. Une expérience a été



tentée avec un fil de 1,2 mm de diamètre et d'une longueur de 15 cm, plié en méandre, et inséré,

par soudure, dans le pont thermique de la figure 2. Toutefois, un tel pont implique de fortes pertes

de chaleur vers le milieu ambiant. Pour obtenir un fonctionnement correct, on doit donc prévoir un isolement thermique. Pour cela, on peut faire appel au polystyrène expansé, tel qu'il est couramment utilisé pour des emballages. On prépare le pont thermique, on le soude sur les deux ligatures des transistors. Puis, on creuse une petite plaque (épaisseur 10 à 20 mm) de polystyrène de façon à obtenir des évidements pouvant recevoir T₂ et le pont thermique, et ce en s'arrangeant pour que T₃ reste tout juste hors de l'isolement. Le travail d'usinage peut facilement se faire au fer à souder qui fait fondre très rapidement le polystyrène. Après avoir posé les composants dans les évidements,

on pose, par dessus, une deuxième plaque isolante, et pour maintenir les deux plaques ensemble, on entoure le tout d'un ruban adhésif.

Le fonctionnement du multivibrateur ainsi obtenu est illustré par la figure 4. L'enregistrement a été pris avec une vitesse de déroulement de 2 minutes par subdivision. La durée d'une période est donc voisine de 13 minutes. Des durées encore plus grandes peuvent être obtenues en augmentant à la fois le diamètre et la longueur du pont thermique. Si les pertes de chaleur deviennent alors trop importantes, on peut utiliser un transistor de puissance comme élément chauffant.

APPLICATIONS A L'ÉCLAIRAGE

Souvent, on a besoin d'un multivibrateur de très basse fréquence pour des applications telles qu'un éclairage intermittent d'un panneau de publicité, ou encore pour un « simulateur de présence », destiné à empêcher, par dissuasion, des visites nocturnes indésirables dans une maison inoccupée. Cela consiste à éclairer une pièce de l'immeuble de façon permanente, pendant la nuit, ou pendant une partie de la nuit, tandis que dans deux ou trois autres pièces, un multivibrateur allume, de temps en temps, une ampoule pendant quelques minutes. La figure 5 montre que l'élément chauffant peut alors être constitué par l'ampoule commandée. Le pont thermique peut alors être soudé directement sur le « culot » de cette ampoule.

Si on veut que le dispositif ne fonctionne que la nuit, il suffit de connecter une photorésistance, bien éclairée par la lumière du jour, mais non pas par celle de l'ampoule commandée, entre base et émetteur de T₄. Enfin, pour couper le simulateur vers minuit - sauf, éventuellement, une veilleuse dans une chambre d'enfant, - on peut se servir d'un émetteur local de radiodiffusion, capté par un petit récepteur qui transforme la porteuse de cet émetteur en un signal de commande pour l'installation. Quand les émissions s'arrêtent, la porteuse se trouve coupée, et il sera facile de s'arranger pour qu'il en soit de même pour le multivibrateur thermique.

H. SCHREIBER

No 1486 - Page 253

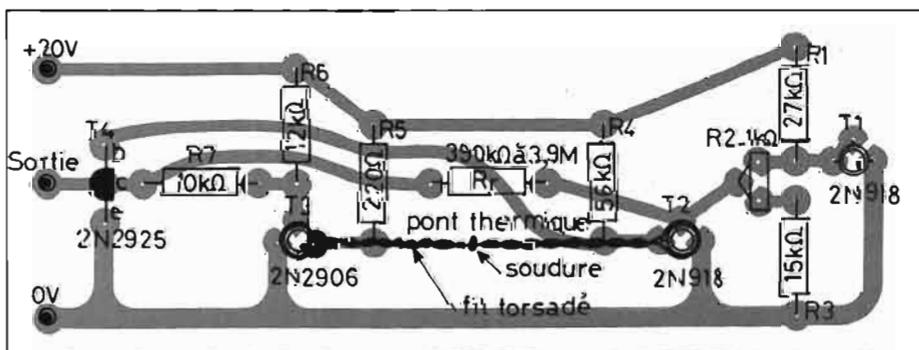
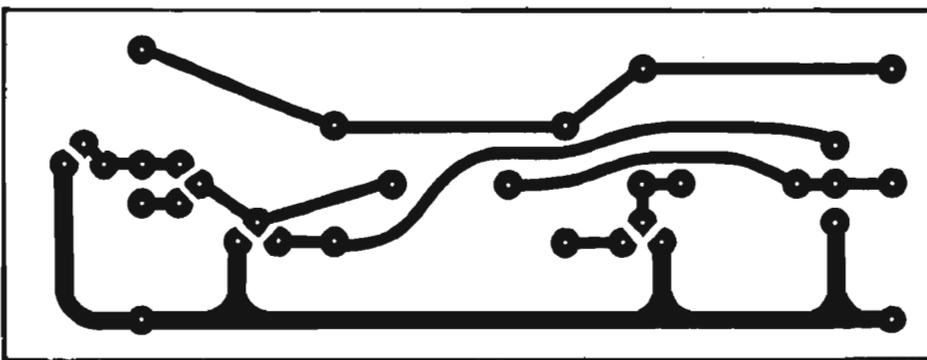
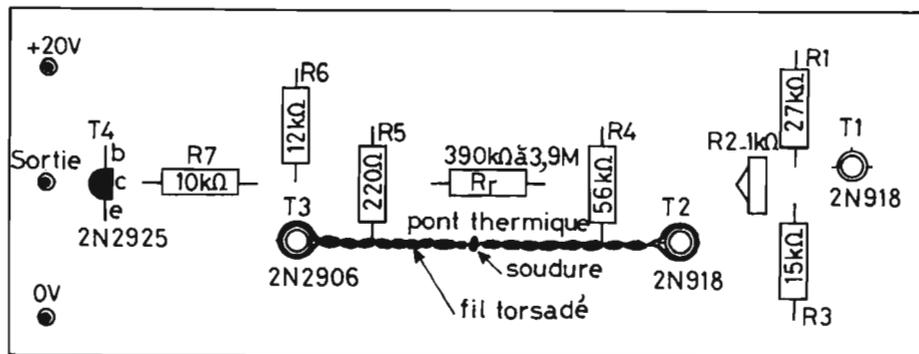


Fig. 6 - Réalisation.

L'ALLUMAGE ELECTRONIQUE

HEATHKIT



CP 1060

L nous a paru intéressant d'analyser un allumage électronique pour voiture du côté performances propres, comparées à un dispositif classique. Le CP1060 élimine une grande partie des inconvénients de ces derniers, il est du type à décharge capacitive qui peut être monté indifféremment sur tous les véhicules de série, en conservant le montage d'origine, et par simple commutation il peut se substituer à celui-ci ou encore revenir au montage initial.

Les performances sont bien supérieures aux systèmes traditionnels, la réalisation à partir du kit est à la portée de personnes ne possédant pas d'expérience, mais susceptible de suivre pas à pas la notice de montage.

AVANTAGES DUS A L'ALLUMAGE ELECTRONIQUE

Dans le dispositif classique à trois éléments, rupteur, bobine et condensateur, nous sommes limités d'une part par le rupteur, d'autre part par la bobine. Le rupteur est un dispositif dont le réglage doit être assuré fréquemment, le courant important d'extra rupture amène l'usure de ses contacts, enfin, à haut régime, il est sujet à des rebondissements qui provoquent des allumages indésirables, pouvant perturber le fonctionnement du moteur.

La bobine elle, délivre une THT à son secondaire dont la valeur est inversement proportion-

nelle au régime moteur ; de 40 kV à 1500 t/mn elle peut descendre à 15 kV à 6000 t/mn, ce qui n'est pas le but recherché.

L'allumage électronique, ainsi que nous l'avons indiqué dans l'article paru dans le H.-P. 1351, permet d'éliminer bon nombre des défauts des dispositifs classiques.

Le rupteur délivre toujours l'information déclenchant l'allumage, mais il n'a plus à supporter le courant d'extra rupture, son écartement n'est plus à ajuster, sa durée de vie est prolongée jusqu'à parfois 50 000 km, et l'électronique permet de s'affranchir de ses rebondissements.

Le seul réglage reste le calage initial de l'avance, qui ne peut disparaître, et qu'il est sage de réali-

ser tous les 5 ou 10 000 km selon la procédure que nous avons détaillée dans le H.-P. 1374 page 275.

La valeur de la THT devient pratiquement indépendante du régime moteur, ce qui assure un allumage correct à haut ou très haut régime ; enfin il est possible d'obtenir l'allumage avec une tension batterie très basse, dans certains cas égale à U/2.

Nous pouvons donc mettre à l'actif de l'allumage électronique un meilleur fonctionnement du moteur, qui se traduit dans la pratique par une mise en route facile à basse température, une combustion complète du mélange air-esence lors des reprises où la pompe de reprise du carburateur gave le moteur, ainsi que la tenue du

regime de vitesse de rotation maximal sans perturbations ni limitations.

MESURE DES PERFORMANCES

Avant d'installer le CP1060 sur véhicule, nous avons procédé à quelques essais permettant de définir les limites pratiques d'utilisation.

Afin de vérifier la possibilité d'emploi sur n'importe quel véhicule, nous avons associé l'allumage à trois bobines, une française Ducellier, allemande Boch, italienne Marelli.

L'allumage à décharge capacitaire délivre une impulsion de 400 V dans le primaire de la bobine, qui provoque un arc au secondaire de 15 mm. La valeur atteinte, selon la bobine utilisée a été mesurée avec un voltmètre THT, elle varie entre 39 et 42 kV.

Le rupteur a été remplacé par un transistor 2N3055 fonctionnant en régime saturé ou bloqué, commandé directement de façon quelque peu barbare par un générateur basse fréquence délivrant des signaux sinusoïdaux d'amplitude élevée (fig. 1).

Le circuit d'allumage délivre des impulsions jusqu'à 450 Hz, quelle que soit la bobine utilisée, ce qui correspond à un allumage correct jusqu'à plus de 12 000 t/mn sur un moteur 4 cylindres 4 temps, 9 000 t/mn sur un 6 cylindres, 6 750 t/mn sur un 8 cylindres, avec une tension de 12 V.

Le tableau I donne un résumé des fréquences d'allumage pour tous les moteurs 4 temps de 1 à 12 cylindres, et 2 temps de 1 à 4 cylindres, sur lequel la limite maximale de fonctionnement de l'allumeur CP1060 est reportée, avec un régime allant jusqu'à 12 000 t/mn.

Nous voyons que les possibilités couvrent largement les besoins de toutes les voitures de tourisme et de sport de cylindrée moyenne, il est rare de rencontrer des moteurs 4 cylindres tournant à 12 000 t/mn, par contre le CM1060 ne peut convenir pour une Ferrari 12 cylindres, car son régime ne pourrait dépasser 4 500 t/mn.

Les moteurs à 4 temps nécessitent un allumage tous les deux tours pour chaque cylindre, alors que les moteurs 2 temps ont un cycle d'allumage à chaque tour pour chaque cylindre.

La tension délivrée par le cir-

cuit électronique reste sensiblement constante tout au long de la plage d'utilisation, la variation relevée est située entre 405 V à 5 Hz et 380 V à 450 Hz, pour une tension nominale de 13,5 V.

Pour 7,5 V alimentation, l'impulsion atteint encore 230 V, pour 6 V, 200 V, l'arc au secondaire de la bobine jaillit pour une distance de 1 cm entre les bornes de l'éclateur réglable, la THT est de 27 kV. Ces conditions sont celles que l'on peut rencontrer avec une batterie de 12 V complètement déchargée, et dans ce cas l'allumage est encore assuré.

Si le véhicule ne comporte pas de manivelle pour le démarrage manuel, en le poussant et en passant la deuxième vitesse, le moteur peut démarrer.

INSTALLATION

L'allumage est logé dans un bloc parallélépipédique de faible

encombrement, qui se fixe en trois points à un emplacement libre dans le compartiment moteur, à l'aide de vis parker. Les câbles de raccordements sont munis de barrettes que l'on fixe sur les bornes de la bobine en conservant le câblage d'origine à l'aide de la visserie fournie (fig. 2) et sans qu'il soit nécessaire de le transformer. Heathkit a prévu un inverseur sur l'allumage qui commute, une fois celui-ci installé, soit le bloc électronique soit le système classique, ce qui permet en cas de défaillance éventuelle du CP1060 de continuer à rouler en utilisant le montage conventionnel que l'on aura conservé.

Si le véhicule est muni d'un compte tours électronique, selon le type employé il sera peut-être nécessaire de l'adapter à ce genre d'allumage, en consultant les informations détaillées données à ce sujet dans la notice, selon le point de prise de l'information et le circuit utilisé dans celui-là.

EXAMEN DES CIRCUITS (fig. 3)

L'allumage à décharge capacitive a été décrit de façon très détaillée dans les H.-P. n° 1351, 1355, 1360 et 1392. Un oscillateur dont la sortie est redressée charge à une valeur élevée de l'ordre de 400 V, un condensateur. Lorsque le rupteur s'ouvre, il provoque l'amorçage d'un thyristor disposé en série avec le condensateur, et celui-ci se décharge dans le primaire de la bobine, la THT jaillit au secondaire, et via le distributeur, est envoyée sur la bougie.

Le schéma est représenté en circuits en fonctionnement, la touche inversion est sur allumeur électronique. Le 12 V est appliqué sur les transistors Q1-Q2 qui constituent avec le transformateur T1 l'oscillateur travaillant à une fréquence d'environ 2 kHz. T1 est bobiné sur tore, un blinda-

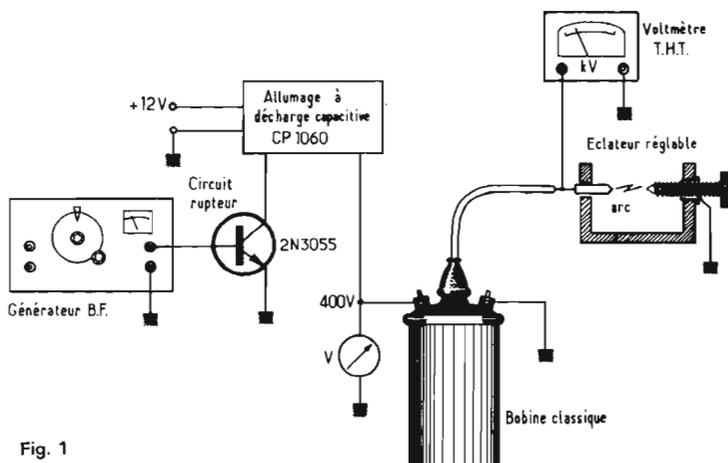


Fig. 1

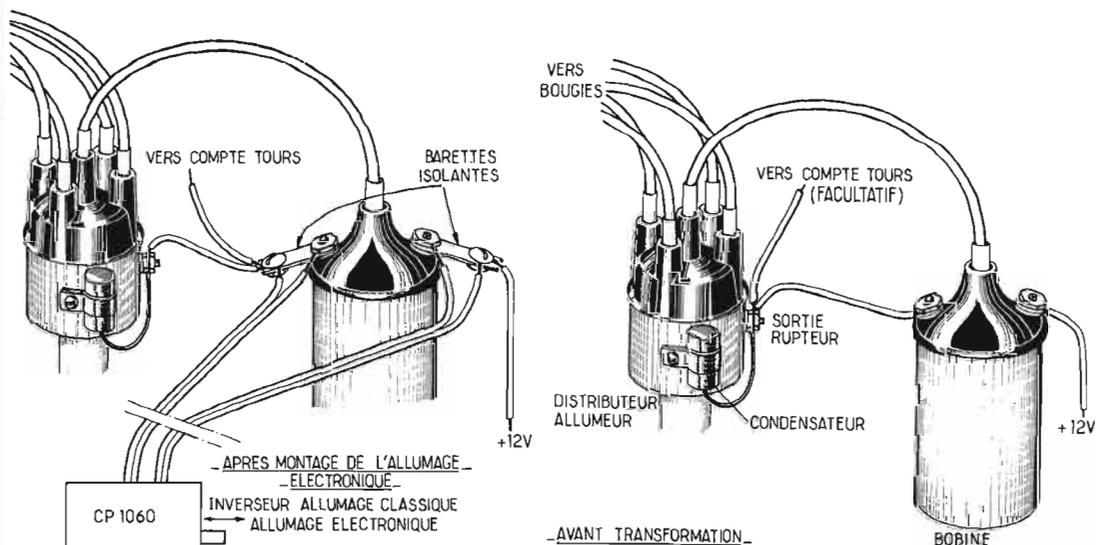


Fig. 2

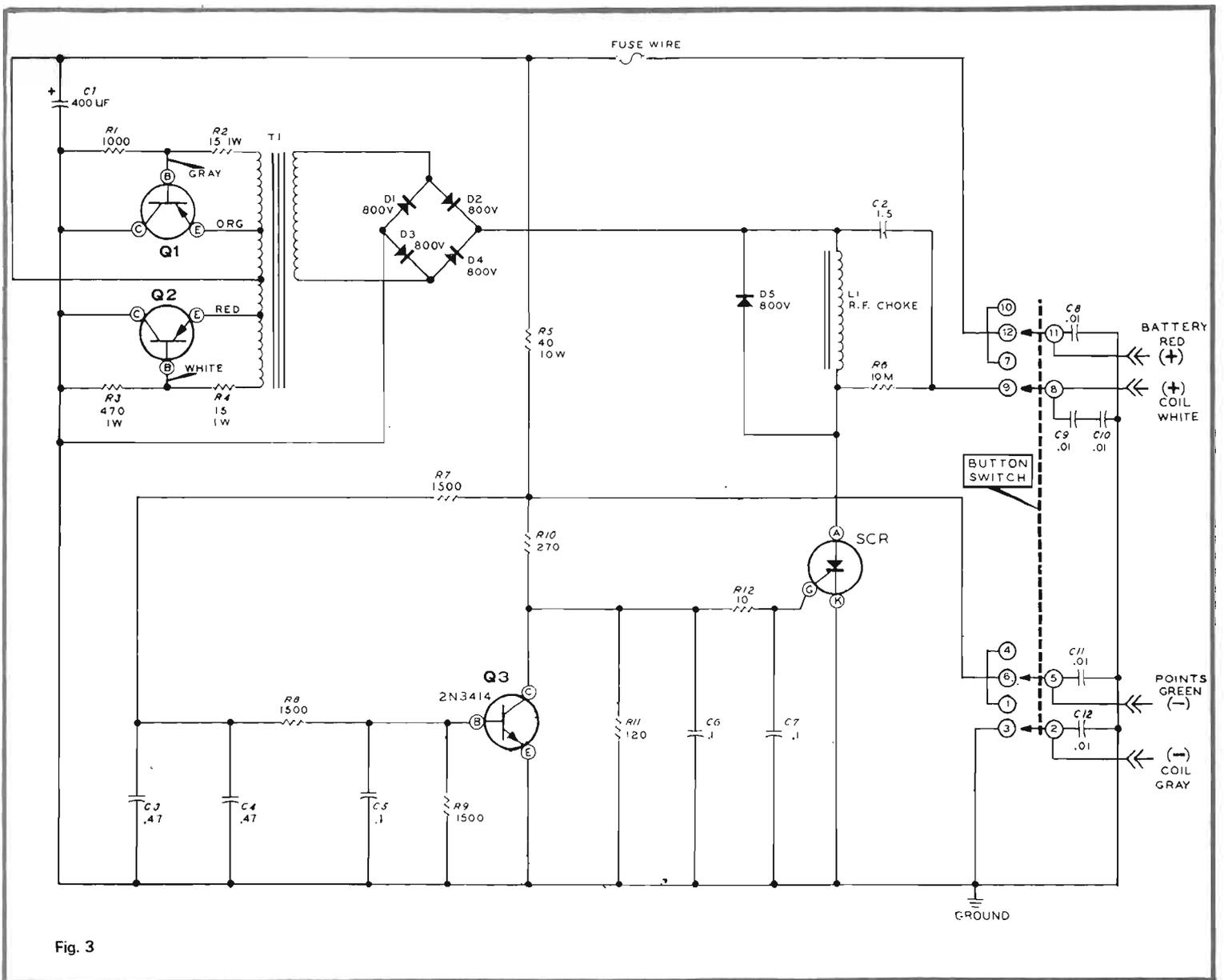


Fig. 3

TABLEAU I		Nombre d'étincelles fournies par l'allumeur chaque seconde											
		Cycle à 4 temps						Cycle à deux temps					
Nombre de cylindres		1	2	3	4	6	8	12	1	2	3	4	
Régime moteur t/mn	Hz												
500	8,33	4,16	8,33	12,5	16,66	25	33,33	50	8,33	16,66	25	33,33	
600	10	5	10	15	20	30	40	60	10	20	30	40	
750	12,5	6,25	12,5	18,75	25	37,5	50	75	12,5	25	37,5	50	
1 000	16,66	8,33	16,66	25	33,33	50	66,66	100	16,66	33,33	50	66,66	
1 200	20	10	20	30	40	60	80	120	20	40	60	80	
1 500	25	12,5	25	37,5	50	75	100	150	25	50	75	100	
3 000	50	25	50	75	100	150	200	300	50	100	150	200	
4 500	75	37,5	75	100	150	225	300	450	75	150	215	300	
6 000	100	50	100	150	200	300	400	600	100	200	300	400	
7 500	125	62,5	125	187,5	250	375	500	750	125	250	375	500	
9 000	150	75	150	200	300	450	600	900	150	300	450	600	
12 000	200	100	200	300	400	600	800	1 200	200	400	600	800	

ge l'entoure, réduisant les rayonnements parasites à une valeur très faible. La tension alternative recueillie au secondaire de TI est redressée par un pont de diodes, elle charge à 400 V le condensateur C2, et se retrouve via les points 9-8 au point chaud du primaire de la bobine.

A l'ouverture du rupteur, raccordé aux points 5 et 2, le thyristor conduit, sa gate n'est plus à la masse à travers R10-R12, à cet instant. C2 se décharge brutalement dans le primaire de la bobine à la masse par le thyristor, ce qui provoque son blocage pendant cette phase du fonctionnement. C2 se décharge de 400 V à 0 en 2 μ s environ.

A la fermeture du rupteur, l'ensemble C2, thyristor et primaire de la bobine forment un circuit résonnant qui maintient le champ magnétique dans le circuit pendant la durée du cycle d'allumage et s'amortit progressivement. Pendant l'alternance négative de cette oscillation, le thyristor se bloque, mais l'énergie continue à se dissiper à travers le transistor Q3, passant lorsque le thyristor se bloque. Lorsque C2 est complètement déchargé, Q3 se bloque, et un nouveau cycle d'allumage peut se produire, l'oscillateur se remet en route dès que Q3 se bloque.

CONCLUSION

L'allumage électronique CP1060 peut être installé sur n'importe quel véhicule, auquel il apporte une tension constante d'allumage, et améliore les démarrages par temps froid ou humide. Il est possible de noter une économie sur la consommation de carburant, de l'ordre de quelques % qui est due à une bonne combustion du mélange, et limite le temps pendant lequel l'accélérateur est à fond de course lors des reprises. Dans ce cas, il est prouvé que le mélange absorbé est utilisé complètement pour la propulsion, à l'inverse du résultat obtenu à l'aide d'un allumeur conventionnel. De plus, la durée de vie des bougies et du rupteur peut atteindre près de 50 000 km.

J.B.

CE synthétiseur musical est disponible chez **Magnetic France** qui l'importe. Il est fabriqué par Webo Electronics C° à Passatempo (Italie).

Le synthétiseur Welson a la présentation habituelle de ce genre d'appareils. C'est, évidemment, aussi un instrument monodique possédant un clavier à trois intervalles d'octaves donc à 37 touches et un grand nombre de boutons et curseurs de potentiomètres rectilignes, permettant au compositeur ou à l'improvisateur de faire varier le mode d'expression des notes jouées sur le clavier.

Le modèle Syntex possède les caractéristiques que l'on attend d'un appareil de ce genre, mais elles sont particulièrement avantageuses, nombreuses et pratiques à être mises en œuvre pour atteindre le but recherché.

Voici les principaux circuits mis à la disposition des utilisateurs :

Clavier : 37 touches blanches et noires.

Oscillateur BF : deux. L'oscillateur 1 possède quatre piétages 32' - 16' - 8' - 4' avec chacun à VC

individuel. Commande PITCH (hauteur) avec \pm demi-ton, commande de vibrato, indicateur de modulation avec lampe rouge à lumière pulsée.

L'oscillateur 2 : 4 piétages (16', 8', 4', 2'), commandé d'accord de plus d'une octave entière, commande d'intensité de vibrato, modulation avec lampe pulsée.

Un oscillateur TBF : (sub-audio) pour moduler les oscillateurs BF.

Ce troisième oscillateur donne des signaux modulant des formes suivantes : triangulaires et rectangulaires avec commande de fréquence de 1 à 50 Hz. Il peut moduler l'oscillateur 1 ou l'oscillateur 2 à l'aide de poussoirs.

Il peut aussi agir sur le filtre VCF (à commande par une tension) et sur l'amplificateur VCA (à commande par une tension).

Générateur d'enveloppes : Permet l'attaque, le sustain et l'extinction.

VCF : filtre commandé par une tension : Deux commandes : fréquence de coupure et facteur Q de qualité du circuit. Il peut être commandé par l'oscillateur 3, par

la profondeur. Modulation avec lampe témoin rouge.

VCA : amplificateur commandé par une tension. Commandable par l'oscillateur 3, réglage général de volume, poussoir pour le VC initial avec interrupteur et lampe témoin ; modulation avec témoin à lampe rouge.

Glissando : poussoir avec lampe témoin ; réglage de la vitesse.

Musique : bouton poussoir avec lampe clignotante.

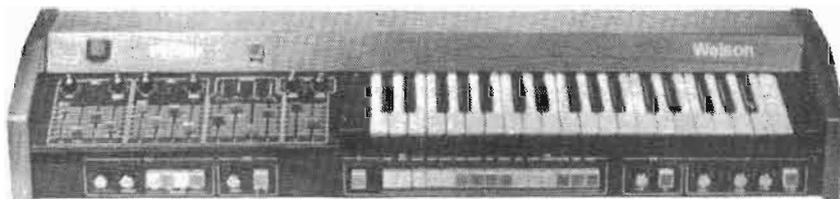
Arrêt-lecteur : bouton poussoir avec lampe témoin.

Préréglages : position marche avec lampe témoin rouge. Il y a 15 poussoirs contacteurs permettant les imitations de timbre suivantes : flute, trombone, cornet, haut-bois, clarinettes basses, harpe, wha wha, accordéon, instruments à cordes, xylophone, guitare-basse, épinette, fuzz, etc.

Générateur de bruit (souffle) : avec commutateurs de « couleur » : bruit « blanc » et « rose » et VC.

Sorties : deux : haute à 1,5 V crête à crête et basse, à 50 mV crête à crête. Poids 14 kg. Dimensions 100 x 30 x 16 cm. Accessoires facultatifs.

LE SYNTHETISEUR WELSON



pour compositeurs et musiciens

MODULE AMPLIFICATEUR

4,5 W

1 MD

KN 12



à circuit intégré

LES kits IMD sont désormais connus des amateurs. Il s'agit de petits montages simples destinés aux étudiants, débutants ou amateurs qui désirent se familiariser avec l'électronique. En conséquence la liste de ces kits ne comporte pas d'appareils qui relèvent du domaine de la mesure ou du domaine professionnel. En revanche, l'amateur qui désire s'initier à l'électronique trouvera tout ce qu'il faut pour cela.

En effet, ces kits comprennent toutes les pièces détachées nécessaires à la réalisation proposée et un circuit imprimé entièrement préparé et percé. Le côté initiation n'est pas délaissé pour autant et le kit comprend une notice explicative complète et détaillée que nous vous livrons afin que vous puissiez juger.

Le succès remporté par la première série de kits, a poussé la firme IMD à étudier une nouvelle série de kits dont l'amplificateur de puissance à circuit intégré KN 12, que nous vous présentons. Cet amplificateur peut être précédé d'un correcteur de tonalité KN 14 (qui fait l'objet d'une

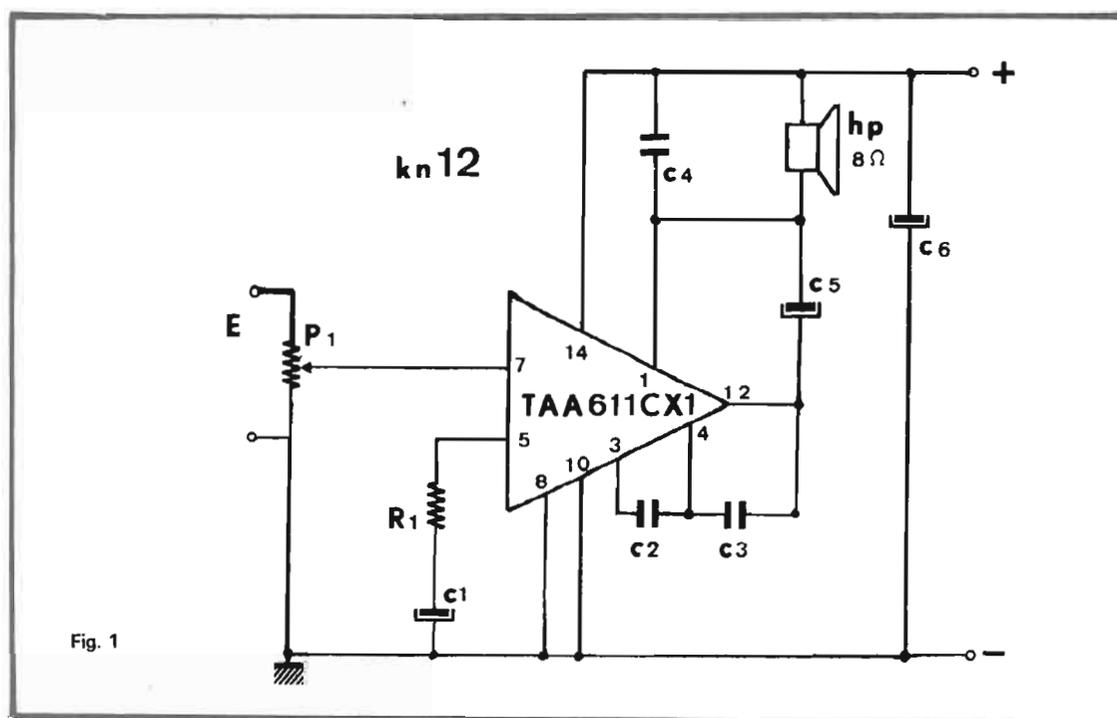
description dans l'ELECTRONIQUE PRATIQUE de janvier) et d'un préamplificateur RIAA afin de pouvoir réaliser le cas échéant un ensemble complet.

Avec le kit KN 12 vous pour-

rez réaliser très simplement un module amplificateur de 4,5 W musical. Ce module pourra être alimenté sur piles ou bien par l'intermédiaire d'une alimentation secteur.

A l'aide de deux modules on peut constituer une installation stéréophonique destinée à reproduire les sons des canaux droit et gauche.

Suivant la source de modula-



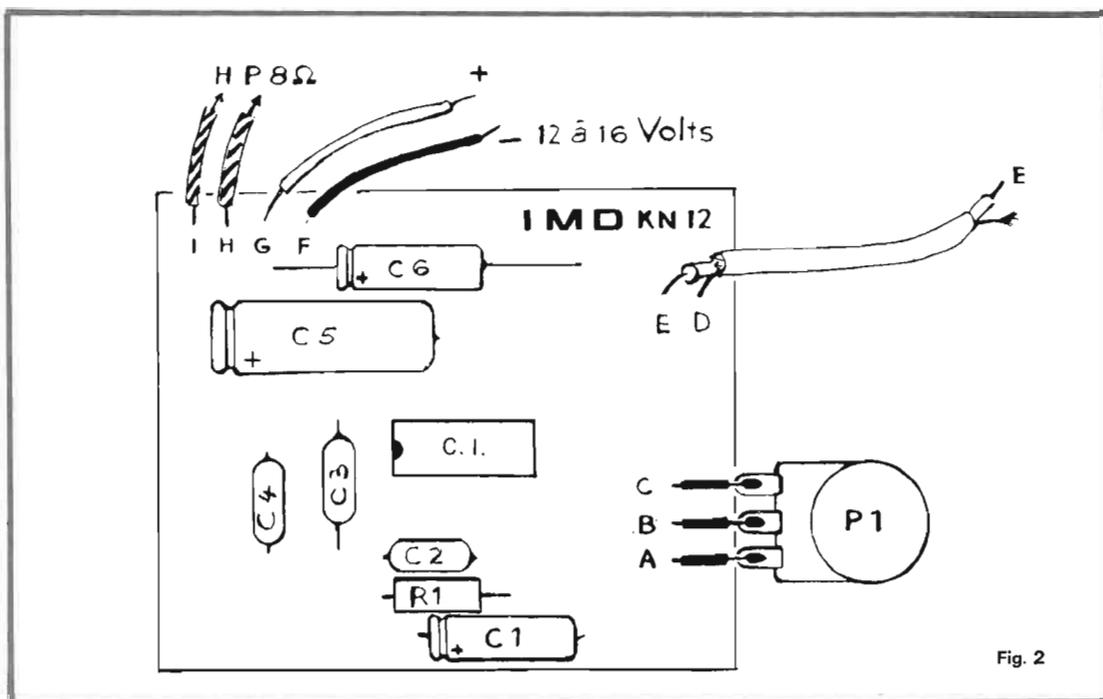


Fig. 2

tion utilisée (PU cristal, PU magnétique, tuner, microphone) il conviendra de faire précéder ce module amplificateur, d'un module préamplificateur et d'un module correcteur de tonalité.

LE FONCTIONNEMENT

Dans le kit KN 12, vous trouverez tous les composants nécessaires au montage de ce module amplificateur. Cette opération s'effectuera dans les meilleures conditions de facilité grâce au circuit imprimé sur lequel ont été représentés (côte isolant) les composants.

Ce plan de câblage ne constitue pas pour autant le « vrai schéma » celui de principe, il est en conséquence opportun avant d'entreprendre le montage des éléments de détailler le fonctionnement du montage à partir du schéma de principe de la figure 1.

Le cœur du montage fait appel à un circuit intégré TAA611 Cx1, ou équivalent. Ce dernier se présente sous la forme d'un boîtier rectangulaire.

Le boîtier proprement dit comporte 14 bornes de sortie repérées à l'aide de chiffres de 1 à 14. Dans notre cas précis d'utilisation du circuit intégré toutes les broches ou bornes ne sont pas utilisées.

Comme on peut le constater très peu de composants sont utilisés grâce à la technologie des circuits intégrés. On appelle alors les composants associés au circuit intégré les composants « discrets ».

L'entrée du module amplificateur s'effectue au niveau du potentiomètre P1 de réglage de volume. Les tensions BF provenant de la source de modulation sont en conséquence appliquées aux bornes du potentiomètre P1. Prélévées au niveau du curseur de ce dernier, ces tensions sont injectées à l'entrée du circuit intégré, en l'occurrence la borne 7.

La cellule série R1/C1 et les condensateurs C2, C3 et C4 permettent d'introduire diverses contre-réactions nécessaires au bon fonctionnement du montage et cela par l'intermédiaire des bornes de sorties prévues à cet effet.

Le condensateur C5 d'importante valeur permet de disposer de la puissance de sortie en raccordant le haut-parleur vis-à-vis de la ligne positive d'alimentation.

L'alimentation de ce circuit intégré, comportant un grand nombre de transistors, est réalisée au niveau des bornes (8) et (10) pour le moins et (14) pour le plus sous une tension de 13,5 à 16 V environ suivant le mode d'alimentation piles ou secteur.

LE MONTAGE

Pour le montage nous vous conseillons de vous servir d'un fer à souder « stylo » de 40 à 50 W et de la soudure incluse dans l'emballage.

Avant d'effectuer toute opération de soudure, il faudra, prendre soin de détailler tous les éléments

constitutifs à l'aide de la liste des composants, et notamment veiller à la distribution des couleurs des résistances et aux polarités de certains condensateurs.

Arrivé à ce stade, on pourra passer à l'insertion des éléments un à un sur la plaquette en commençant par la résistance et les condensateurs. Il suffira pour cela de se reporter à la figure 2 du montage.

Parmi toutes les possibilités, une méthode pratique consiste à implanter un élément, à couper ses connexions de sortie au ras du circuit imprimé et à effectuer de suite l'opération de soudure. Ces éléments seront de préférence montés à plat sur la plaquette, mais il sera parfois nécessaire en fonction de leur encombrement de les placer verticalement sans difficulté.

Les composants passifs soudés, on procèdera au montage du circuit intégré dont on aura pris soin d'éventuellement couper les bornes de sortie non utilisées (2) (6) (9) (11) et (13). On veillera scrupuleusement aux repérages de ces bornes en orientant le méplat du boîtier vers le haut.

Pour les éléments extérieurs au montage, on utilisera de préférence du fil souple de différentes couleurs en prenant soin de toujours attribuer à la ligne positive d'alimentation un fil de couleur rouge et à la ligne négative un fil de couleur bleue afin d'éviter toute inversion de polarité « destructible ».

Une fois l'insertion des compo-

sants terminée on effectuera les diverses liaisons vers le potentiomètre P1 en reliant le curseur au point (B) et les extrémités en (A) et (C).

En (D) et (E) on connectera un fil blindé pour la liaison avec la source de modulation.

Au point (I) et (H) on établira la liaison vers le haut-parleur d'une impédance de 8 ohms environ. Il ne restera plus alors qu'à souder le fil rouge d'alimentation positive en (G) et le fil bleu d'alimentation négative en (F).

Avant de mettre sous tension le montage, on vérifiera la continuité du circuit et on s'assurera qu'aucune goutte de soudure trop généreuse ne provoque de courts-circuits accidentels.

L'UTILISATION

Une fois monté, on raccordera le module à la source de modulation choisie ou bien aux modules préamplificateur et correcteur de tonalité.

On branchera alors l'alimentation qui peut être constituée de trois piles de 4,5 V montées en série et l'on tournera à fond vers la droite le potentiomètre de niveau P1.

La puissance de sortie maximale dépend évidemment de la source de modulation. Si l'amplificateur est trop faible, il convient de faire précéder le montage du module préamplificateur.

LISTE DES COMPOSANTS

CIRCUIT IMPRIME

- R1 = 27 Ω (rouge, violet, noir)
- C1 = 47 μ F/6 V
- C2 = 47 à 50 pF 12 V ou plus —
- C3 = 180 pF
- C4 = 0,1 μ F (100 000 pF) 25 V
- C5 = 500 μ F —
- C6 = 100 μ F/25 V
- IC = TAA611 CX1 TDA 1045 ou équivalent
- PI = potentiomètre 22 k Ω variation log.
 - 20 cm de fil bleu
 - 20 cm de fil rouge
 - soudure
 - 30 cm fil couleur indifférente
 - 10 cm fil blindé 1 conducteur.

Unité d'amplification

80 / 100 W.

RIM ELA - MINI-SYSTEM

NOUS avons eu l'occasion de décrire en plusieurs étapes tous les modules RIM destinés à la constitution de l'ensemble universel Ela Mini-System.

La firme allemande Rim est désormais connue des lecteurs. La diversité des modules disponibles montés, ou bien sous la forme séduisante de kits, permet en fait à l'amateur d'adopter pour la constitution de son ensemble les modules de son choix. Dans ces conditions, l'amateur n'aura pas à faire l'acquisition des modules qui ne correspondent pas à son application envisagée.

Parmi ces modules citons un préamplificateur RIAA, un préamplificateur microphonique, un correcteur de tonalité, un préamplificateur de vumètre, un amplificateur de puissance. La firme Rim vient maintenant de compléter sa gamme en proposant une unité d'amplification pouvant délivrer 80 à 100 W eff.

La particularité de ce module réside sur l'utilisation d'un tout nouveau circuit intégré de puissance, le TA8651A.

PRESENTATION

L'appareil se présente sous la forme d'un « rack » dont les dimensions concordent avec la découpe des bâtis de la table universelle de mixage Ela-Mini-System. Le rack en question mesure 480 mm de long et 133 mm de hauteur afin de permettre son insertion aisée.

La face avant se résume à la présentation du très large et imposant radiateur noir mat sur lequel apparaissent les deux transistors de puissance faisant partie intégrante de l'alimentation.

De part et d'autre du rack deux poignées à côté desquelles les fusibles de protection de l'alimentation symétrique, le fusible secteur, le témoin lumineux et le contacteur de mise en service apparaissent.

La face arrière du module présente le transformateur d'alimentation qui occupe une place importante en raison de ces dimensions largement calculées afin de tirer le meilleur parti de la puissance.

Deux condensateurs de filtrage de 10 000 μ F occupent à peu près la même place tandis que les éléments nécessaires à l'élaboration de l'alimentation et les composants « discrets » associés au circuit intégré prennent place sur un circuit imprimé monté sur des entretoises.

La présentation de ce module reste tout aussi soignée que les précédents et s'inscrit dans le cadre d'une réalisation de grande qualité.

Bien entendu, la face avant est en aluminium brossé et satiné, ce qui confère au module le plus bel aspect professionnel.

CARACTERISTIQUES

Unité d'amplification, alimentation incorporée, impédance d'entrée ≥ 18 k Ω .

Puissance de sortie : 600 mV pour 80 W eff sur 4 Ω , 700 mV pour 60 W eff sur 8 Ω .

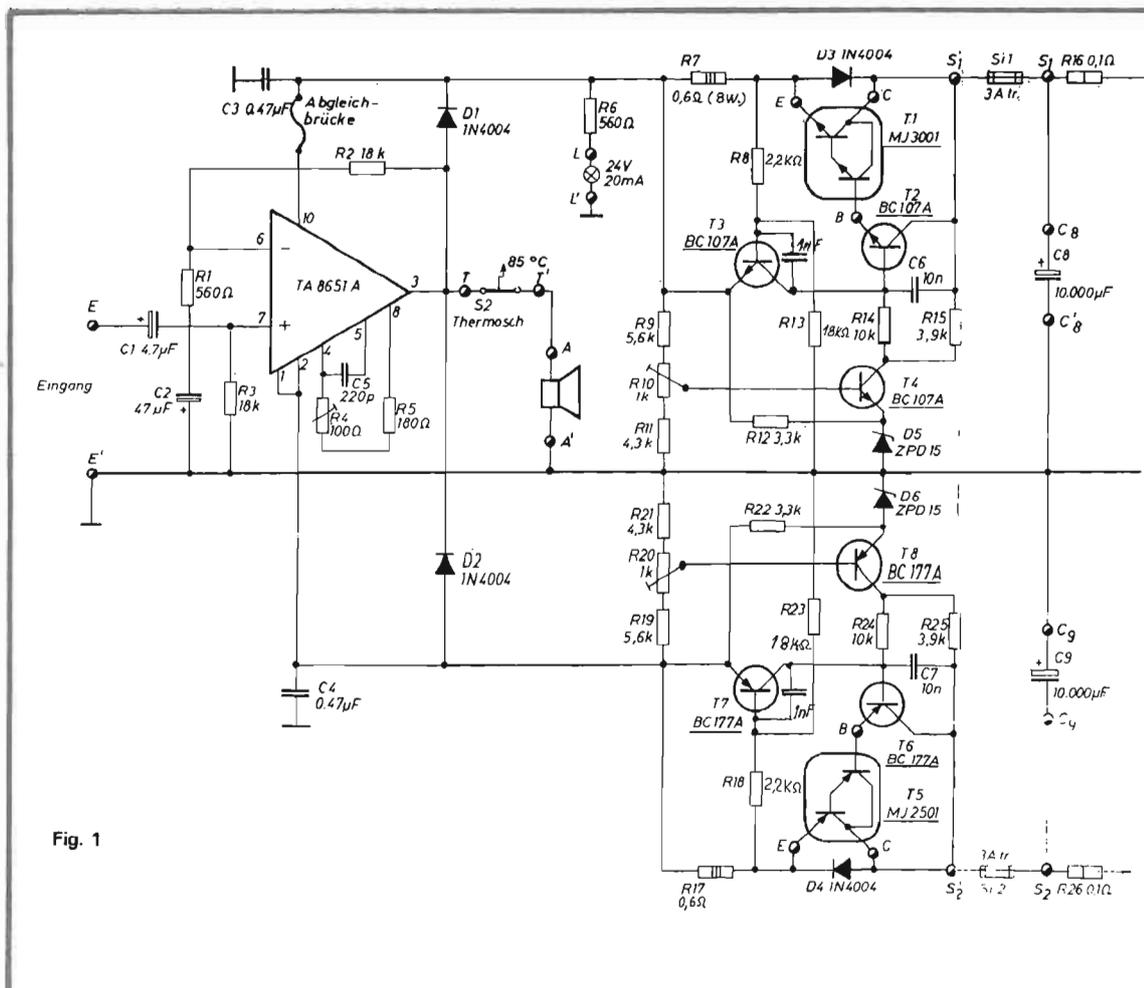
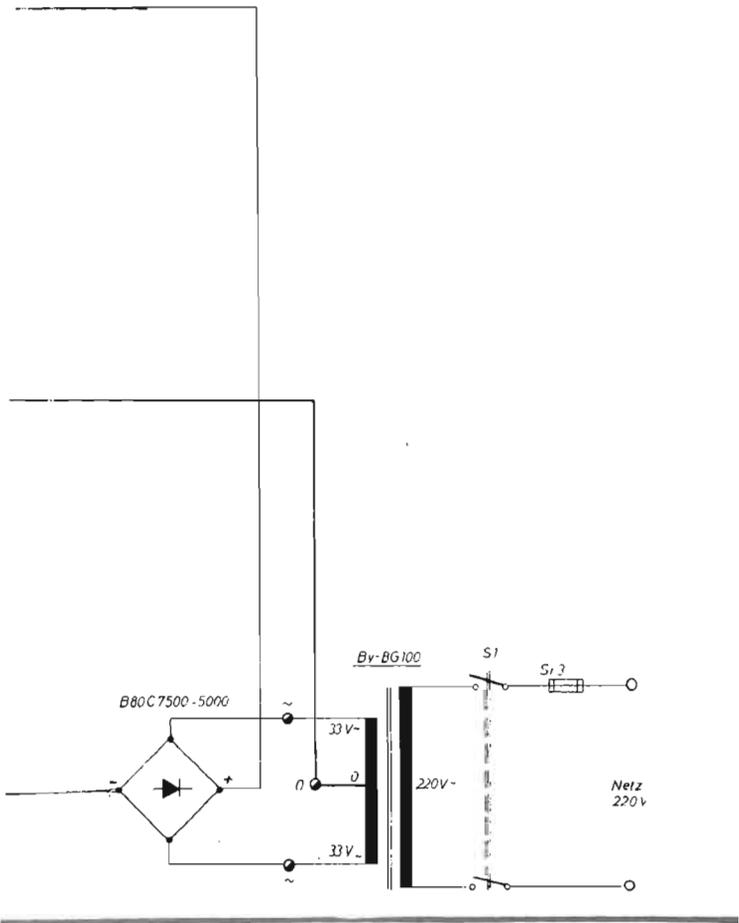
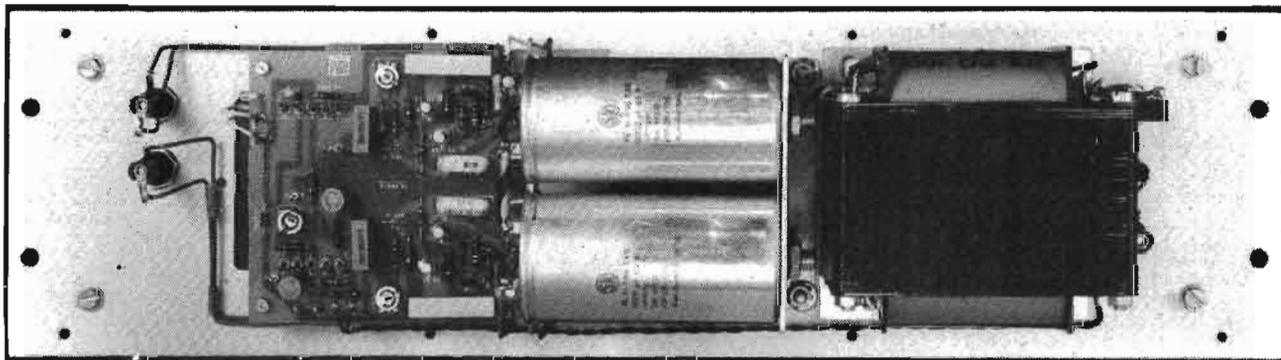
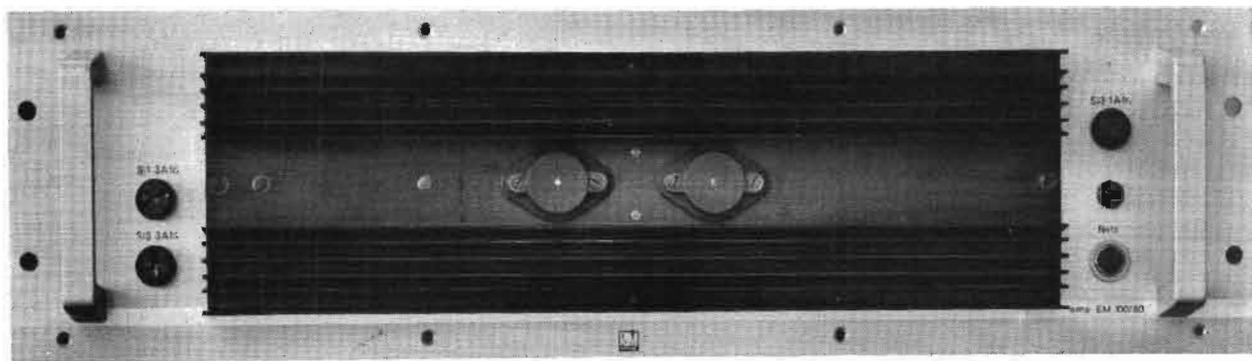


Fig. 1



Réponse en fréquence : 5 Hz à 30 kHz à -1 dB.
 Bande passante : 5 Hz à 28 kHz à -3 dB.
 Distorsion harmonique : 0,3 % à 1 kHz ; $< 0,5$ % à 10 kHz ; $< 0,5$ % à 100 Hz.
 Equipé d'un circuit intégré.
 Protection thermique automatique.
 Alimentation symétrique régulée.
 Présentation rack.
 Dimensions 480 x 133 x 133 mm.

LE SCHEMA DE PRINCIPE

La figure 1 présente le schéma de principe général du module. Ce schéma peut être scindé en deux parties distinctes à savoir le circuit intégré et ses composants et l'alimentation symétrique.

Le circuit intégré est symbolisé par un triangle dont nous connaissons désormais la fonction mais qui en fait n'a rien à voir avec un boîtier Dual In Line. En effet ce circuit intégré se présente sous la forme d'un boîtier de 60 x 20 mm de dimensions et qui renferme comme il se doit plusieurs transistors dont deux de puissance.

La figure 2 présente la structure interne du circuit intégré qui révèle une conception technologi-

que et association désormais connues de neuf transistors, avec entrée différentielle, transistors complémentaires de déphasage et transistors de sortie push-pull.

Sur le schéma de principe, on retrouve en conséquence les composants discrets destinés à appliquer les diverses contre-réaction nécessaires au bon fonctionnement de l'amplificateur.

Les signaux BF sont appliqués sur la borne 3 par l'intermédiaire de l'unique condensateur de liaison destiné à couper l'éventuelle composante continue qui risquerait d'être appliquée à l'entrée.

La sortie s'effectue sans condensateur de liaison sur la borne 3. Un dispositif thermique évite la destruction du circuit intégré en cas de court-circuits accidentels. Cette disposition améliore considérablement la réponse aux très basses fréquences et est rendue possible grâce à l'utilisation d'une alimentation symétrique.

Cette dernière comporte un ballast et sur chaque section des transistors Darlington intégrés type MJ3001 et MJ2501.

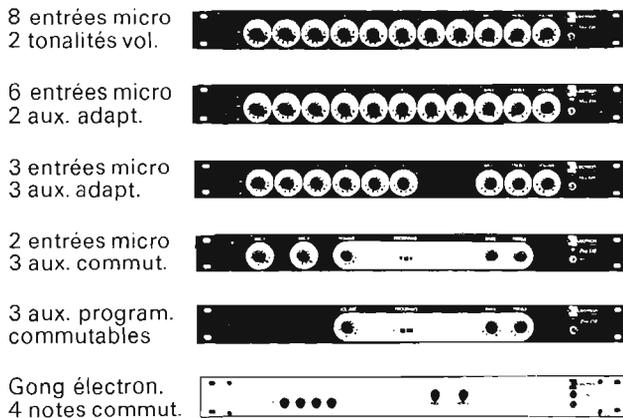
Le transformateur d'alimentation délivre deux fois 33 V sous une importante intensité. Un redressement double alternance à l'aide d'un pont de diodes suivi

ELECTRON MARRÉ

LA TECHNIQUE LA PLUS EVOLUEE
AUX MEILLEURS PRIX EUROPEENS

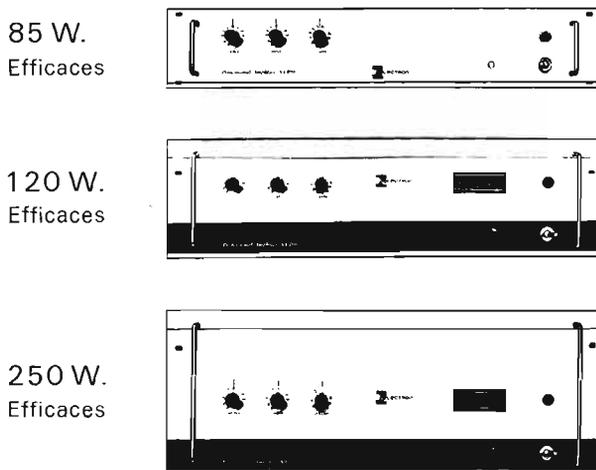
A CHAQUE PROBLEME SON PREAMPLI

5 modèles dont 4 à entrées auxiliaires interchangeables et adaptables à toute nouvelle source de modulation. 2 sorties à 0,75V et 1,5V-système "compresseur" micro-coupe musique automatique avant appel prises fiches din-stand. 19"-haut: 45cm prof.: 18cm disponible également: gong 4 notes-reverb-lecteurs cartouche simple et double-cross-over-égalizer table de mixage-ampli stéréo-enceintes-discothèques



A CHAQUE PREAMPLI SON AMPLI

5 modèles jusqu'à 380W. musique-protection électronique-indicateur de surcharge-haute fiabilité-avec ou sans double tonalité-atténuateur volume à plots-multi impédances et ligne 100V. stand 19" en 2-3-4 unités-coffret-rack



DOCUMENTATION ET TARIF SUR DEMANDE

FRANCE: SONOR-IMPORT, 28/30 rue Mousset Robert
75012 PARIS - Tél. (1) 628 24 24

C.I.P.R.E. 14 rue Saint Lazare - LYON 7 - Tél. (69) 69 42 80

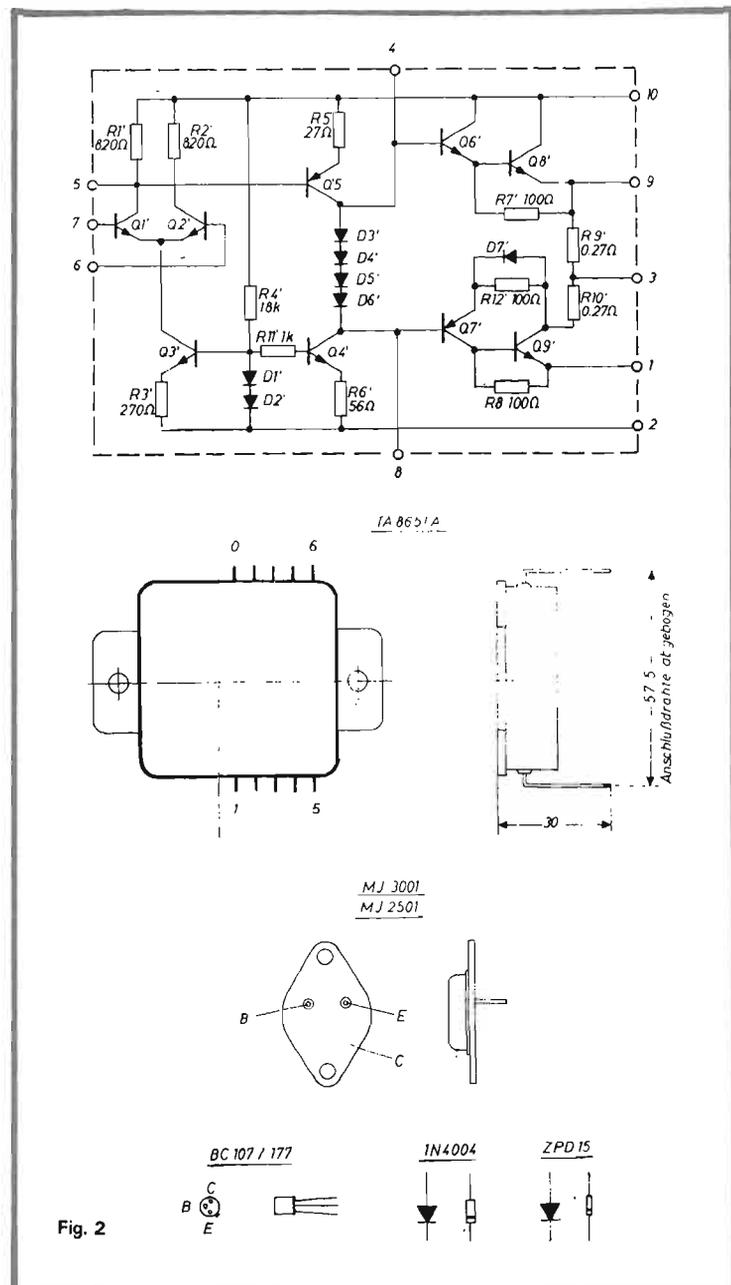
HOLLAND: RED STAR ELECTRONICS. Van Galenstraat 5 - 's GRAVENHAGE

BELGIQUE: ANEX s.r.l., Kwaadstraat 1 - 9791 ELSEGEM

GRECE: ANCO S.A., 87 Solonos str. - ATHENS 143

ALLEMAGNE: ALL AKUSTIK, Isernhagener Str. 29 - 3 HANNOVER

ITALIE: ELETTOACUSTICA PROFESSIONALE
8, via C. Targa - 16124 GENOVA (Italie)



d'un très énergique filtrage a été retenu.

La section régulatrice fait appel à trois transistors et une diode Zener de référence. Les transistors Darlington sont montés en ballast. Toutes les protections sont prises si bien quelles que soient les fluctuations du secteur ou bien les contraintes de la charge de la tension de sortie ne varie pas.

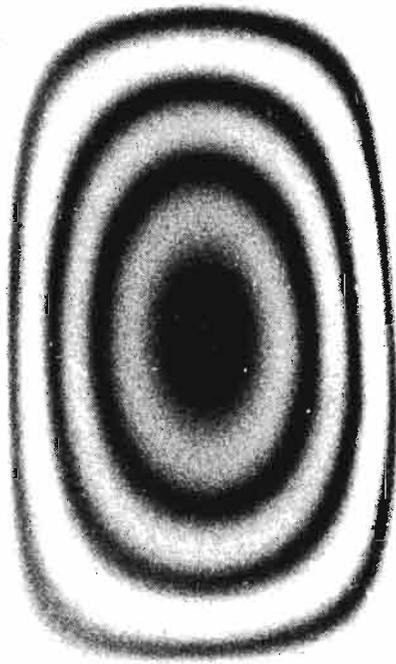
Le travail de l'amateur se résume en conséquence aux montages des principaux éléments mécaniques et à l'insertion des composants sur le circuit imprimé.

CONCLUSION

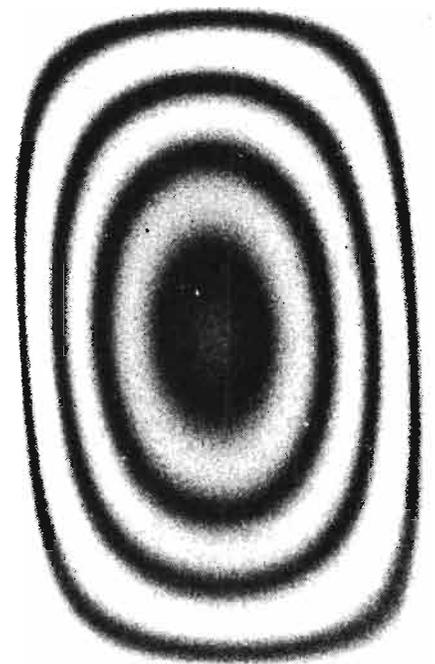
Les modules Rim sont connus pour leur sérieux et cet unité d'amplification reste d'une fabrication irréprochable. Beaucoup de formations musicales hésitaient à utiliser des amplificateurs de puissance à transistors en raison de leur fiabilité, préférant les amplificateurs à tube. La technologie des circuits intégrés confère désormais une fiabilité indiscutable.

MONTAGE

L'appareil est disponible tout monté ou bien en kit. La version en kit est accompagnée d'un fascicule agrémenté de nombreux croquis. Comme il est d'usage le circuit imprimé est fourni entièrement préparé percé et sérigraphié.



LES LASERS



Marc FERRETTI

l'interféromètre de rectitude

L'INTERFEROMETRE de rectitude est une véritable règle droite étalon de très haute précision, permettant de contrôler l'alignement, des machines-outils par exemple, avec une précision relative supérieure à 0,001 %. Ainsi, l'interféromètre Hewlett-Packard atteint une précision de 0,4 micron par mètre de déplacement sur une portée de 30 mètres.

Cet interféromètre est disponible en deux versions : un instrument de petite portée, qui a une résolution de 0,01 micron et mesure la rectitude pour des dépla-

cements de 3 mètres, et un instrument de grande portée (30 mètres) et qui mesure la rectitude avec une résolution de 0,1 micron.

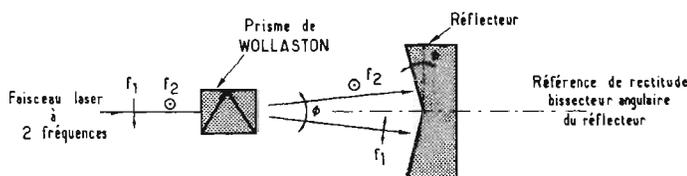
Dans les deux versions, la précision de la règle (0,4 micron par mètre de déplacement) peut être améliorée par une technique de double mesure : une seconde mesure est faite avec la règle retournée, de telle manière qu'elle soit dirigée dans la direction opposée à celle de la première mesure. En faisant la moyenne des deux mesures, l'erreur de l'interféromètre peut alors être réduite.

**AU CŒUR
DE L'INTERFEROMETRE,
UN PRISME
DE WOLLASTON ET
UN REFLECTEUR**

L'appareil est constitué d'un prisme de Wollaston, séparant le rayon incident, et d'un réflecteur, composé de deux miroirs plans, assemblés de façon rigide, et formant, entre eux, un angle égal à l'angle de divergence du prisme de Wollaston (fig. 1). Le réflecteur

est monté sur une surface fixe dont l'axe est aligné avec l'axe de coordonnées dont on mesure la rectitude ; le prisme est placé sur le chariot se déplaçant le long de l'axe mesuré.

On utilise, comme dans tout interféromètre servant aux mesures de déplacement, (*) un laser dont la fréquence est dédoublée par effet Zeeman, lié à l'action d'un champ magnétique sur l'émission lumineuse. Les deux fréquences sont séparées après passage dans le prisme de Wollaston, puis elles se réfléchissent sur les deux miroirs plans ; enfin elles



Principe de l'interféromètre de rectitude Hewlett-Packard. Le prisme de Wollaston est éclairé par la lumière émise par un laser à deux fréquences f_1 et f_2 , polarisées. En sortie du prisme, ces deux fréquences sont séparées en deux rayons divergents. Cette séparation est liée à l'indice de réfraction du prisme, qui est différent pour les deux plans de polarisation des deux fréquences.

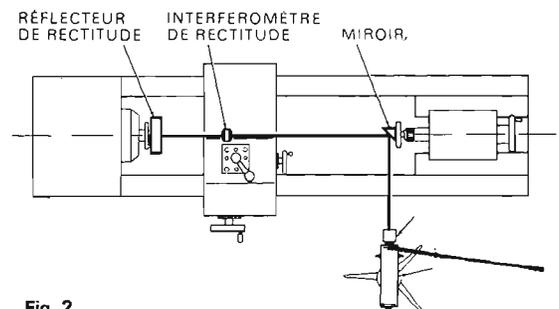


Fig. 2

retournent vers le prisme de Wollaston qui les recombine en un unique rayon.

C'est alors que se produit l'interférence entre ces deux rayons, au sein même du prisme : le rayon retournant vers le laser contient une information relative à la différence des chemins optiques parcourus par les deux rayons qui interfèrent.

Si le prisme de Wollaston se déplace parallèlement au plan bissecteur du réflecteur, les deux chemins optiques varieront, mais la différence entre ces chemins ne changera pas. Par contre, lorsque le prisme se déplace dans une autre direction, la différence de chemins optiques variera. Le manque de rectitude sera alors mesuré par une différence de chemin optique.

L'axe du plan bissecteur représente la règle droite étalon, le long de laquelle la mesure de rectitude par interféromètre est effectuée.

Quant à la rectitude de l'axe de l'interféromètre, elle dépend de la différence de planéité des deux miroirs utilisés dans le réflecteur : si l'un des miroirs n'est pas parfaitement plan, l'un des chemins optiques serait très légèrement su-

périeur à l'autre et l'interféromètre interpréterait cet écart comme un manque de rectitude du déplacement. L'interféromètre de rectitude compte, par conséquent, sur la planéité des miroirs du réflecteur pour sa référence de rectitude.

POUR LES MACHINES-OUTILS

La précision géométrique d'une machine-outil est aussi importante que la précision du transducteur le long de chaque axe. L'interféromètre de rectitude permet de réaliser l'étalonnage de la géométrie d'un système à coordonnées, comprenant aussi bien la perpendicularité que le parallélisme.

Par exemple, le défaut de parallélisme entre l'axe d'une poupée

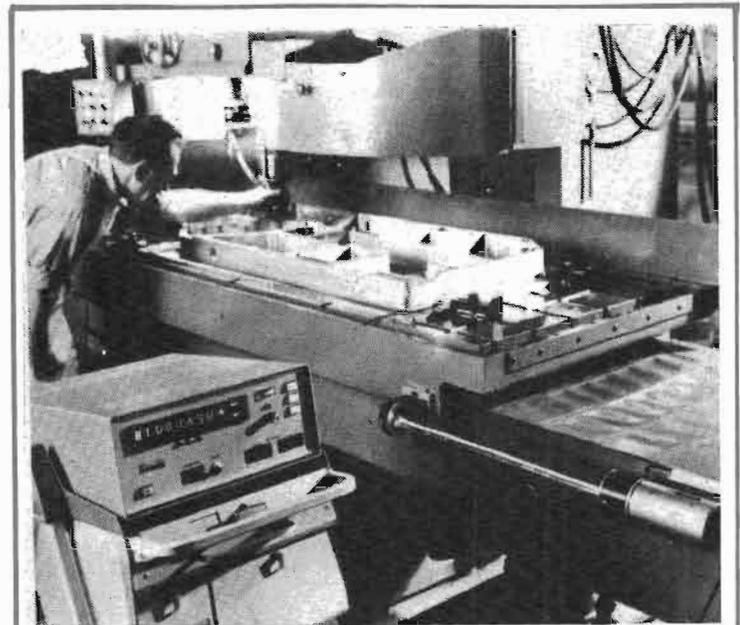


Photo 1 : Le laser améliore la productivité des machines-outils (Cliché Pilkington Perkin-Elmer).

de tour et l'axe de déplacement d'un chariot peut être mesuré très facilement en plaçant le réflecteur dans le mandrin de la poupée et en effectuant une rotation de 180° de celui-ci entre deux étalonnages (fig. 2). L'équerrage est me-

suré en ajoutant un prisme étalon à 90°, à la « règle étalon » que constitue le plan bissecteur du réflecteur : par exemple, chez Hewlett-Packard, un « pentaprisme » fournit une déflexion de 90°, à 1 seconde d'arc près.

Des mesures similaires peuvent être effectuées sur toute autre machine-outil, telle que la fraiseuse plane de la figure 3. Dans ce cas, le réflecteur de rectitude est monté sur la table et l'interféromètre de rectitude placé dans la poupée.

Cet interféromètre peut être utilisé de façon plus efficace en l'associant à une calculatrice ; des programmes de calculs ont été développés pour application en métrologie : l'un d'eux calcule, et trace sur table traçante, la rectitude, le parallélisme, l'équerrage ; le traitement des données et le tracé des courbes s'effectuent ainsi en quelques secondes.

Marc FERRETTI

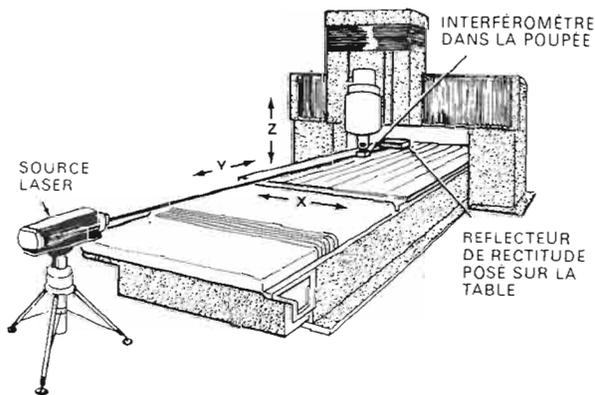


Fig. 3 a

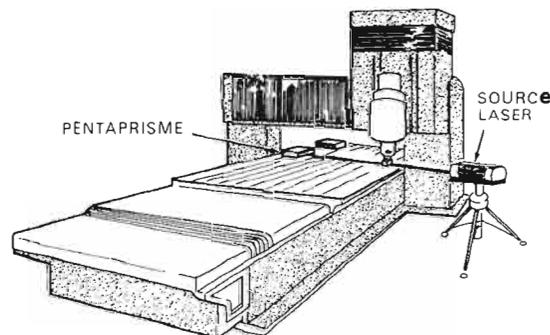
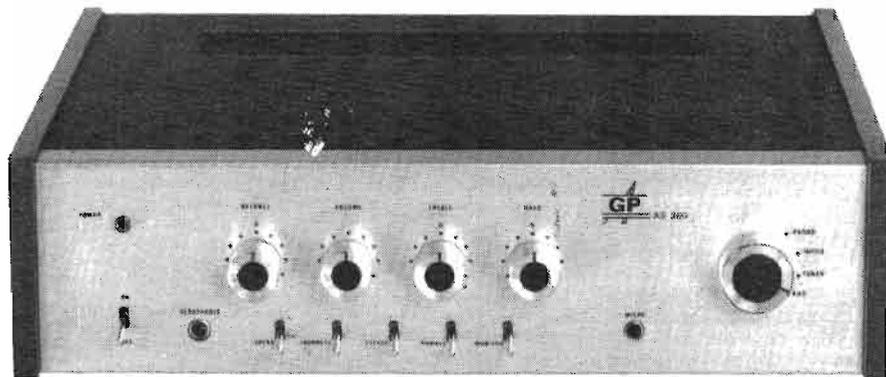


Fig. 3 b

* On se reportera avec intérêt aux articles consacrés à ce sujet et parus, dans le Haut-Parleur, au cours des deux derniers mois.

L'AMPLIFICATEUR STEREO



AS 260 GP ELECTRONIQUE

NOUS avons eu l'occasion de décrire dans ces mêmes colonnes l'amplificateur GP AS230 que nous avons remarqué pour son rapport qualité prix particulièrement intéressant. Le modèle AS260 constitue la version sophistiquée de l'AS230. Sa puissance de sortie devient beaucoup plus importante (2 x 30 W efi) c'est dire qu'il peut constituer le maillon principal d'une chaîne Hi-Fi de qualité — qui plus est, grâce à une fabrication entièrement française son prix d'achat s'inscrit dans des limites très raisonnables.

La conception de ce modèle de présentation et de dimensions identiques à l'AS230 reste conforme à celles qui a précédé à la création des modèles moins puissants, c'est-à-dire mise en œuvre d'une technologie classique, emploi de composants de qualité assurant une grande fiabilité.

PRESENTATION

La présentation de l'AS260 ne cède en rien à la fantaisie mais répond essentiellement aux exigen-

ces de la clientèle qui se portent sur l'association très réussie bois-métal.

La face avant est en aluminium satiné noir ou blanc, le capot en toile givrée et les flasques en bois (placage en noyer d'Amérique).

Sur la face avant toutes les inscriptions apparaissent en sérigraphie, ce qui facilite les réglages.

Les commandes regroupées sur la face avant sont judicieusement placées. Le constructeur a conservé des potentiomètres rotatifs afin de conférer un caractère professionnel à l'ensemble.

La partie inférieure est réservée aux contacteurs du type à clé très agréables à manœuvrer.

En plus des réglages classiques, la face avant comporte une prise casque (8 à 600 Ω) et une prise microphone.

Le monitoring est commutable à l'avant par une entrée indépendante à l'arrière. Une commutation « ambiophonique » en façade (pour travailler sur deux ou quatre haut-parleurs) permet d'agrémenter l'écoute par un effet sonore spatial.

Un filtre anti-rumble permet d'éliminer les bruits parasites

éventuellement générés par la platine tourne-disque. La correction physiologique ou Loudness commutable par clé autorise une écoute à bas niveau plus contrastée, reproduisant la totalité des graves et des aigus.

Sur la face arrière sont très accessibles les divers fusibles de protection et les prises de raccordement aux normes DIN.

Caractéristiques techniques

Puissance : 2 x 30 W RMS sur 8 ohms

Bande passante : 15 Hz à 35 kHz ± 1 dB

Distorsion harmonique : < 0,3 %

Temps de montée 3 μ s

Rapport signal/bruit : 72 dB

Facteur d'amortissement : 30

Correcteur de tonalité : Graves : + 18 — 21 dB à 50 Hz ; aigus : ± 15 dB à 12 000 Hz

Correcteur Loudness : + 9 dB — 100 Hz ; + 6,5 dB — 12 kHz

Filtre anti-rumble : — 7 dB à 30 Hz

Ecart entre la correction RIAA ± 1 dB

Sensibilité et impédances d'entrées :

— Phono : 2,5 mV/47 k Ω

— Micro : 1,5 mV/47 k Ω

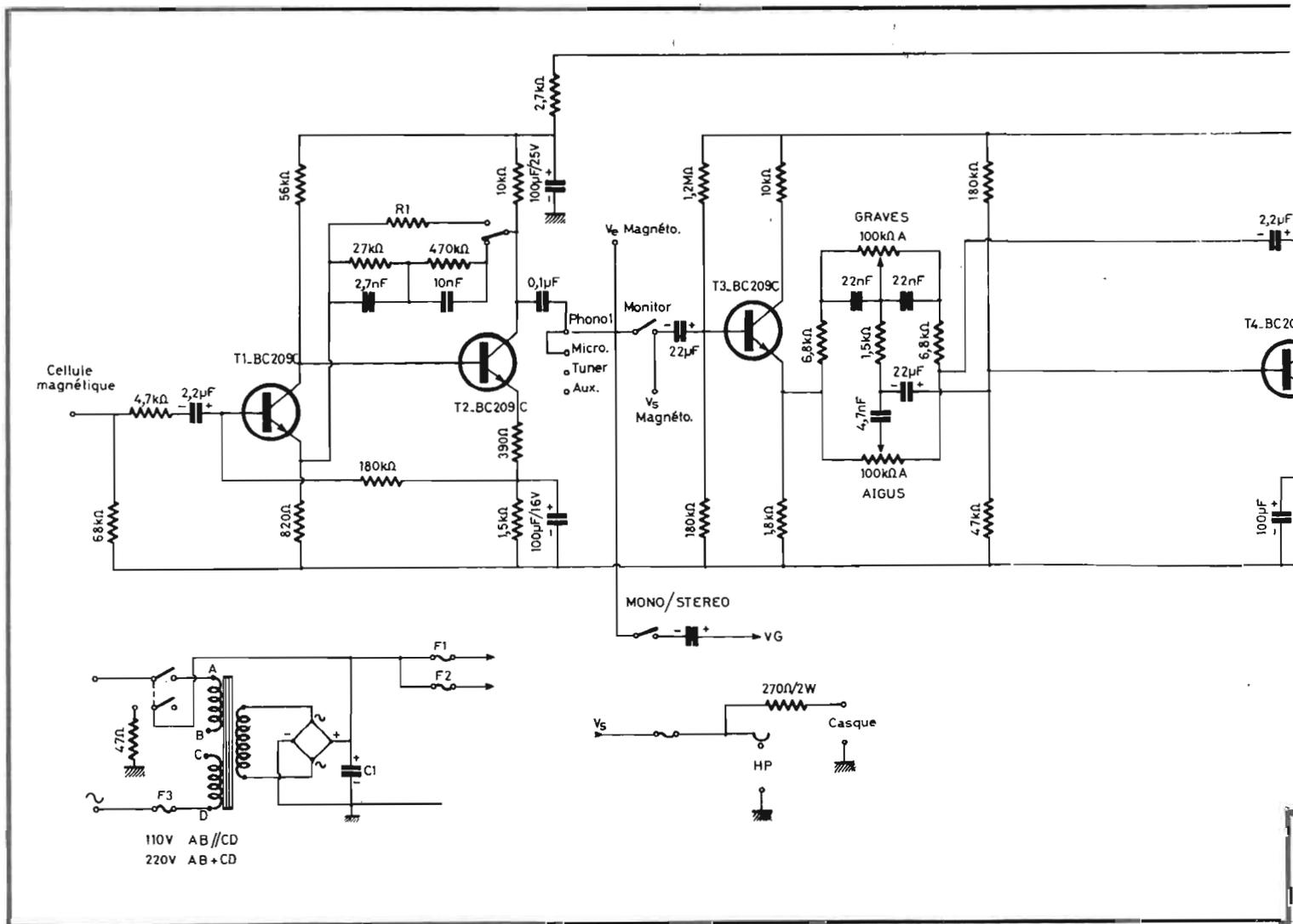
- Tuner : 100 mV/100 k Ω
 - Auxil. : 100 mV/100 k Ω
 - Monitoring : 100 mV/100 k Ω
- Prise casques : 8 à 600 Ω (face avant)
- Dimensions : L. 383 x P. 262 x H. 105 mm
- Flasques bois, placage en noyer d'Amérique
- Face avant en aluminium satiné noir ou blanc, au choix
- Capot noir.

LE SCHEMA DE PRINCIPE

La figure 1 présente le schéma de principe général d'un des deux canaux que comporte l'amplificateur. Ce schéma laisse apparaître une technologie désormais classique, mais oh combien éprouvée ce qui est synonyme de fiabilité et non de technique rétrograde.

L'utilisation de circuits intégrés pourrait conduire à une technologie avancée mais le constructeur a préféré s'en tenir aux transistors classiques et retenir cette solution pour son tuner stéréophonique.

Le préamplificateur pour cellule magnétique comprend deux



transistors du type BC209C montés en liaison directe afin d'améliorer le rapport signal/bruit. Les tensions issues de la cellule phono-caprices apparaissent au niveau de la résistance de 68 kΩ et sont transmises à la base du premier transistor dont la résistance de 56 kΩ est commune au tandem en raison de la liaison directe.

Le circuit émetteur du transistor T₂ comporte deux résistances destinées à provoquer une prise intermédiaire pour la polarisation de base en continu du transistor T₁ par l'intermédiaire de la résistance de 180 kΩ.

Bien entendu, une contre-réaction sélective est appliquée de l'émetteur du transistor T₁ au collecteur du transistor suivant T₂. Les éléments 27 kΩ, 470 kΩ et 27 nF, 10 nF agissent sur le modèle de la courbe et répondent aux corrections RIAA tandis que la résistance R₁ assure une réponse linéaire.

Les signaux BF préamplifiés et corrigés apparaissent alors au niveau du collecteur du transistor

T₂ grâce à la résistance de charge de 10 kΩ.

La liaison vers l'étage correcteur de tonalité s'effectue au moyen d'un condensateur de 0,1 μF qui procure sans doute une très bonne restitution des fréquences élevées.

A cette liaison intervient le commutateur de fonction. Un étage adaptateur d'impédance est prévu avant l'attaque du correcteur du type Baxandall, c'est le rôle du transistor T₃ « pris » en collecteur commun et dont la polarisation est assurée par un pont de résistances.

Le circuit classique de correction est en fait introduit dans le réseau de contre-réaction du transistor T₄ monté en émetteur commun. Deux résistances insérées dans le circuit collecteur constituent une prise intermédiaire afin que la contre-réaction soit moins « brutale », côté émetteur également contre-réaction locale.

Les signaux BF sont alors d'un niveau suffisant pour être appliqués à l'entrée de l'amplificateur de puissance. Une prise spéciale

sur le potentiomètre de volume permet d'introduire comme il est d'usage un contrôle physiologique ou Loudness destiné à relever les basses fréquences à faible niveau d'écoute.

Le transistor T₅ du type BC207 présente une impédance d'entrée élevée en raison de son montage en « bootstrap ». Il s'agit d'un étage pré-driver puisque la fonction driver est confiée au transistor PNP T₆ type BC313.

Le transistor T₇ permet de minimiser la distorsion de croisement et de rattraper les dérives en température. La structure complémentaire des transistors T₈ et T₉ assure le déphasage nécessaire à l'attaque des transistors de puissance T₁₀ et T₁₁ du type BDY23.

Deux résistances insérées dans le circuit émetteur assurent quant à elles, la stabilisation en température.

Un condensateur de bonne valeur en sortie autorise la restitution des fréquences les plus basses sans atténuation.

Côté alimentation générale le constructeur a eu recours à une

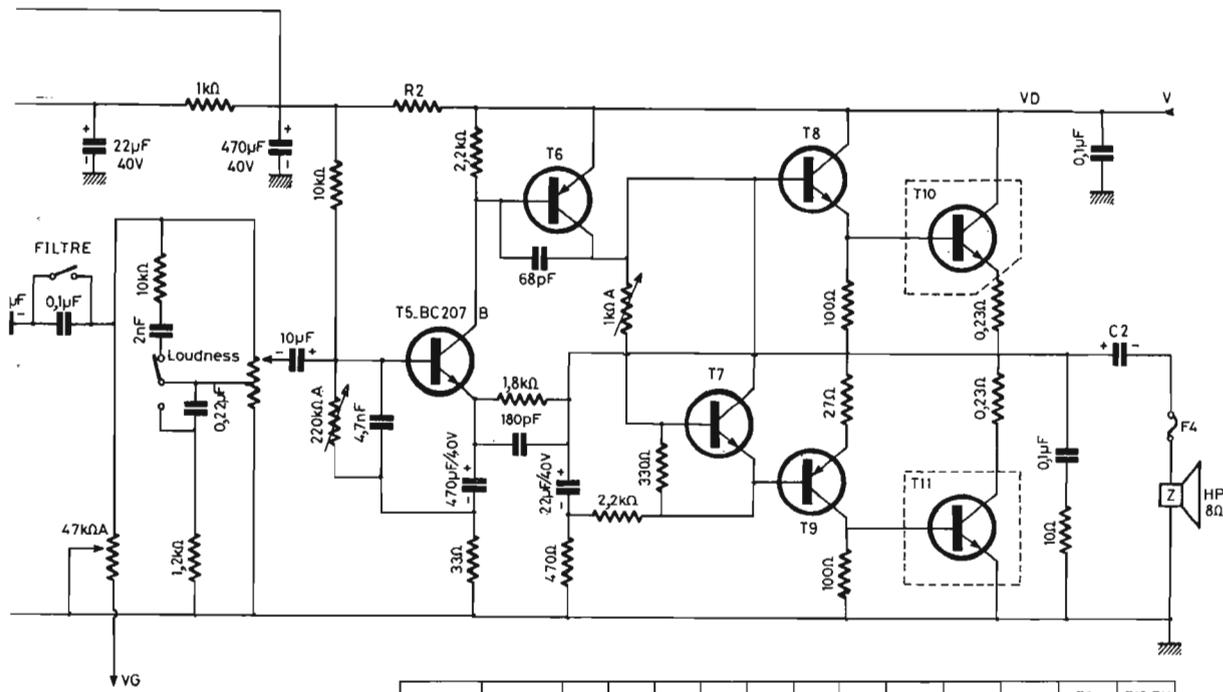
structure désormais connue un redresseur en pont suivi d'un condensateur de filtrage d'une importante capacité.

Bien entendu les étages d'entrée sont soumis à des tensions parfaitement filtrées puisqu'ils font l'objet de filtrages supplémentaires par cellules cascades.

CONCLUSION

Tout comme l'AS230 l'amplificateur stéréophonique AS260 s'est révélé très bon à l'écoute notamment dans la restitution des fréquences aigus qui ne sont ni agressives ni sèches comme sur la plupart des amplificateurs à temps de montée très court.

Un regain de puissance confère à l'appareil une meilleure souplesse au niveau de l'utilisation. Les commandes sont par ailleurs très agréables. Cet appareil doit connaître et connaîtra sans nul doute un vif succès auprès des amateurs de musique pour son rapport prix-performances très intéressant.



	C1	C2	R1	R2	F1	F2	F3	F4	V	T6	T7	T8	T9	T10, T11
AS216	2 200µF 40V	1000µF 25V			/	/	0,3A	1A		BC204A	BC208	BC211	BC313	2N 3054
AS230	2 200µF 63V	1000µF 40V			2A	2A	0,5A	1,5A		BC313	BC208B	BC211	BC313	BDY 23
AS260	4 700µF 63V	1000µF 40V			3A	3A	1A	3A		BC313	BC208B	BC211	BC313	BDY53

SCALP MUSIC

2, av. de Joinville - 94 Nogent s/Marne
Téléphone : 873.36.81



vous propose
**LA CHAÎNE
D'OR**
haute fidélité
où chaque maillon est
une marque prestigieuse

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

PC 2619

SELF PIÈCES ÉLECTRO DANS LE 95

EXEMPLE DE PRIX

Pot. SI	1,80
Pot. Al	3,50
Pot. double SI	6,00
Résistances 1/2 W	0,25
Cond. 100 MF 12 V	0,80
Cond. 3 200 MF 48 V	5,50
Diodes 1 A - 400 V	1,20
Transfo 110/220 20 V	
0,9 A	18,00
Tuner Arena Transistor	45,00
Quartz 27 MC/S	10,00
3 000 types transistors disponibles :	
AC 128	1,50
AD 162	4,50
Triac 6 A 400 V	9,00
2 N 3055	9,00

AFFAIRE DU MOIS

Alimentation régulé UNEF 110/220, 7,5 V - 9 V - 500 M/A	42,00
LECTEUR K7 AUTO STÉRÉO Prix	260,00

ENFIN des H.P. de renommée
mondiale à des prix !...
W.H.D. équipt les
enceintes DUAL

BOOMER 24 cm 50-60 W 4 Ω 5	161,00
BOOMER 20 cm 40-50 W 4 Ω 5	98,00
BOOMER 18 cm 35-40 W 4 Ω 5	95,00
BOOMER 13 cm T.W.	87,00
	44,00

AMPLI en KIT - BST

2 x 15 W Stéréo	165,00
2 x 36 W	205,00
Complet en état de marche avec correcteur plus alimentation :	

26,00 F ou 33,00 F

Appareils de mesure
occasion divers,
oscillo, générateur etc...

Ouvert :

Mercredi
Vendredi - Samedi
Tél. : 803.37.52

TÉLÉ St MARC

15, rue des Onze Arpents
95130 FRANCONVILLE

ENVOI CONTRE REMBOURSEMENT : MINIMUM : 40 F

technique — étrangère

INTRODUCTION

DANS cet article nous donnerons l'analyse des schémas publiés dans les meilleures revues étrangères avec, de notre part, des commentaires, développements, simplifications, variantes et même modifications importantes des montages proposés afin de satisfaire la curiosité et les désirs de nos lecteurs.

De nombreuses applications sont possibles en partant de quelques dispositions simples, par exemple des générateurs de souffle, de multivibrateurs, de compteurs, de filtres VCF et amplificateurs VCA (commandés par des tensions).

Ces applications sont utilisables dans diverses branches de l'électronique, en particulier dans celle de la BF à haute fidélité, la stéréophonie, la réalisation de sonorisations spéciales d'accompagnement pour les films d'amateurs ou de conférences.

Certaines sonorisations sont réalisables à l'aide de magnétophones à deux, ou de préférence, à quatre canaux indépendants.

Voici pour commencer un montage intéressant de sonorisation.

IMITATEUR DE RESSAC

Le ressac est « le choc violent d'une vague, par retour, après avoir heurté un obstacle, sur la vague qui la suit » (d'après le dictionnaire).

L'appareil que nous allons décrire est un imitateur électronique du bruit de ressac et non, heureusement, du ressac lui-même.

L'imitateur de ressac peut être branché à l'entrée d'un amplificateur quelconque de bonne qualité. Les signaux produits peuvent être associés à ceux d'une autre audition comme l'illustration sonore de paroles ou de musique. Ils peuvent être enregistrés par un magnétophone et superposés à un signal enregistré préalablement. Les applications en cinéma et conférences sont possibles.

Le dispositif que nous allons analyser a été imaginé par John S. Simonton Jr., le spécialiste américain très réputé.

Il a été décrit dans « Electronics Experimenters Handbook » édition de printemps 1974.

Voici aux figures 1 et 2 le schéma complet de ce générateur électronique. Pour comprendre son fonctionnement, il est utile de se reporter d'abord au diagramme fonctionnel de ce montage, de la figure 3.

On y trouve des multivibrateurs astables, qui donnent, chacun un signal rectangulaire, mais ces trois signaux sont de fréquences différentes.

Un circuit de mélange donne le signal résultant à la sortie S. Ce signal

est appliqué à deux dispositifs dont les caractéristiques sont commandables par une tension : un filtre et un atténuateur.

D'autre part, dans le même ensemble, on a disposé un générateur de bruit, analogue à ceux bien connus des spécialistes des mesures.

Ce générateur donne un signal qui est amplifié par un transistor Q_9 représenté sur la figure 3 comme un triangle.

A la sortie de cet amplificateur il y a le filtre et ensuite l'atténuateur.

Ces deux dispositifs transmettent vers la sortie le bruit provenant du générateur de bruit.

D'autre part, la nature de ce bruit et, par conséquent, son spectre de fréquences est modifié par le filtre commandé par la tension complexe résultant du mélange des signaux des trois multivibrateurs astables, transmis par R_{16} .

Ce signal, passant à l'atténuateur, subit des modifications d'amplitude grâce au signal complexe des multivibrateurs qui commande l'efficacité de l'atténuateur.

ANALYSE DU MONTAGE DE RESSAC

Commençons avec les trois multivibrateurs astables dont le schéma absolument classique est connu de tous. Il est reproduit trois fois par les groupes de deux transistors $Q_1 - Q_2$, $Q_3 - Q_4$, $Q_5 - Q_6$ tous des NPN du type 2N 5129 (voir figure 1).

Leur schéma est à couplages croisés par réseaux RC.

Remarquons immédiatement que toutes les résistances de collecteur ont la même valeur, $6,8 \text{ k}\Omega$ et il en est de même des condensateurs de couplage; tous de $30 \mu\text{F}$.

Par contre les résistances des bases ont des valeurs différentes d'un multivibrateur à un autre et, aussi, dans le même multivibrateur.

Il en résulte que l'on aura, d'une part, des fréquences différentes des signaux engendrés et, d'autre part, des rapports différents entre les périodes partielles de chaque multivibrateur.

Ainsi les constantes de temps RC dans le premier multivibra-

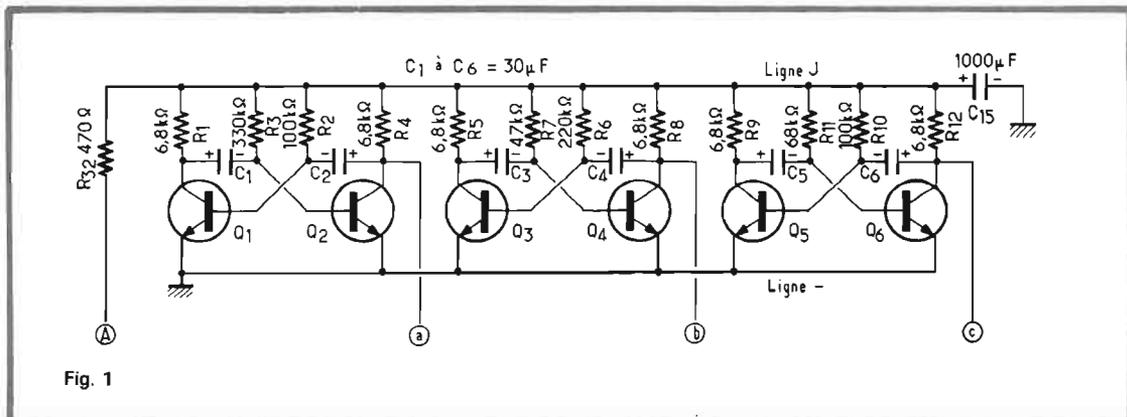


Fig. 1

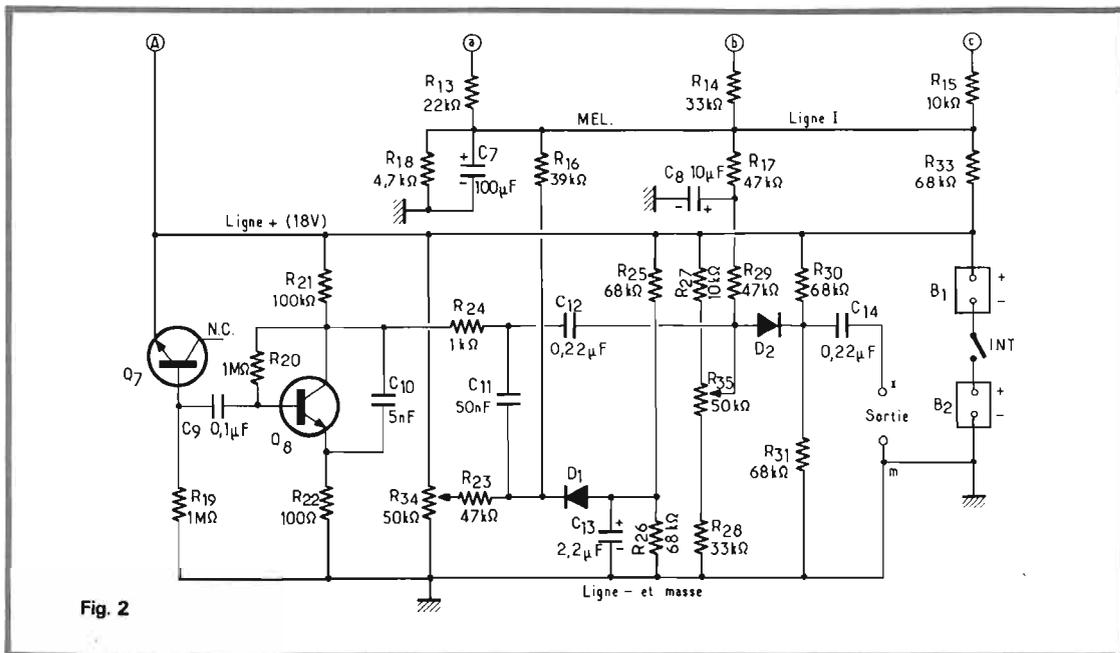


Fig. 2

teur sont : $R_3 C_1 = 330 \cdot 10^3 \cdot 30 \cdot 10^{-6} = 9,9$ secondes, donc une période partielle relativement longue.

La deuxième constante de temps est $30 \mu\text{F} \cdot 100 \text{k}\Omega$ ce qui donne 3 secondes.

Pour le deuxième multivibrateur on a $C_3 R_7 = 30 \mu\text{F} \cdot 47 \Omega$ correspondant à 1,41 s et $C_4 R_6 = 30 \mu\text{F} \cdot 220 \text{k}\Omega = 6,6$ s.

Les constantes de temps du troisième multivibrateur sont : $C_5 R_{11} = 30 \mu\text{F} \cdot 68 \text{k}\Omega = 2,04$ s et $C_6 R_{12} = 30 \mu\text{F} \cdot 6,8 \text{k}\Omega = 0,204$ s.

Grâce aux résistances R_{13} , R_{14} et R_{15} les trois signaux sont mélangés sur la ligne « MEL » d'où ils sont transmis aux deux dispositifs que ces signaux doivent commander.

Remarquons toutefois le circuit shunt R_{18} C_7 et les réseaux de transmission, R_{16} vers D_1 et R_{17} C_8 R_{29} vers D_2 .

LE GÉNÉRATEUR DE BRUIT

Dans ce montage représenté à gauche du schéma de la figure 2,

le générateur est le transistor Q_7 un NPN du type 2N2712. Son montage est particulier : la base est à la masse par R_{19} et le collecteur reste non connecté (en l'air !).

L'émetteur est polarisé positivement par la ligne + reliée au + de la batterie B_1 de 9 V. La deuxième batterie B_2 de 9 V également, est en série avec la première. La masse est au négatif de B_2 . Un interrupteur, monté entre les deux batteries permet la marche et l'arrêt de l'appareil.

Le signal de bruit est obtenu généralement assez facilement avec ce transistor monté en diode de bruit. On a choisi pour Q_8 , le même type de transistor, 2N2712 afin de pouvoir permuter ces deux transistors au cas où celui choisi pour Q_1 ne donnerait pas entière satisfaction. Une bonne précaution consiste à monter Q_7 et Q_8 seulement par soudures ou les laisser sur leurs supports.

Le signal de souffle (bruit) apparaît aux bornes de R_{19} de 1 M Ω .

A partir de la base de Q_7 on trouve le condensateur de liaison,

C_9 transmettant le signal de souffle à l'amplificateur composé du seul transistor Q_8 , 2N2712 monté en émetteur commun.

La base est polarisée à partir de la tension du collecteur, par R_{20} . Du collecteur, le signal amplifié est transmis aux deux circuits suivants : le VCF et le VCA.

LE VCF DU « RESSAC »

Les abréviations VCF, VCA, VCO sont maintenant familières à la plupart de nos lecteurs. Pour mémoire :

VCF = filtre commandé par une tension,

VCA = amplificateur commandé par une tension,

VCO = oscillateur commandé par une tension.

Ces commandes agissent, d'une manière générale, sur une ou plusieurs des caractéristiques du dispositif commandé et la modification se fait au rythme de la variation de la tension de commande.

Ainsi, sur un amplificateur, la tension de commande agira géné-

ralement sur le gain de ce montage tandis que dans le cas d'un filtre on pourra agir sur l'accord du filtre ou sur son coefficient de surtension (ou de « qualité ») Q . Si le montage commandé est un oscillateur, la commande par tension agira sur la fréquence d'oscillation ou, éventuellement, sur la phase.

Le filtre VCF du montage de la figure 2 est réalisé par la diode D_1 , associée à des composants R et C .

Partons du signal de commande, disponible sur la ligne I, en haut de la figure 2, reliée par les points (A) (a) (b) et (c) aux sorties des multivibrateurs.

La tension, par rapport à la masse, de cette ligne varie selon les fréquences et les rapports cycliques des multivibrateurs.

Cette tension de commande est transmise par R_{16} à la cathode de la diode D_1 et la conductibilité de ce semi-conducteur variera au rythme de la variation de la tension de commande.

Le filtre VCF est constitué par une résistance-série, représentée par l'espace cathode - anode de D_1 et un bras shunt RC dont la capacité est C_{13} de $2,2 \mu\text{F}$ et la résistance R_{26} de $68 \text{k}\Omega$ reliée à la masse, et R_{25} de même valeur reliée à la ligne positive +. Au point de vue des signaux alternatifs R_{25} et R_{26} sont en parallèle, ce qui donne une résultante de $34 \text{k}\Omega$.

Les caractéristiques de ce filtre RC, dépendent de celles de la diode et des tensions qui lui sont appliquées.

Cette diode reçoit trois tensions différentes :

1) Celle de polarisation prise sur le curseur du potentiomètre R_{34} appliquée à la cathode. L'anode est à 9 V environ et la tension de cathode peut être réglée à 9 V au-dessus ou au-dessous, donc de +18 V à zéro volt.

2) Le deuxième signal est celui de bruit, provenant de Q_2 et transmis par R_{24} et C_{11} .

LE GÉNÉRATEUR DE BRUIT

Dans ce montage représenté à gauche du schéma de la figure 2,

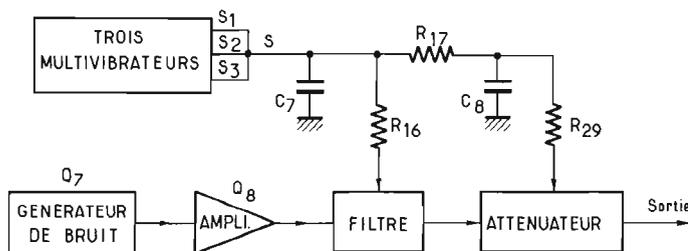


Fig. 3

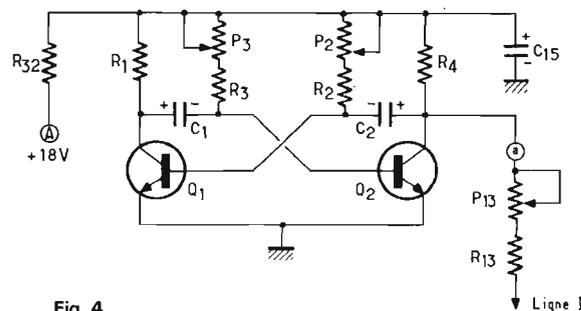


Fig. 4

En réalité, on peut dire que C_{11} suivi du réseau composé de D_1 , C_{13} , $B_{26} - R_{25}$, R_{23} , et R_{34} , shuntant la sortie du signal de bruit. Plus la diode est conductrice, plus sa résistance est faible et plus les composantes à fréquence élevée du signal de bruit sont atténuées.

3) Le signal de commande transmis par R_{16} agit d'une manière variable sur la cathode de D_1 dont sur la transmission des composantes à fréquence élevée du signal de bruit.

Finalement, le signal de bruit est l'objet d'une variation de sa forme due à D_1 et au rythme de la tension de commande.

Il parvient alors, transmis par C_{12} à D_2 qui sert d'« amplificateur » VCA.

CIRCUIT VCA

La diode de VCA, D_2 n'amplifie pas au contraire, elle atténue plus ou moins, le signal qu'elle reçoit sur l'anode.

Cette diode reçoit, également, trois tensions :

1) La tension de polarisation fixe, de 9 V environ, sur la cathode, obtenue grâce à R_{30} et R_{31} de 68 k Ω chacun.

2) Le signal de bruit, à composition variable due à D_1 .

3) Le signal de commande transmis par $R_{17} - C_8 - R_{29}$ à l'anode.

L'anode sera alors plus ou moins positive et la résistance de cette diode variera. De ce fait, D_2 transmettra plus ou moins de tension, au rythme de la tension de commande.

Finalement, la tension engendrée par ce dispositif sera disponible à la sortie aux points x, m.

Ce sera une tension d'amplitude et de « tonalité » variables imitant le bruit de ressac, en réglant convenablement R_{34} et R_{35} , seuls réglages de ce montage.

MISE AU POINT

Elle se fait en séparant les actions de D_1 et D_2 .

Pour cela, on pourra commencer par rendre inopérante la diode D_2 mais dans le sens conducteur. Pour cela on devra agir sur R_{35} afin que l'anode soit au maximum de tension positive par rapport à la cathode. Ce résultat sera obtenu en réglant le curseur de R_{35} , à fond vers l'extrémité reliée à R_{27} .

On pourra alors régler, avec R_{34} , l'action de D_1 sur la « tonalité » du bruit, variable au rythme de la tension de commande.

lité » du bruit, variable au rythme de la tension de commande.

L'auteur de ce montage, J. Simonton Jr. recommande de monter, à la suite de ce générateur de bruit de ressac, un amplificateur pouvant être réglé de façon à ce qu'il favorise les basses. Tout dispositif de tonalité peut convenir et la plupart des amplificateurs mono et stéréo sont munis de tels réglages de tonalité. A noter toutefois, que l'amplificateur devra aussi être très bon pour les aiguës car le bruit de souffle est composé de signaux à fréquences élevées.

VARIANTES

Les lecteurs s'intéressant au bruitage auront certainement le désir de donner à l'appareil d'autres possibilités, en plus de celle prévue.

Voici quelques modifications du montage des figures 1 et 2 pouvant être effectuées sans risquer et amoindrir les résultats attendus.

Considérons les trois multivibrateurs.

Dans le montage initial, les caractéristiques des signaux des multivibrateurs sont fixes ce qui donne pour chacun, des valeurs déterminées de la fréquence d'oscillation, du rapport cyclique et du dosage du mélange des signaux, obtenu sur R_{18} .

Il est donc tout indiqué, de prévoir des dispositifs de variation de ces trois caractéristiques.

Soit, à la figure 4, le schéma de l'un des multivibrateurs, $Q_1 - Q_2$ qui a été modifié en vue d'obtenir

des caractéristiques variables.

La fréquence dépend du produit RC (C = condensateur de couplage et R = résistance de base).

Elle est donnée par la formule approximative :

$$f = \frac{1}{0,7 (C_1 R_3 + C_2 R_2)}$$

dans laquelle $R_3 = R_3 + P_3$, $R_2 = R_2 + P_2$, avec f en hertz, C_1 et C_2 en microfarads et R_3 , R_2 en mégohms.

Si P_3 et P_2 sont réglés à zéro ohms, les produits $C_1 R_3$ et $C_2 R_2$ sont égaux à :

$$C_1 R_3 = 30 \cdot 0,3 = 9 \text{ s}$$

$$C_2 R_2 = 30 \cdot 0,1 = 3 \text{ s}$$

la période totale est alors $0,7 \cdot 12 = 8,4 \text{ s}$ et la fréquence du multivibrateur $Q_1 - Q_2$ est :

$$f_1 = 1 / 8,4 = 0,119 \text{ Hz} = 7,14 \text{ périodes par minute.}$$

En montant en série P_3 et P_2 de 1 M Ω , il est clair que les périodes partielles pourront augmenter et les fréquences diminuer. Par exemple si $R_3 = 1,3 \text{ M}\Omega$ la période partielle correspondante sera :

$$0,7 \cdot 30 \cdot 1,3 = 27,3 \text{ s}$$

et si $R_2 = 1,1 \text{ M}\Omega$ on obtient l'autre période partielle égale à :

$$0,7 \cdot 30 \cdot 1,1 = 23,1 \text{ s}$$

ce qui donne une période totale de 50,4 s et une fréquence de 0,01984 Hz = 1,2 période par minute.

Si l'on désire obtenir des fréquences plus élevées, il faudrait supprimer ou diminuer les valeurs de R_2 et R_3 . Prenons par exemple $R_2 = R_3 = 10 \text{ k}\Omega = 0,01 \text{ M}\Omega$ et $P_3 = P_2 = 1 \text{ M}\Omega$.

Les valeurs minima de R_3 et

R_2 seront 0,01 M Ω et les valeurs maxima 1,01 M Ω .

La fréquence la plus élevée sera alors :

$$f = \frac{0,5}{0,7 (30 \cdot 0,01)} = 0,105 \text{ s}$$

et la fréquence la plus faible :

$$f = \frac{0,5}{0,7 (30 \cdot 1,01)} = 0,0235 \text{ Hz}$$

En utilisant des potentiomètres P_3 et P_2 linéaires, de 1 M Ω on pourra les étalonner en ohms ou en kilohms ce qui permettra de les régler de façon à obtenir les valeurs initiales des résistances de base.

Le rapport cyclique sera réglé également avec P_3 et P_1 .

Reste le dosage du mélange. Celui-ci dépend des résistances reliées aux points (a), (b) et (c). Il suffira de remplacer R_{13} et R_{14} comme on vient de le voir.

Le générateur de souffle, Q_7 peut être également remplacé par un autre générateur. La transformation est aisée en raison de la présence de C_9 qui isole, en continu Q_7 et Q_8 .

On pourra, par exemple, essayer un générateur de signaux riches en harmoniques (signaux en dents de scie, rectangulaires, triangulaires ou tous autres) à fréquence fixe ou variable.

Un générateur de tension sinusoïdale n'est pas recommandé car le filtre D_1 sera sans influence sur la forme de ce signal sans harmoniques, par définition.

Revenons maintenant aux montages bruiteurs et analysons un autre générateur également étudié par Simonton. Il s'agit d'un générateur de **carillon à vent** qui

Fig. 5

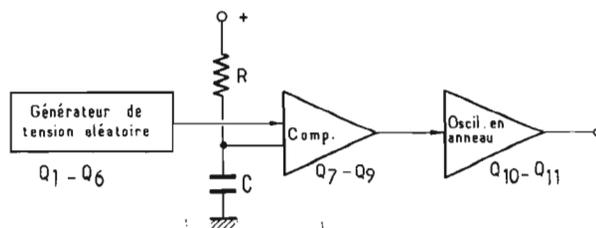
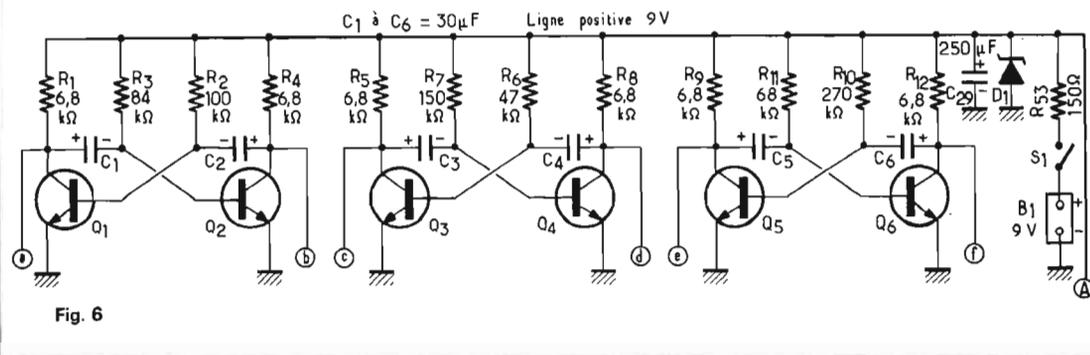


Fig. 6



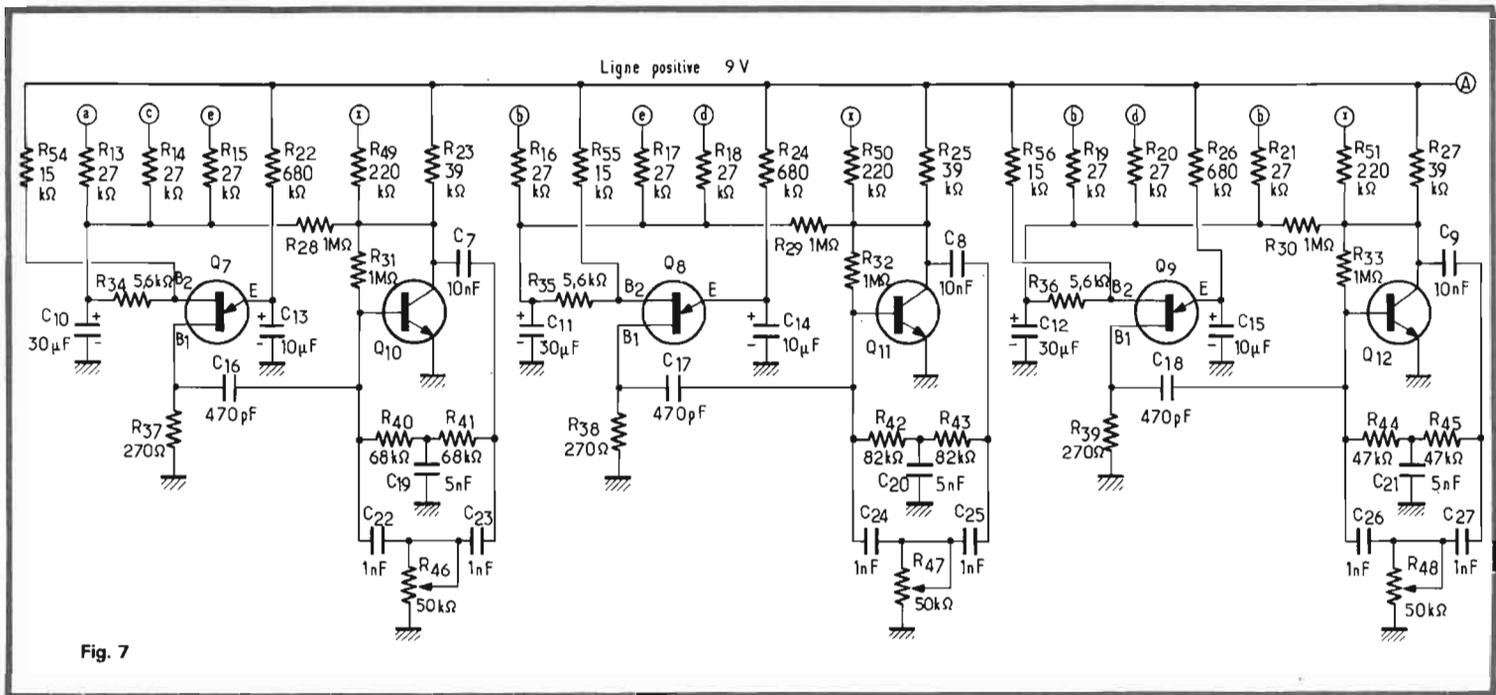


Fig. 7

pourra être associé à celui de bruit de ressac ou à tout autre appareil bruiteur ou sonore.

CARILLON À VENT, ÉLECTRONIQUE

Les carillons à vent se réalisent avec des tiges vibrantes ou des clochettes qui s'entrechoquent lorsqu'il y a du vent ou du courant d'air.

Le carillon électronique fonctionne automatiquement dès que la tension de la batterie d'alimentation lui est appliquée.

Ses applications sont nombreuses et évidentes, par exemple l'emploi de cet appareil comme avertisseur discret, plus agréable qu'une sonnerie de porte ou un chien qui aboie.

Le carillon utilise également trois multivibrateurs astables.

Voici à la figure 5 le diagramme fonctionnel de cet appareil.

On voit qu'il comprend, en triple exemplaire :

- 1) Des générateurs de tension aléatoire (Q₁ à Q₆),
- 2) Des circuits RC,
- 3) Des comparateurs (Q₇, Q₈, Q₉),
- 4) Des oscillateurs (Q₁₀, Q₁₁, Q₁₂).

En examinant les schémas détaillés on verra aisément la trivalence de ce montage.

Le générateur de tensions aléatoires se compose de trois multivibrateurs. Chacun donne deux signaux de sortie. De cette façon, on disposera de six signaux rectangulaires (a) à (f), tous diffé-

rents, que l'on peut additionner avec un certain dosage pour obtenir un signal aléatoire.

Ce signal est comparé à la tension aux bornes de la capacité C qui se charge à travers R.

A la sortie du comparateur apparaît une impulsion, chaque fois que la tension aléatoire est approximativement inférieure de 0,5 V à la tension de la capacité.

Chaque impulsion du comparateur déclenche l'oscillateur en anneau, associé de sorte que C se décharge rapidement et la tension à ses bornes n'atteint jamais celle de l'alimentation.

Reportons-nous maintenant aux schémas détaillés complets des figures 6, 7 et 8.

A la figure 6, on trouve trois multivibrateurs, montés comme ceux de la figure 1 mais avec des valeurs différentes.

Comme transistors on a choisi les types 2N5129, des NPN comme tous ceux adoptés dans le présent montage.

Leur alimentation n'est que de 9 V au lieu de 18 V, comme dans l'appareil décrit précédemment.

On a également prévu des fréquences d'oscillation libre, différentes et des rapports cycliques différents.

Chaque multivibrateur possède deux sorties, ce qui correspond aux points (a) (b), (c) (d), (e) (f).

Ces sorties donnent des tensions qui sont additionnées grâce aux réseaux résistifs R₁₃ - R₁₄ - R₁₅ (voir figure 7), R₁₆ - R₁₇ - R₁₈ et R₁₉, R₂₀, R₂₁. De cette façon, on crée des tensions aléatoires différentes et variables.

Chacune de ces tensions est transformée par les capacités respectives. C₁₀, C₁₁, C₁₂ et appliquée à la base 2 d'un transistor unijonction (UJT) du type 2N4871.

Chaque émetteur E d'un UJT est connecté à une capacité C₁₃, C₁₄ ou C₁₅, qui se charge à travers R₂₂, R₂₃ ou R₂₄ respectivement.

Pour certaines valeurs de la tension aléatoire, la tension de l'émetteur devient suffisamment proche de celle de la base 2 et l'UJT se déclenche, ce qui a pour effet la décharge du condensateur à travers la jonction émetteur - base 1. Une impulsion apparaît alors aux bornes de R₃₇, R₃₈ ou R₃₉.

A chaque UJT, est associé un oscillateur en anneau du type double T (ou deux T parallèles).

Ces T sont de forme classique, deux résistances et un condensateur et deux condensateurs et une résistance, cette dernière est variable : R₄₆, R₄₇ ou R₄₈.

On utilise des transistors 2N2712 dans ces oscillateurs.

Avec la résistance variable on pourra régler les pertes de chaque oscillateur afin que le montage soit juste au-dessous du point d'oscillation (donc en état de non-oscillation).

Chaque impulsion de l'UJT provoquera une oscillation de courte durée qui simulera le son de carillon correspondant.

Grâce à une matrice les sons des trois oscillateurs sont mélangés, leur somme apparaissant au point (x) où aboutissent les résistances de la matrice : R₄₉, R₅₀, R₅₁.

Le point x (voir figure 8) est relié par R₅₂ et R₂₈ à la sortie de l'appareil, à connecter à l'entrée d'un amplificateur BF de bonne qualité, d'ailleurs quelconque.

Indiquons aussi que la diode zener du type 6,8 V sert à éliminer les variations de tension de la batterie, ce qui évite le fonctionnement irrégulier des oscillateurs en double T.

Le couplage des UJT aux oscillateurs est réalisé avec R₅₄, R₅₅ ou R₅₆.

Pour des valeurs convenables des résistances des T, les sons de cet appareil peuvent être modifiés. Par exemple en augmentant R₄₀ et R₄₁ vers 150 kΩ on aura des sons plus graves, ce qui donnera lieu à des effets différents de ceux des clochettes.

F. JUSTER

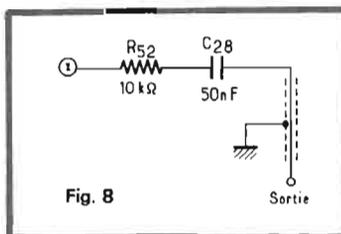


Fig. 8

Références : (1) Electronic Experimenter Handbook 1974 : Simonton : **Surf synthetiser**.
(2) Electronics Experimenter Handbook 1975 : Simonton : **Electronic Wind Chimes**.

THERMOSTAT DE CHAUFFAGE



À TÉLÉCOMMANDE

DESTINÉ à des habitations dotées d'une installation individuelle de chauffage central, le thermostat à télécommande permet de sortir de l'alternative « consommer ou grelotter » par une limitation, temporaire et très souple, du nombre des pièces à chauffer. Généralement, ces installations comportent déjà un thermostat, placé dans la salle de séjour. Il faut donc obligatoirement chauffer cette pièce, si on veut avoir du chauffage dans le reste de la maison. Or, en principe, la salle de séjour est la pièce la plus gracieuse de la maison, elle possède aussi des fenêtres particulièrement grandes, ce qui fait que son chauffage coûte particulièrement cher, alors qu'il n'est guère utile de maintenir ce chauffage de façon permanente. Dans la journée, Madame concentre ses activités sur la cuisine et une autre petite pièce, les enfants sont à l'école, et si Monsieur se trouve à la maison, ce n'est pas dans la salle de séjour qu'il osera s'installer, pour faire ses petites expériences électroniques, ou préparer son prochain article.

Une première tentative de compromis de consommation peut consister dans une réduction du chauffage de la salle de séjour, particulièrement facile à pratiquer, quand celle-ci comporte deux radiateurs. On ajuste alors le thermostat à 12 °C, par exem-

ple, en espérant avoir 18 ou 20 °C dans les autres pièces. L'expérience prouve que ce système fonctionne bien irrégulièrement, notamment quand le soleil frappe les vitres de la salle de séjour, d'où effet de serre, permettant d'obtenir les 12 °C imposés sans chauffage.

Bien entendu, il existe aussi la solution du thermostat individuel (un dans chaque pièce), mais elle est assez coûteuse, et elle nécessite une installation qui ne contribuera pas à embellir la maison.

L'optimiste, c'est-à-dire celui qui ose croire que la crise de l'énergie n'est pas si définitive que cela, préférera ainsi la solution du **Thermostat portable**, qu'on peut connecter, au choix, dans la pièce où Madame tricote, dans celle où l'enfant malade est couché, dans celle où la famille regarde la télévision, ou dans celle où Monsieur regarde son oscilloscope. Pour transmettre les renseignements du thermostat vers la chaufferie, on utilise tout simplement les fils de l'installation électrique.

I. - MODULE DE COMMANDE

LE CAPTEUR DE TEMPÉRATURE

L'élément thermosensible, nécessaire pour la commande par « tout ou rien » du thermostat, peut être constitué par un transistor dont on utilise l'effet de température de la diode émetteur-base. Cet effet est tel qu'une variation de la température ambiante de 1 °C détermine une varia-

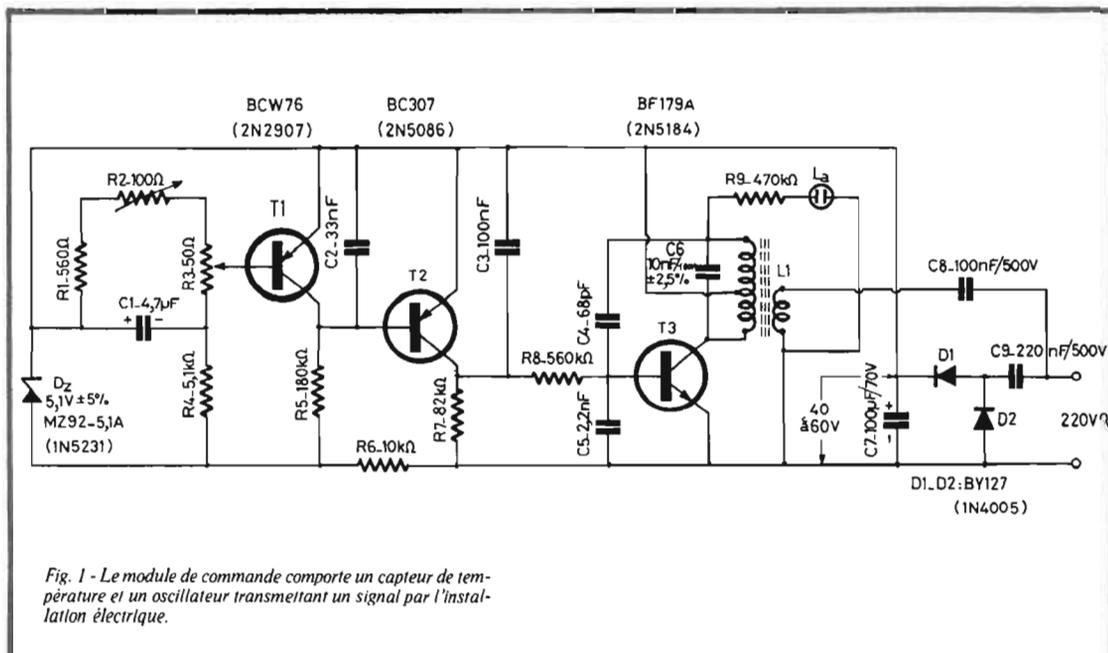




Fig. 2 - Pont thermique, constitué par deux fils torsadés, et à installer entre T_1 et T_3 .

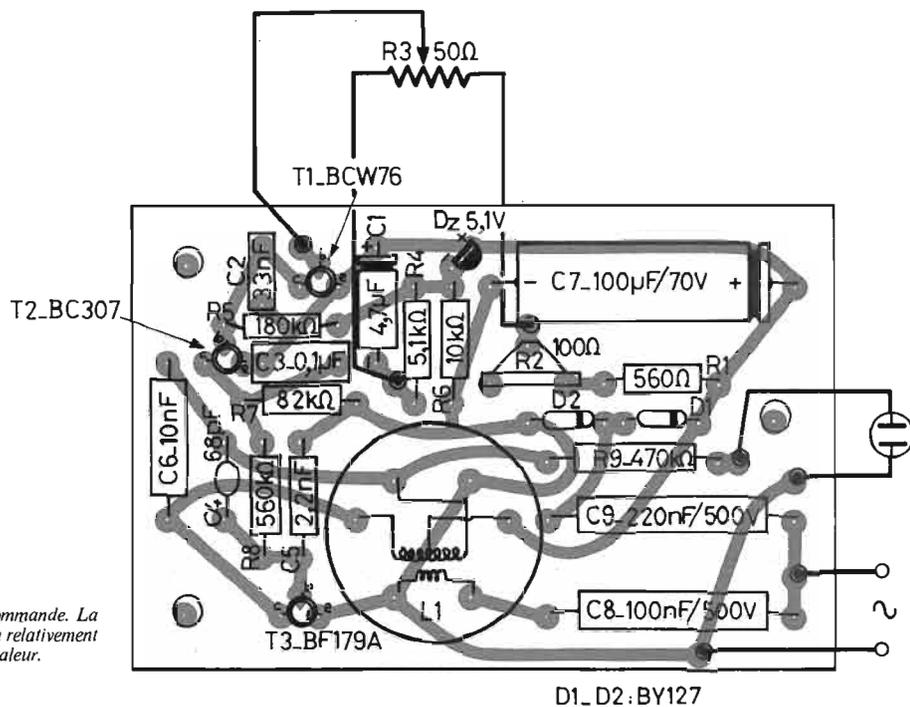
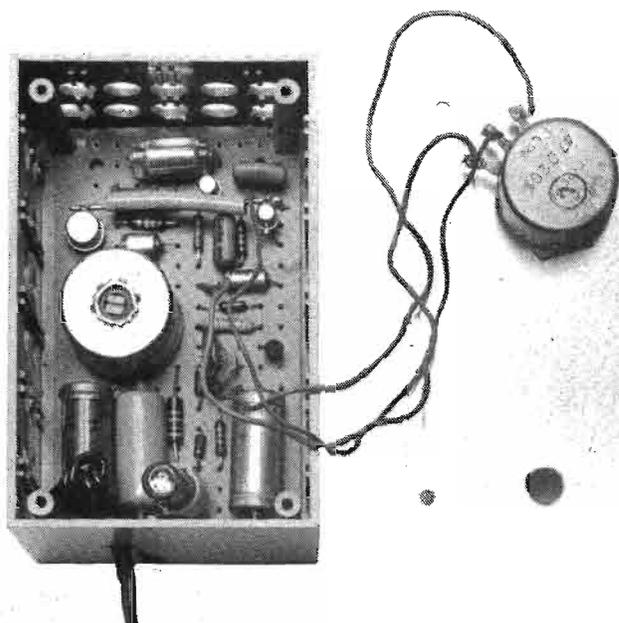
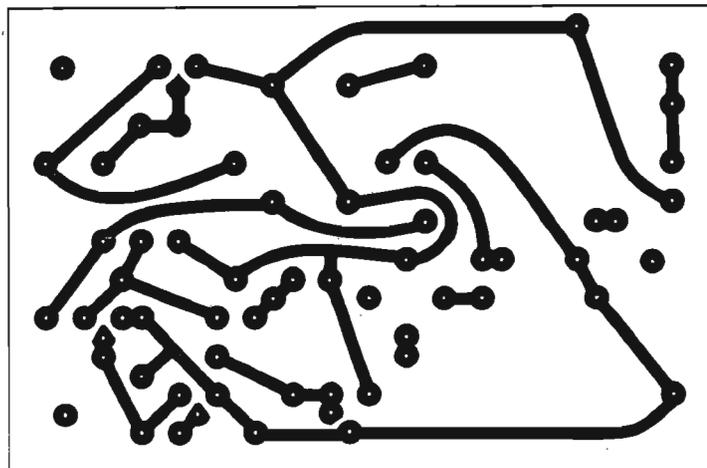


Fig. 3 - Plan d'implantation du module de commande. La liaison entre R_6 et D_2 se fait par une connexion relativement longue, de façon à limiter la conduction de chaleur.

tion du courant de collecteur de près de 1 %, et suffisante pour déclencher un trigger qui contient, d'ailleurs, l'élément thermosensible. Ce trigger commande un oscillateur qui produit, sur 9 kHz environ, une tension sinusoïdale qu'on injecte dans l'installation électrique, à un niveau suffisamment faible pour exclure toute perturbation radioélectrique.

Le schéma correspondant est donné dans la figure 1, où T_1 est l'élément thermosensible. La base de ce transistor reçoit une tension de référence, stabilisée par D_Z , et ajustable par R_3 , le ca-

dran de ce potentiomètre étant gradué en degrés Celsius. Quand R_3 se trouve convenablement ajustée, la différence de potentiel entre émetteur et collecteur de T_1 peut être suffisamment faible pour que T_2 reste bloqué. De ce fait, le courant reste nul dans la résistance de polarisation (R_8) de l'oscillateur 9 kHz (T_3), et celui-ci reste également bloqué. Or, une diminution de la température ambiante de seulement 0,1 °C détermine, entre émetteur et collecteur de T_1 , une augmentation de potentiel de 0,3 V, ce qui peut être largement suffisant pour provo-

quer la conduction de T_2 , lequel commandera alors la mise en service de l'oscillateur. La consommation de courant de ce dernier implique alors une diminution de la tension d'alimentation, laquelle passe de 60 à 40 V. De ce fait, la tension de référence (D_Z) subit également une légère diminution (quelques millivolts), et cette diminution est équivalente à une très légère réduction supplémentaire de la température. Grâce à cette variation, T_1 et T_2 se comportent comme une bascule, passant franchement et rapidement d'un état à l'autre. L'hystérésis,

c'est-à-dire l'écart entre les niveaux de ces deux états, correspond à une variation de température de 0,3 °C environ.

La diminution de la tension d'alimentation, signalée plus haut, implique également une réduction de la dissipation, dans D_Z et dans R_6 , résistance électriquement connectée avec D_Z et qui s'y trouve donc également reliée de façon thermique. Quand l'oscillateur fonctionne, la température de D_Z diminue, et si le coefficient de température de cette diode est positif, il s'en suit une augmentation de l'hystérésis signalée plus

haut. Cependant, il n'est pas possible d'utiliser une diode de Zener à coefficient de température négatif, car de telles diodes ont une résistance interne relativement forte, si bien qu'on arrive également à une hystérésis prohibitive. Un premier compromis consiste dans l'utilisation d'une diode de Zener de 5,1 V, alliant des caractéristiques électriques et thermiques qui ne déterminent plus qu'une hystérésis de 1 à 2°C environ. Si on trouve que cela est excessif, on peut profiter du fait que T₃ s'échauffe légèrement lors du fonctionnement de l'oscillateur, et on peut coupler T₃ thermiquement à T₁. Pour cela, il suffit de prendre deux morceaux de fil de cuivre émaillé, diamètre 1 mm environ, d'une longueur de quelques centimètres, de les torsader suivant figure 2, de revêtir le toron ainsi obtenu d'un morceau de soupliso, pour éviter les pertes de chaleur, et de souder les extrémités sur deux colliers qu'on place sur les boîtiers de T₁ et de T₃. Si la distance entre ces deux boîtiers est de l'ordre de 5 cm, le couplage thermique reste suffisamment faible pour qu'un fonctionnement en « multivibrateur thermique », si jamais il se produit, reste limité à une plage inférieure à 0,5°C, avec une période d'oscillation d'une dizaine de minutes.

OSCILLATEUR 9 kHz

Pour éviter toute perturbation radioélectrique, il est important de faire fonctionner l'oscillateur

de commande d'une manière parfaitement sinusoïdale. Pour cela, il convient d'utiliser un bobinage de bonne qualité, et de travailler avec une réaction aussi faible que possible. Le bobinage a été réalisé sous forme d'un pot de ferrite, dimensions 25 x 16 mm, qualité 3 H I, inductivité spécifique $A_L = 400$ (nH/sp²). L'enroulement primaire comporte 280 spires jointives, en fil de cuivre émaillé de 0,25 mm, la prise étant à effectuer après la deuxième couche d'enroulement, c'est-à-dire à 55 spires environ, à compter à partir de l'extrémité connectée sur le collecteur de T₃. Le secondaire comporte 8 spires en fil de 0,35 mm, et il convient de l'isoler soigneusement du primaire. L'utilisation d'un pot plus petit (18 x 11 mm) est possible sans grande perte de qualité. Le nombre de spires est le même que précédemment, si l'inductance spécifique est bien de 400 nH/sm², mais il convient d'utiliser du fil quelque peu plus fin.

La réaction est assurée par un condensateur relativement faible, C₄. On peut le rendre ajustable, de façon à pouvoir approcher exactement la limite à partir de laquelle le fonctionnement cesse d'être sinusoïdal. Pour l'observation, il convient de connecter l'oscilloscope entre émetteur (masse) de T₃ et le point de jonction de C₄ avec C₆. On constatera alors que l'amplitude, en ce point, atteint 150 à 200 V, ce qui permet de signaler le fonctionnement de l'oscillateur par la petite ampoule au néon (modèle 110 V), indiquée dans le dessin de la figure 1.

L'intensité consommée par l'oscillateur étant de 3 à 4 mA, la

puissance d'alimentation ne dépassera guère 150 mW. Du fait des pertes dans T₃ et L₁, ce n'est qu'une fraction de cette puissance qui se trouve injectée dans le réseau d'alimentation, si bien qu'aucun effet de perturbation ne peut être décelé.

ALIMENTATION

Pour des raisons à la fois esthétiques et économiques, il est avantageux de pouvoir réaliser le module de commande sous forme d'un montage compact, logé dans un boîtier de dimensions restreintes. De ce fait, l'utilisation d'un transformateur d'alimentation est à exclure, car il provoquerait un échauffement prohibitif. Il en serait de même dans le cas d'un redresseur, connecté directement sur 220 V, et suivi d'un diviseur de tension. En revanche, il est possible de réduire, sans pertes de puissance, une tension alternative par un condensateur.

La figure 1 montre que ce condensateur (C₉) alimente un doubleur de tension (D₁, D₂). La source d'alimentation ainsi obtenue possède une résistance interne très forte, si bien qu'elle n'est pas utilisable à vide (R₆ et T₃ déconnectés), car autrement C₇ tend à se charger à plusieurs centaines de volts. Un autre inconvénient, plus évident, réside dans la liaison directe avec la prise de courant. Lors de l'expérimentation, il est donc fortement conseillé de faire appel à un transformateur de séparation. Finalement, cette liaison directe implique une assez

grande sensibilité aux perturbations qui risquent de déclencher accidentellement l'oscillateur. Pour parer à cette éventualité, on a prévu les condensateurs C₁ à C₃ dans le montage de la figure 1.

On peut encore remarquer que le signal de 9 kHz, appliqué par C₈ à la prise de courant, semble retourner dans le redresseur par C₉ car, à 9 kHz, la réactance de ce condensateur est bien plus faible qu'à 50 kHz. En fait, cette disposition ne diminue que de 20% environ l'amplitude du signal, car la réactance du réseau est généralement beaucoup plus faible que celle du redresseur utilisé. Dans le cas contraire (assez exceptionnel), l'action du redresseur ne saurait être qu'utile, car il limite l'amplitude du signal émis.

RÉALISATION ET MISE AU POINT

La figure 3 montre le plan d'implantation qui a été utilisé pour le module de commande. Les transistors T₁ et T₂ ont été disposés de façon qu'on puisse installer facilement le pont thermique dont il était question plus haut. Les dimensions de la platine correspondent à celles du fond d'un boîtier « Teko P/2 », en matière plastique. Il n'est pas indispensable de fixer la platine avec des vis, car elle est suffisamment légère pour qu'on puisse la maintenir en place par un morceau de mousse de plastique souple qu'on colle sur la face démontable du boîtier de façon qu'il appuie sur le pot de ferrite. Dans les parois du boîtier, on devra percer un grand nombre d'ouvertures de ventilation, de fa-

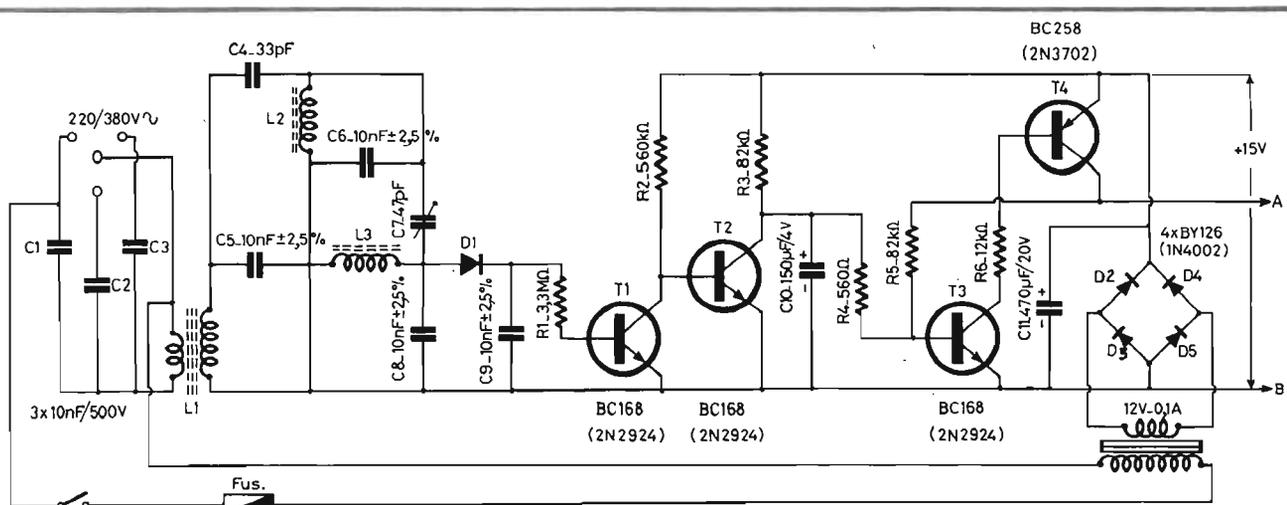
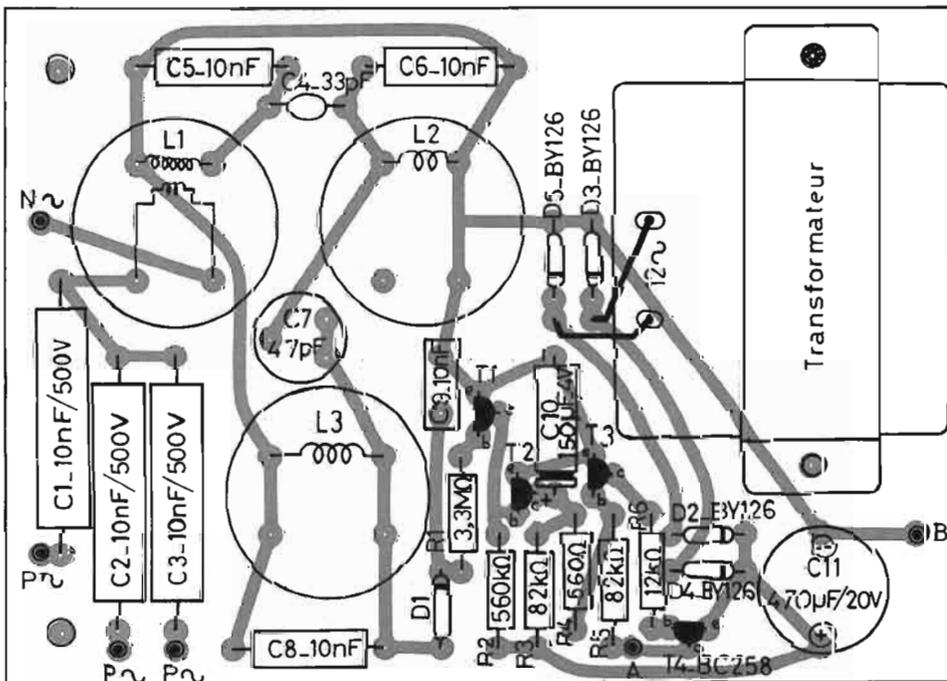
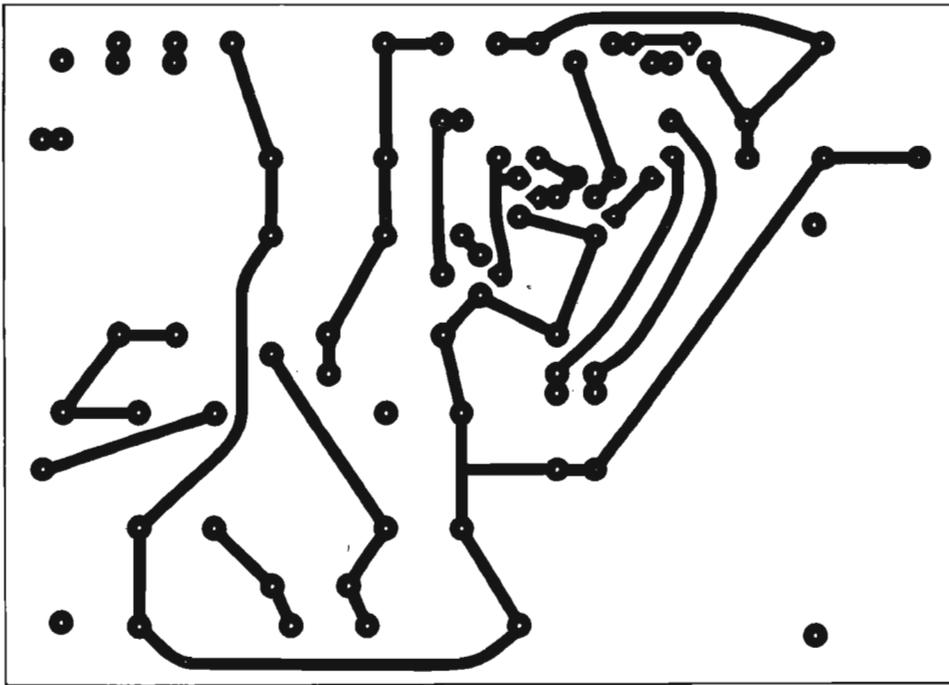


Fig. 4 - Schéma du module de transmission, captant et transmettant à l'installation de chauffage, le signal véhiculé par l'installation électrique.



T1-T2-T3 : BC168

Fig. 5 - Plan d'implantation du module de transmission et son alimentation.

çon que l'air ambiant puisse bien y pénétrer.

La course du potentiomètre R_3 correspond à une variation de 45 mV environ pour la tension de base de T_1 . Comme le coefficient de température du transistor est voisin de 2,2 mV/°C, la course de R_3 est équivalente à une plage de température de 20 °C, en première approximation. On pourra donc munir le cadran de R_3 d'une graduation provisoire s'étendant de 5 à 25 °C, par exemple. Si on se contente d'un étalonnage grossier, il suffit d'amener R_3 sur la graduation qui correspond à la température ambiante, et d'ajuster ensuite R_2 de façon à se placer sur le seuil d'allumage de l'ampoule témoin. Toutefois, cette opération ne devra avoir lieu qu'au moins 15 minutes après la dernière soudure, et également 15 minutes après la mise sous tension, de façon qu'on soit sûr que l'équilibre thermique s'est bien établi.

Un étalonnage plus précis est possible quand on expose le montage, abrité par son boîtier, à des températures ambiantes différentes, contrôlées par un thermomètre. Pour apprécier la « réponse » de l'appareil à la température ambiante, il suffit d'amener R_3 très lentement sur le seuil d'allumage de l'ampoule témoin. En transportant l'appareil d'une pièce froide dans une pièce chauffée, on pourra déterminer, au bout de combien de temps il répond à la nouvelle température. A température constante, on pourra faire un essai d'hystérésis en notant le point de réglage de R_3 pour lequel le voyant s'allume, puis, au bout de 20 à 30 minutes, celui pour lequel il s'éteint. Si la différence dépasse 1 °C (à température ambiante constante), l'installation du pont thermique est à conseiller.

II. - MODULE DE TRANSMISSION

PUISSANCE ET SÉLECTIVITÉ

Pour transmettre à l'installation de chauffage les signaux engendrés par le module de commande, on a besoin d'un appareil qui s'apparente au récepteur radio, du fait de la très forte sélectivité qui est nécessaire. En effet, l'expérience prouve que les quelques dizaines de milliwatts, fournis par le module de commande, ne constituent qu'une fraction dé-

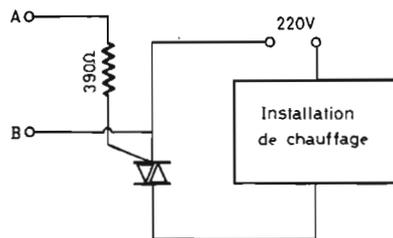


Fig. 6 - Commande par triac de l'installation de chauffage.

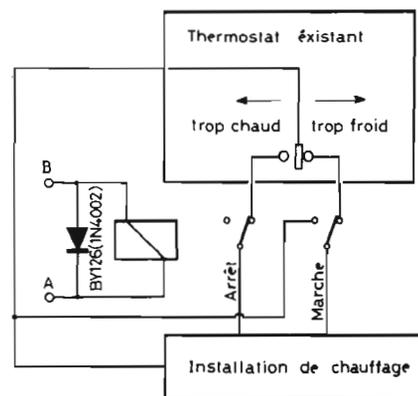


Fig. 7 - Commande par relais, dans le cas d'un thermostat existant à trois fils.

risoire des perturbations de toute sorte qu'on trouve normalement sur le réseau électrique, sans parler du 50 Hz et de ses harmoniques. Ce problème de sélectivité est particulièrement aigu dans le cas d'une installation électrique triphasé, car le module de commande pourra, en principe, être connecté sur n'importe laquelle des trois phases. Le module de transmission devra donc capter simultanément les trois phases. Il ne recevra un signal que de l'une d'elles, alors que les perturbations peuvent, évidemment, se manifester sur les trois.

La figure 4 montre que cette liaison d'entrée se fait par trois condensateurs de 10 nF. Dans le cas d'une installation monophasé, un seul, de 33 nF (500 V) est à utiliser. La sélection de la fréquence de 9 kHz se fait par trois circuits oscillants, très lâchement couplés (C_4 , C_7). Les bobinages sont des pots de ferrite, de même type que celui du module de commande. Ils comportent tous 280 spires en fil de 0,25 mm. Pour L_1 , on doit également prévoir un enroulement primaire de 10 spires, même fil. La course d'ajustage des noyaux des pots étant assez restreinte, l'alignement ne sera possible que si on utilise pour C_5 , C_6 et C_8 , des condensateurs d'une tolérance maximale de $\pm 2,5\%$. Il en est de même, bien entendu, pour C_6 du module de commande. De plus, on doit obligatoirement utiliser, pour les condensateurs mentionnés, des types à faibles pertes (mica ou polystyrène) et non pas des types « découplage » (céramique ou film plastique mince).

Une amplification du signal de

9 kHz n'est pas nécessaire, car on obtient, aux bornes de C_8 , une amplitude suffisante pour vaincre le seuil de la diode de détection, D_1 . Cependant, cette diode risque d'amortir le circuit qui la précède, si on ne la fait pas suivre d'une très forte résistance de charge (R_1). Les deux étages d'amplification de courant (T_1 , T_2) sont suivis d'un limiteur de perturbations, essentiellement constitué par un condensateur de très forte capacité, C_{10} . Au repos (absence de signal), T_2 est conducteur. Il se bloque, dès que D_1 reçoit un signal suffisant pour provoquer la conduction de T_1 . Cependant, C_{10} ne se charge alors que très lentement (par R_3), si bien que T_3 ne peut devenir conducteur qu'au bout d'une seconde environ. Si le signal capté a été, en fait, une perturbation impulsionnelle, il aura cessé entre temps, d'où décharge très rapide de C_{10} par la faible résistance de saturation de T_2 . Du fait de ce circuit à charge lente et à décharge rapide, un déclenchement intempestif devient impossible non seulement dans le cas d'une impulsion sporadique, mais également dans le cas d'un train d'impulsions de perturbation.

Les deux derniers étages du module constituent un trigger, capable de fournir une intensité pouvant atteindre 50 mA, soit à un triac, soit à un relais, comme cela sera précisé plus loin. L'alimentation se fait par un transformateur, de façon qu'il n'y ait pas de problème lors de l'utilisation d'un triac qui amènera nécessairement une liaison entre la sortie B et le réseau.

Le plan d'implantation du module de transmission est donné

dans la figure 5. Lors de la mise au point, on commencera par connecter les modules de commande et de transmission sur une même prise de courant. Puis, on connecte un indicateur à haute impédance et à faible capacité d'entrée (oscilloscope, millivoltmètre ou voltmètre électronique) aux bornes de C_8 , et on ajuste les noyaux des bobinages de façon à observer une tension maximale. Puis, on connecte les deux modules sur deux prises de courant aussi éloignées que possible, et on ajuste C_7 , en retouchant au besoin les noyaux des bobinages, sur une tension alternative de 1,5 à 2 V_{eff} , aux bornes de C_8 . Finalement, on pourra connecter un voltmètre continu (contrôleur universel) entre les sorties A et B, pour vérifier si cet appareil indique bien une tension sensiblement égale à celle aux bornes de C_{11} , quand le module de commande fonctionne.

CONNEXION AVEC L'INSTALLATION DE CHAUFFAGE

Le cas le plus simple est celui où la commande de chaudière (pompe à mazout, allumage, pompe de circulation d'eau) peut se faire par un simple interrupteur. Il se présente, évidemment, quand l'installation ne comporte encore aucun thermostat, ou encore quand ce dernier est du type bipolaire. Il convient alors de vérifier si ce thermostat commande l'installation directement ou par l'intermédiaire d'un relais. Le cas échéant, c'est effectivement en parallèle à ce relais qu'il convient de connecter le triac (fig. 6) qui se trouve commandé par le module

de transmission. Les deux thermostats, existant et nouveau (module de commande) se trouvent alors en parallèle, et la chaudière fonctionnera, dès que l'un d'eux demande une augmentation de la température ambiante.

Il existe également des installations de chauffage qui sont munies d'un thermostat à trois fils (fig. 7), comportant des contacts séparés d'arrêt et de marche. Par un mécanisme de temporisation, on s'arrange, dans le cas de ces installations, de façon qu'aucun de ces deux contacts ne soit parcouru par un courant au moment de la coupure, et cela afin d'éviter toute étincelle de rupture, ainsi que l'usure des contacts qui s'ensuivrait.

Pour « doubler » une telle installation par les modules décrits, la solution du relais semble la plus commode. Ce relais devra avoir deux contacts, dont un « repos-travail ». Au repos, il s'établit tout simplement l'ancienne connexion entre le thermostat existant et le reste de l'installation. En position « travail », le relais commande la fonction « marche » de l'installation. Quand il retourne dans sa position de repos, la fonction « arrêt » se trouve assurée par le thermostat existant, à moins que ce dernier n'ait, entre temps, demandé une mise en route de l'installation.

Accessoirement, on peut installer un interrupteur sur le fil de « marche » du thermostat existant, de façon à être sûr qu'aucune demande de chauffage ne puisse se faire à partir de la pièce, supposée inoccupée, où ce thermostat se trouve installé.

H. SCHREIBER

JEU DE LUMIÈRE PSYCHÉDÉLIQUE À TROIS CANAUX



LES générateurs ou modulateurs de lumière connaissent un succès florissant et nombreuses sont les formations musicales qui possèdent de tels appareils. Parallèlement à cette activité professionnelle, beaucoup de particuliers ont voulu recréer ces mêmes effets lumineux chez eux.

Il était en conséquence normal qu'un nouveau marché s'instaure. C'est une politique qu'ont fort bien menée les Établissements Robur en proposant à leur clien-

tèle un générateur de lumière psychédélique à trois canaux.

L'appareil peut être fourni à l'amateur sous la forme d'un kit ou bien d'un ensemble tout monté.

PRESENTATION

L'appareil se présente sous une forme des plus rationnelles en ce sens que la face avant regroupe que les trois commandes principales et indépendantes de réglage de seuil de déclenchement des

canaux graves, médiums et aigus.

Un contacteur marche-arrêt et un voyant lumineux complètent le tout. Sur la face arrière des prises à écartement standard permettant le raccordement des divers spots colorés.

LE SCHEMA DE PRINCIPE

La figure 1 présente le schéma de principe général de ce modulateur de lumière. On constate d'emblée que l'appareil est pour-

vu d'un transistor préamplificateur qui autoriserait un déclenchement même à un très faible niveau d'écoute, comme c'est le cas de la musique d'ambiance par exemple.

L'appareil doit être raccordé à la sortie H.-P. de l'amplificateur sur une impédance dictée par le type d'enceinte sur 4 à 16 Ω environ.

Le montage comporte trois canaux de technologie identique aux filtres de fréquences près. C'est ainsi que le canal « grave »

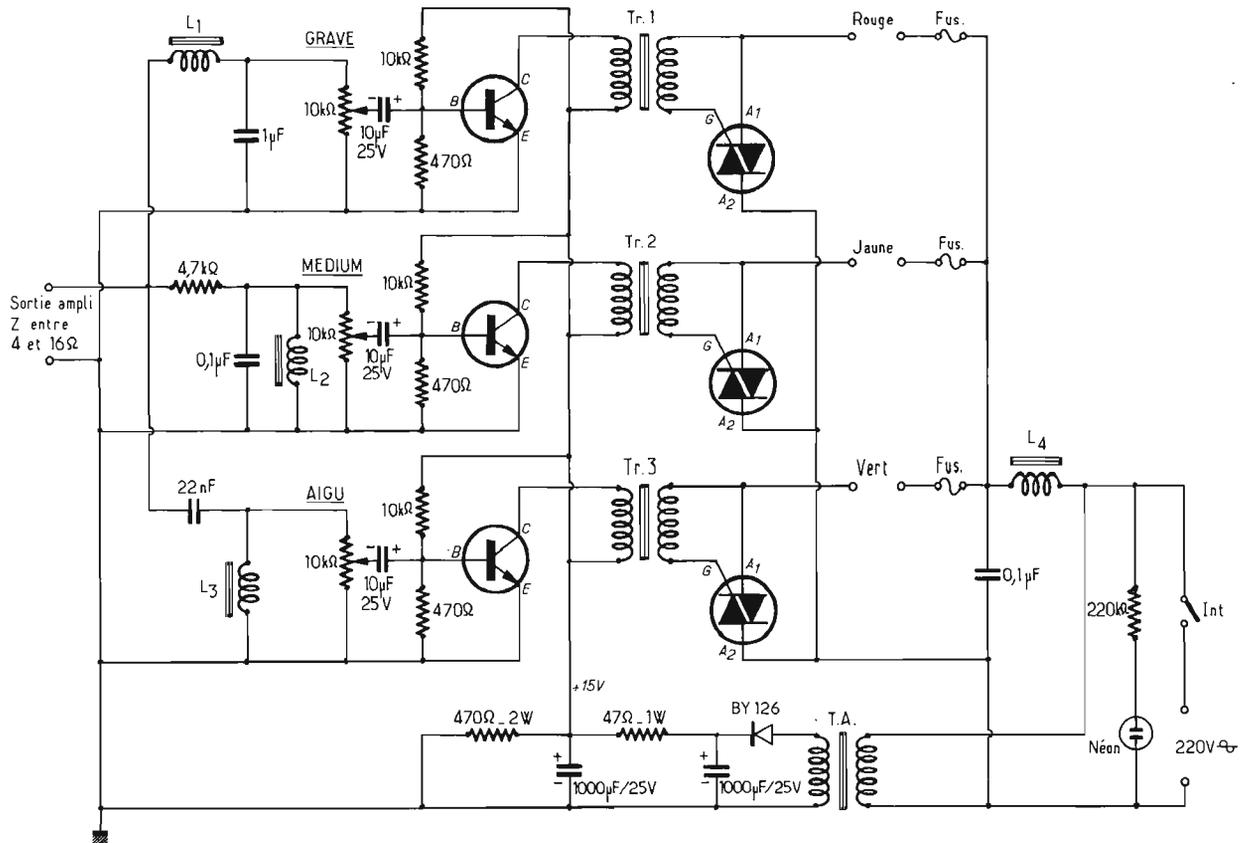
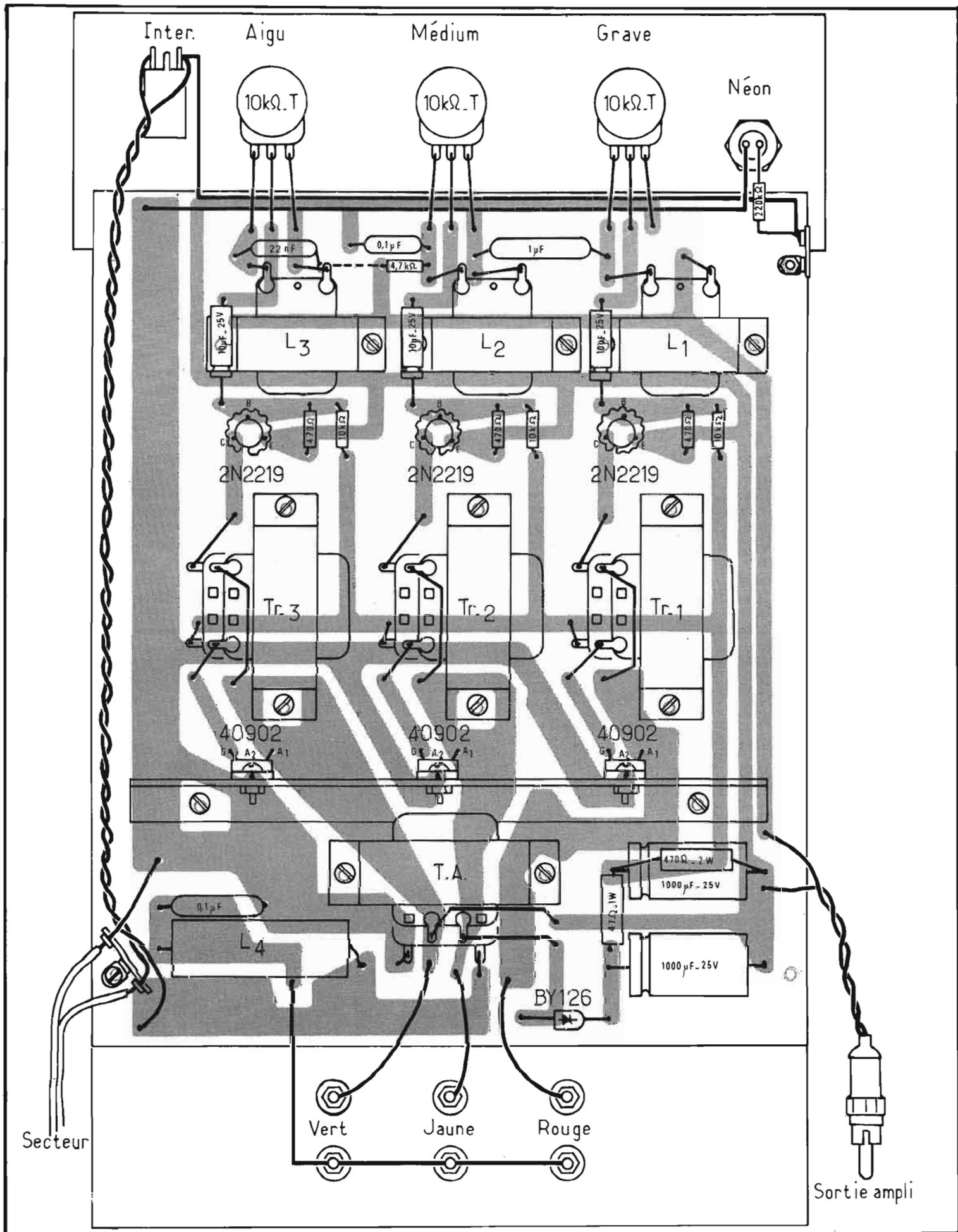


Fig. 1



comporte comme il se doit un filtre passe-bas composé de la bobine L1 et du condensateur de 1 nF.

Les signaux BF filtrés apparaissent alors aux extrémités du potentiomètre de 10 k Ω destiné à régler le seuil de déclenchement du canal graves équipés de spots de couleur rouge.

Au niveau du curseur ces tensions sont véhiculées par un condensateur de liaison vers la base du transistor préamplificateur. Ce dernier est un type NPN 2N2219 qui, doté d'un radiateur, permet de « passer » 0,8 A en courant collecteur, c'est-à-dire plus qu'il n'en faut pour l'application présente.

La base de ce composant actif est portée à un potentiel fixé par le pont de résistances 470 Ω /10 k Ω

Le circuit collecteur de chaque transistor comporte un transformateur d'isolement absolument nécessaire afin d'éviter tout raccordement fâcheux. Sa fonction est double puisqu'il sert également d'adaptateur d'impédance au niveau du déclenchement du triac.

L'appareil est en fait équipé de nouveaux triacs type 40902 à boîtier plastique isolé. L'impulsion de déclenchement est évidemment appliquée entre la gachette « G » et l'anode « A ».

Le triac se comporte alors comme un interrupteur commandé c'est la raison pour laquelle les spots et le réseau de distribution se trouvent placés en série.

La voie médium fait appel à un filtre passe-bande à éléments RL, C. Là encore, les tensions de fréquences médiums se retrouvent aux bornes du potentiomètre de 10 k Ω et sont suivies vers un étage préamplificateur identique au précédent.

Pour le canal réservé aux fréquences aigues un filtre passe-haut, doté d'un condensateur de 22 nF et de la bobine L3 a fait l'affaire. Il en résulte que la répartition des fréquences pour les trois voies est la suivante :

- Graves : 50 à 300 Hz.
- Médioms : 100 à 1 000 Hz.
- Aigues : 600 à 6 000 Hz.

On constate alors un léger recoupement des fréquences entre elles, recoupement volontaire, destiné à éviter les effets lumineux saccadés ou les « trous ».

Les trois voies sont équipées de triacs qui permettent de « tirer » sans aucun problème 1 200 W par canal soit un bon nombre de spots colorés.

Comme des transistors préamplificateurs ont été employés, il était nécessaire de les alimenter en courant continu, c'est le rôle de l'alimentation dotée d'un petit transformateur dont le secondaire délivre une tension de 12 V redressée par une diode BY126 suivie d'un classique filtre en « pi ».

L'appareil, détail important, est en outre doté d'un filtre antiparasite général mettant en œuvre les éléments L4 et 0,1 μ F.

Enfin l'alimentation générale est prévue pour un réseau de distribution à 220 V.

MONTAGE ET REALISATION

La commercialisation sous forme de kit reste très séduisante pour l'amateur d'autant plus qu'elle répond à un besoin qui s'affirme de jour en jour.

Le montage et la réalisation de ce générateur de lumière ne pose pas de problèmes.

Un seul et unique circuit imprimé sert de support de montage.

Tous les transformateurs prennent en conséquence place sur le côté isolant de ce circuit imprimé. Leur fixation est assurée par vis et boulons grâce à des étriers.

L'amateur débutera donc par le montage des éléments mécaniques et notamment de ces transformateurs.

Les triacs sont dotés d'un très large radiateur constitué par une équerre d'aluminium de 180 x 40 mm maintenue par deux vis et boulons. Les triacs sont dotés d'une languette métallique isolée et perforée d'un trou destiné à leur fixation immédiate, sur le refroidisseur.

L'implantation pratique des autres éléments ne posera pas de problèmes, il suffira de se reporter au schéma général présentant la vue de dessus de l'appareil ou le témoin lumineux, les trois potentiomètres de réglage et l'interrupteur marche-arrêt apparaissent rabattus sur la face avant.

De même on respectera l'écartement des douilles de sortie et l'on s'assurera de leur isolation vis-à-vis de la face arrière.

On n'oubliera pas, par ailleurs, de disposer les ailettes de refroidissement sur les transistors 2N2219.

Avant toute mise sous tension il est prudent de vérifier la continuité du circuit et de s'assurer qu'aucune soudure ne provoque de bavures.

LA PLANCHE DE CIRCUIT-CONNEXION SK 10

LORSQU'IL s'agit d'expérimenter un montage ou de définir l'élaboration d'un schéma on s'expose à de nombreuses modifications de circuit qui entraînent des opérations de soudure répétées qui peuvent se traduire par la destruction des composants mis en jeu.

Les professionnels connaissent depuis longtemps les bienfaits des boîtes de circuits connexions. En effet ces boîtes ou planches servent de supports de montage universel et peuvent recevoir à ce titre tous les composants grâce à une grille spéciale au pas de 2,54 mm.

La planche de circuit connexion SK 10 va permettre aux amateurs et aux débutants de câbler sans soudure et risque de détérioration toutes leurs maquettes ou prototype.

PRESENTATION

Cette planche de circuit connexion se présente sous de faibles dimensions de 163 x 55 x 10 mm. Elle est pourvue de 840 contacts enfilables, contacts qui peuvent supporter environ 10 000 opérations.

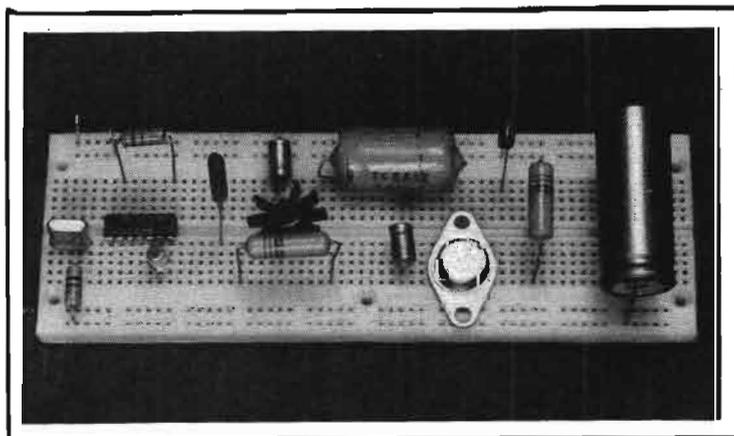
La planche est en fait scindée, comme le montre la photographie en quatre secteurs qui permettent d'en tirer le meilleur parti. En effet

les deux secteurs situés sur les bords inférieur et supérieur font office de ligne conductrice d'alimentation positive et négative. Il en découle une disposition pratique des éléments aisée en ce sens qu'il suffit à peu de chose près de suivre l'allure et la disposition du schéma de principe.

La figure 1 précise les diverses liaisons internes du support. Une rainure centrale permet de disposer « à cheval » tous les circuits intégrés Dual In Line sans perdre de place et l'exploitation des électrodes se fait alors de haut en bas et non dans le sens de la longueur comme c'était le cas des lignes d'alimentation du reste, divisées en dix secteurs afin de permettre les filtres, aisés par cellules cascades.

CONCLUSION

On ne peut que recommander l'utilisation d'un tel support pour « essayer » les montages en dépit d'un prix qui peut surprendre mais qui reste tout à fait raisonnable lorsqu'on voit la qualité professionnelle et indiscutable du support. On peut également ajouter que ces supports universels sont présents dans de nombreux laboratoires d'outre-Manche depuis des années.



NOUVEAUX CIRCUITS INTEGRES

pour musico-électronique

INTRODUCTION

LA tendance générale du progrès de la technologie électronique, s'accroissant de plus en plus vers les circuits intégrés et chaque fabricant en propose quelques-uns chaque mois.

Il est évident que cette profusion de CI ne laissera indifférents ni les constructeurs d'appareils électroniques ni les amateurs désireux de suivre pas à pas et parfois même, précéder, les travaux de l'industrie.

Notre programme de nouveautés est abondant et nous choisirons pour ce mois, quelque CI seulement.

DEUX CI DE ITT - INTERMETALL

Voici deux circuits intégrés qui compléteront la gamme des CI, proposés par ITT pour les orgues électroniques.

Le premier est le SAH 200. Il s'agit d'un générateur de douze signaux de notes commandé par un seul oscillateur de conception simple.

Le second est le TDA0470 qui est un contacteur électronique à douze éléments permettant de remplacer douze contacts mécaniques ou autres par des transistors-commutateurs.

Grâce à ces deux CI, la simplicité des instruments électroniques de musique est poussée encore plus loin et le problème de l'accord de l'instrument est résolu, car un seul réglage accordera toutes les notes fondamentales et harmoniques.

Quel que soit ce réglage, il y aura toujours des intervalles musicaux (tons et demi-tons) corrects entre les notes disponibles.

En association avec les diviseurs de fréquence (12 par instrument) on obtiendra un grand nombre d'octaves, par exemple huit intervalles d'octaves avec les SAJ 110 ITT.

On les utilisera pour obtenir des fondamentales et des harmoniques.

Le contacteur électronique permettra de commander avec un seul contact mécanique douze contacts électroniques, ce qui permettra de réaliser des instruments munis de très nombreux effets spéciaux.

CI TYPE SAH 200

Circuit intégré monolithique de technique MOS, le SAH 200 de ITT donne douze signaux de notes dans la gamme la plus élevée, ce CI remplace le SAH 190. L'emploi du SAH 200, associé à un oscillateur à un seul transistor, donne lieu à une économie impor-

tante, car il se substitue à trois SAH 190 et à un oscillateur de commande assez compliqué et onéreux.

Le SAH 200 est monté dans un boîtier en plastique SOT - 38 qui est du type 2 fois 8 broches de forme et dimensions normalisées. La figure 1 donne tous les détails le concernant. Les dimensions sont en millimètres.

En haut et à gauche, le CI est vu de profil. En haut et à droite, le CI est vu de l'avant ou de l'arrière. En bas, le CI est vu de dessus, ce qui correspond aux broches 1 à gauche du repère et 16 à droite du repère.

Le poids de ce CI est de 1,2 g approximativement.

BRANCHEMENT DU SAH 200

Si l'on accorde l'oscillateur de commande sur $f_1 = 4\,688\,864$ Hz (4,688 864 MHz) on obtient, par

division de fréquence, les signaux de notes aux broches indiquées dans le tableau I ci-après. Remarquons qu'il n'est pas obligatoire d'adopter cette fréquence. Avec d'autres valeurs du même ordre, on obtiendra d'autres notes.

Dans ce tableau on a donné la nomenclature française des notes et la nomenclature allemande. is = dièse, par exemple f is = fa dièse.

Les fréquences des signaux sont obtenues avec une très bonne précision. Par exemple, le LA₇ à la fréquence rigoureusement exacte de 7040 Hz (= 16 fois 440 Hz), donne pour le LA₇ dièse la valeur exacte de 7458,620 194 (avec dix chiffres significatifs), tandis que le CI donne 7459,2 Hz. L'erreur est donc absolument négligeable. Rappelons que le rapport entre deux signaux séparés par un demi-ton est égal à $x = 1,059\,463\,094$ qui est la racine d'ordre 12 de 2.

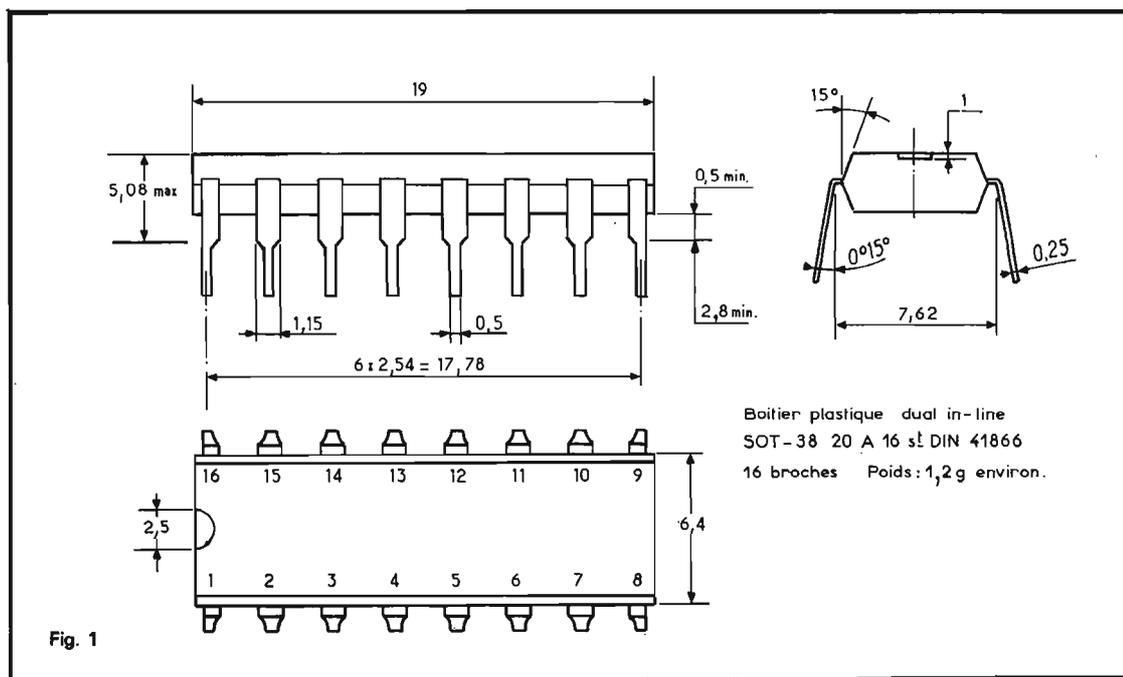


TABLEAU I

- 1 masse
- 2 FA₇ dièse = 5920 Hz = f^{is} (nomenclature allemande)
- 3 SI₇ = 7459,2 Hz = b⁵
- 4 DO₇ dièse = 4434,3 Hz = cis⁵
- 6 SOL₇ = 6272 Hz = g⁵
- 7 DO₈ = 8372,6 Hz = c⁶
- 8 V_{DD} = ALIM 1 par rapport à la masse (- 20 V max)
- 9 V_{GG} = ALIM 2 par rapport à la masse (- 24 V max)
- 10 V_T = entrée du signal de l'oscillateur
- 11 SI₇ = 7902,7 Hz = h⁵
- 12 SOL₇ dièse = 6644,9 Hz = gis⁵
- 13 FA₇ = 5587,8 Hz = f⁵
- 14 RE₇ = 4698 Hz = d⁵
- 15 LA₇ = 7040 Hz = a⁵
- 16 RE₇ dièse = 4977,3 Hz = dis⁵

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES

Voici au tableau II, ci-après, les caractéristiques recommandées pour le fonctionnement du CI, comme maître-diviseur de fréquence, commandant 12 diviseurs binaires et commandé par un maître oscillateur : (voir figure 2)

TABLEAU II

Tensions d'alimentation	V _{DD}	- 20 V (- 19 à - 21 V)
	V _{GG}	- 24 V (- 23 à - 25 V)
Tensions d'oscillateur	V _T	- 8 (- 6 à - 10 V)
Fréquence d'oscillateur	f _i	4,688 864 MHz
Courant max. de sortie	I _L	3 mA
Dérive des notes	± f	0,011 %

SCHEMA PRATIQUE D'EMPLOI

A la figure 3, on donne un schéma directement utilisable en pratique.

Remarquons d'abord l'alimentation. Le point de masse (zéro volt) de ce montage est modifié. En effet, la broche 1 du SAH 200 est reliée au point le plus positif de ce montage (le + 11 V) par une résistance de 10Ω avec découplage par 15 nF, vers la ligne - du point 8 désigné par V_{DD}.

Ce point 8 est au - 11 V par la résistance de 100Ω avec découplage de 4,7 μF vers le point 9 (V_{GG}).

Finalement, on voit que les alimentations sont disposées comme suit : un point de référence est zéro volt, relié au point 1 de tous

les douze CI SAJ 110. Cette masse est le point commun des alimentations. Par rapport à ce point zéro, il y a trois alimentations : l'une positive de + 11 V, deux négatives, de - 11 V et de - 14 V. Il doit être possible d'utiliser une seule alimentation négative de - 14 V avec prise à - 11 V.

En disposant de cette manière les alimentations, on pourra connecter le SAJ 200 aux douze SAJ 110 par des liaisons directes, donc ni capacités, ni résistances, ni tensions de polarisation.

Sur ce schéma, on a représenté une de ces douze liaisons directes, celle de la sortie, point 7, de la note DO₈ (ou c⁶) allant vers le point d'entrée du SAJ 110, point 2 de ce CI. Une autre sortie, par exemple celle du point 15 (LA₇ = a⁵) ira au point 2 d'un autre SAJ 110.

Chaque SAJ 110, monté correctement, donnera alors, les signaux octaves inférieures de la note reçue au point d'entrée 2.

OSCILLATEUR A 4,688 864 MHz

Utilisant le transistor BC 172 D de la même marque, l'oscillateur est monté avec une seule bobine L de 25 μH environ. Elle est accordée par les capacités de 22 pF et 1000 pF, ce qui donne 21,5 pF et diverses capacités parasites de faible valeur.

La bobine de 25 μH doit être à noyau de ferrite et réglable, car la capacité d'accord étant fixe, il faut réaliser l'accord exact avec le noyau de ferrite.

On obtient l'oscillation par couplage entre base et émetteur. Remarquons que l'émetteur est relié à une prise capacitive réalisée avec les deux capacités d'accord de 22 pF et 1 nF montées en série.

Le signal engendré par l'oscillateur est transmis depuis le collecteur du transistor, au point 10, d'entrée du CI maître diviseur. Ce signal est de tension V_i et de fréquence f_i comme spécifié plus haut.

D'autre part un signal de vibrato peut être transmis au maître oscillateur à partir du point « VIBR » qui est relié à la base par un condensateur de 4,7 μF et une résistance de 100 kΩ.

A noter que, grâce au dispositif à CI unique et oscillateur unique, le vibrato n'est appliqué qu'en un seul point de l'instrument et il est répercuté sur toutes les notes.

Le détail de l'alimentation est donné à la figure 4. La masse est au point commun des deux alimentations, donc, elle n'est plus au point 1 du SAH 200, comme indiqué dans le tableau de caractéristique. En somme, on l'a déplacée au + au commun des deux alimentations. Cela revient au même et ce genre très fréquent de modification du point de masse ne change rien aux tensions d'alimentation.

La tension de vibrato V_{VIB} doit être de 5 V efficaces. Avec cette valeur, f = déviation de la fréquence de l'oscillateur, sera de ± 6 %, ce qui représente, à très peu de chose près, une déviation d'un demi-ton de part et d'autre de la fréquence porteuse (4,68 ... MHz).

La même déviation de ± 6 % se retrouvera sur tous les signaux de notes.

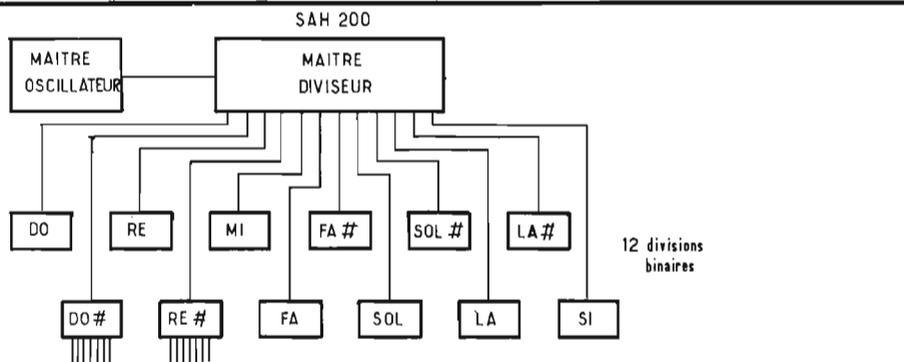


Fig. 2

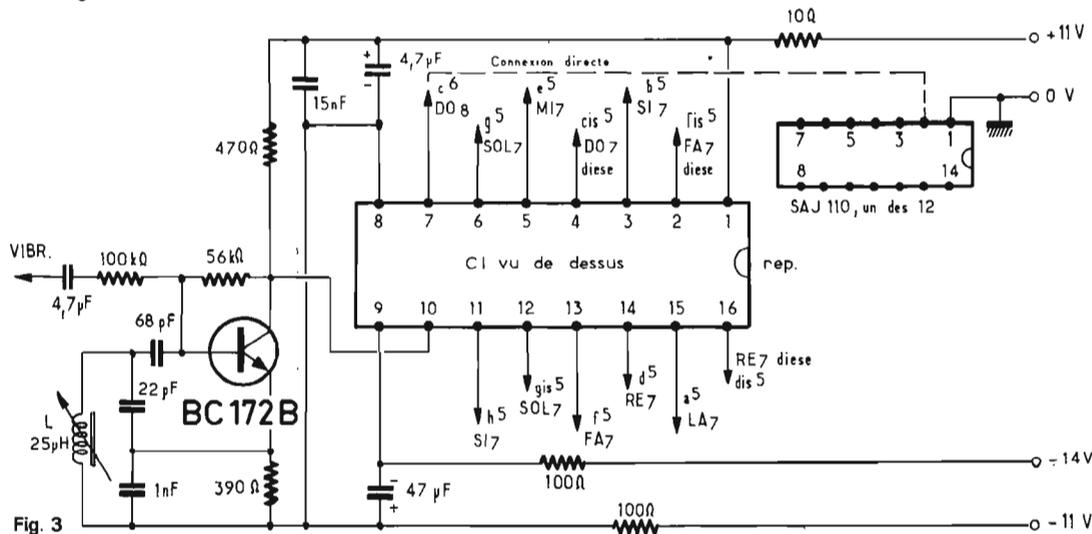


Fig. 3

Il est évident qu'en diminuant V_{VIB} , la déviation de fréquence sera moindre. Il n'y a pas d'intérêt à l'augmenter si l'on exécute des œuvres de musique classique.

DEUXIÈME VERSION DE MONTAGE DU SAH 200

Un autre schéma, plus évolué, est donné par la figure 5. Le SAH 200 est monté comme dans le dispositif précédent, en ce qui concerne les alimentations et les branchements aux autres parties. L'oscillateur comporte des modifications dont voici le détail :

(a) la résistance de polarisation de base du transistor BC 172 B est de 220 k Ω ;

(b) une diode à capacité variable a été introduite dans le montage en vue d'effectuer la modulation de fréquence du signal porteur avec plus d'efficacité.

On voit que le signal de vibrato transmis par une résistance de 12 k Ω et un condensateur de 4,7 μ F apparaît aux bornes de la résistance de 100 k Ω reliée au curseur du potentiomètre de 10 k Ω .

La cathode de la diode est polarisée positivement par rapport à l'anode, car celle-ci est reliée à la ligne négative par la bobine L.

Cette polarisation inverse, qui permet le fonctionnement de cette diode comme capacité variable de vibrato V_{VIB} , est appliquée à la cathode et, de ce fait, la capacité aux bornes de la bobine L varie et par conséquent, la fréquence d'accord. C'est la modulation de fréquence qu'est le « vibrato ».

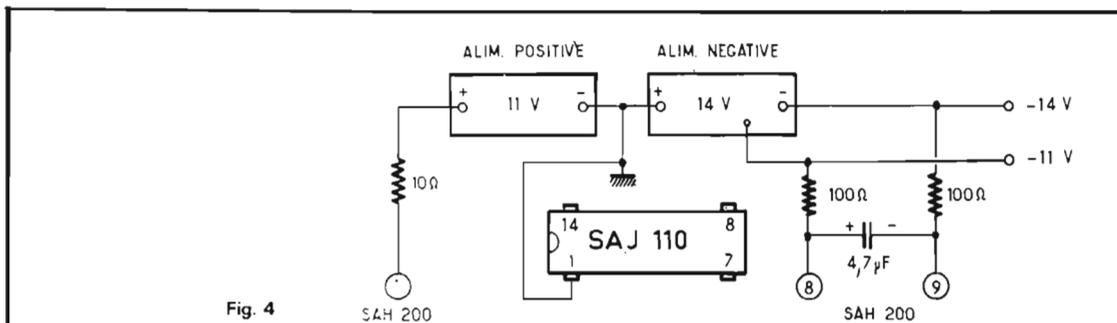


Fig. 4

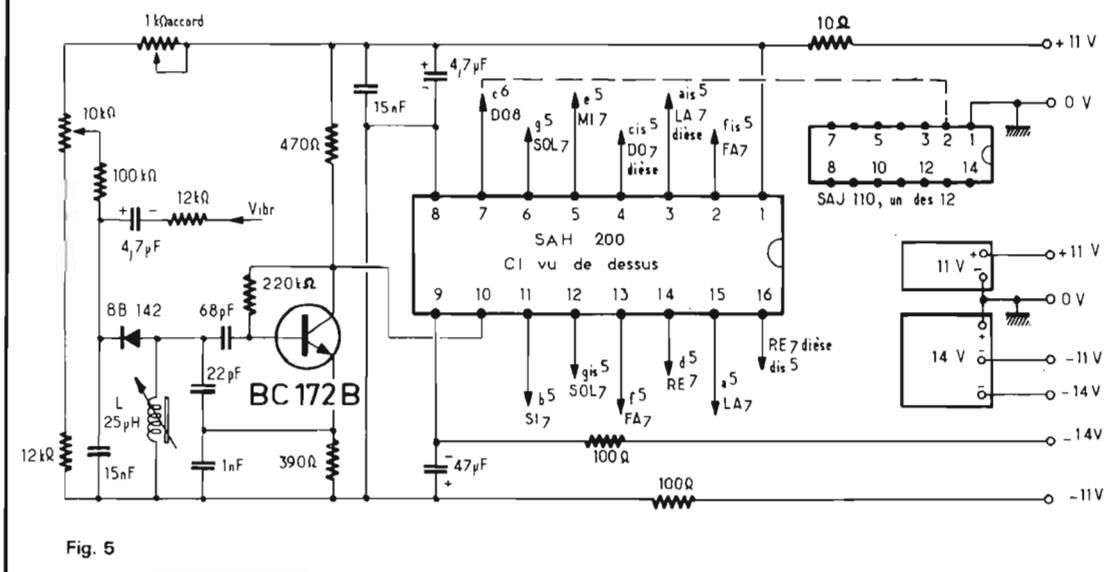


Fig. 5

Grâce à la capacité de 15 nF, la cathode de la BB 142 est, en alternatif, mise à la ligne négative, donc la diode shunte la bobine et sa capacité s'ajoute à celles d'accord.

D'autre part, la polarisation de repos de la diode peut être modifiée avec les potentiomètres de 1 k Ω et de 10 k Ω . Ce service sera ajustable et celui de 1 k Ω variable

permettant, si nécessaire, le « réaccord » ou la transposition.

En comparant les schémas des figures 3 et 5, on voit que le vibrato c'est-à-dire la modulation de fréquence est obtenu dans l'un (fig. 5) par la diode à capacité variable et dans l'autre (fig. 3) par variation de la polarisation de la base du transistor oscillateur.

CIRCUIT INTÉGRÉ TDA 0470

Proposé par ITT - Intermetall, le TDA 0470 est un circuit monolithique de technique bipolaire, spécialement étudié pour les orgues électroniques et autres instruments polyphoniques analogues.

Les douze transistors qu'il contient remplacent douze contacts mécaniques. On peut commander les douze contacts par un seul contact mécanique associé à la touche du clavier, correspondant.

A la figure 6, on donne le brochage de ce circuit. Il y a deux fois sept = 14 broches. Les dimensions sont en millimètres.

Signalons à nos lecteurs que pour les CI à 14 ou 16 broches, il existe des supports, à des prix avantageux.

Le schéma intérieur du TDA 0470 est donné à la figure 7. Il est facile de voir que tous les collecteurs sont reliés ensemble, aboutissant à la broche 14, tandis que toutes les bases, reliées ensemble, également, aboutissent à la broche 7. Les émetteurs ont douze sorties indépendantes, aux points 1 à 6 et 8 à 13.

TABLEAU III
Caractéristiques maxima

Courant total des collecteurs	I_{14}	25	mA
Courant d'émetteur	I_E	- 5	mA
Courant total des bases	I_7	25	mA
Tension collecteur-émetteur	V_{CEO}	22	V
Dissipation totale à $T_{amb} = 60^\circ\text{C}$	P_{tot}	250	mW
Température ambiante	T_{amb}	- 10... + 60	$^\circ\text{C}$

TABLEAU IV

Caractéristiques à $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ (Chaque transistor)

Gain en continu de courant à $V_{ce} = 2V$ $I_c = 1\text{mA}$	h_{FE}	> 40	
Tens. de saturation de collecteur à $I_c = 1\text{mA}$ $I_B = 0,1\text{mA}$	V_{CEsat}	< 0,4	V
Courant de coupure d'émetteur à $V_{CE} = 15\text{V}$	I_{CEO}	< 100	nA
I_{14} = courant passant par la broche 14 en CT.			

MONTAGE DES SORTIES DU SAJ 110

Les entrées, sauf celle de la broche 2, étant reliées aux sorties des éléments qui les précèdent, par des liaisons internes ou externes, on disposera de 8 signaux octaves sur chaque SAJ 110.

Par exemple sur celui affecté au DO on aura :

DO₈ sur la broche 2, provenant du SAH 200 $f = 8372,6$ Hz

DO₇ sur la sortie S₁ broche 14 $f = 4186,3$

DO₆ sur la sortie S₂ broche 13 $f = 2093,15$

DO₅ sur la sortie S₃ broche 12 $f = 1046,57$

DO₄ sur la sortie S₄ broche 11 $f = 523,28$

DO₃ sur la sortie S₅ broche 10 $f = 261,64$

DO₂ sur la sortie S₆ broche 9 $f = 130,82$

DO₁ sur la sortie S₇ broche 8 $f = 65,410$

Comme DO₈ est à la fréquence 8372,6 Hz (= c⁶ nomenclature allemande) les autres DO seront aux fréquences obtenues en divisant par deux et indiquées sur le tableau ci-dessus.

Remarquons que le diviseur de fréquence affecté au DO₇ dièse donnera, à la broche 8 de son diviseur, le DO₀ dièse à la fréquence $4434,3/128 = 34,640$ qui est une note très basse donnant satisfaction dans la plupart des applications. Finalement on constatera que l'on disposera des 8.12 = 96 notes comprises entre DO₈ et DO₀ dièse, donc aux fréquences comprises entre 34,640 et 8372,6 Hz.

(suite p. 285)

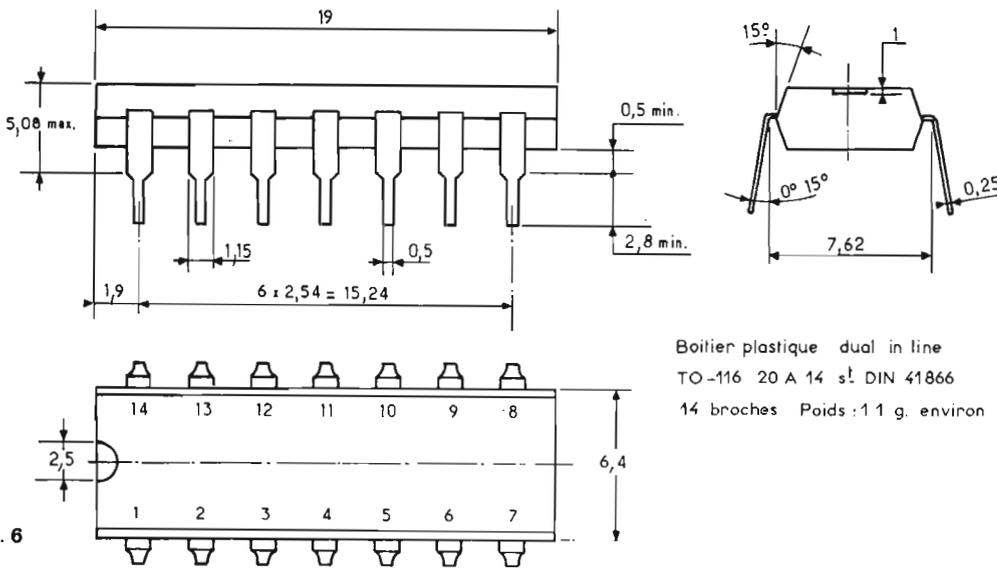


Fig. 6

Boîtier plastique dual in line
TO-116 20 A 14 s! DIN 41866
14 broches Poids : 11 g. environ

Il n'y a pas de points d'alimentation car celle-ci est transmise aux transistors par les composants extérieurs qui leur sont associés.

FONCTIONNEMENT

Dans tout transistor, la commutation est basée sur la variation des tensions ou des courants de polarisation des électrodes.

Le collecteur est le plus positif, vient ensuite la base et ensuite l'émetteur, cela, bien entendu, dans le cas d'un NPN. On voit sur la figure 7 qu'il y a possibilité de commander l'état, (conducteur ou bloqué), de chaque transistor, en appliquant à un émetteur une polarisation de sens convenable. En même temps le signal à transmettre sera appliqué à l'émetteur et on le retrouvera sur le collecteur.

Les douze transistors sont montés, par conséquent en base commune.

Pour que le signal soit transmis, il faudra que l'émetteur soit polarisé négativement par rapport à la base et pour qu'il n'y ait pas de transmission, l'émetteur sera polarisé plus positivement que la base.

Voici les caractéristiques du TDA 0470 : Tableaux III et IV.

MONTAGE DES DIVISEURS DE FRÉQUENCE

A la figure 5 on trouve un des douze SAJ 110 utilisés comme diviseurs de fréquence, à la suite du générateur de 12 notes SAH 200.

En branchant à la masse le

point (ou broche) 1 du SAJ 110, le montage de CI se fait normalement comme on l'indique dans sa notice et dans les schémas pratiques d'emploi publiés précédemment.

A la figure 6, on donne le brochage du boîtier à 14 broches, valable également pour le SAJ 110.

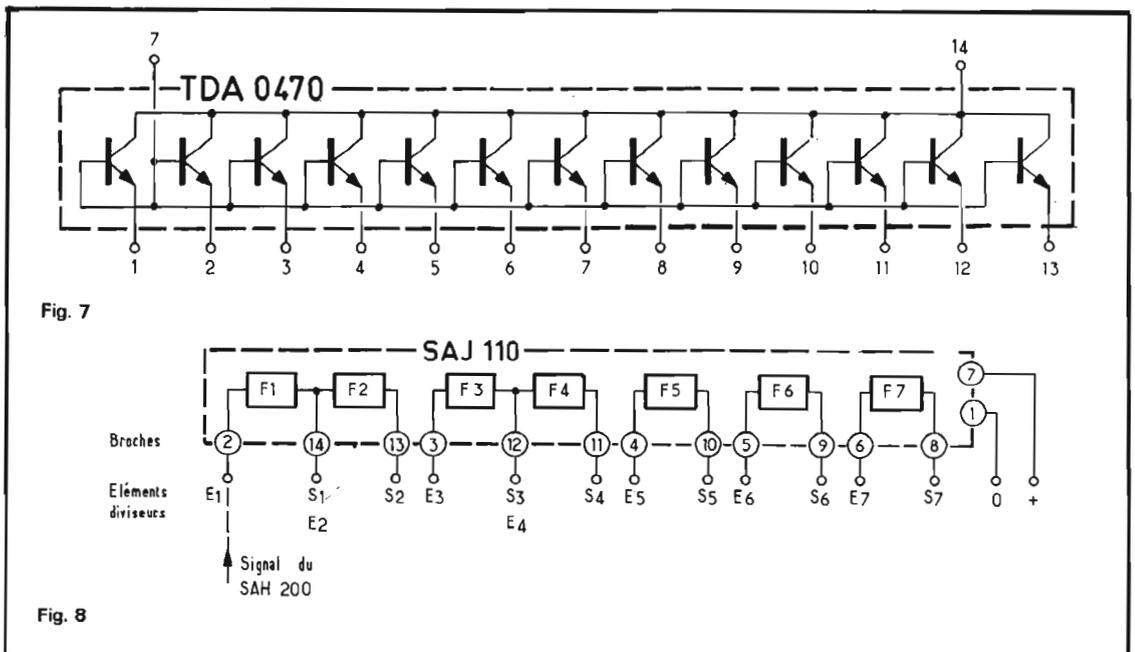
Le schéma intérieur du SAJ 110 est donné à la figure 8. Les broches, non indiquées dans l'ordre, sont numérotées de 1 à 14. Dans chaque CI il y a sept éléments diviseurs binaires de fréquence dont les entrées E et les sorties S sont, les unes indépendantes comme par exemple E₅S₅, E₆S₆ et d'autres reliées ensemble comme S₁ et E₂ aboutissant à la broche 14 et S₃ et E₄ aboutissant à la broche 12.

Normalement, on reconstitue la chaîne des sept diviseurs en reliant extérieurement, S₂ à E₃, S₄ à E₅, S₅ à E₆, S₆ à E₇.

Le signal fourni par le maître diviseur SAH 200, est branché à la broche d'entrée E₁, c'est-à-dire la broche 2 comme indiqué sur les figures 5 et 8.

Ensuite, on relie la broche 1 à la masse : celle du montage de la figure 5 et la broche 7 au + alimentation. Le circuit intégré SAJ 110 ne nécessite qu'une seule alimentation, positive, de 11 V, à ne pas dépasser. Il fonctionne très bien avec 10 V et même 9 V.

Le schéma de la figure 5 montre que l'on dispose d'un point + 11 V qui sera connecté à tous les points 7 des douze CI, SAJ 110, nécessaires.





RADIO-ROBUR : 25 ANS

AU SERVICE DE L'ÉLECTRONIQUE

L'ANNÉE 74, qui vient de se terminer, a marqué pour les établissements Radio Robur le 25^e anniversaire de leur création. A cette occasion le magasin du 102, boulevard Beaumarchais, a été entièrement rénové et une place encore plus importante a été faite au département haute-fidélité qui, en plus d'un hall d'exposition et d'un mini auditorium - pour les chaînes compactes - comprend, au

sous-sol, deux auditoriums dans de magnifiques caves voûtées.

M. Baudoin, le directeur de cette société, ancien professeur dans une école d'électronique, sélectionne en technicien avisé les différents appareils qu'il propose à sa clientèle. Son souci majeur est de choisir, dans l'énorme quantité de matériel actuellement sur le marché, ceux qui possèdent le meilleur rapport qualité/prix.

Radio Robur, ce n'est pas seu-

lement un magasin où l'on peut trouver tout le matériel électronique grand public, du récepteur à transistors au téléviseur couleur. Cette société en plus construit elle-même depuis de nombreuses années ses propres appareils vendus, soit en Kit, soit tout monté, parmi ceux-là, nous avons déjà décrit dans nos colonnes le tuner « Largo » et les amplificateurs « Super Werther » et « Lulli ».

Le département Kit nécessite

une assistance technique indispensable pour l'amateur et qui a été effectivement réalisée par cette société, de même que le service après-vente qui est assuré tant pour la haute-fidélité que pour la télévision dans les délais les plus brefs.

Au rez-de-chaussée du magasin, on trouve tous les appareils de radio à transistors, électrophones et magnétophones portables, les téléviseurs noir et blanc et





couleur ; parmi ces derniers, nous avons relevé les marques : Philips, Schneider, Pathé Marconi et Sony.

Sur des étagères ultra-modernes façon Drugstore sont exposés quelques appareils Hi-Fi mais c'est dans les caves du sous-sol que sont situés deux auditoriums qui, par l'intermédiaire de dispatching permettent à l'acheteur de sélectionner dans de très bonnes conditions sa chaîne haute-fidélité.

Parmi les appareils présentés, nous avons relevé les marques : Esart, Pioneer, Sansui, Korting Transmare, Dual, Merlaud et Ro-

bur. Pour les amplis, tuners et ampli-tuners : Lenco, Thorens, ERA, Garrard, Barthes, BSR et Pioneer pour les platines tournedisques. Esart, Erelson, Acoustic Research, Keff, Supravox, Cabasse, Celestion et Leak pour les enceintes acoustiques. Sony, Akai, Uher, Revox et Saba pour les magnétophones.

En plus de ses départements radio Hi-Fi et télévision, Radio Robur propose à sa clientèle de techniciens, une gamme variée d'appareils de mesure et de nombreux kits d'enceintes acoustiques.



NOUVEAUX CIRCUITS INTÉGRÉS POUR MUSICO-ÉLECTRONIQUE

(Suite de la page 283)

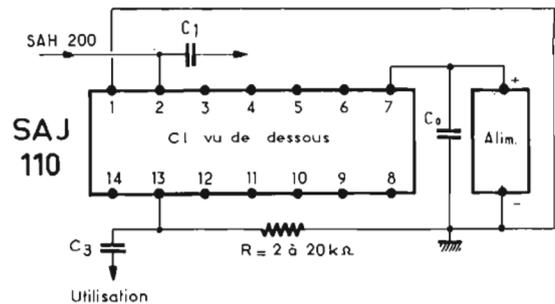


Fig. 9

Revenons au branchement. On disposera de 96 sorties de notes qui donneront toutes, des signaux rectangulaires.

Chaque sortie sera polarisée par une résistance de charge pouvant être comprise entre $2\text{ k}\Omega$ et $20\ \Omega$ dont l'extrémité libre sera reliée à la masse (point 1 du CI).

La liaison avec les circuits suivants se fera avec des condensateurs, permettant l'isolation en continu.

A la figure 9 on donne le schéma d'une liaison de sortie de SAJ 110. On n'a représenté que les capacités de liaison des points 2 (signal à la fréquence f la plus élevée) et 13 ($f/4$).

Ces capacités pourront être égales mais si la dernière (celle transmettant la plus basse fréquence) est déterminée correctement, on pourra diminuer leurs valeurs progressivement car si f est multipliée par 2 la capacité sera divisée par 2.

Exemple : si la capacité convenant à DO_0 dièse est de $0,5\ \mu\text{F}$ celle convenant aussi bien au DO_7 dièse sera de $0,5/128\ \mu\text{F}$ ce qui donne $3,9\ \text{nF}$ donc plus économique et moins encombrante ce qui peut être intéressant dans un montage qui doit être de faible volume.

SIGNAUX EN DENTS DE SCIE

On a traité dans nos colonnes des moyens d'obtenir, à partir des

signaux rectangulaires, des signaux en dents de scie ou des signaux de composition spectrale proche de celle des signaux en dents de scie.

Il y a, entre autres trois procédés :

1) composition de plusieurs signaux rectangulaires donnant finalement un signal en marches d'escalier ou allure « dents de scie ».

2) composition de signaux rectangulaires avec un signal en dent de scie. Cela donne des signaux en dents de scie.

3) composition de signaux rectangulaires avec des signaux harmoniques par circuits mélangeurs-doseurs.

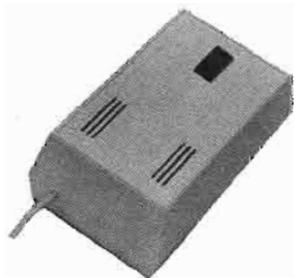
EMPLOI DU TDA 0470

Le TDA 0470, tout récent remplacera le TBA 470 qui ne contient que 10 éléments de commutation électronique.

Les caractéristiques : courants, tensions, puissances, températures, sauf la tension de coupure I_{CED} entre collecteur et émetteur, qui est $< 100\ \text{nA}$ pour le TBA 470 à $V_{CE} = 15\ \text{V}$ et de $< 30\ \text{nA}$ pour le TDA 0470 à $V_{CE} = 15\ \text{V}$ également.

BLOCS SECTEUR et — ALIMENTATIONS UNIVERSELLES

ALIMENTATION UNIVERSELLE STOLLE N3406



Cette alimentation est destinée à l'alimentation sur secteur 110 ou 220 V des récepteurs à transistors, électrophones ou magnétophones à cassettes fonctionnant sur piles.

Tension continue stabilisée, commutable de 4,5 - 6 - 7,5 - 9 et 12 V.

Tension de sortie stabilisée jusqu'à 400 mA.

Bi-tension 110/220 V.

Interruption sur secteur.

Protection du secteur.

Équipé d'un transistor de puissance et diode de Zener.

Deux entrées différentes pour mini-jack 2,5 mm et fiche phono américaine de extérieur 9,3 mm et 3,2 mm broche (Type RCA).

ADAPTATEUR UNIVERSEL STOLLE N3411

Cet adaptateur pour raccordement sur batterie voiture, caravane, bateau, etc., permet d'obtenir à partir de batteries 12 ou 24 V les tensions suivantes : 4,5 - 6 - 7,5 - 9 et 12 V par commutation.

Avec fiche universelle pour douille continu resp. allumecigare.

Tension de sortie stabilisée, commutable de 4,5 - 6 - 7,5 - 9 et 12 V.

Tension de sortie stabilisée jusqu'à 600 mA.

Page 286 - No 1486

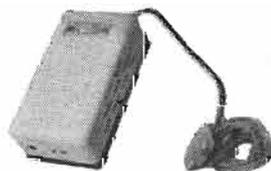
Interrupteur sur secteur.
Protection du secteur.
Équipé d'un transistor de puissance et diode de Zener.
deux fiches différentes pour mini-jack 2,5 mm et fiche phono américaine de extérieur 9,3 mm et 3,2 mm broche.

BLOC SECTEUR BST SG24



Alimentation secteur en boîtier plastique compact pour magnétophone à cassettes, récepteurs radio, interphones, etc.
Entrée 110 ou 220 V.
Sortie 6 ou 9 V.
Débit max. : 400 mA.

BLOC SECTEUR BST ME410



Mini bloc secteur universel pour magnétophone à cassettes, émetteurs/récepteurs, petit amplificateur BF etc. Il permet à partir du secteur 110 ou 220 V d'obtenir des tensions continues stabilisées, filtrées et régulées ajustables de 6 à 12 V. Cet appareil est protégé par fusible. Débit max. : 400 mA.

CONVERTISSEUR 6/12 V BST CV2

Ce convertisseur permet d'alimenter un appareil autoradio prévu pour fonctionner sur 12 V à



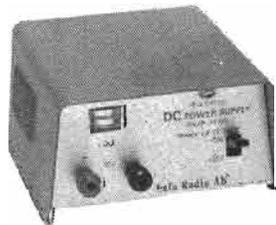
partir d'une batterie de 6 V. Cet appareil ne peut être monté que sur des voitures ayant le pôle négatif à la masse. Le débit max. qu'il peut supporter est de 2 A.

BLOC SECTEUR BRONSON BRA50



Bloc secteur pour alimentation des petits appareils radio et magnétophones à cassettes. Entrée : 220 V. Tensions délivrées en sortie : 6 - 7,5 ou 9 V.

L'ALIMENTATION STABILISEE Lafa RADIO LR15



Cette alimentation permet à partir du secteur 220 V d'obtenir une tension continue redressée filtrée et stabilisée de 12 V, son débit maximum est de 3 A. Cette

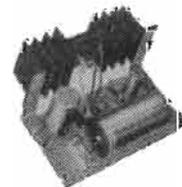
alimentation est protégée par deux fusibles situés à l'arrière de l'appareil.

L'ALIMENTATION DE LABORATOIRE BST RP24



Cette alimentation est équipée de deux galvanomètres de contrôle (ampèremètre-voltmètre). La tension de sortie continue est ajustable de 7 à 15 V. L'intensité max. qu'elle peut délivrer est de 2 A. Elle est protégée par disjoncteur électronique. Ses dimensions sont : 200 x 155 x 100 mm.

L'ALIMENTATION AMTRON UK655



Pour terminer cette série de petites alimentations secteur nous signalons à nos lecteurs un petit modèle vendu en kit et réalisé par Amtron. Cette alimentation délivre 24 V sous 800 mA max. La tension est stabilisée à 1,5 %. Elle peut être utilisée pour alimenter un petit amplificateur.

SÉLECTION DE CHAINES HIFI



CHAINE REVOX A78 MK III

Cette chaîne comprend un amplificateur Revox A78 MK II, une platine Thorens TD160 avec cellule magnétique Shure 75 ES. Deux enceintes acoustiques 3A Allegretto ou deux enceintes Martin Supermax. Cette chaîne peut être complétée par le tuner Revox A76 MK III.

L'AMPLIFICATEUR REVOX A78 MK II

Puissance : 2 x 50 W/4 Ω ; 2 x 40 W/8 Ω - Distorsion : < 0,1 % à 1 000 Hz - Intermodulation : < 0,3 % à la puissance nominale - Bande passante : 10 Hz à 40 kHz à - 3 dB et 1 % de distorsion - Courbe de réponse : 20 Hz à 20 000 Hz \pm 1 dB - Rapport signal/bruit : phono : > 65 dB ; tuner, magnéto, aux. : > 75 dB - Monitor : > 80 dB - Diaphonie : > 60 dB à 1 000 Hz - Facteur d'amortissement : > 20 - Entrées : magnéto 100 mV/100 k Ω -

Tuner : 100 mV/100 k Ω - Aux. : 100 mV/330 k Ω - Phono céram. : 230 mV/800 k Ω - Monitor : 250 mV/50 k Ω - Correcteur de tonalité \pm 12 dB à 60 Hz ; \pm 12 dB à 12 000 Hz - Sorties : H.-P. : 4 à 16 Ω - Magnéto : 150 mV/50 k Ω - Casque : impédance mini. 5 Ω - Alimentation : 110/220 V, 50/60 Hz - Dimensions : 415 x 160 x 245 mm. Poids : 8,2 kg.

LA PLATINE THORENS TD160

Système d'entraînement : moteur 16 pôles synchrone biphasé, entraînement du plateau par courroie caoutchouc - Vitesses : 33 tours 1/3 et 45 tours/minute - Plateau en alliage non magnétique de 30 cm de diamètre et pesant 3,2 kg - Régularité de vitesse : 0,6 % selon Din 45 507 pondéré - Niveau de bruit (rumble) : non pondéré - 43 dB ; pondéré - 65 dB selon Din 45 539.

L'ENCEINTE ACOUSTIQUE 3A ALLEGRETO

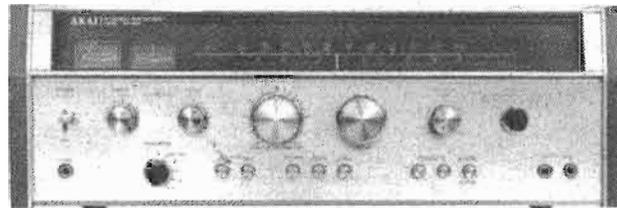
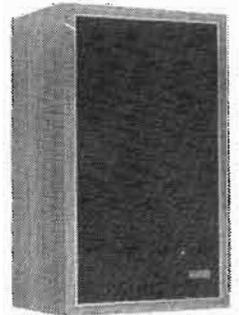
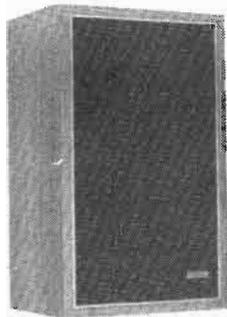
Bande passante : 40 Hz à 20 000 Hz - Distorsion inférieure à 1,5 % de 50 à 20 000 Hz - Réglage séparé du registre médium par commutateur étalonné - Puissance nominale permanente 40 W eff - Réponse aux impulsions extrêmement rapide.

L'ENCEINTE ACOUSTIQUE MARTIN SUPERMAX

Haut-parleurs : un Boomer 25 cm à suspension pneumatique ; un Tweeter à chambre de compression - Puissance max. : 50 W rms - Bande passante : 36 Hz à 18 000 Hz - Impédance : 8 Ω - Potentiomètre de réglage : pour l'aigu - Dimensions : 54 x 31 x 25 cm - Poids : 12 kg.

LE TUNER REVOX A76 MK III

Gamme de fréquences : 87,5 à 108 MHz - Sensibilité : mono : 1 μ V ; stéréo : 10 μ V - Sélectivité : 60 dB pour 300 kHz d'écart - Réjection image : 76 dB - Intermodulation : 90 dB - Réjection FI : 100 dB - Distorsion : 0,2 % à 1 kHz (excursion 40 kHz) - Rapport signal/bruit : 70 dB - Diaphonie : 40 dB à 1 kHz. Bande passante : 30 Hz à 15 kHz - 1 dB - Désaccentuation : 50 μ s - Tension de sortie BF : ajustable, 1 V max. - Sortie à basse impédance - Antenne : 240-300 Ω symétrique et 60-75 Ω coaxiale - Alimentation : 110/220 V, 50/60 Hz - Consommation : 20 V - Dimensions : 415 x 160 x 245 mm - Poids : 7,8 kg.



CHAINES AKAI AA 930

CHAINE A

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur Akai AA930, une platine Pioneer PL12E. Deux enceintes acoustiques Scott S17.

LE TUNER AMPLIFICATEUR AKAI AA930

Partie amplificateur : Puissance : 2 x 48 W/8 Ω - Distorsion : 0,03 % à 25 W - Bande passante : 10 à 16 000 Hz - Niveau d'entrée : phono : 150 mV - Auxiliaire : 150 mV - Magnéto : 150 mV - Rapport signal/bruit phono : > 85 dB - Réglages de tonalité : basses ± 10 dB à 100 Hz ; aigus ± 10 dB à 10 kHz.

Partie tuner : gamme de fréquence FM : 88 à 108 MHz - Sensibilité : 1,8 μV - Distorsion mono : < 0,2 % - Stréo < 0,6 % - Rapport signal/bruit : > 70 dB - Sélectivité : > 80 dB - Séparation stéréo : > 40 dB - Gamme AM : 535 à 1 605 kHz - Rapport signal/bruit : 50 dB à 400 Hz avec 30 % de modulation - Distorsion : 0,8 % - Antenne : 300 Ω symétrique, 75 Ω asymétrique - Dimensions : 483 x 168 x 398 mm - Poids : 15 kg.

LA PLATINE PIONEER PL12

Tourne-disque 2 vitesses : 33 tours 1/3 et 45 tours, moteurs synchrones à 4 pôles, diamètre du plateau : 30 cm - Rapport signal/bruit : ≥ 45 dB - Fluctuations : ≤ 0,12 % - Alimentation : 110/220 V, 50 ou 60 Hz - Consommation : 12 W - Dimensions : 431 x 153 x 341 mm - Poids : 6 kg.

L'ENCEINTE ACOUSTIQUE SCOTT S17

Puissance : 35 W - Diamètre H.-P. : 200 mm - Diamètre du tweeter 75 mm - Impédance : 8 Ω - Bande passante : 40 à 20 000 Hz - Dimensions : 267 x 457 x 216 mm - Poids : 7,5 kg.

CHAINE B

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur Akai AA930, une platine Thorens TD165 - Deux enceintes acoustiques Siare C3X.

LE TUNER AMPLIFICATEUR AKAI AA930

Voir chaîne A.

LA PLATINE THORENS TD165

Moteur 16 pôles synchrone, entraînement du plateau par courroie caoutchouc - Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/minute - Plateau en alliage de zinc, diamètre : 30 cm - Régularité de vitesse : 0,06 % selon Din 45 507, niveau de bruit (rumble) non pondéré - 43 dB - pondéré - 65 dB - Alimentation : 110/220 V - Poids : 8 kg - Dimensions : 440 x 340 x 140 mm - Cette platine est équipée d'un bras TP 11 de 230 mm.

L'ENCEINTE ACOUSTIQUE SIARE C3X

Puissance 35 W - Impédance 4 à 8 Ω - Bande passante 30 à 22 000 Hz - Equipement 3 Haut-Parleurs : H.-P. grave, diamètre 21 cm à membrane spéciale ; H.-P. médium, diamètre 21 cm, 15 000 gauss - Tweeter : diamètre 8 cm, 13 000 gauss - Dimensions : 540 x 300 x 240 mm - Poids : 9 kg - Présentation : noyer d'Amérique.

CHAINE C

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur Akai AA930, une platine Akai AP002. Deux

enceintes acoustiques Martin Laboratory MK II.

LE TUNER AMPLIFICATEUR AKAI AA930

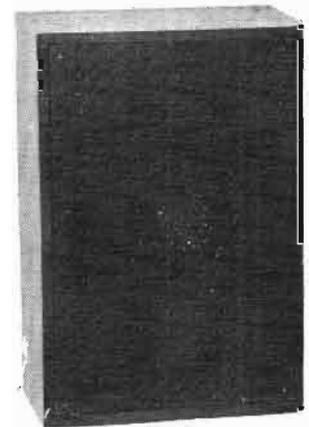
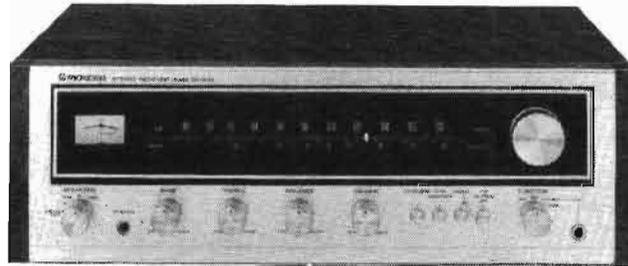
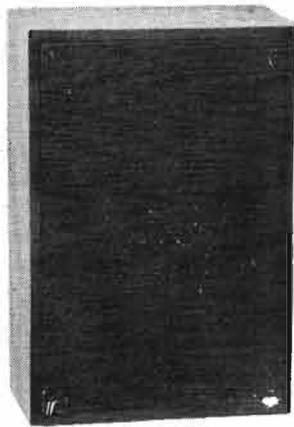
Voir chaîne A.

LA PLATINE AKAI AP002

Platine tourne-disques 2 vitesses : 33 et 45 tours/minute - Plateau de 300 mm de diamètre et pesant 1,1 kg - Moteur synchrone 4 pôles - Rapport signal/bruit : 48 dB - Fluctuations : 0,08 % - bras de 215 mm - Force d'appui : 0 à 3 g - Relève bras hydraulique - Entraînement par courroie - Retour du bras et arrêt du plateau en fin de disque, automatique - Dimensions : 442 x 185 x 377 - Poids : 7 kg.

L'ENCEINTE ACOUSTIQUE MARTIN LABORATORY MK II

Enceinte 3 voies à 3 haut-parleurs : Boomer de 25 cm à suspension pneumatique - Médium de 10 cm - Tweeter à chambre de compression - Puissance max. : 50 W - Bande passante : 34 à 18 000 Hz - Impédance : 8 Ω - Potentiomètre de réglage aigu et médium - Dimensions : 540 x 310 x 250 mm - Poids : 14 kg.



CHAINES PIONEER SX 434

CHAINE A

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur Pioneer SX434, une platine Akai AP002, deux enceintes acoustiques Scientelec Eole 180.

LE TUNER AMPLIFICATEUR PIONEER SX434

Récepteur stéréophonique de classe économique. FM/OM. 2 x 18 W, avec moins de 0,5 % de distorsion. Bloc d'accord FM à transistor à effet de champ à faible souffle, et condensateur variable à 4 sections et variation linéaire de fréquence. En fréquence intermédiaire, filtres-céramiques et circuits intégrés, sélectivité atteignant 60 dB. Réglage de réponse à plots. Connexion possible de deux paires d'enceintes acoustiques, d'un casque stéréo, d'un microphone, d'une platine et d'une table de lecture.

LA PLATINE AKAI AP002.

Platine tourne-disques 2 vitesses : 33 et 45 tours/minute - Plateau de 300 mm de diamètre et d'un poids de 1,1 kg - Moteur synchrone 4 pôles - Rapport signal/bruit : 48 dB - Fluctuations : 0,08 % - Entraînement par cour-

roie - Retour du bras et arrêt du plateau automatique en fin de disque - Bras de 215 mm de longueur - Force d'appui : 0 à 3 g - Relève bras hydraulique - Dimensions : 442 x 185 x 377 - Poids : 7 kg.

L'ENCEINTE ACOUSTIQUE SCIENTELEC EOLE 180

Enceinte à 2 voies - Haut-parleur graves de 21 cm de diamètre - Fréquence de résonance : 30 Hz - Champ pour l'entrefer : 15 000 gauss - Un tweeter pour la reproduction des fréquences aiguës - Bande passante : 25 Hz à 20 kHz - Puissance recommandée : 35 W - Dimensions : 423 x 293 x 240 mm - Volume interne : 19 litres - Poids : 10 kg.

CHAINE B

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur Pioneer SX434, une platine tourne-disque Akai AP004, deux enceintes acoustiques Scott S17.

LE TUNER AMPLIFICATEUR PIONEER SX434

Voir chaîne A.

LA PLATINE TOURNE-DISQUE AKAI AP004

Platine tourne-disque 2 vitesses : 33 et 45 tours/minute - Moteur synchrone - Entraînement par courroie - Plateau de 300 mm de diamètre d'un poids de 1 100 g - Fluctuations : 0,07 % - Rapport signal/bruit : 50 dB - Bras de 220 mm de longueur - Force d'appui : 0 à 3 g - Relève bras hydraulique. La pose du bras et son retour en fin de disque est automatique et opéré par un moteur séparé - Dimensions : 442 x 185 x 377 mm - Poids : 8 kg.

L'ENCEINTE ACOUSTIQUE SCOTT S17

Puissance 35 W - Diamètre du H.-P. : 200 mm ; diamètre du tweeter : 75 mm - Impédance : 8 Ω - Bande passante : 40 à 20 000 Hz - Dimensions : 267 x 457 x 216 mm - Poids : 7,5 kg.

CHAINE C

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur Pioneer SX434, une platine Thorens TD165, deux enceintes acoustiques Martin Micromax.

LE TUNER AMPLIFICATEUR PIONEER SX434

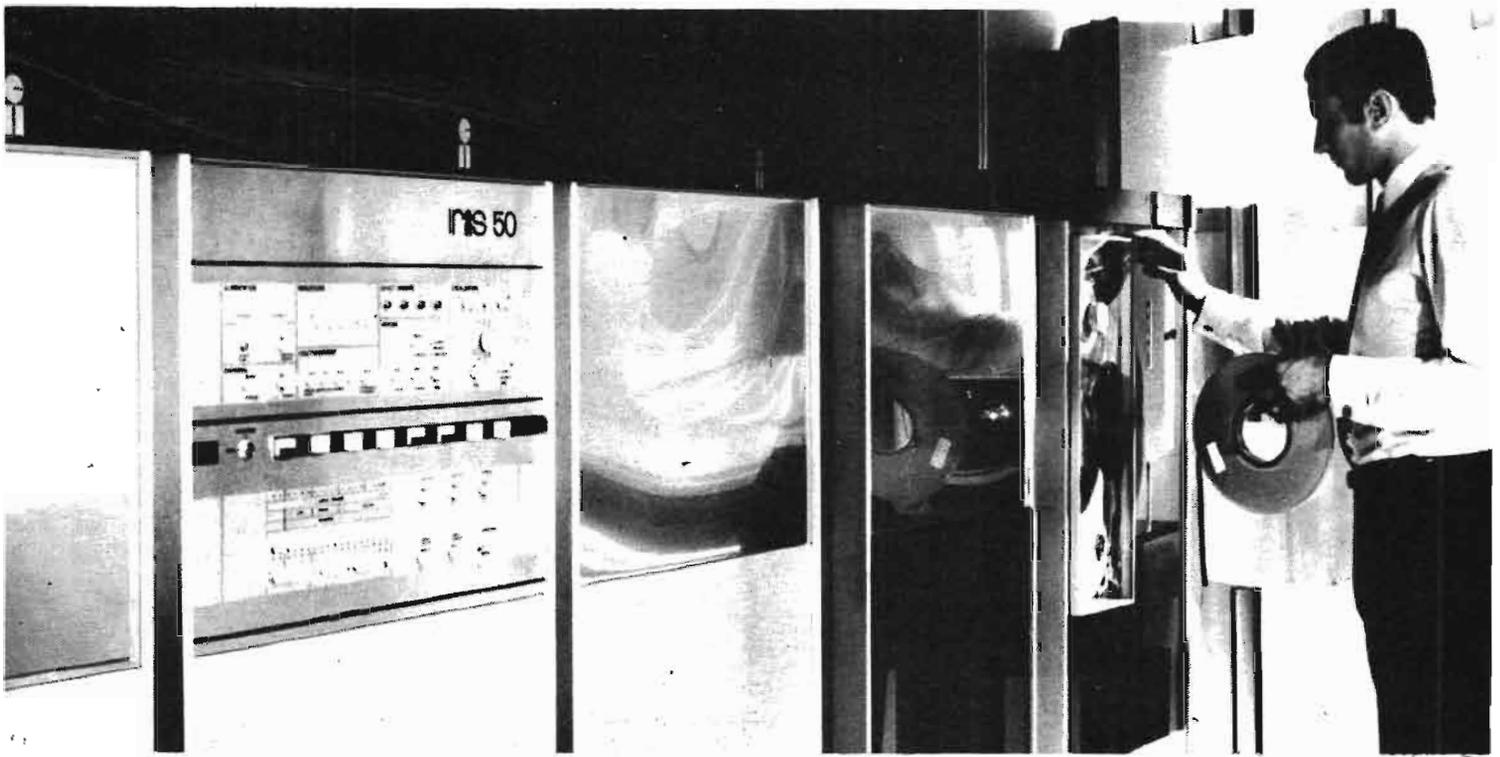
Voir chaîne A.

LA PLATINE THORENS TD165

Moteur 16 pôles synchrone, entraînement du plateau par courroie caoutchouc - Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/minute - Plateau en alliage de zinc, diamètre : 30 cm - Régularité de vitesse : 0,06 % selon Din 45 507, pondéré niveau de bruit (rumble) ; non pondéré - 45 dB, pondéré - 65 dB - Alimentation : 110/220 V - Poids : 8 kg - Dimensions : 440 x 340 x 140 mm. Cette platine est équipée d'un bras TP 11 de 230 mm.

L'ENCEINTE ACOUSTIQUE MARTIN MICROMAX

Haut-parleurs : un Boomer de 21 cm de diamètre à suspension acoustique ; un Tweeter à chambre de compression - Puissance max. : 45 W - Bande passante : 38 à 18 000 Hz - Impédance : 8 Ω - Potentiomètre de réglage pour l'aigu - Dimensions : 45 x 26 x 24 cm - Poids : 10 kg.



MARC FERRETTI

LES ORDINATEURS : CES MINIS QUI IMITENT LES GRANDS

EN septembre 1972, la firme IME France (« Informatique Montecatini Edison ») changeait de raison sociale et devenait ICE (« Informatique et Calculateurs électroniques »); simultanément elle annonçait l'importation en France d'une gamme de microcalculateurs fabriqués aux Etats-Unis par COMPUTOCORP. Ce sont les seuls microcalculateurs actuellement commercialisés, capables de concurrencer la gamme des microcalculateurs scientifiques de Hewlett-Packard (H.P. 35, 45 et 65).

LA GAMME SCIENTIFIQUE COMPUTOCORP

Les modèles 320 G, 322 G et 324 G sont des microcalculateurs portables (donc de petites dimensions), disposant de touches de fonctions scientifiques. Les résultats des calculs apparaissent sur un écran à diodes électroluminescentes; ils se présentent sous forme d'une mantisse de 10 chiffres (avec son signe), accompagnée d'un exposant de 1 à 2 chiffres

(avec son signe également). Les calculs sont effectués intériorment avec des mantisses de 13 chiffres (bien que seuls 10 chiffres sont affichés).

Les diodes électroluminescentes consomment beaucoup de courant: si l'on désirait afficher, en permanence les 10 chiffres de la mantisse et l'exposant à 2 chiffres, les batteries qui alimentent le calculateur seraient rapidement déchargées. Il est donc prévu d'afficher sur l'écran des nombres avec le juste nécessaire de décimales (entre 0 et 9). Une touche « SET D.P. » est destinée à cet usage: l'enfoncement de cette touche, puis d'un chiffre (entre 0 et 9) détermine le nombre de décimales à afficher. Bien sûr, quelque soit le nombre de décimales à afficher, le calcul s'effectue toujours sur une mantisse de 13 chiffres; on peut en outre introduire en données des nombres possédant plus de décimales que prévu sur l'écran d'affichage: aucune information n'est ainsi perdue, la mémoire du calculateur stockant toujours la mantisse complète de 13 chiffres et l'exposant de 2 chiffres.

Le clavier des microcalculateurs scientifiques COMPUTOCORP (fig. 8) comprend essentiellement 6 zones:

- une zone de fonctions,
- une zone d'entrées numériques,
- une zone de programmation pour les modèles 322 et 324,
- une zone d'opérations sur les mémoires,
- une zone d'opérations sur l'écran,
- une zone de calculs arithmétiques simples.

Dans cette dernière zone, se trouvent les quatre touches relatives aux quatre opérations usuelles (addition, soustraction, multiplication, division), une touche d'élévation à une puissance entière ou fractionnaire, ainsi que la touche « égal » qui permet d'obtenir le résultat d'un calcul arithmétique.

Le calcul en chaîne est possible: lorsque vous avez une suite d'opérations à effectuer, vous les tapez sur le clavier comme vous les écrivez sur le papier. En appuyant sur « égal », le résultat du calcul apparaît sur l'écran.

Pour introduire un nombre

pourvu d'un exposant, on frappe d'abord la mantisse, avec son signe (la touche « CHG SIGN » sert à changer le signe du nombre qui apparaît sur l'écran), puis l'exposant, au moyen de la touche « EXP » suivie de deux chiffres (avec leur signe éventuel).

Pour élever un nombre A à une puissance (entière ou fractionnaire) B, il suffit d'entrer d'abord A au clavier, d'enfoncer la touche d'élévation à la puissance, d'entrer B, puis d'enfoncer la touche « égal ».

Pour faciliter les calculs arithmétiques en chaîne, des touches de parenthèses sont disponibles (fig. 9). Lorsqu'on ouvre une parenthèse, on peut effectuer toutes séries d'opérations arithmétiques, algébriques ou trigonométriques, avant de poser une fermeture de parenthèses; cette fermeture équivaut à un « égal » pour l'opération contenue entre les parenthèses. Les calculateurs COMPUTOCORP permettent d'utiliser deux couples de parenthèses... mais il n'est guère possible d'ouvrir plus de deux parenthèses successives sans en avoir fermé une préalablement.

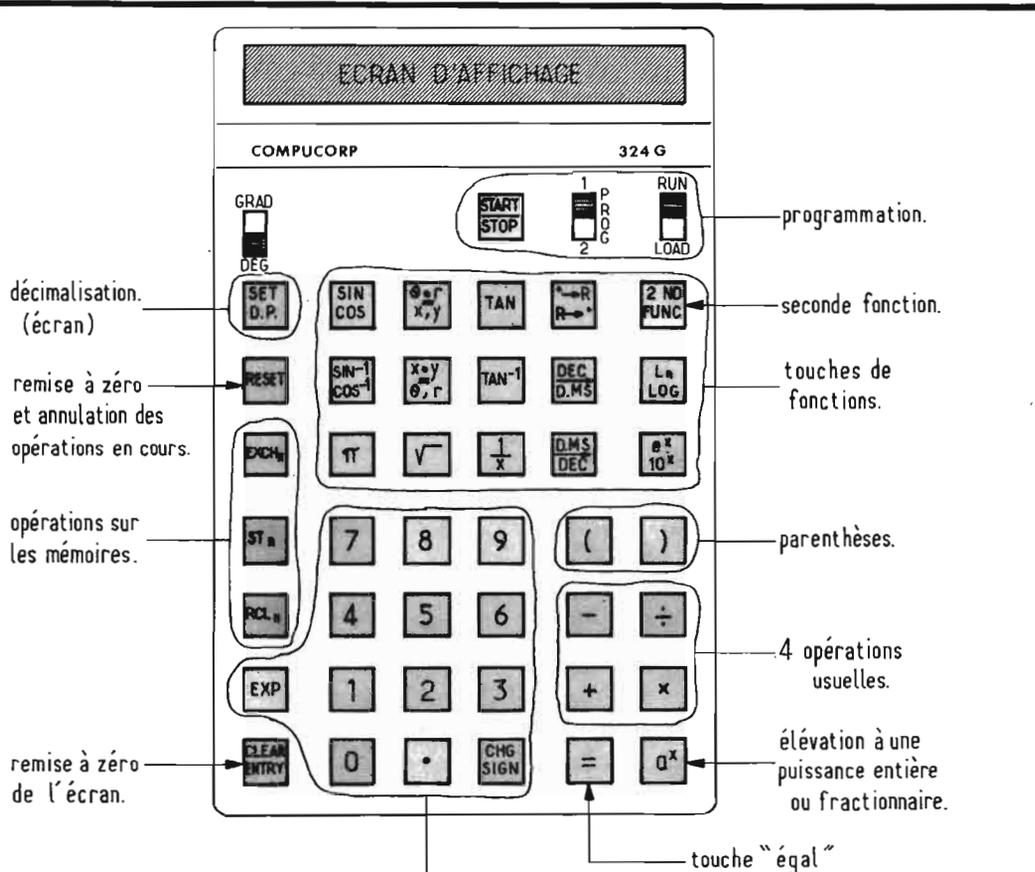


Fig. 8

clavier permettant d'introduire des nombres compris entre 10^{-100} et 10^{+100} . (ces 2 bornes étant exclues).



Photo 12. - Le modèle 324 G « scientifique » de COMPUCORP est programmable et dispose de deux mémoires capables de stocker, chacune, jusqu'à 80 pas de programmes.

Parallèlement aux opérations arithmétiques classiques, les calculateurs scientifiques COMPUCORP permettent d'effectuer des calculs trigonométriques, logarithmiques et exponentiels (au moyen des touches de fonctions : sinus, cosinus, tangente, et leurs inverses (arcsinus, arccosinus, arctangente), des conversions de coordonnées polaires en coordonnées rectangulaires (et vice-versa), des conversions de radians en degrés (ou en grades, suivant la position du commutateur « DEG/GRAD ») et vice-versa, des logarithmes décimaux et népériens, exponentielles et puissances de 10, racines carrées, inverses, des conversions d'angles exprimés en degrés, minutes en degrés et centimètres (et vice-versa). Le nombre « PI » peut être affiché, avec 13 chiffres significatifs, au moyen d'une touche spéciale.

Certaines touches de fonctions permettent de calculer deux valeurs. L'une de ces valeurs est affichée ; les valeurs correspondant à la seconde fonction est mémori-

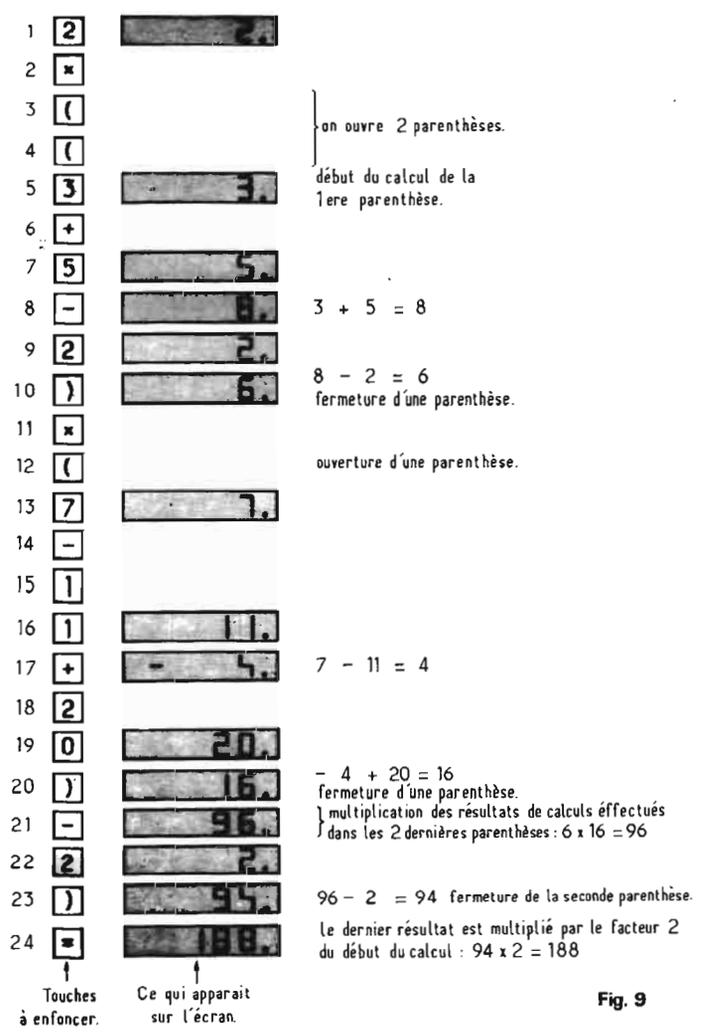


Fig. 9

sée dans un registre séparé. On peut connaître cette seconde valeur en appuyant sur la touche « ZND FUNC ». La valeur préalablement affichée se retrouve alors automatiquement dans le registre de mémoire qui contenait jusqu'alors la seconde fonction, tandis que celle-ci se retrouve être affichée. Au sein du calculateur, il y a eu un échange du contenu de deux registres de mémoire : le registre auquel on a accès par la touche « ZND FUNC » et un registre d'entrée qui contient exclusivement les nombres présentés à l'affichage.

Ainsi, pour calculer le cosinus d'un angle égal à 60 degrés, on s'assure d'abord que la commutation « DEG/GRAD » est bien sur la position « DEG » ; puis on frappe au clavier le nombre 60, on appuie sur la touche « SIN/COS », et enfin sur « ZND FUNC ».

Dix registres de mémoires sont directement accessibles au clavier. Un nombre se trouvant dans le registre d'entrée (et affiché sur l'écran) est introduit dans un registre en enfonçant la touche « STn » (« Store »), puis la touche numérique (0 à 9) qui identifie le registre. La touche « RCLn » permet de rappeler dans le registre d'entrée, le contenu d'un registre de mémoire ; on identifie ce registre en enfonçant, après « RCLn », une touche numérique.

Une touche d'échange entre le registre d'entrée et un registre 0 à 9 est prévue : le nombre qui se trouve dans le registre d'entrée est échangé avec le contenu d'un registre mémoire en enfonçant « EXCHn » puis la touche numérique identifiant le registre.

Les contenus de chacun des registres de mémoire (0 à 9) peuvent être manipulés au moyen des opérations arithmétiques. Ainsi, pour ajouter au contenu du registre 0, le nombre stocké dans le registre d'entrée, il suffit de frapper au clavier :

* Voir, à ce sujet, l'article paru dans notre numéro de novembre.

** Le modèle 324 G est doté d'un registre supplémentaire, qui n'est pas annoncé par le vendeur. On peut en effet stocker un nombre dans ce registre de mémoire, en appuyant sur les touches « STn », puis « EXP ». Cette dernière sert, normalement à introduire un exposant dans le registre d'entrée. Cette possibilité était-elle vraiment prévue par le constructeur ?

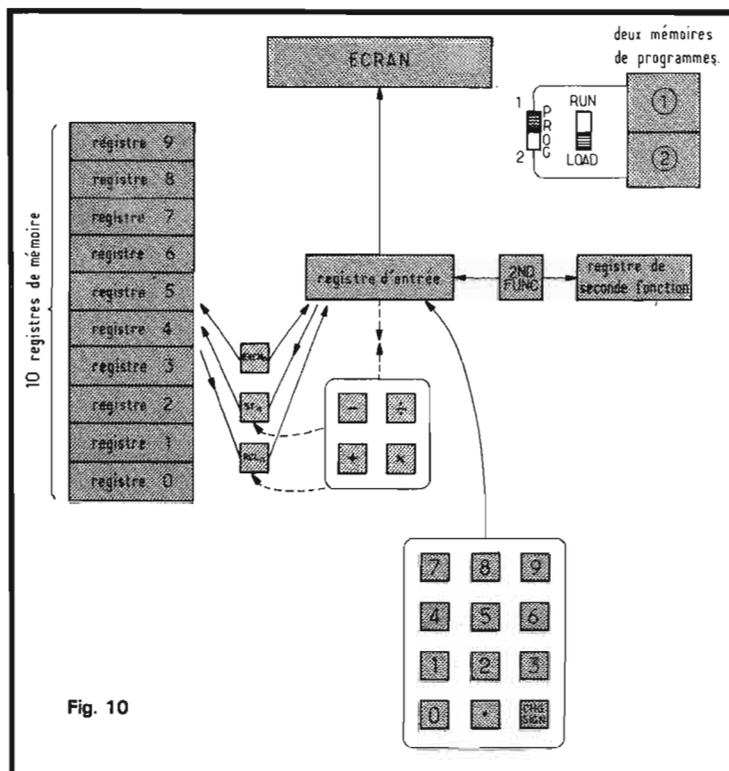


Fig. 10

« STn », « + », « 0 »

Le résultat de l'addition se substitue alors, dans le registre 0, au nombre qui y était contenu précédemment.

De même, la séquence « RCLn », « + », « n » ajoute au registre d'entrée le contenu du registre 0. Le résultat s'affiche sur le registre d'entrée, mais le contenu du registre 0 n'est pas modifié.

Bien entendu, les autres opérations arithmétiques sont susceptibles d'être directement effectuées au niveau de chacun des 10 registres de mémoire.

ILS SONT PROGRAMMABLES

Tous les registres précédents ne stockent que des nombres (**). Les modèles 322 et 324 G sont programmables : ils sont pourvus d'une mémoire qui leur permet de stocker des instructions : jusqu'à 80 instructions par mémoire ; le 324 G est capable de stocker deux programmes de 80 pas.

Une pression sur une touche de clavier constitue un pas de programme.

Pour enregistrer un programme, le commutateur « RUN/LOAD » est mis en position « LOAD » (chargement). Sur l'écran, apparaît le numéro des pas de programmes (entre 1 et 80) ainsi que l'évolution des valeurs numériques au cours du déroulement du programme.

Pour exécuter le programme enregistré, le commutateur précédent est placé en position « RUN » ; on appuie sur la touche « START/STOP » et le programme est exécuté automatiquement : c'est un ordre d'exécution.

Si au cours de l'exécution du programme, on désire introduire des valeurs numériques, il suffit, dans la phase de programmation d'appuyer sur la touche « START/STOP » : c'est une instruction d'arrêt. En cours d'exécution, le programme s'arrêtera donc à cette instruction ; l'utilisateur pourra alors introduire, au clavier, une valeur numérique, et faire redémarrer son programme, à l'instruction qui suit l'instruction d'arrêt, en appuyant sur la

touche « START/STOP ».

Dans de nombreux cas, les calculateurs scientifiques de COM-PUCORP constituent un outil efficace de calculs numériques. Cela ne fait aucun doute.

Mais il faut reconnaître qu'ils possèdent certains inconvénients : leur programmation ne peut se faire qu'au clavier ; il convient alors de taper un programme au clavier chaque fois qu'on désire l'exécuter, puisqu'en coupant l'alimentation électrique des calculateurs, les programmes stockés en mémoire et les valeurs numériques dans les registres sont effacés. Pour un programme souvent utilisé, cette opération de chargement devient, à la longue, fastidieuse.

En outre, autre inconvénient, une erreur, en cours de programmation, ne peut pas se corriger simplement. Si votre programme est court, vous avez la possibilité d'introduire un « RESET » (instruction qui effacera le registre d'entrée, et aussi l'opération en cours), ou un « CLEAR » (effacement du seul registre d'entrée) et de recommencer à introduire l'instruction, ou la valeur numérique erronée... sinon, vous devez recharger, pas à pas, tout le programme. Certes, dira-t-on, il n'y a, au plus, dans un programme, que 80 pas de programmes, donc 80 touches à enfoncer, et un utilisateur expérimenté chargera son programme en 5 minutes seulement. L'opération est donc fastidieuse, mais de courte durée.

Autre lacune des modèles 322 et 324 G : ils ne disposent d'aucun test de branchement conditionnel. Des artifices (fig. 12) permettent néanmoins d'arrêter un programme itératif, lorsque celui-ci a convergé vers la valeur recherchée.

TABLEAU I
Les modèles 325 et 326 de COM-PUCORP

Modèle	Scientist 325	Scientist 326
Pas de programmes internes	416	160
Pas de programmes externes	150 000	100 000
Sorties	Sur bande imprimée et sur écran	Sur écran
Alimentation	220 V	220 V ou par batteries incorporées

Figure 11 : Exemple de programme
susceptible d'être traité sur COMPUCORP 322 G (ou 324 G)

Problème : Calcul de la forme de la tension donnée par la décharge d'un condensateur dans un circuit résistif capacitif :

$$V = V_1 [e^{-at} - e^{-bt}]$$

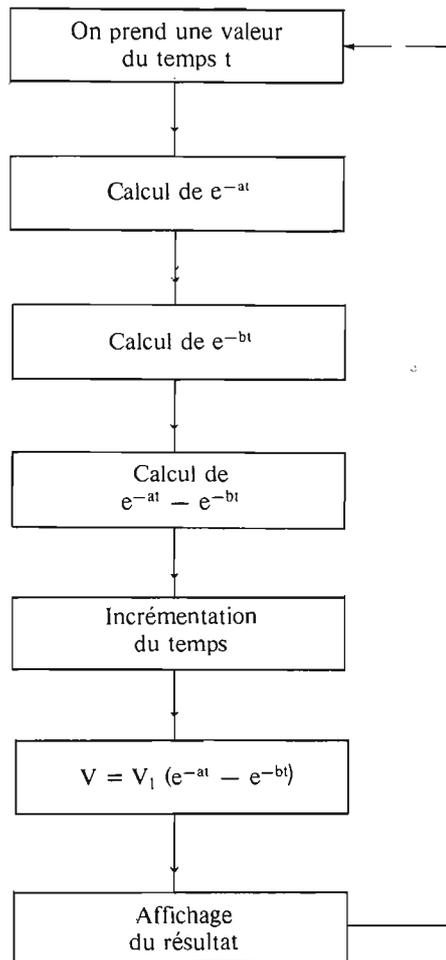
avec V_1 : tension de charge initiale
 t : temps
 a, b : constantes du circuit

- | | | |
|----|--------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 1 | RCL _n | } Le contenu du registre 4 (le temps t) est placé dans le registre d'entrée... |
| 2 | 4 | |
| 3 | X | ... puis multiplié |
| 4 | RCL _n | } par le contenu du registre 0 (la constante $-a$). On a donc $(-at)$ dans le registre d'entrée. |
| 5 | 0 | |
| 6 | e^x
10 ^x | On calcule e^{-at} ... |
| 7 | ST _n | } ... que l'on met en registre N° 5 |
| 8 | 5 | |
| 9 | RCL _n | } De la même façon on calcule e^{-bt} , la constante $-b$ étant stockée dans le registre N° 1. Le résultat, contenu dans le registre d'entrée, est soustrait du |
| 10 | 4 | |
| 11 | X | |
| 12 | RCL _n | |
| 13 | 1 | } contenu du registre 5. Celui-ci contient, dès lors : $e^{-at} - e^{-bt}$ |
| 14 | e^x
10 ^x | |
| 15 | ST _n | |
| 16 | - | |
| 17 | 5 | } On place le contenu du registre 3 (l'incrément dt) dans le registre d'entrée... |
| 18 | RCL _n | |
| 19 | 3 | } ... puis on incrémente le temps t directement dans le registre 4. |
| 20 | ST _n | |
| 21 | + | |
| 22 | 4 | |
| 23 | RCL _n | } On termine le calcul en plaçant la tension initiale de charge V_1 (registre 2) dans le registre d'entrée, et en la multipliant par le contenu du registre 5. |
| 24 | 2 | |
| 25 | X | |
| 26 | RCL _n | |
| 27 | 5 | } → le résultat apparaît sur l'écran. |
| 28 | = | |
| 29 | START
STOP | L'exécution du programme s'arrête : on le redémarre, avec la nouvelle valeur (incrémentée) du temps, en appuyant sur la touche « START/STOP ». |

Le programme

Registre 5 : e^{-at} , puis $e^{-at} - e^{-bt}$
registre 4 : t
Registre 3 : dt
Registre 2 : V_1
Registre 1 : $-b$
Registre 0 : $-a$

Le contenu des registres



L'ordinogramme

Figure 12 — Exemple N° 2

Calcul de la racine carrée d'un nombre A (*)

1	RCL _n	} A est appelé dans le registre d'entrée
2	0	
3	÷	} On effectue $\frac{A}{x_0}$...
4	RCL _n	
5	1	
6	+	} ... + x ₀
7	RCL _n	
8	1	
9	÷	
10	2	
11	=	→ $(\frac{A}{x_0} + x_0) / 2 = x_1$
12	ST _n	} Le résultat x ₁ est placé dans le registre 2
13	2	
14	-	} On calcule x ₁ - x ₀
15	RCL _n	
16	1	
17	SIN COS	} cos(x ₁ - x ₀)
18	ZND FUNC	
19	SIN ⁻¹ COS ⁻¹	} Arccos(x ₁ - x ₀) = x ₁ - x ₀
20	ZND FUNC	
21	-	
22	RCL _n	x ₁ - x ₀ - ε ₁
23	3	
24	√	Test sur le signe du dernier résultat. S'il est positif, le programme se poursuit :
25	RCL _n	
26	2	On rappelle x ₁ dans le registre d'entrée
27	ST _n	On place x ₁ dans le registre 1 (l'ancienne valeur x ₀ est effacée, et la nouvelle valeur prend la dénomination x ₀ . Le programme retourne automatique au pas N° 1
28	1	

Registre 3 : précision ε ₁
Registre 2 : x ₁ (2 ^e approximation)
Registre 1 : x ₀ (1 ^{re} approximation)
Registre 0 : A nombre dont on cherche la racine carrée

Méthode de résolution : soit x la solution

On a $x^2 = A$, donc $x = \frac{A}{x}$ d'où $\frac{x}{2} = \frac{A}{2x}$.

Enfin, comme $x = \frac{x}{2} + \frac{x}{2}$, il vient

$$x = \frac{x}{2} + \frac{A}{2x} = \left(x + \frac{A}{x}\right) / 2$$

Connaissant une solution approchée x₀, on calcule

$$x_1 = (x_0 + A/x_0) / 2$$

x₁ est une solution plus approchée de la racine carrée de A que x.

La convergence de la méthode peut être envisagée en calculant x₁ - x₀ :

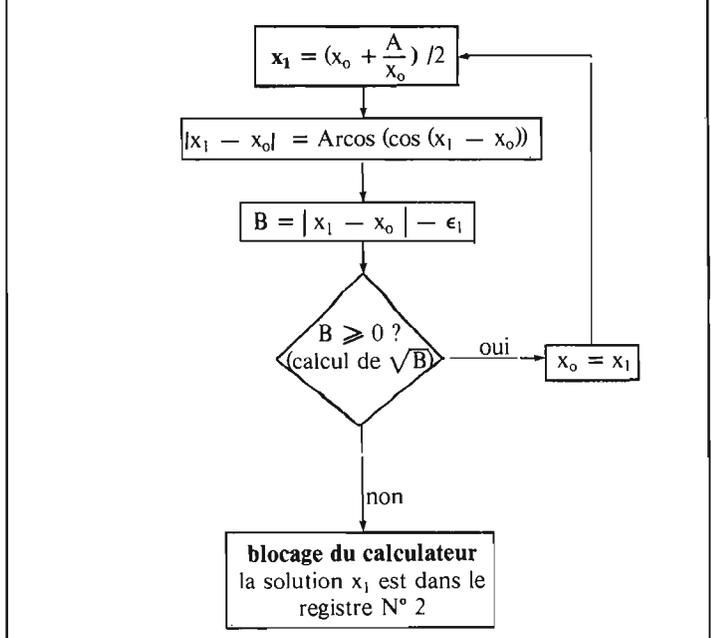
— On désire en prendre la valeur absolue. Méthode proposée : On calcule

$$\text{ARC cos} (\cos (x_1 - x_0))$$

Que x₁ - x₀ soit, positif ou négatif, cos(x₁ - x₀) sera toujours positif. La fonction inverse du cosinus donnera donc toujours un nombre positif. On a donc maintenant les valeurs absolues, notée |x₁ - x₀|.

On se fixe une valeur de précision ε : c'est l'erreur maximale permise. Il faut tester le signe de |x₁ - x₀| - ε. Si ce nombre est positif, c'est que |x₁ - x₀| est supérieur à la précision demandée, la convergence n'est pas établie, et on itère le calcul en remplaçant x₀ par x₁. Si ce nombre est négatif, x₁ est très proche de x₀ et la convergence est établie : le calcul peut donc s'arrêter. Pour tester le signe, il suffit de prendre la racine carrée du nombre |x₁ - x₀| - ε : s'il est négatif, le calculateur se bloquera lors du calcul de la racine carrée et on aura, dans une des mémoires, la valeur cherchée.

Ordinogramme



* Ce cas n'est qu'un exemple simple de programmation : la racine carrée est en effet microprogrammée au sein des calculateurs COMPUCORP.

UN NOUVEAU MODÈLE PLUS PERFORMANT

Le prix des modèles précédents se situe autour de 5 000 F (hors taxes).

Depuis quelques mois, ICE France commercialise un modèle plus performant, le COMPUCORP 326, au prix de 9 400 F hors taxe (valeur : septembre 1974). Une version dite de table est également disponible (prix septembre 1974 : 12 500 F hors taxes) : le modèle 325. On dispose là de deux micro-ordinateurs munis d'une unité de cassette magnétique, jouant le rôle de mémoire de masse : chaque cassette peut en effet stocker plus de 100 000 instructions. Ils peuvent aussi être connectés à un télétype ou à un grand écran.

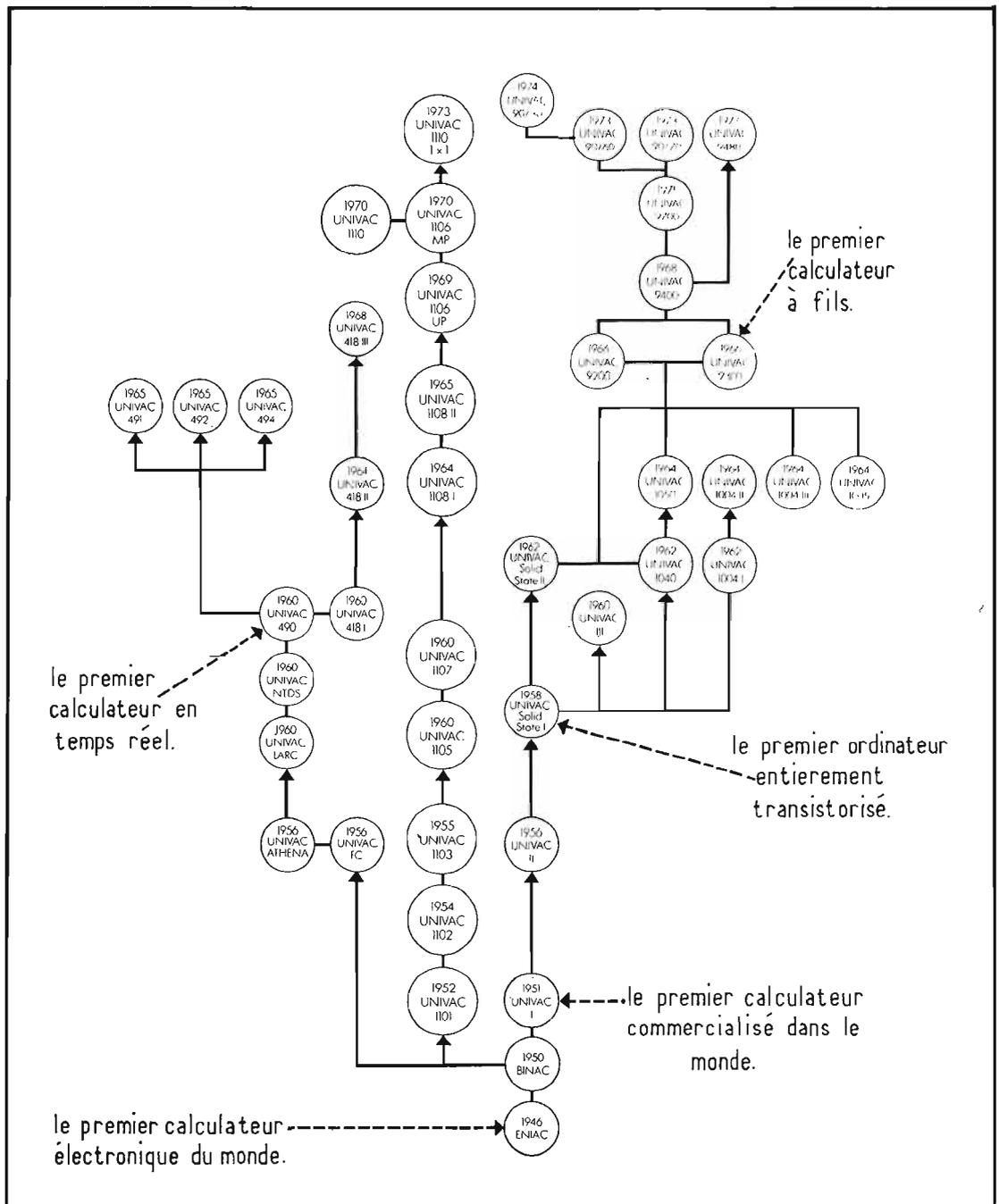
Les possibilités de programmation sont nettement supérieures à celles des modèles 322 G et 324 G puisque maintenant il est possible d'insérer des instructions de branchement conditionnel ou inconditionnel (instruction « Jump ») vers une étiquette (« label »). Un programme peut être exécuté pas à pas pendant son changement et pendant sa lecture ; en outre, le programme peut être « déroulé » en avant, ou en arrière. Enfin, un programme peut être « listé ».

Autre innovation : les facilités d'édition de programme. L'instruction « INSERT » permet l'adjonction d'instructions dans un programme ; l'instruction « REMOVE » supprime des instructions.

La puissance du microcalculateur est accrue par la présence d'une touche de fonction « F » (comme dans le modèle HP-65 de Hewlett-Packard). Plus de 100 fonctions sont intégrées dans le microcalculateur.

Le modèle 325 est équipé d'une imprimante ; ce système est indépendant, et peut être éventuellement débranché. Il fournit une impression claire et en correspondance avec les formules.

(à suivre)
Marc FERRETTI



PETIT DICTIONNAIRE D'INFORMATIQUE

Label : étiquette.

Language : langage de programmation,

« language processor » : compilateur,

« computer language » : langage machine,

« computer-oriented language » : langage orienté vers la machine,

« object language » : langage objet, langage d'exécution,

« problem-oriented language » : langage orienté vers le problème,

« procedure-oriented language » : langage orienté vers le traitement,

« program-language » : langa-

ge de programmation,

« symbolic-language » : langage symbolique,

« target-language » : langage-objet.

Layout : tracé (d'une carte), disposition (d'un clavier), implantation (en mémoire).

Learning : « learning-machine » : machine à enseigner.

Level : moment (d'un code).

Library : bibliothèque (de programmes).

Light : « light-pen » : crayon lumineux (associé à certains tubes cathodiques)

Line : ligne, « line feed » : avancement

d'un interligne,

« line feed character » : caractère de changement de ligne,

« line length » : largeur d'une ligne d'impression,

« line space » : interligne,

« line speed » : début d'une ligne.

Linear : « linear programming » : programmation linéaire.

« linear regression » : régression linéaire.

link : enchaînement.

List (to) : lister (sur imprimante), copier un fichier sur imprimante.

Listing : liste imprimée, copie d'un fichier sur imprimante.

LES ENCEINTES ACOUSTIQUES

GME EN KIT

LES enceintes acoustiques GME ont été réalisées par la Société Nord-Radio ; elles comprennent la face avant de l'enceinte avec les haut-parleurs et les filtres fixés. Il ne reste plus à l'acheteur qu'à monter et habiller le coffret selon ses goûts.

L'ENCEINTE ACOUSTIQUE RT 210S

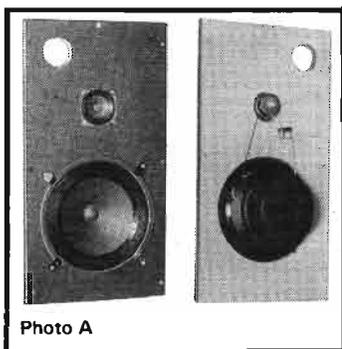


Photo A

C'est une enceinte 2 voies prévue pour être raccordée à un amplificateur dont la puissance n'excède pas 20 W. Elle comprend : un haut-parleur large bande de 21 cm de diamètre, à champ magnétique élevé et 1 tweeter de 7 cm de diamètre. L'impédance de l'enceinte est de 8 Ω , sa bande passante s'étend de 35 à 20 000 Hz.

Les dimensions de la face avant sont : 550 x 300 mm, la profondeur conseillée pour l'ébénisterie est de 195 mm.

L'ENCEINTE ACOUSTIQUE RT 240

C'est une enceinte de type « basse reflex » 2 voies, prévue pour être raccordée à un amplificateur dont la puissance de sortie

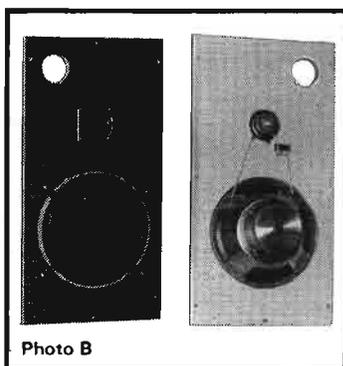


Photo B

n'excède pas 30 W/8 Ω . Elle comprend : un haut-parleur large bande de 21 cm de diamètre à noyau bagué de 38 mm de diamètre et à flux dirigé ; un tweeter de 7 cm de diamètre. L'impédance de cette enceinte est de 8 Ω . Sa bande passante s'étend de 30 à 20 000 Hz.

Le filtre à condensateur et les haut-parleurs sont montés sur la face avant dont les dimensions sont : 550 x 300 mm. La profondeur conseillée pour le coffret est 195 mm.

L'ENCEINTE ACOUSTIQUE CTP 250

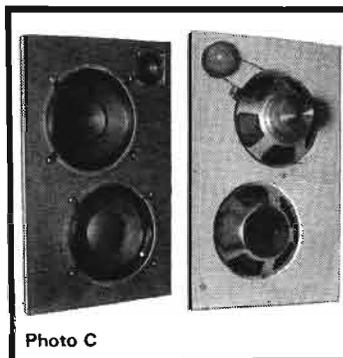


Photo C

Cette enceinte est du type « actif-passif ». Elle est prévue pour être raccordée à un amplificateur

dont la puissance n'excède pas 40 W/8 Ω . Elle comprend : un haut-parleur 25 ME de 25 cm de diamètre à cône pour haut médium, à bobine mobile de 38 mm de diamètre à noyau bagué (flux magnétique 120 000 maxwells ; un haut-parleur passif de 25 mm de diamètre et un tweeter de 9 cm, de 15 000 gauss d'induction.

L'impédance de cette enceinte est de 8 Ω . Sa bande passante s'étend de 25 à 22 000 Hz.

Les dimensions de la face avant sont : 615 x 420 mm. La profondeur conseillée du coffret est de 280 mm.

L'ENCEINTE ACOUSTIQUE « MELODIE 2500 »

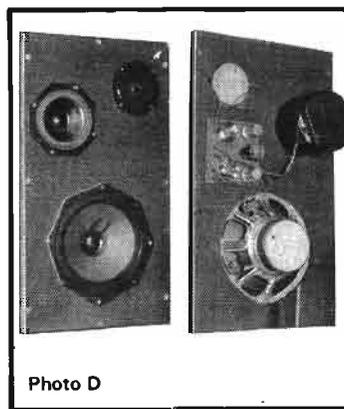


Photo D

Cette enceinte à faible volume est une enceinte 3 voies, prévue pour être raccordée à un amplificateur dont la puissance n'excède pas 25 W/8 Ω .

Elle comprend un boomer de 21 cm de diamètre, un haut-parleur médium de 12 cm de diamètre et un tweeter à dôme hémisphérique. Les fréquences de coupure du filtre trois voies sont : 500 et 5 000 Hz.

L'impédance de l'enceinte est de 8 Ω . Sa bande passante s'étend de 30 à 25 000 Hz. Le tout est monté et câblé sur la façade. La fabrication de l'enceinte se trouve facilitée car le médium est déjà équipé de sa propre enceinte.

Les dimensions de la face avant sont : 510 x 330 mm. La profondeur conseillée du coffret est 290 mm.

L'ENCEINTE ACOUSTIQUE CONCERT 600

Cette enceinte prestigieuse par la qualité de ses composants est une enceinte à trois voies prévue pour être raccordée à un amplificateur de 60 W de puissance.

Elle comprend : un boomer de 31 cm de diamètre pour la reproduction des fréquences les plus basses du spectre : 18 à 250 Hz ; un haut-parleur de 17 cm pour la reproduction des fréquences médium : 250 à 6 000 Hz ; un tweeter à dôme hémisphérique pour les aigus : 6 000 à 25 000 Hz.

Le filtre 3 voies est réalisé à partir de selfs à air et de condensateurs au papier.

L'impédance de l'enceinte est de 8 Ω et la bande passante s'étend de 18 à 25 000 Hz.

Tous ces éléments sont fixés sur la face avant dont les dimensions sont : 650 x 420 mm. La profondeur conseillée pour l'ébénisterie est de 330 mm.

Notre Courrier Technique

Par R.A. RAFFIN

RR - 10.19 - M. François BERNARD, 92 Clamart.

Nous supposons, du moins théoriquement, que le générateur modulé en fréquence AM-TRON UK 460 qui couvre normalement la gamme 1F (10,7 MHz) et la gamme FM (85 à 105 MHz), pourrait être modifié pour couvrir les gammes de fréquences inférieures qui vous intéressent, à savoir 3365, 1600 et 455 kHz.

Il suffirait de supprimer l'inverseur SW I A et de le remplacer par un contacteur rotatif à 5 positions qui commuterait, d'abord les deux circuits L C existants, et ensuite trois autres circuits L C accordés sur les fréquences souhaitées.

Mais **pratiquement**, est-ce possible ? C'est à vous d'en juger (si vous disposez de l'appareil).

Naturellement, compte tenu du système de wobulation mis en œuvre, la déviation de fréquence n'atteindra certainement plus les ± 240 kHz sur les fréquences inférieures ; mais elle doit cependant demeurer suffisante pour l'examen des courbes des bandes passantes MF sur lesdites fréquences.

On peut wobuler à 50 Hz ou à 400 Hz, cela n'a pas d'importance. Ce qui compte est une bonne **synchronisation** entre la fréquence de wobulation et la fréquence de balayage de l'oscilloscope, afin d'obtenir un tracé stable. Dans de nombreux wobulateurs ou générateurs modulés en fréquence, la fréquence de wobulation est de 50 Hz, simplement parce que l'on part d'une tension alternative de commande à la fréquence du secteur d'alimentation.

RR - 10.20 - M. Gilles EME-RIAUD, 44 Saint-Herbain.

Comme nous avons eu déjà l'occasion de le dire maintes fois dans cette rubrique, nous vous rappelons qu'il est impératif, dans un groupement de haut-parleurs avec filtres, que chaque haut-parleur présente la même impédance, et que celle-ci soit égale à l'impédance de sortie de l'amplificateur.

En conséquence, le groupement que vous vous proposez de réaliser est incorrect.

RR - 10.21-F - Suite à la réponse RR-3.45, M. Claude DURAMPART, 72 Le Mans, nous signale :

Il ne doit pas s'agir d'un transistor KAI 561, mais KA 1561. Ce dernier correspond bien au type 2 N2646 (U.J.T.).

Le brochage du transistor KA 1561 est représenté sur la figure RR-10.21.

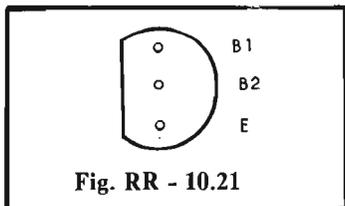


Fig. RR - 10.21

RR - 10.22-F - M. GOU-MONDY, Paris-18°.

La lampe type TM-BG est... une pièce de musée ! Il s'agit d'une bigrille des années 20...

Cette lampe présente les caractéristiques suivantes : chauffage direct = 4 à 4,5 V ; 70 à 86 mA. Tension d'anode = 20 V ; courant

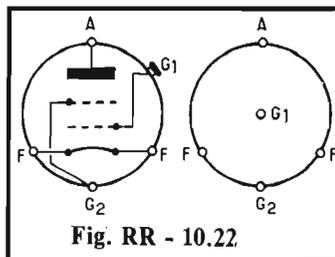


Fig. RR - 10.22

d'anode = 2 mA ; tension d'écran (grille 1) = 20 V ; tension de grille de commande (grille 2) = - 1,5 à + 1 V ; S = 0,6 mA/V. Correspondance = A 441. Brochage : deux présentations possibles ; voir figure RR-10.22.

RR - 10.23 - M. Roger DUTOURD, 69008 Lyon.

Nous vous rassurons tout de suite : il est absolument ridicule de prétendre qu'une antenne d'émission type W 3 DZZ ne fonctionne que sur 40 et 80 m et qu'elle ne peut donner aucun résultat valable sur 15 et 20 m notamment.

Naturellement, **comme pour toute antenne**, un mauvais fonctionnement peut toujours découler d'une désadaptation ou d'une construction incorrecte.

A titre indicatif, sachez que l'auteur de ces lignes utilise précisément une antenne de ce type avec toute satisfaction... Sur les bandes 15 et 20 m qui vous tracassent, nous avons des T.O.S. respectifs de l'ordre de 1,5 et de 2 (soit respectivement 4 et 11 % de puissance réfléchie). Bien sûr, du point de vue « gain », cela ne vaut pas une antenne directive...

RR - 10.24 - M. Pierre VON BERG, Namur (Belgique).

1° L'émetteur dont vous nous soumettez le schéma succinct peut se moduler : soit par l'anode et l'écran, soit par l'écran G2 seul, soit par la grille de commande G1, soit par la cathode, du tube de l'étage final amplificateur HF (PA).

Cela dépend de la puissance de l'amplificateur BF dont vous disposez ou que vous souhaitez réaliser. C'est évidemment aussi une question de rendement de l'ensemble (le rendement maximum étant obtenu par la modulation « anode + écran », mais nécessitant une grande puissance BF).

2° Il aurait été nécessaire de nous indiquer les tensions et intensités d'alimentation (du dernier étage PA, notamment).

3° Votre circuit de sortie HF est assez embryonnaire, et à notre avis, insuffisant.

4° A l'heure actuelle, en émission d'amateur, un émetteur piloté par un quartz est pratiquement inutilisable ; il faut un pilotage par un V.F.O. (avec au moins un étage tampon entre ce V.F.O. et l'étage de sortie PA ; voir réglementation).

5° Nous vous suggérons la lecture et l'étude de l'ouvrage L'Emission et la Réception d'Amateur dont la toute dernière édition vient de sortir (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque - 75010 Paris).

6° Les coupons-réponses PTT existent dans tous les pays ; la Belgique ne fait pas exception.

RR - 10.25-F - M. André ABRIOL, 13 Marseille.

1° La diode SFR 151 est une redresseuse de 2,5 A présentant une tension inverse de crête de 100 V.

2° Le transistor type 108 ne figure pas dans nos documentations ; comme nous le disons souvent, il doit s'agir d'un simple repère de fabrication, et non pas d'une immatriculation.

Ce transistor peut avoir le même boîtier que le 2 N 174 sans que pour autant ses caractéristiques soient identiques.

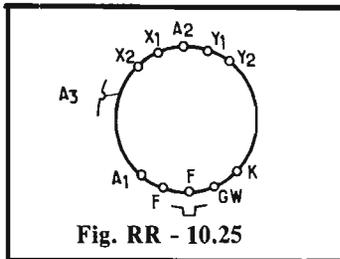


Fig. RR - 10.25

3° Les caractéristiques du tube cathodique OE 418 PAR ont été publiées dans le numéro 1202. Comme il s'agit d'un numéro ancien, nous nous permettons de les rappeler ici :

Diamètre du tube = 180 mm ; diamètre utile d'écran = 150 mm ; longueur = 475 mm. Chauffage = 6,3 V 0,5 A ; Va3 = 4 000 V ; Va2 = 2 000 V ; Va1 = 380 à 570 V ; Vgw = - 30 à - 80 V. Sensibilités X1 X2 = 2,5 à 3,3 V/mm ; Y1 Y2 = 2,4 à 3,1 V/mm. Brochage : voir figure RR-10.25.

RR - 10.26-F — M. Jacques DRUARD, 59 Felleries.

Nous sommes désolés de ne pouvoir vous être agréable, mais nous ne pouvons vraiment pas vous répondre valablement d'après les seuls éléments contenus dans votre lettre.

Vous nous parlez de la liaison entre le transformateur THT et le tube cathodique qui est brûlé... En principe, il ne s'agit que d'un fil sous un fort isolant de matière plastique.

Plus loin, vous nous parlez aussi d'une résistance brûlée sur le support de la redresseuse DY 86. Nous ne pouvons pas vous dire à quoi sert cette résistance, quelle en est sa valeur, etc., sans savoir exactement où elle est montée, et sans la possibilité d'examiner le schéma de votre téléviseur.

Il est possible que cette résistance soit intercalée en série dans le chauffage du filament de la redresseuse DY 86 ; dans ce cas, la valeur de cette résistance doit être telle que la tension aux bornes du filament soit de 1,4 V. En

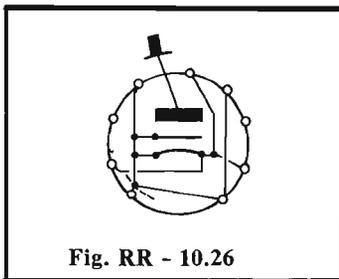


Fig. RR - 10.26

fait, cela dépend de la conception de l'appareil. A toutes fins utiles, nous vous indiquons le brochage du tube DY 86 sur la figure RR-10.26.

RR - 10.27 — M. André PIERRE, 02 Fresnoy-le-Grand.

1° Les téléviseurs qui sont 100 % transistorisés possèdent généralement un régulateur de tension d'alimentation incorporé (stabilisateur de tension électronique). Il n'est donc pas nécessaire d'ajouter un régulateur extérieur.

Mais, si l'appareil ne comporte pas une telle régulation interne (cas assez rare d'appareils bon marché, rappelons-le), il est préférable d'utiliser un régulateur automatique extérieur de la tension appliquée du secteur. Seul l'examen du schéma du téléviseur peut renseigner sur sa conception.

Dans le cas des appareils partiellement transistorisés (avec bases de temps à lampes), l'emploi d'un régulateur automatique extérieur de la tension du secteur est toujours recommandé.

2° L'angle de déviation d'un tube cathodique n'a rien à voir avec la qualité des couleurs. Certains aiment des teintes « pastels » douces ; d'autres préfèrent des teintes crues, criardes, saturées (genre carte postale). Ce n'est qu'une question de réglage...

RR - 10.28 — M. Gilles FROMENTIN, Paris-13°.

Compte tenu des caractéristiques (impédance et tension BF) de sortie du préamplificateur et d'entrées des amplificateurs (et si ces caractéristiques sont réelles), vous pouvez fort bien connecter en parallèle les entrées des deux amplificateurs sur la sortie du préamplificateur (et ce, sans autre disposition spéciale). Le préamplificateur est suffisant pour « attaquer » convenablement et simultanément les deux amplificateurs.

RR - 10.29 — M. Gilles HAL-LIER, 92 Puteaux.

Le transistor BD 361 ne figure dans aucune de nos documentations.

RR - 10.30 — M. Jacky BOCQUET, 95 Goussainville.

1° Le tube de radio type VR 99 A est une ancienne lampe de l'armée britannique ; il s'agit d'une triode-hexode changeuse de fréquence qui présente exactement les mêmes caractéristiques électriques que le tube ECH 3 (mais avec support octal).

Vous pourriez essayer de trouver le tube VR 99 A chez RADIO-TUBES, 40, boulevard du Temple - 75011 Paris.

A défaut, il vous sera peut-être plus facile de vous procurer un tube ECH 3 ; mais comme nous vous l'avons dit, il faudra monter un support « transcontinental » à la place du support octal d'origine.

2° Le récepteur des surplus britanniques type MARCONI-R 1155 A est maintenant très ancien... Cet appareil avait été étudié dans nos numéros 776 et 777 qui sont hélas épuisés. Nous ne pensons pas qu'il soit vraiment rentable, à l'heure présente, de faire des gros frais sur un tel appareil.

RR - 10.31 — M. Claude ZUGER, 68 Wittenheim.

Vous nous demandez le schéma d'une boîte de mixage BF à tubes, facile à monter, présentant de bonnes performances, et réalisée avec des lampes et des composants de récupération...

Voilà qui ne va guère ensemble !

Tout d'abord quels sont les composants et les lampes de récupération à votre disposition ?

Ensuite, il conviendrait de nous indiquer les caractéristiques essentielles que doit présenter cette boîte de mélange, à savoir :

- nombre d'entrées ?
- sources ? (microphones, pickup, magnétophones, etc.) ainsi que les impédances et niveaux BF de ces sources ;
- impédance et tension BF moyenne de sortie ?

RR - 10.32 — M. Christian BERCHOUX, 14 Saint-Pierre.

D'après vos explications (coupures brusques intermittentes), il doit probablement y avoir un mauvais contact ou une mauvaise soudure dans la section FM de votre récepteur (puisque l'AM fonctionne bien). Mais, il nous est absolument impossible à distance, faute de pouvoir examiner votre appareil, de vous situer avec exactitude le siège du défaut.

N'omettez pas de vérifier également l'antenne.

RR - 10.33 — M. Guy MERCIER, 47 Saint-Pardoux.

1° Antiparasitage des véhicules automobiles. Vous pouvez vous reporter :

- a) à notre article publié dans le numéro 1278 ;
- b) à l'ouvrage TECHNIQUE NOUVELLE DU DEPANNAGE DES RADIORECEPTEURS (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque - 75010 Paris).

2° Le type d'antenne AM ou AM + FM préférentiel à utiliser est généralement indiqué par le constructeur de l'auto-radio dans la notice d'installation de l'appareil.

3° Les variantes de commutation d'enceintes acoustiques que vous nous proposez de faire ne sont nullement recommandées, voire dangereuses pour les étages de sortie de l'amplificateur. En effet, il est bien évident que si l'adaptation d'impédance est correcte actuellement avec deux enceintes, elle ne le sera plus avec deux fois deux enceintes. Et si l'on adapte l'impédance dans le second cas, l'adaptation ne sera plus correcte dans le premier...

RR - 10.34 — M. René WISNIAVSKI, 62 Bruyai-en-Artois.

Votre demande n'est pas très claire... Nous pensons avoir compris que vous désiriez monter un « vu-mètre » de niveau sur les sorties de chacun de vos deux amplificateurs BF.

Dans ce cas, nous vous prions de bien vouloir vous reporter à la réponse RR-7.27-F (avec schéma) qui a été publiée à la page 316 du numéro 1374.

RR - 10.35 — M. Michel DARTHUY, 94 Saint-Maur.

Ce que vous envisagez de faire est loin d'être aussi simple que ce que vous semblez le supposer. En effet, les radiorécepteurs actuels, conçus en câblage imprimé, ne sont **pratiquement** pas modifiables.

Certes, on pourrait concevoir un adaptateur extérieur (comme vous le dites) qui permettrait la réception de la gamme FM de 88 à 100 MHz. Mais cela ne suffirait pas... Le canal IF 455 kHz pour AM est trop sélectif et ne présente pas la largeur de bande suffisante pour la FM. Ensuite, le seul détecteur AM ne convient pas non plus ; il faut un détecteur spécial pour la FM.

En résumé, votre projet ne peut donc hélas avoir aucune suite pratique valable.

RR - 10.36 — M. René MOREAU, 29 Brest.

1° Si l'on divise par 2 la tension appliquée, il est bien évident que l'intensité diminue aussi de moitié. Résultat : la puissance est divisée par 4.

2° Le montage auquel vous faites allusion a été conçu et réalisé dans les laboratoires d'Applications de la R.T.C. ; il a été mis au point sous 24 V et, personnellement, nous voyons mal sa transposition simple sous 12 V... Vous pourriez toujours essayer d'écrire directement à cette firme : 130, avenue Ledru-Rollin - 75540 Paris Cedex 11.

RR - 10.37 — M. Daniel WEBER, 83 Cotignac.

Nous n'avons pas publié de montages d'appareil électronique de protection contre les pigeons (ou pour faire fuir les pigeons).

D'autre part, nous ignorons, personnellement, si ces animaux sont sensibles aux ultra-sons...

RR - 10.38 — M. Jean-Paul GUILBERT, 08 Charleville-Mézières.

1° Nous vous avons répondu précédemment sous la référence RR-9.17. Nous répondons dans un prochain numéro qui suit à la demande, mais il ne nous est pas possible de le faire dans le prochain numéro ; relisez bien la carte qui vous a été adressée.

2° Concernant vos autres questions qui se rapportent à un montage publié dans RADIO PRATIQUE, c'est le service technique de cette revue qui a dû vous répondre entre temps (et non celui du HAUT-PARLEUR).

RR - 10.39 — M. P. MONZEIN, 92 Sceaux.

En ce qui concerne le convertisseur « bande marine » décrit à la page 77 du numéro 1247, nous vous précisons :

a) que les bobinages sont exécutés avec du fil de cuivre émaillé de 2 à 310 de mm sur des mandrins de 10 mm de diamètre à noyau de ferrite réglable ;

b) que la bobine L2 comporte 33 spires jointives (enroulement auquel est couplée la bobine L1 sur le même mandrin évidemment).

RR - 10.40 — M. Michel COPONAT, Lyon-3^e.

1° Les valeurs des éléments du montage de la figure 1, page 150, n° 1260 (temporisateur pour esuie-glace) ont été données dans la réponse RR-6.25, page 208, n° 1278.

2° Comme type de thyristor, vous pouvez utiliser : BTY 87/400 ; BTW 27/100 ; 2 N1771.

RR - 10.41 — M. Pascal GRATALOUP, 94 Vitry.

Netoyage automatique des pare-brises (n° 1318, page 41) :

1° Les relais sont du type 6 V 115 Ω.

2° Sur le schéma de la page 41, la diode montée en shunt sur le relais de l'émetteur de T13 doit être inversée.

3° Les détails de fabrication de la sonde sont donnés à la page 42.

Ce montage est tiré d'une revue allemande (comme indiqué en fin d'article) et outre ce qui a été publié, nous n'avons pas d'autres renseignements ou précisions.

RR - 10.42 — M. Jacques FILIPPELLI, 57 Montigny-les-Metz.

Le schéma d'alimentation que vous nous soumettez ne présente

aucune anomalie flagrante... Naturellement, en ce qui concerne la réalisation pratique, c'est une autre histoire. Il nous faudrait pouvoir examiner le montage et nous y livrer à des mesures systématiques.

Nous vous suggérons cependant d'essayer de réduire la valeur de la résistance en série avec la diode Zener (12 kΩ sur le schéma).

Le cas échéant, vous pourriez aussi contacter le réalisateur (ACER).

RR - 10.43-F — M. Vincent ERRICO, 88 Chateaux.

Nous vous avons répondu directement ; notre lettre nous a été retournée avec la mention : « Inconnu à l'appel des facteurs ».

Temporisateur, page 220, n° 1450 :

1° Figure 1, page 221.

a) Le + 10 V se connecte sur la connexion supérieure, comme cela est indiqué sur le dessin.

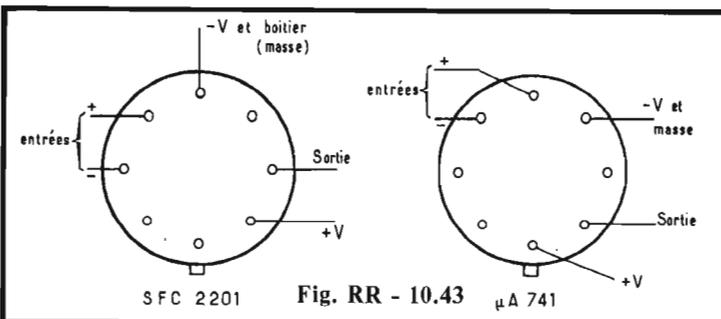
b) SFC 2201 = LM 201 ; SG 201 AT.

c) Brochage du circuit intégré SFC 2201 (en boîtier TO 99), voir figure RR-10.43.

2° Figure 4, page 221.

a) Capacité du condensateur : 500 μF.

b) Brochage du circuit intégré μA 741 (en boîtier TO 99), voir figure RR-10.43.

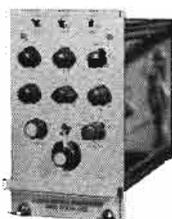


tradelec

SPÉCIALISTE DU MATÉRIEL AUDIO PROFESSIONNEL

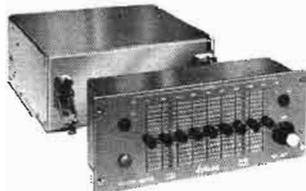
présente...

AUDIO & DESIGN



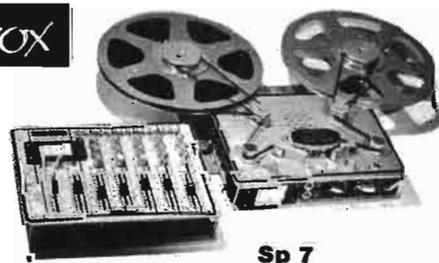
E. 800
EQUALISER
+ 20 dB (de 2 en 2 dB) sur 3 des 27 fréquences plus filtre passe haut et "booster" réglable jusqu'à + 10 dB.

Astronic LTD.



CORRECTEUR DE FRÉQUENCE A 1671 MK II
± 14 dB sur 9 bandes centrées de 50 à 10 250 Hz.

STELLAVOX



AMI
Console de mélange mono-stéréo

Sp 7
mono, bi et tri - piste - 4 vitesses
3,3 kg, 21 x 27 x 8 cm

TRADELEC : 9, av. de la Porte-de-la-Plaine - 75015 Paris - Tél. 531.51.37

RR - 11.01 — M. Jacques Corbier, 69 S^e-Foy.

2 N 3614 : PNP germanium.

Maxima : $V_{ob} = 60 \text{ V}$; $V_{ce} = 35 \text{ V}$; $V_{eb} = 30 \text{ V}$; $I_c = 7 \text{ A}$; $h_{fe} = 60 \text{ min à } 120 \text{ max.}$ à $V_{ce} = 2 \text{ V}$ et $I_c = 3 \text{ A}$. $V_{be} = 0,9 \text{ V}$ à $I_c = 7 \text{ A}$.

RR - 11.02 — M. Marcel Menotti, 51 Reims.

1° Les normes des appareils haute fidélité ont été publiées dans les numéros 1230, 1257 et 1391 de notre édition « Hi-Fi stéréo ».

2° Dans votre cas (casque de 400 ohms) sur sortie de 4 ohms, il y a lieu d'intercaler un adaptateur pour casque réalisant l'adaptation d'impédance et d'autre part, maintenant une charge correcte sur l'amplificateur.

RR - 11.03 — M. Jean-Pierre MORLEAU, 94 Votry.

1° Dans le cas d'un récepteur RU 95, une antenne de 14,50 m est évidemment supérieure à un fouet de 2,30 m.

2° La description, avec schémas, des récepteurs RU 93 et RU 95 a été faite dans les numéros 1045 et 1046 du HAUT-PARLEUR.

3° Le tube R 129 correspond au type 1851 beaucoup plus connu et répandu (même brochage, mêmes caractéristiques).

4° Vous pourriez essayer de monter un jeu de lampes neuves et de procéder à un ré-alignement complet et soigné de l'appareil.

5° L'emploi de lampes modernes nécessiterait un recâblage très important de l'appareil.

6° Il est hors de question d'utiliser un tel bloc d'accord avec des transistors (non conçu pour cela).

RR - 11.04 — M. Joël POTIER, 59 Croix.

1° L'antenne fouet que vous utilisez est suffisante pour un récepteur « ondes courtes » à transistors.

2° Ce que vous recevez en provenance de Fort-de-France est une réalisation destinée aux liaisons téléphoniques transatlantiques : en clair, pour le réglage des récepteurs ; ensuite, pour la transmission téléphonique, les émissions sont codées et deviennent incompréhensibles... ce qui est normal (mais ce n'est pas de la S.S.B.).

3° En « ondes courtes », les émissions de Fort-de-France ont lieu sur 3315 kHz (90,5 m) et sur 5995 kHz (50,04 m)... pour ce qui se rapporte à la radiodiffusion normale.

RR - 11.05 — M. Charles GI-RAUD, 52 Langres.

Dans les postes de radio à stations pré-réglées, diverses techniques sont exploitées :

1° Les CV utilisés pour le réglage normal sont déconnectés et remplacés par des capacités ajustables (jeu de capacités ajustables pour chaque station pré-réglée à obtenir).

2° Il n'y a pas de CV, mais des capacités fixes, et le réglage ordinaire est obtenu par des noyaux de ferrite plongeurs dans les bobinages ; le pré-réglage est alors obtenu mécaniquement par divers positionnements de ces noyaux.

3° On utilise des diodes-varicap pour l'accord (à la place des

CV) ; en réglage normal, la variation est obtenue par réglage progressif de la polarisation des diodes par potentiomètre. En pré-réglage, on détermine des tensions de polarisation fixes pour chaque station à recevoir.

Dans tous les cas, il est évidemment possible de choisir les stations pré-réglées en agissant sur les organes utilisés selon la technique employée.

RR - 11.06 — M. Maurice FAVELLE, 38 Vienne.

Concernant votre tuner FM, il nous est très difficile de nous prononcer à distance, faute de pouvoir entendre votre appareil, et d'autre part, d'y procéder à des mesures systématiques.

Si le ronflement existe toujours entre les stations, l'émetteur n'est pas en cause (si vous êtes gêné par le souffle pour cette observation, déconnectez un ou deux étages à l'entrée du tuner).

Vérifiez le filtrage de l'alimentation appliquée au tuner.

La mise au point des tuners FM est développée dans l'ouvrage TECHNIQUE NOUVELLE DU DEPANNAGE DES RADIORECEPTEURS (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque - 75010 Paris).

RR - 11.07 — M. Georges PERRIER, 69 Tarare.

Dans un convertisseur d'alimentation à transistors, la fréquence d'oscillation dépend d'un grand nombre de facteurs, mais notamment du nombre de tours par volt, de la section du noyau, des capacités éventuellement en

parallèle sur les bobinages (tant primaire que secondaire), et de la charge.

On peut concevoir des convertisseurs de ce genre relativement puissants ; il suffit de prévoir la section du noyau, le diamètre des fils et les transistors en conséquence...

Mais lorsqu'il s'agit d'obtenir, en même temps, une fréquence stable dans le temps et indépendante de la charge, le montage se complique... car il faut faire appel à un circuit pilote auxiliaire. Un montage de ce genre de faible puissance (40 à 60 VA) a été décrit dans le numéro 1149 du HAUT-PARLEUR ; un modèle plus puissant (1 kW) a été décrit dans le n° 1291.

RR - 11.08 — M. Ernest REBOURG, 31 Toulouse.

Le sigle P.E.P. signifie « peak envelope power » ; c'est-à-dire et en détails : puissance de crête de l'enveloppe HF de sortie.

Il y a d'autre part, la puissance alimentation de l'étage final PA - ou Input Power ; c'est cette puissance qui, en France, est limitée en principe à 100 W.

On ne peut pas établir une correspondance entre puissance alimentation et puissance PEP. Cela dépend, d'une part du rendement de l'émetteur, et d'autre part de son mode de fonctionnement (SSB ou AM, par exemple).

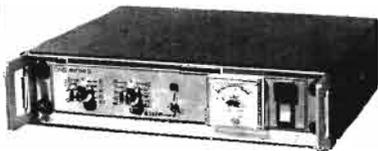
En ce qui concerne l'examen des P.T.T., l'inspecteur n'est pas à cheval sur le règlement... tant qu'il n'y a pas exagération. Par ailleurs, un émetteur de 150 watts-input (par exemple) peut toujours être réglé à 100 watts-input en réduisant la charge (apportée par l'antenne fictive ou l'antenne rayonnante, selon le cas).

tradelec

SPÉCIALISTE DU MATÉRIEL AUDIO PROFESSIONNEL

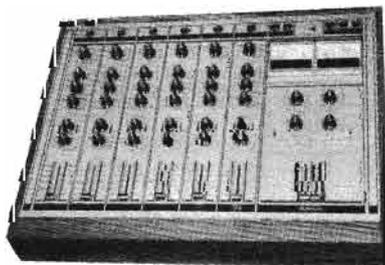
présente...

STANCOIL LTD.



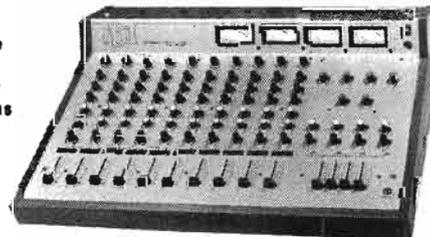
SUPPRESSEUR UNIVERSEL

de tous bruits indésirables quel qu'en soit l'origine.
Respect intégral de la bande passante.



STANCOIL LTD.

Nouvelles
Consoles de Mixage
6 et 10 Voies
Toute possibilité et
Multiple Corrections



TRADELEC 9, Av. de la porte de la Plaine 75015 PARIS tél.: 531.51.37

AMPLIFICATEUR V.H.F. LINEAIRE ~ 144 MHz

LA plupart des transceivers 144 MHz commerciaux (transistorisés) délivrent une puissance VHF comprise entre 10 et 20 watts. Une telle puissance est généralement suffisante lors des utilisations en mobile ou en portable sur des points hauts. Par contre, lorsque le transceiver est employé au domicile de l'opérateur, les conditions sont très souvent moins bonnes et l'OM est alors tenté d'utiliser une plus grande puissance à l'émission. C'est finalement une possibilité relativement facile à expérimenter en faisant suivre la sortie « émission » du transceiver par un amplificateur VHF linéaire.

Pour satisfaire tous nos lecteurs, nous allons décrire deux versions d'amplificateurs VHF linéaires, l'une à lampe, l'autre à transistors. Les deux montages sont susceptibles de délivrer une puissance HF de l'ordre de 80 watts. Cependant, avant d'examiner leur construction, nous estimons qu'il n'est nullement superflu de remettre en mémoire les quelques points de technique suivants :

La fonction d'un amplificateur **linéaire** consiste à amplifier (évidemment) un signal modulé en amplitude de telle façon que le signal de sortie soit l'exacte reproduction (amplifiée) du signal appliqué à l'entrée. N'oublions pas que la B.L.U. n'est qu'une forme de la classique modulation en amplitude (AM).

Rappelons aussi que les montages amplificateurs linéaires HF ou VHF présentent des conditions de fonctionnement qui vont généralement de la classe AB 1 (cas le plus fréquent) à la classe B

(cas des lampes dites à « zéro bias », notamment). Par ailleurs, nous sommes en HF (ou VHF) et il importe alors de remarquer que ces classes de fonctionnement ne requièrent pas nécessairement un étage amplificateur push-pull ; dans le cas d'un signal HF modulé, on peut parfaitement utiliser une seule lampe (ou deux lampes en parallèle) ou bien un seul transistor (ou deux transistors en parallèle), et obtenir néanmoins une amplification sans distorsion.

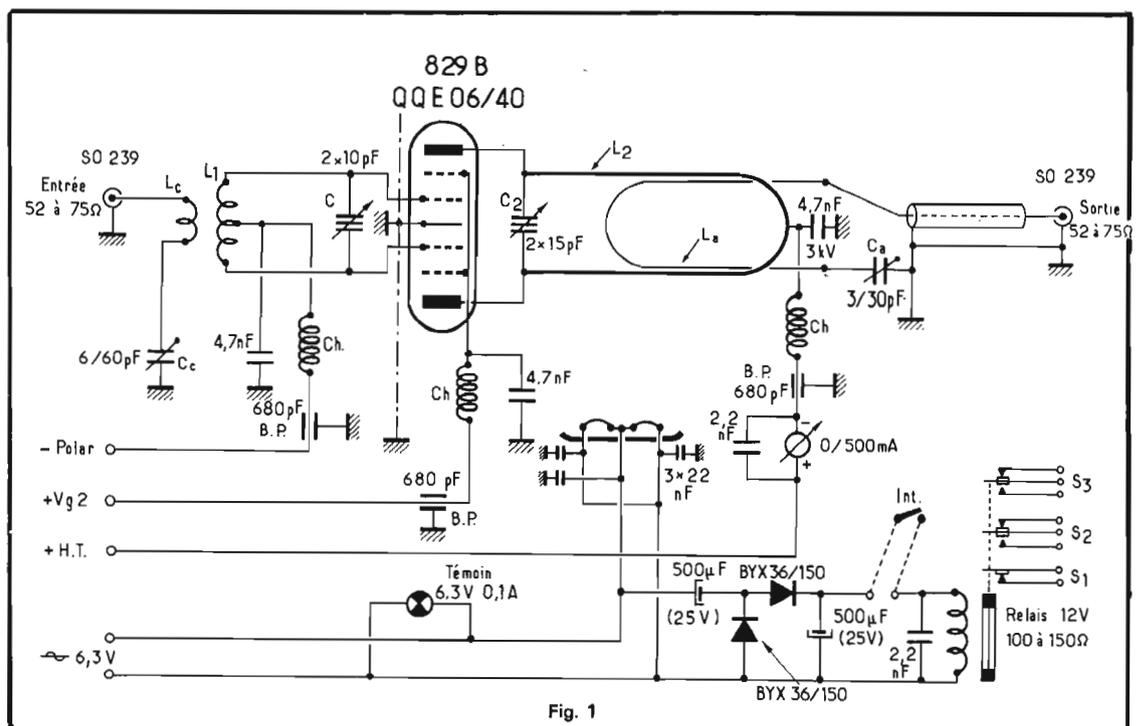
Enfin, il est tout à fait fantaisiste de prétendre que tel ou tel montage, d'après son schéma ou sa conception, peut délivrer à coup sûr telle ou telle puissance VHF... Sur fréquences élevées, le

meilleur schéma peut donner des résultats décevants s'il est mal réalisé. Un bon rendement VHF est essentiellement une question de construction soignée (conforme aux conditions requises par les fréquences élevées) et de réglage des circuits (réglage à l'accord exact bien entendu, mais aussi adaptation des impédances) ; ce dernier point revêt une importance encore plus capitale avec les montages à transistors. Les puissances VHF indiquées ne sont donc toujours que des ordres de grandeur - on peut dire aussi presque des maxima - qui ne seront atteints qu'avec des montages compacts, soignés, correctement mis au point et réglés.

MONTAGE A LAMPE QQE - 06/40

Le premier montage d'amplificateur linéaire 144 MHz que nous allons examiner (le plus demandé par nos lecteurs) comporte un tube double tétrode type 829 B ou QQE - 06/40.

Son schéma est représenté sur la figure 1, et le montage pratique reste simple sans aucune prétention révolutionnaire. L'appareil est monté sur un châssis métallique classique servant de base. La lampe est installée horizontalement (les deux sorties d'anodes dans un plan horizontal égale-



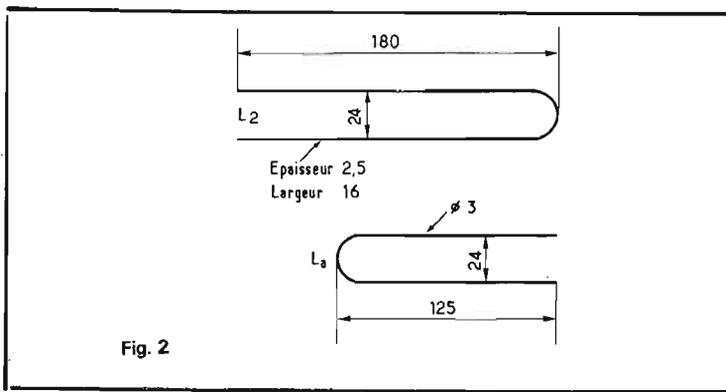


Fig. 2

ment) sur une plaque métallique verticale (trait mixte sur le schéma) au niveau du support ; cette plaque métallique, fixée à peu près au tiers de la longueur du châssis, assure ainsi une parfaite séparation électrostatique et électromagnétique entre les circuits d'entrée et de sortie de l'amplificateur.

Les connexions d'alimentation passent directement et immédiatement sous le châssis. L'ensemble est placé dans un coffret métallique ajouré (aération) formant blindage de toutes parts ; sur la face latérale gauche, nous avons la prise coaxiale d'entrée (SO 239) et la commande de C 1 ; le milliampèremètre anodique et l'ampoule témoin sont montés sur la face avant ; enfin, sur la face latérale droite, nous avons la prise coaxiale de sortie (SO 239) et la commande de C 2. Les autres réglages étant effectués une fois pour toutes n'ont pas à être accessibles de l'extérieur.

L'alimentation peut être montée sur le même châssis (transformateur dessus, autres composants dessous) si l'on dispose de la place suffisante ; sinon, elle est construite sur un autre châssis pouvant même être assez éloigné du premier.

La bobine d'entrée L1 comporte 3 tours de fil de cuivre émaillé de 16/10 de mm, enroulés sur air avec un diamètre intérieur de 12 mm et répartis sur une longueur de 20 mm ; ce circuit est accordé vers 145 MHz par un condensateur variable papillon C1 de 2 x 10 pF.

Entre les spires espacées du précédent bobinage, nous avons la bobine de couplage Lc de 2 tours (enroulement sur air également ; diamètre intérieur 12 mm ; même fil sur lequel on a glissé une gaine isolante en matière plastique). Cette bobine est accordée vers 145 MHz (pour le maximum d'excitation transmise) par un condensateur ajustable à air Cc de 6 - 60 pF.

La bobine L2 du circuit anodique, en forme de U, est faite à partir d'une bande de cuivre de 16 mm de large, de 2,5 mm d'épaisseur et d'une longueur de 374 mm ; cette bande de cuivre est pliée en forme de U comme l'indique le schéma avec une distance de 24 mm entre les branches parallèles. On obtient ainsi un circuit qui présente un encombrement de 180 mm (voir figure 2). Le condensateur variable C2 accordant le circuit est du type papillon de 2 x 15 pF ; il est monté aux extrémités des branches du U. Les liaisons aux sorties anodi-

ques de la lampe s'effectuent à l'aide de deux petits morceaux de tresse (aussi courts que possible) et serrés sur les dites sorties à l'aide de deux petits colliers à vis.

Enfin, la bobine de couplage à l'antenne L a est constituée par du fil de cuivre de 3 mm de diamètre replié en forme de U également : longueur du U = 125 mm ; espacement des branches = 24 mm (fig. 2). Un condensateur ajustable à air C a de 3 - 30 pF permet, comme à l'accoutumée, l'accord du circuit de liaison. Un petit morceau de câble coaxial aboutit à la prise de sortie type SO - 239.

La bobine L a est montée juste au-dessous de L 2, et on peut ajuster le couplage (une fois pour toutes) par modification de l'inclinaison de L a par rapport à L 2.

Sauf le condensateur de découplage du circuit anodique qui est à diélectrique mica 3 000 V, tous les autres sont du type céramique. Les trois condensateurs de traversée (BP) ont une capacité de 680 pF (ou davantage). Les bobines d'arrêt Ch sont du type commercial VHF 2,7 μ H ; à défaut, el-

les peuvent être constituées par une galette en nid d'abeille prélevée sur une bobine d'arrêt type R 100.

Rappelons que le tube double tétrode utilisé peut se chauffer, soit sous 6,3 V, soit sous 12,6 V ; nous avons représenté le câblage pour un chauffage sous 6,3 V.

En dérivation sur la ligne de chauffage, nous avons un redresseur doubleur de tension utilisant deux diodes BYX 36/150 (ou similaires) destiné à l'excitation du relais Rel. (type 12 V 100 à 150 Ω , récupéré sur un SCR 542). Ce relais comporte un contact interrupteur S 1 commandant l'alimentation des anodes et écrans, ainsi que deux contacts inverseurs S 2 et S 3 qui seront utilisés pour la commutation de l'antenne ; il est excité en position « émission ». Le relais est monté sur l'amplificateur linéaire afin que les câbles coaxiaux de commutation de l'antenne par S 2 et S 3 soient aussi courts que possible ; par contre, il est bien évident que les fils de la commutation d'alimentation (par S 1) peuvent avoir une longueur quelconque (cas d'une alimenta-

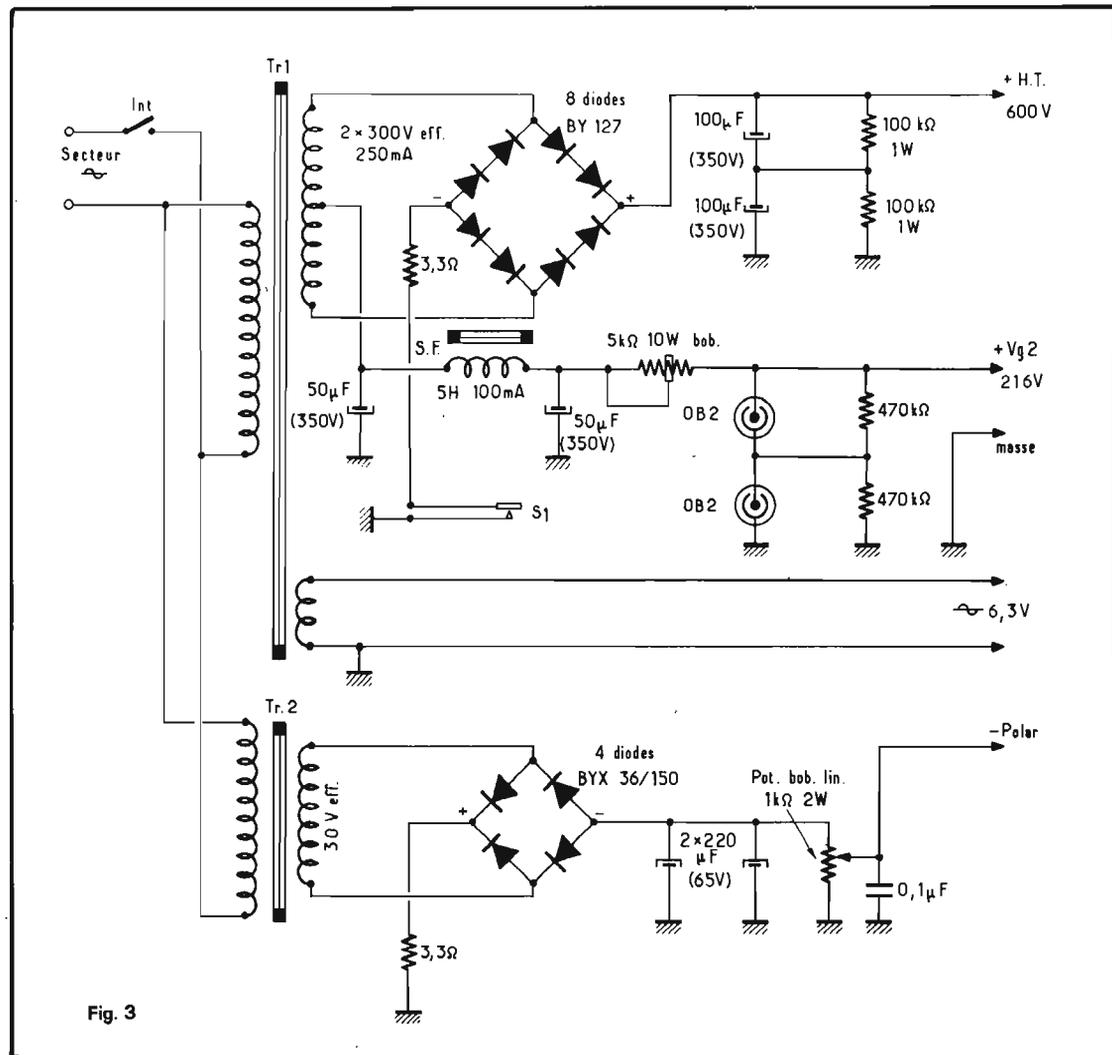


Fig. 3

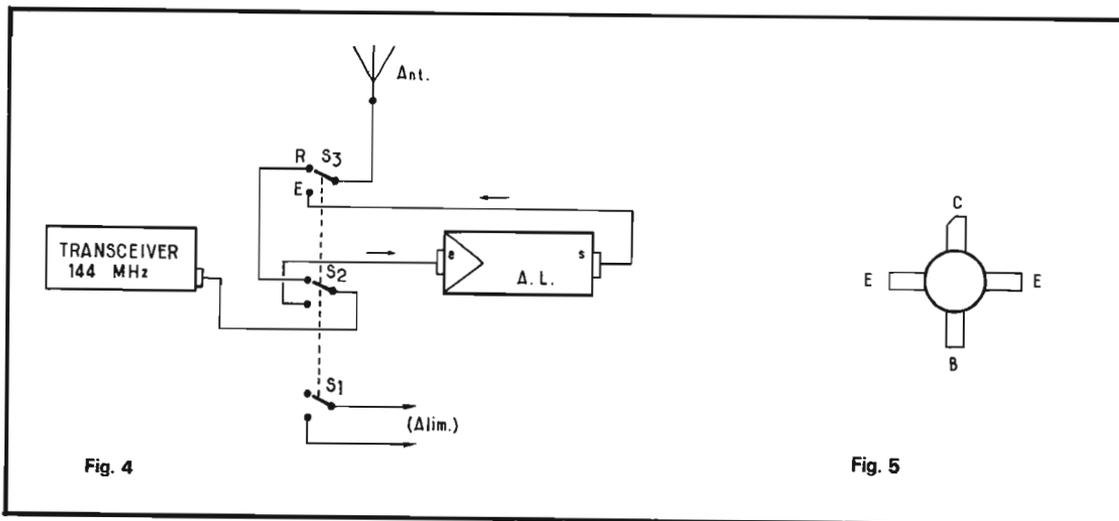


Fig. 4

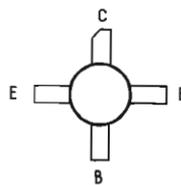


Fig. 5

tion sur châssis séparé).

Ce relais est commandé par un interrupteur Int. Ce dernier peut être un interrupteur **séparé** ; dans ce cas, le passage de réception à émission (et inversement) nécessite deux manœuvres, celle du transceiver et celle de cet interrupteur ; mais cette disposition permet de trafiquer facilement **avec ou sans** l'amplificateur linéaire. Dans d'autres cas, l'interrupteur Int. peut être prévu sur le commutateur « émission-réception » du transceiver et être sorti sur une prise prévue à cet effet ; l'inversion s'effectue alors automatiquement, et par une seule et même manœuvre.

Passons maintenant à l'alimentation dont le schéma général est représenté sur la figure 3. On utilise un gros transformateur Tr. 1 (provenant d'un téléviseur) avec un enroulement de chauffage 6,3 V et un enroulement HT à point milieu de 2 x 300 V (250 mA environ).

Le redressement HT est effectué par un pont de 2 x 4 diodes type BY 127 ; chaque diode est shuntée par une résistance de 220 k Ω (résistances non représentées pour ne pas alourdir le dessin). Le filtrage est assuré par deux condensateurs de 100 μ F (350 V) connectés en série. La tension continue ainsi obtenue est de l'ordre de 600 volts en charge.

D'autre part, nous avons une cellule de filtre plus élaborée (bobine à fer de filtrage environ 5 H 100 mA - valeurs d'ailleurs non critiques - encadrée par deux condensateurs de 50 μ F / 350 V) destinée à l'alimentation en tension stabilisée des écrans (216 V). Cette stabilisation est obtenue par deux tubes OB 2 connectés en série. Il convient d'ajuster le collier de la résistance bobinée de 5 k Ω afin d'avoir une intensité de

30 mA traversant les tubes OB 2 au repos, c'est-à-dire sans signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur ; ceci est obtenu pour un réglage vers 2,8 k Ω .

L'enroulement de chauffage 6,3 V a l'une de ses extrémités reliée à la masse ; néanmoins, il faut effectuer la ligne de chauffage avec deux fils (comme nous l'avons représenté) et ne pas utiliser le châssis métallique comme conducteur.

Enfin, la tension de polarisation est obtenue par un redresseur auxiliaire comportant un petit transformateur à secondaire 30 V eff. suivi d'un pont de quatre diodes BYX 36/150 ; le filtrage est assuré par deux condensateurs de 220 μ F (65 V) en parallèle. La polarisation est ajustée par le réglage d'un potentiomètre bobiné linéaire de 1 000 ohms (2 W). Ce montage est simple et économique, mais tout à fait suffisant dans le cas présent.

Les commutations de l'antenne effectuées automatiquement par les contacts inverseurs S 2 et S 3 du relais sont représentées sur la figure 4. En position « réception » (R), celle indiquée sur le dessin, l'amplificateur linéaire A.L. est éliminé et l'antenne se trouve connectée sur le transceiver.

En position « émission » (E), le relais est excité, l'amplificateur linéaire est alimenté, la sortie du transceiver est appliquée à l'entrée de l'amplificateur A.L., et l'antenne se trouve connectée sur la sortie de celui-ci.

RÉGLAGES

Les réglages sont finalement relativement simples. On ajuste le potentiomètre de polarisation afin

d'obtenir une intensité anodique de repos de 50 mA (ce qui correspond approximativement à une polarisation de - 25 V).

Ensuite, la sortie du transceiver étant connectée à l'entrée de l'amplificateur et le transceiver étant en fonctionnement (d'abord en position AM), on ajuste Cc et C1 afin d'obtenir le **maximum** de déviation du milliampèremètre anodique ; simultanément, on ajuste C2 pour le **minimum** lu sur le milliampèremètre (pour faire le « creux », comme on a coutume de le dire).

La charge apportée par l'antenne est réglée comme d'habitude par ajustage de C a et par modification de l'écartement de L a par rapport à L 2.

Pour des réglages corrects et une charge convenable de l'aérien, l'intensité anodique doit être de 130 mA pour le fonctionnement en AM (régime de porteuse). Pour le fonctionnement en S.S.B., la **lecture** de crête doit atteindre 220 à 230 mA.

Attention : Lors de la première mise au point, la succession des réglages précédemment exposés doit être reprise plusieurs fois ; ensuite, le plus généralement, seul le réglage de C 2 est à retoucher selon la fréquence utilisée dans la gamme.

D'autre part, il est important de noter que les circuits Lc Cc et L1 C1 doivent être réglés parfaitement à la résonance, comme nous l'avons expliqué. Si l'excitation HF appliquée à l'amplificateur est trop généreuse, il faut évidemment la réduire, non pas en dérégulant ces circuits, mais en éloignant Lc de L1 (donc en diminuant le couplage).

En fait, le dosage de l'excitation VHF appliquée est capital ; si cette excitation est trop importante, cela se traduit par des distor-

sions, et notamment par des crêtes de modulation « arrachées ».

Un montage de ce genre a été construit par notre ami F I BFK à la station duquel il est utilisé avec toute satisfaction.

MONTAGE A TRANSISTORS

Le second montage proposé comporte trois transistors de la firme Motorola, un 2 N 6083 à l'étage d'entrée et deux 2 N 6084 à l'étage de sortie. Ces transistors sont dits à « émetteur équilibré » ; la particularité de cette fabrication réside dans l'incorporation au transistor de résistances au nickel-chrome d'une valeur appropriée dans chacun des nombreux émetteurs élémentaires constitutifs. On réalise ainsi des transistors avec une bonne répartition des courants d'émetteurs, particulièrement robustes vis à vis des surcharges éventuelles, et assez insensibles aux effets des variations de température.

Le brochage des transistors 2 N 6083 et 2 N 6084 est représenté sur la figure 5 (en vue de dessus, c'est-à-dire avec la vis de fixation au-dessous).

L'alimentation de l'amplificateur est prévue sous 12 à 12,5 V avec « moins » à la masse, et une intensité maximale de l'ordre de 12 A.

Cet amplificateur est très « sensible », si l'on peut s'exprimer ainsi. Il est capable d'un gain important et pour obtenir une puissance de sortie de 80 watts sans distorsions, avec une bonne linéarité, il ne faut pas dépasser quelques 10 watts appliqués à l'entrée ; le cas échéant, on veillera donc bien à ne pas surcharger, et l'on ajustera le couplage en conséquence par les réglages prévus si nécessaire.

Le schéma général de l'amplificateur est représenté sur la figure 6. Les deux étages fonctionnent en émetteur commun, le premier étage étant équipé du transistor Q1 de type 2 N 6083.

Quant à l'étage final, contrairement à ce qu'un coup d'œil trop rapide pourrait laisser croire, il ne s'agit nullement d'un montage push-pull... Les deux transistors Q2 et Q3 utilisés (2 N 6084) sont bel et bien montés en parallèle !

On sait que les problèmes principaux rencontrés dans un montage de ce genre (à transistors) sont les impédances excessivement basses auxquelles on a affai-

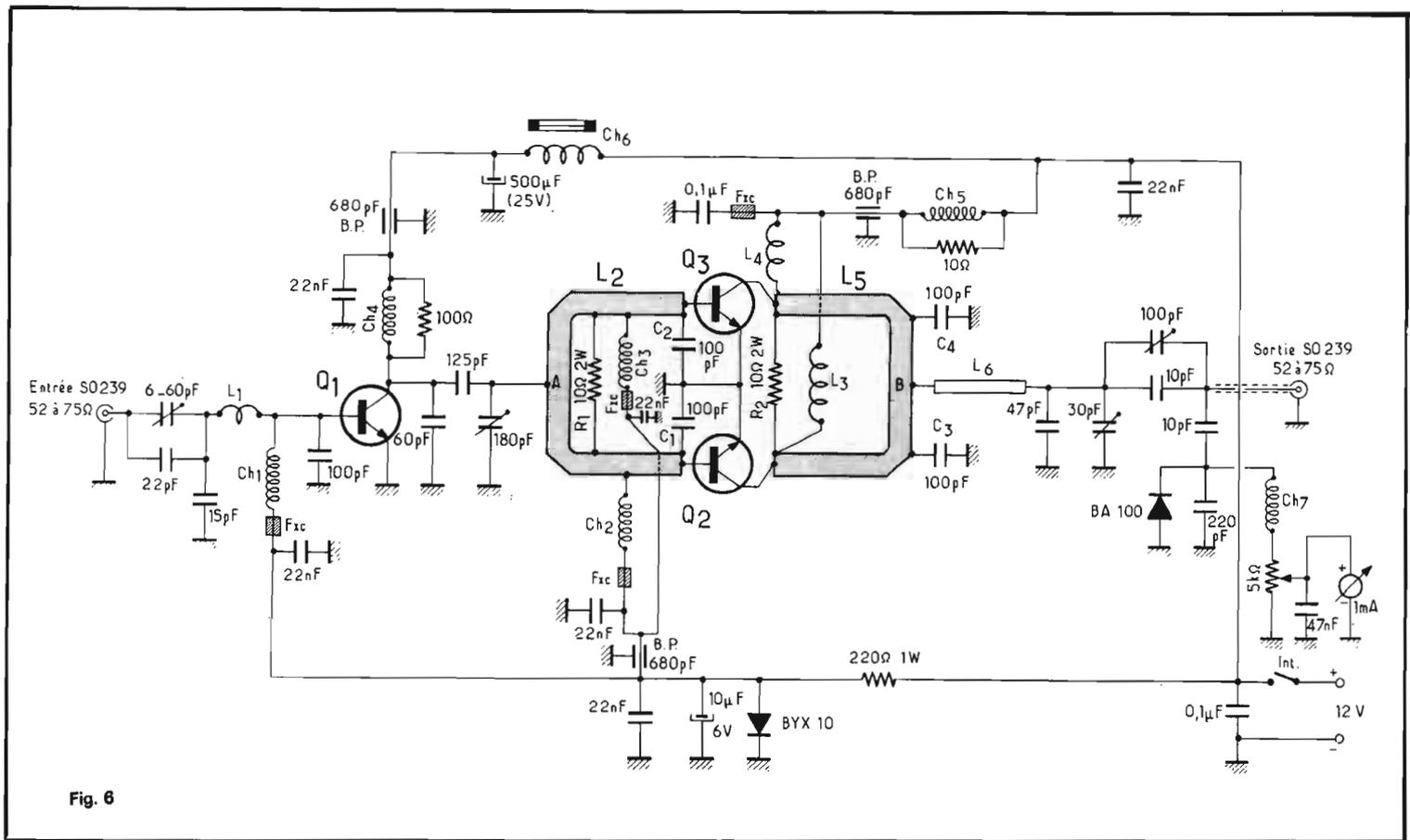


Fig. 6

re, et partant, la difficulté d'égalisation des attaques HF sur chaque organe en parallèle. La technique des circuits « coupés » symétriques appliquée à l'entrée comme à la sortie, permet de résoudre simultanément ces problèmes.

Le circuit des bases L2 est utilisé pour élever l'impédance d'entrée des transistors Q2 et Q3; cette élévation d'impédance se manifeste au point A, ce qui facilite le couplage et l'adaptation avec la sortie de l'étage driver (Q1). La même technique est mise en œuvre à la sortie de l'étage final; le circuit de collecteurs L5 divise la charge entre Q2 et Q3, et provoque une élévation d'impédance au point médian B.

Naturellement, des composants complémentaires (condensateurs fixes et ajustables) permettent le « matchage » correct de ces impédances et l'accord des circuits; signalons aussi que la conception globale de ces circuits accordés provoque une atténuation importante de l'harmonique 2 (et des signaux indésirables, en général).

Les condensateurs C1 et C2 sont montés aux extrémités du circuit L2, c'est-à-dire au ras des connexions des bases. Par contre, les condensateurs C3 et C4 sont soudés approximativement à mi-

distance entre les extrémités du circuit L5 des collecteurs et le point milieu B. Il faut utiliser des capacités du type céramique à coefficient de température nul ou du type mica, mais dans tous les cas avec des fils de connexion aussi courts que possible. Signalons que l'on peut minimiser l'influence de l'inductance de ces connexions en groupant deux condensateurs en parallèle (par exemple: deux condensateurs de 50 pF en parallèle pour obtenir l'une des capacités du circuit des bases).

Les résistances R1 et R2 de 10 Ω (2 W) sont destinées à compenser les différences de gain en équilibrant les impédances respectives d'entrée (et de sortie) des deux transistors; elles égalisent ainsi le fonctionnement de chaque « branche ».

Naturellement, pour la clarté et la compréhension du schéma, le dessin a ses obligations... dont il ne faut pas tenir compte dans la construction pratique! C'est ainsi que chaque « branche » avec ses éléments connexes doit être rigoureusement identique électriquement et mécaniquement à sa voisine, et ce, avec des connexions ultra-courtes, directes et symétriques.

La polarisation requise est obtenue très simplement par la chu-

te de « tension directe » aux bornes d'une diode BYX 10 convenablement découplée.

La figure 7 indique les dimensions pour la confection des circuits L2 et L5 exécutés dans du cuivre de 1 mm d'épaisseur.

Voici également les caractéristiques essentielles des transistors Motorola employés dans cet amplificateur (valeurs maximales limites):

- 2 N 6083 : BV ceo = 18 V ; BV ebo = 4 V ; Ic max = 4 A ; Pc max = 65 W.
- 2 N 6084 : BV ceo = 18 V ; BV ebo = 4 V ; Ic max = 6 A ; Pc max = 80 W.

Un circuit de mesure relative de HF est prévu en sortie; il comporte essentiellement une diode BA 100, un milliampèremètre (1 mA) et un potentiomètre linéaire de 5 kΩ. Ce dernier s'ajuste une fois pour toutes afin d'obtenir une déviation correcte et suffisante de l'aiguille du milliampèremètre, déviation à laquelle on peut se référer pour les réglages ultérieurs de l'amplificateur.

Voici d'autre part les caractéristiques (non indiquées sur le schéma) des éléments utilisés :

En ce qui concerne les condensateurs fixes montés dans les ac-

cords et liaisons, il faut employer des capacités, soit à diélectrique au mica, soit du type céramique à coefficient nul de température.

Les condensateurs de découplage de 22 nF sont du type céramique disque; les 0,1 µF sont au mylar. Les condensateurs de traversée BP présentent une capacité de 680 pF (ou davantage).

Les bobines d'arrêt Ch 1, Ch 2, Ch 3 et Ch 7 comportent 20 tours de fil de cuivre émaillé de 5/10 de mm enroulés sur le corps d'une résistance de 100 kΩ. On peut également utiliser, soit des bobines du commerce type 0,15 µH enrobées de matière moulée, soit des bobines d'arrêt type VK 200 (2,5 spires en tore sur une perle de ferrite qualité 3 B).

Les bagues d'arrêt notées Fxc sont des perles de ferrite de qualité 3 B.

Pour les autres bobinages, nous avons :

- L1 = 1,5 tour en fil de cuivre de 10/10 de mm, sur air, diamètre intérieur de 6 mm, longueur 18 mm.
- L3 = 2 tours en fil de cuivre de 10/10 de mm, sur air, diamètre intérieur de 6 mm, longueur 12 mm.
- L6 = fil rectiligne de cuivre de 12/10 de mm; longueur 30 mm.

Les condensateurs ajustables (ou variables) utilisés sont de pré-

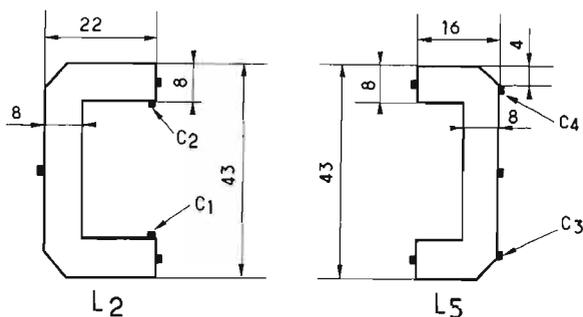


Fig. 7

férence à diélectrique air. Rappelons, au passage, que la disposition adoptée pour les inductances et les capacités à l'entrée, entre étages et en sortie - disposition très courante avec les montages à transistors - permet simultanément le réglage (accord) et le couplage.

Il est certain qu'un montage de ce genre ne s'adresse pas aux débutants et qu'il faut une excellente pratique des transistors et des VHF pour le conduire à bien. Nous indiquerons cependant que l'ensemble est réalisé sur un circuit double face en verre époxy de 1,6 mm d'épaisseur. Sur une couche, se trouvent des bornes, des rondelles ou des œillets isolés pour le montage des composants et les interconnexions. L'autre couche est évidemment isolée de la précédente et sert de plan de masse. Les connexions entre les composants et le plan de masse sont faites par des rivets tubulaires de 2 mm soudés. Comme cela est indiqué sur le schéma, certaines connexions utilisent des condensateurs by-pass de traversée (BP).

Les transistors sont également fixés sur la plaque époxy (écrou côté masse). Sous chaque écrou, on serre en même temps une plaquette d'aluminium noirci de 30 x 120 mm préalablement repliée en forme de U ; ces trois plaquettes servent de radiateurs primaires et contribuent à la rigidité de la plaque époxy. Le refroidissement est complété par le montage de deux radiateurs (barre d'aluminium profilé) vissés énergiquement tout au long de chaque côté de la plaque époxy (côté masse). Le montage de ces différents dissipateurs demande une attention toute particulière afin de réduire au minimum la résistance thermique de contact et d'obtenir un bon refroidissement.

Il faut faire également en sorte de réaliser pour l'étage final notamment, une construction parfaitement symétrique pour les circuits et pour la disposition des composants ; il faut que les signaux VHF aient un trajet égal dans chaque « branche », afin d'éviter des différences de phase qui ne manqueraient pas de se traduire par une perte de puissance de sortie.

Il va de soi que les commutations d'antenne par relais sont très exactement les mêmes que celles qui ont été décrites lors du précédent montage ; l'excitation du relais peut être prélevée ici directement sur l'alimentation 12 volts de l'amplificateur linéaire.

Les mêmes précautions en ce qui concerne le dosage de l'excitation VHF appliquée sont également à prendre si l'on ne veut pas avoir des crêtes « arrachées », éclaboussant sur toute la bande.

Roger A. RAFFIN
F 3 A V

AFFAIRES SPECIALES

ILLEL HIFI CENTER

106 AV. FELIX FAURE PARIS 15°

APPAREILS DE DÉMONSTRATION SOLDES ET OCCASIONS PROVENANT DE REPRISES A NOS CLIENTS

● MATÉRIEL RÉVISÉ ET GARANTI ●

LISTE DU MATERIEL D'OCCASION OU DE DEMONSTRATION AU 15 NOVEMBRE 1974.

MAGNETOPHONES

1 AKAI M8 (occasion)	1 450 F
1 TELEFUNKEN 302TS (occasion) ...	500 F
1 SHARP RD712D (occasion)	750 F
1 UHER 4400 IC(démonstration) ..	1 650 F
1 UHER 124 (occasion)	1 200 F
1 REVOX A771102 (occasion)	2 850 F
1 REVOX A771102 (démonstration) ..	3 300 F
1 GRUNDIG TK 46 (occasion)	700 F
1 SHARP (démonstration)	1 150 F
1 REVOX A771104(démonstration) ..	3 500 F
1 REVOX A771135 doiby	4 300 F

1 SUPERTONE ST 30 (occasion)	750 F
1 SCOTT 235S (démonstration)	800 F
1 FISHER 700 (occasion)	2 000 F
1 REVOX A 50 (occasion)	1 600 F
1 REVOX A 78 (démonstration) ...	2 400 F
1 Ensemble SL 18 HARMAN-KARDON + 2 Baffles (démonstration)	3 490 F
1 PIONEER SA 500 A (démonstration)	1 000 F
1 ARENA T1500 (démonstration) ..	1 050 F
Scientelec club A25 (démonstr.) ...	900 F
GRUNDIG RTV 800	800 F
Elysée 30 (démonstration)	1 100 F

PLATINE TOURNE DISQUES

PS500 BRAUN (démonstration) ...	1 700 F
DUAL 1019 (occasion)	500 F
ERA 444 COMPLETE (occasion)	500 F
LENCO L75 COMPLETE (occasion) ..	650 F
THORENS TD 160 + SHURE 91 ED (démonstration)	1 400 F
ERA 555 (démonstration)	650 F
THORENS TD 124 (occasion)	900 F
CONNOISSEUR B02 (occasion)	650 F

TUNERS

1 TELEWATT FM 200 A (occasion)	850 F
1 REVOX A 76 (démonstration) ...	3 000 F
1 ESART CAISSON (démonstration) ..	1 650 F
1 ESART S 12 C (démonstration) ..	1 150 F
1 SANSUI TU 666 (démonstration) ..	1 780 F
1 ESART S 25 C (démonstration) ..	1 550 F

AMPLIS ET AMPLIS TUNERS

REVOX A 50 (occasion)	1 650 F
SCOTT 295 (occasion)	1 400 F
2 BST CAT 40 (démonstration)	680 F
1 BST CAT 60 (démonstration)	800 F
1 ARENA T 1500 (démonstration) ...	850 F
1 GRUNDIG RTV 900 (démonstration)	1 850 F
1 SCHAUB LORENZ 5000' (démonstration)	950 F
1 ESART PAT 20 (démonstration) ..	2 000 F
1 TEAC AS 100 (démonstration) ...	2 700 F
1 PIONEER 1500TD (démonstration) ..	2 700 F
1 VOXSON HR 213 (démonstration) ..	1 350 F
1 BRAUN TS 45 (occasion)	1 100 F
1 BRAUN Regie 510 (démonstr.) ..	4 400 F

BAFFLES

2 AR 7 (démonstration) La paire	1 000 F
2 AR 3 PIN (démonstration) La paire	4 500 F
2 JBL AQUARIUS 4 (démonstration) La paire	3 500 F
2 JBL MINUET (démonstration) La paire	2 000 F
2 BARTHEL PLANSONOR (occasion) La paire	1 100 F
2 BIFFRONS (démonstration), la paire	900 F
2 3A ARIOSO (démonstr.), la paire	3 000 F
2 TOSHIBA SS 41 (démonstr.) La paire	2 500 F
2 SERVOSOUND (occasion), la paire	1 500 F
2 Scientelec MACH 500 (la paire)	2 600 F

ET POUR TOUT VOS ACHATS
DE MATÉRIEL NEUF LES
GARANTIES, AVANTAGES ET
COMPLÉMENTAIRES
HABITUELS AVEC NOTRE
CARTE GARANTIES ET
SERVICES.

HI-FI CENTER
garanties et services

N° 2523 — date 12/10/72

NOM DUVAL JACQUES

ILLEL HI-FI CENTER



ILLEL HIFI-CENTER

106, AV. FÉLIX-FAURE - PARIS 15°

TÉL : VAU. 09-20

REVOX

A78



- Nouveau Modèle REVOX A78 MKIV. Ampli de puissance 2 x 100 W. eff.
- Platine TD 160 THORENS.
- Cellule SHURE 75 ES elliptique.
- Socle et couvercle plexi.
- 2 enceintes 3A Allegretto ou Super Max Martin.

L'ENSEMBLE 5 700 F

PROMOTION

Sansui

AU101



- Ampli stéréo SANSUI AU 101 avec préampli stéréo 30 W. RMS.
- Platine SANSUI SR 212.
- Cellule magnétique, socle et plexi.
- 2 enceintes ES 30 SANSUI.

L'ENSEMBLE 2 950 F

PIONEER

SX737



- SX 737. Ampli-Tuner PIONEER à sensibilité élevée. FM/OM. 2 x 50 W. de puissance moyenne. Distorsion — 0,5 %. Double indicateur d'accord. Cadran à échelle FM linéaire. Circuit multiplex PLL.
- Platine B et O. Beogram 1203.
- Cellule magn. socle et plexi.
- 2 enceintes 3A ADDAGIO.

L'ENSEMBLE 6 900 F

TOUTE L'ÉQUIPE TERAL VOUS PRÉSENTE SES MEILLEURS VŒUX

POUR VOS PRIMES DE FIN D'ANNÉE L'ÉQUIPE TERAL Y PARTICIPE EN VOUS PROPOSANT SES PROMOTIONS EXCEPTIONNELLES.

AKAI AA 930

SUPER PROMOTION



LE CÉLÈBRE AMPLI TUNER AKAI AA 930 - FM-PO - 2 x 48 W - 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 aigües séparés sur chaque canal. Le AA 930 est équipé des Filtres Passe-Haut et Passe-Bas, Loudness, Mutting, ainsi que d'une clé mono stéréo.

- Ampli-Tuner AKAI AA930
- Platine PL 12 D PIONEER ou TD 165 THORENS.
- Cellule magnétique, socle et plexi.
- 2 enceintes KEF Chorale ou MARTIN Micro Max.

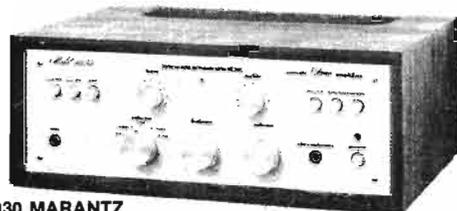
- Ampli-Tuner AKAI AA930.
- Platine AKAI AP 002.
- Cellule magnétique socle et plexi.
- 2 enceintes LABORATORY MKII MARTIN ou 3 A ADDAGIO.

PRIX DE L'ENSEMBLE 4 300 F

PRIX DE L'ENSEMBLE 5 400 F

marantz

- AMPLIFICATEUR 1030 MARANTZ - 30 W. RMS.
- Table de lecture PIONEER PL 12 E.
- Cellule magnétique, socle et plexi.
- 2 enceintes SCOTT S17.



L'ENSEMBLE 3 100 F 1030 MARANTZ

- AMPLIFICATEUR 1060 MARANTZ. 2 x 30 W. RMS.
- Table de lecture THORENS TD 165 ou AKAI APO04.
- Cellule magnétique, socle et plexi.
- 2 enceintes 3 A Allegretto ou Super Max.

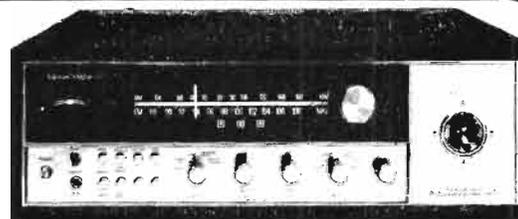


L'ENSEMBLE 4 650 F 1060 MARANTZ

PRESTIGE TERAL

harman/kardon

75 + Multicanaux HARMAN-KARDON 75 + STÉRÉO-QUADRIPHONIE



Amplificateur Tuner - 2 x 40 W efficaces sur 8 ohms - 4 x 20 W efficaces sur 8 ohms - Bande passante 20 000 à 20 kHz - Distorsion 0,5 % - DÉCODEUR SQ et QS - Circuits prévus pour CD 4 - 4 sorties de HP - Filtrés haut et bas - Loudness - Mutting - Balance rotative pour les 4 HP - Partie TUNER AM/FM.

1^{re} SUGGESTION

- AMPLI-TUNER 75+
- Table de lecture GARRARD 86 SB. ou THORENS TD 165. Cellule magnétique. Socle et plexi.
- 2 enceintes SCOTT S11.

2^e SUGGESTION

- AMPLI TUNER 75+
- Table de lecture GARRARD 100 SB ou TD 160 THORENS. Cellule magnétique SHURE M 75. Socle et plexi.
- 2 enceintes 3A Allegretto.

3^e SUGGESTION

- AMPLI TUNER 75+
- Table de lecture SANSUI SR 3060. Cellule magnétique. socle et plexi.
- 2 enceintes 3A Addagio.

PRIX DE L'ENSEMBLE 5 900 F

PRIX DE L'ENSEMBLE 6 200 F

PRIX DE L'ENSEMBLE 7 500 F

SIFI-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

Toshiba

TOSHIBA



*Quand on est un leader
de l'industrie japonaise on offre
ce qu'il y a de mieux en haute fidélité*



le matériel TOSHIBA est en vente chez tous les spécialistes Hi-Fi pour recevoir une documentation complète s'adresser à :

D **tranchant distribution**

zone d'activités de Courtabœuf. B.P. 62. 91401 Orsay tél. 907.72.76 + télex 69.304 F.
zone sud Lyon : 62, Ancienne Voie Romaine. 62290 Craponne tél. : (78) 57.17.66. télex 33.310.