

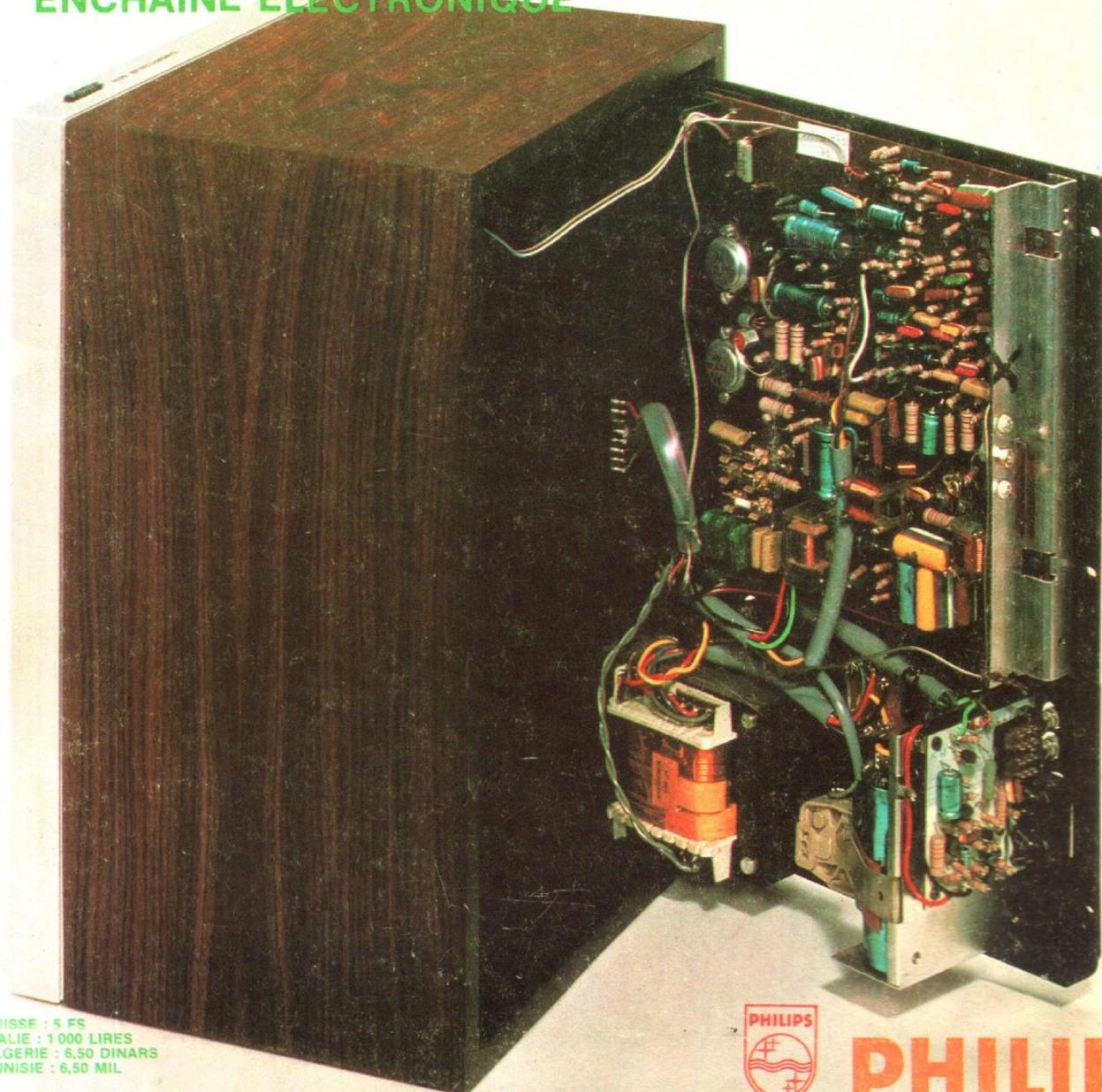
6,50f
452 PAGES
1^{re} ANNÉE - N° 1507 DU 5 JUIN 1975

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

SON **TÉLÉVISION** **RADIO** **ÉLECTRONIQUE**

- 4 MODULES POUR AMPLIFICATEUR BF DE CLASSE HIFI
- TESTEUR DE TRANSISTORS ■ NAKAMICHI 550 ■ FONDU ENCHAÎNÉ ÉLECTRONIQUE

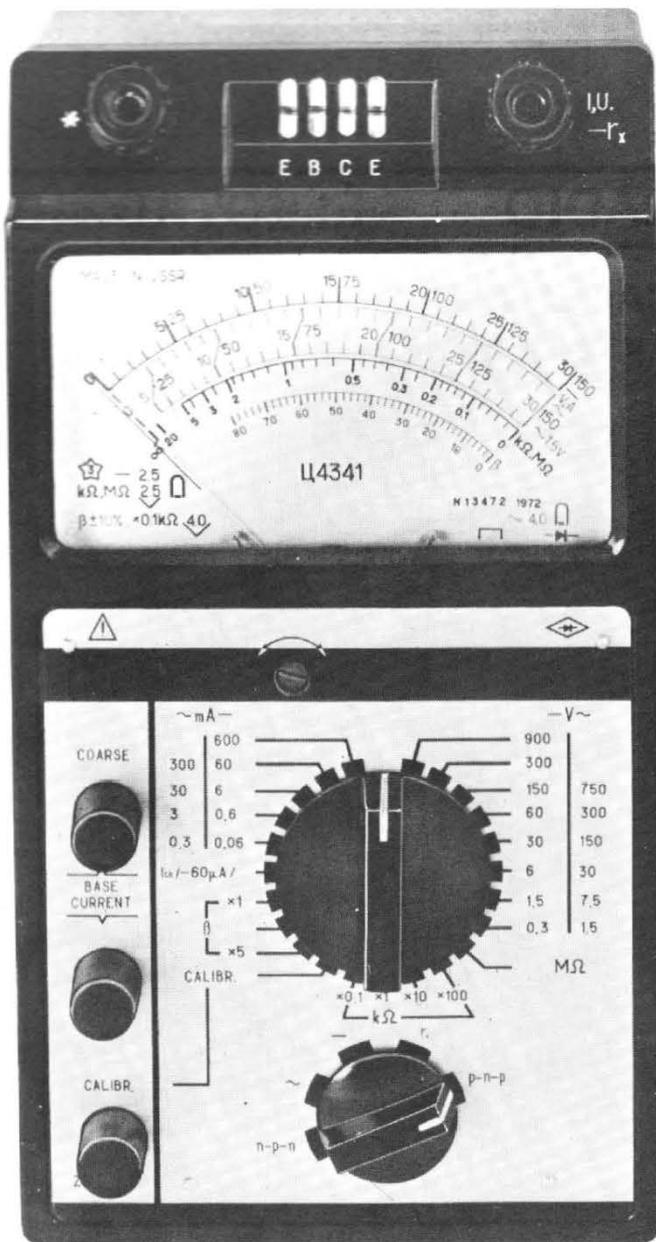


SUISSE : 5 FS
ITALIE : 1 000 LIRE
ALGERIE : 6,50 DINARS
TUNISIE : 6,50 MIL



PHILIPS

sommaire détaillé page 148



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

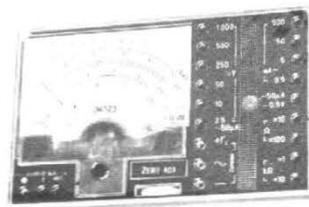
« Rien d'équivalent sur le marché »

LAG
électronic

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. 8,00



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 %. Contrôleur, 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

Précision : ± 2,5 % c. continu, ± 4 % c. alter.
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
Contrôleur, 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

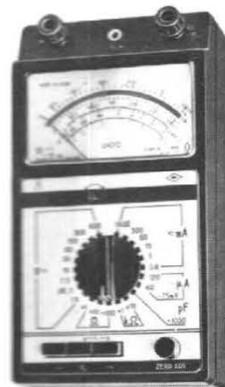


CONTROLEUR 4315

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

Précision : ± 2,5 % c. continu, ± 4 % c. alter.
Volts cont. : 75 mV - 1 - 2,5 - 5 - 10 - 25 - 100 - 250 - 500 - 1 000 V.
Volts alt. : 1 - 2,5 - 5 - 10 - 100 - 500 - 1 000 V.
Amp. cont. : 50 - 100 μA - 0,5 - 1 - 5 - 25 - 100 - 500 mA - 2,5 A.
Amp. alt. : 0,5 - 1 - 5 - 25 - 100 - 500 mA - 2,5 A.
Ohms c.c. : 0,3 - 5 - 50 - 500 KΩ (5 MΩ + pile additionnelle).
Capacités : 500 PF à 0,5 MF.
Décibels : -15 à +2 dB.
Contrôleur, dim. 213 X 114 X 80 mm, cadran 90° à miroir, livré en malette alu étanche, avec condons, pointes de touche et embouts grip-fill.

Prix **179 F** + port et emballage 12,80



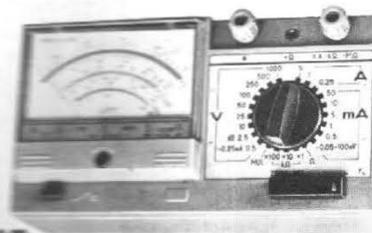
CONTROLEUR 4317

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. 12,80

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
Contrôleur, dim. 200 X 110 X 75 mm, cadran 90° à miroir, livré en malette alu étanche, avec condons, pointes de touche et embouts grip-fill.





EuroTest

"TS210" 20 000 Ω PAR VOLT

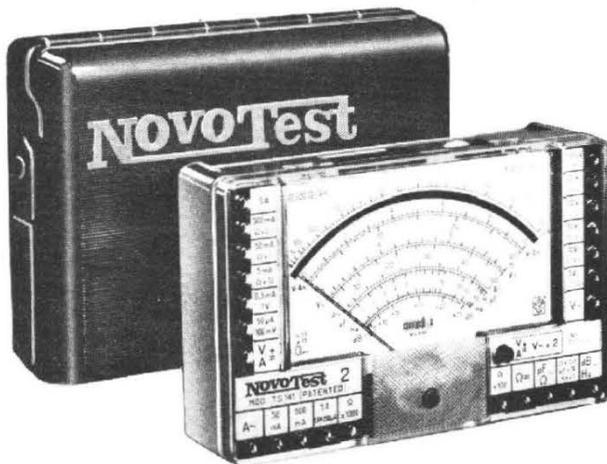
8 GAMMES - 39 CALIBRES

- 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.

Prix (T.T.C.)

195 F

TENSIONS en continu	6 CALIBRES : 100 mV - 2 V - 10 V - 50 V - 200 V - 1 000 V
TENSIONS en alternatif	5 CALIBRES : 10 V - 50 V - 250 V - 1 000 V - 2,5 kV
INTENSITÉS en continu	5 CALIBRES : 50 μA - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA - 2 A
INTENSITÉS en alternatif	4 CALIBRES : 1,5 mA - 15 mA - 150 mA - 6 A
OHMMÈTRE	5 CALIBRES : Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1 K - Ω x 10 K
OUTPUT	5 CALIBRES : 10 V - 50 V - 250 V - 1 000 V - 2 500 V
DÉCIBELS	5 CALIBRES : 22 dB - 36 dB - 50 dB - 62 dB - 70 dB
CAPACITÉS	4 CALIBRES : de 0 à 50 KpF - de 0 à 50 μF - de 0 à 500 μF - de 0 à 5 KμF



NovoTest 2

Protection électronique du galvanomètre. Fusible renouvelable sur calibres ohmmètre X 1 et X 10.

Miroir anti-parallaxe.

Anti-chocs.

Anti-magnétique.

Classe 1,5 CC - 2,50 CA.

TS 141 - 20.000 Ω/V.

10 gammés, 71 calibres

239 F

TS 161 - 40.000 Ω/V.

10 gammés, 69 calibres

265 F

Dimensions 150 x 110 x 46. Poids 600 g.

MODÈLE TS 141

VOLTS 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 - 1000 V.

VOLTS ALTERNATIF - 11 CALIBRES - 1,5 V - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 150 V - 300 V - 500 V - 1000 V - 1500 V - 2500 V.

AMPÈRES CONTINU - 12 CALIBRES - 50 100 micro-amp. - 0,5 mA - 1 - 5 - 10 - 50 - 100 - 500 mA - 1 A - 5 A - 10 A.

AMPÈRES ALTERNATIF - 4 CALIBRES - 250 micro-amp. - 50 - 500 mA - 5 A OHMS - 6 CALIBRES - 0,1 - 1 - 10 - 100 ohms - 1 k - 10 K ohms - (gamme de mesures de 0 à 100 M/ohms).

RÉACTANCE - 1 CALIBRE - de 0 à 10 M/ohms.

FRÉQUENCE 1 CALIBRE - de 0 à 50 Hz et de 0 à 500 Hz (condensateur externe).

OUTPUTMÈTRE - 11 CALIBRES - 1,5 V (cond. ext.) 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 150 V - 300 V - 500 V - 1000 V - 1500 V - 2500 V.

DÉCIBELS - 6 CALIBRES - de -10 dB à +70 dB.

CAPACITÉS - 4 CALIBRES - de 0 à 0,5 micro F (alim. sect.) de 0 à 50 micro F - de 0 à 500 et de 0 à 5000 micro F (alim. batterie int.).

MODÈLE TS 161

VOLTS CONTINU - 15 CALIBRES - 150 mV - 300 mV - 1 V - 1,5 V - 2 V - 3 V - 5 V - 10 V - 30 V - 50 V - 60 V - 100 V - 250 V - 500 V - 1000 V.

VOLTS ALTERNATIF - 10 CALIBRES - 1,5 V - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 300 V - 500 V - 600 V - 1000 V - 2500 V.

AMPÈRES CONTINU - 13 CALIBRES - 25 - 50 - 100 micro-amp. - 0,5 - 1 - 5 - 10 - 50 - 100 - 500 mA - 1 A - 5 A et 10 A.

AMPÈRES ALTERNATIF - 4 CALIBRES - 250 micro-ampères - 50 mA - 500 mA et 5 A.

OHMS - 6 CALIBRES - 0,1 - 1 - 10 - 100 ohms - 1 10 K/ohms (gamme de mesures de 0 à 100 M/ohms).

RÉACTANCE - 1 CALIBRE - de 0 à 10 M/ohms.

FRÉQUENCE - 1 CALIBRE - de 0 à 50 Hz et de 0 à 500 Hz (condensateur externe).

OUTPUTMÈTRE - 10 CALIBRES - 1,5 V (cond. ext.) 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 300 V - 500 V - 600 V - 1000 V - 2500 V.

DÉCIBELS - 5 CALIBRES - de -10 dB à +70 dB.

CAPACITÉS - 4 CALIBRES - de 0 à 0,5 micro F (alim. sect.) de 0 à 50 - de 0 à 500 - de 0 à 5000 micro F (alimentation batterie interne).

Composants électroniques

NORD RADIO

139, RUE LA FAYETTE, PARIS-10^e - TÉLÉPHONE : 878-89-44 - AUTOBUS et METRO : GARE DU NORD

Au Stéréo Club Cibot la 4000 DS Akai est un "best-seller."

Le choix d'une platine de magnétophone à bande reste très difficile c'est pourquoi le Stéréo-Club-Cibot conseille la 4000 DS Akai. Car depuis deux ans ce modèle s'impose comme leader dans sa catégorie par un rapport qualité prix exceptionnel.

Equipé de 3 têtes à entrefer très étroit (1 micron) pour une meilleure réponse dans les fréquences aigues, la 4000 DS permet le monitoring, le multiplay, le duoplay ainsi que le mixage (indépendant sur chaque canal) entre une ligne et un micro.

Un sélecteur permet d'utiliser la 4000 DS avec les bandes normales ou haute énergie. L'enregistrement est du type 4 pistes (mono ou stéréo). Les prises de raccordement vers l'amplificateur sont doublées (DIN et RCA). Les commandes sont effectuées par deux leviers séparés évitant ainsi toute fausse manœuvre pouvant endommager la bande.



Caractéristiques techniques

nombre de têtes	3
nombre de moteurs	1
nombre de pistes	4
diamètre bobines maxi	18 cm
vitesse	9,5 - - - - - 19 (+ 2 %)
pleurage et scintillement à 19 cm/s	0,15 %
	à 9,5 cm/s - 0,2 %
bande passante ± 3 dB à 19 cm/s	30 23000 Hz
	à 9,5 cm/s 30 16.000 Hz
distorsion (1000 Hz «O» Vu)	< 1,5 %
rapport signal bruit meilleur que	- 50 dB

4000 DS 1698 f

Stéréo Club Cibot

136 bd Diderot 75012 paris 12 rue de Reully

Tél. 346.63.76

307.23.07

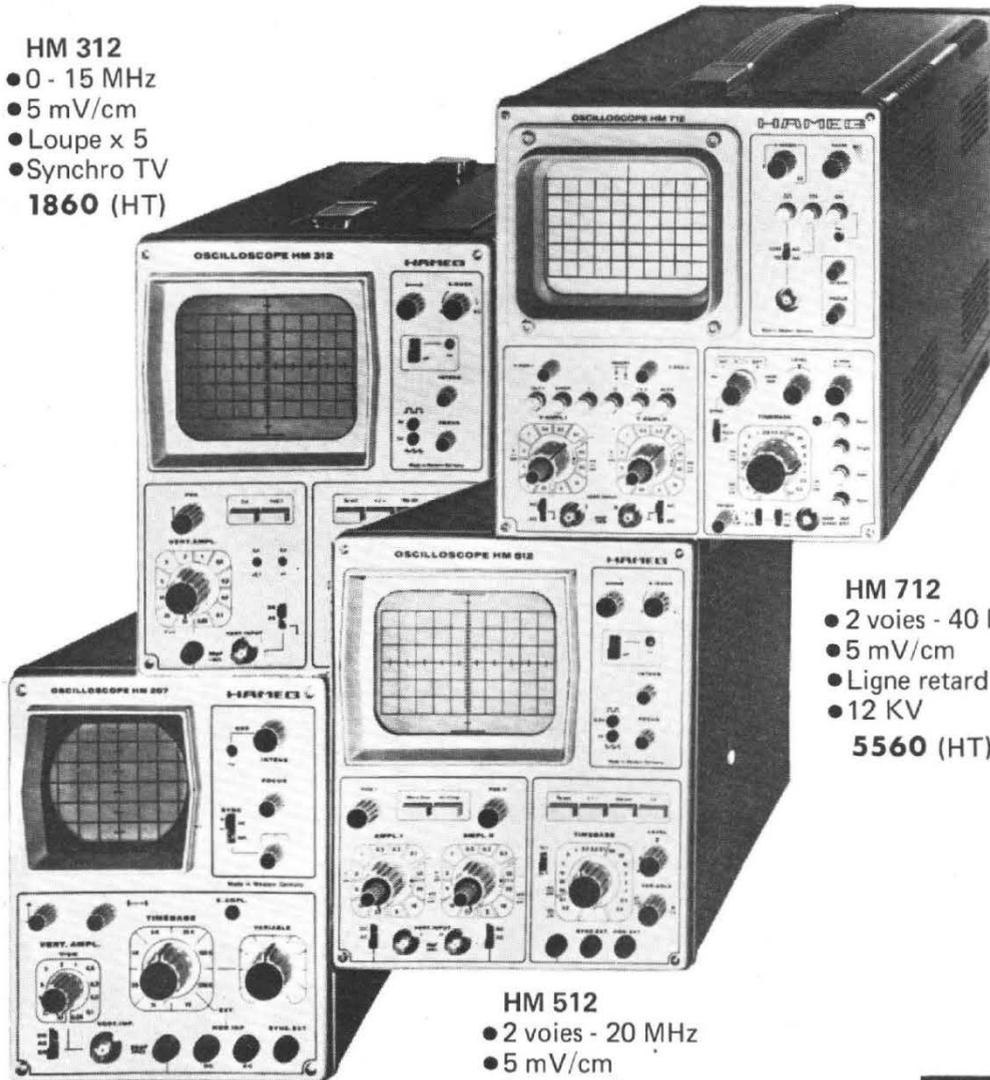
343.13.22

HAMEG

spécialiste de l'oscilloscope

propose

- HM 312**
 ● 0 - 15 MHz
 ● 5 mV/cm
 ● Loupe x 5
 ● Synchro TV
1860 (HT)



- 4 oscilloscopes
- Qualité/Prix unique
- Disponibles
- Réseau distributeurs

pour

- INDUSTRIE
- ENSEIGNEMENT
- CONTROLE
- MAINTENANCE TV

- HM 712**
 ● 2 voies - 40 MHz
 ● 5 mV/cm
 ● Ligne retard
 ● 12 KV
5560 (HT)

- HM 512**
 ● 2 voies - 20 MHz
 ● 5 mV/cm
 ● Loupe x 5
 ● Synchro TV
2880 (HT)

- HM 207**
 ● 0 - 8 MHz
 ● 50 mV/cm
 ● 10 Hz à 500 KHz
1150 (HT)

**HAMEG
FRANCE**

7-9, avenue de la République
94800 Villejuif - Tél. : 726-35-44

Agents et distributeurs:

ANGOULEME	O.E.S.O.	92.27.77	LA TRONCHE	ELIC 38	87.67.71	REIMS	PIERRE Jacques	43.45.83
ARTIGUES	LANGLOIS	86.22.81	LILLE	DECOCK	57.76.34	RENNES	QUEST COMPOSANTS	36.00.58
ASNIERES	PROJECTONE	733.07.20	MARCO EN BAROEUL	F.R.T.	72.44.65	RIXHEIM	R.I.D.	44.34.30
BIEVILLE-BEUVILLE	JEUFFIN	80.27.91	MARSEILLE	S.O.P.R.A.D.	64.11.68	ROANNE	S.N.E.R.	71.35.68
BESANCON	INTER ELECTRONIQUE	83.66.79	NANTES	BONNAUD ELECTRONIQUE	74.71.11	ROUEN	D.I.R.E.C.T.	70.24.23
BREST	RADIO SELL	44.32.79	NANTES	SOCOLEC	73.37.31	ST GERMAIN	ST GERMAIN COMPOSANTS	973.37.95
CLERMONT FERRAND	RADIO DU CENTRE	93.24.27	ORLEANS	COMPTOIR RADIOPHONIQUE	87.22.23	SARLAT	RADIO TELE SERVICE	59.15.69
CREIL	DELAVAQUERIE	455.09.97	PARIS (12e)	CIBOT RADIO	343.13.22	TALENCE	AQUITAINE COMPOSANTS	91.13.92
DRAVEIL	TELE STOCK SERVICE	903.74.98	PARIS (12e)	R.A.M.	307.62.45	TOULOUSE	BASCOUL ELECTRONIQUE	48.99.29
			PARIS (3e)	TERAL	344.67.00	TOULOUSE	COMPTOIR DU LANGUEDOC	52.06.21
			POITIERS	VOLTOR	887.39.76	VALENCE	E.C.A.	43.32.04
				POITOU RADIO TELEVISION	41.48.31	VITRE	MARQUER	362

la meilleure technologie :

Sortie semi-complémentaire à très faible distorsion

La grande pureté des émissions modulées en fréquence est fort bien restituée par la section amplificatrice du RX 152. Ses étages de sortie à alimentation fractionnée présentent une intermodulation non mesurable, et il en va de même pour l'ensemble préampli-driver ; le rapport signal/bruit est meilleur que 65 dB dans la section ampli, lorsque celle-ci est chargée par deux enceintes de 4 à 16 ohms. Elle délivre 2×14 W sur 4 ohms. Toutes les entrées

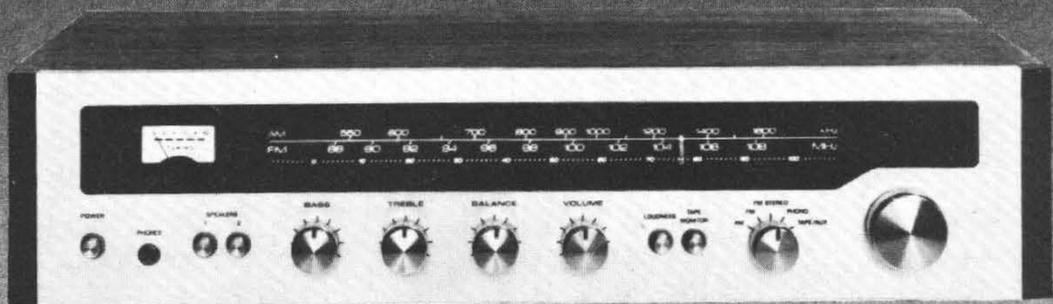
standard sont offertes à l'utilisateur sur douilles DIN, de même que les possibilités d'enregistrement avec monitoring.

La section tuner présente en FM la sensibilité très satisfaisante de $4 \mu\text{V}$ avec 65 dB de rapport de bruit. Un discriminateur perfectionné transmet au décodeur puis à l'ampli une modulation exempte de bruits et de distorsion.

En bande AM la réception est assurée pour $20 \mu\text{V}$, sur petite antenne monofilaire.

RX 152

1.690 F T.T.C.



Près du contacteur de mise en route, la douille casque d'écoute discrète HiFi, et les 2 touches pour 2 paires d'enceintes.

Les douilles d'entrée du modèle DIN réduisent à peu de câbles les divers branchements de modulation. De plus, les niveaux d'entrée sont normalisés, même en P.U. céramique mis en route par un Inverseur adéquat. Les antennes sont normalisées au standard européen bifilaire.

Toutes les entrées sont disponibles par le jeu d'un seul contacteur. Les fonctions A.M., F.M. et stéréo en écoute radio mettent en service la section tuner, toutes corrections faites automatiquement. Phono se passe de commentaires. Enfin la position magnétophone a pour auxiliaire éventuelle la touche monitoring située à proximité.



On branche 4 enceintes, on choisit une bonne musique stéréophonique, et il suffit de passer sur quadrosound pour emplir la pièce d'une ambiance du genre quadraphonique. Les fusibles rapides sont là, sous capot transparent, pour parer aux incidents. Une sortie de courant secteur est disponible pour vos divers appareils, lampe, platine, etc., qui s'éteindront en même temps que l'ampli-tuner.

CARACTERISTIQUES

Ampli	
Puissance sinus	2×14 W sur 4 ohms
Rapport signal/bruit	65 dB/70 dB
Intermodulation	< 0,5 %
Impédance de sortie	4 à 16 ohms
Syntonisateur	F.M. A.M.
Sensibilité	$4 \mu\text{V}$ 20 μV
Rapport signal/bruit	65 dB 50 dB
Séparation stéréo à 1 kHz	35 dB
Captation	5 dB
Réjection image	50 dB 50 dB



HIFOX AGENT EXCLUSIF POUR LA FRANCE
B. P. 29 41500 MER

ROTEL

la meilleure technologie :

Décodeur à comparateur de phases

Application des ultimes techniques aussi bien en décodage qu'en section VHF, cet ampli-tuner ne pouvait qu'offrir des caractéristiques de pointe. Les filtres à céramique associés aux circuits intégrés très spécialisés conduisent à des taux de réjection supérieurs à 100 dB aussi bien en Fi qu'en entrée. Même technique en section MPX : le comparateur de phases sur la fréquence pilote assure 40 dB de séparation stéréo, sans distorsion, grâce aux circuits intégrés. Pour mémoire, la partie AM peut être considérée comme excellente par sa sensibilité de 20 μ V et sa sélectivité de 70 dB.

L'amplificateur contenu dans ce bel appareil délivre 2×48 W dans 4 ohms. On peut le charger au moyen de deux ou quatre enceintes acoustiques présentant une impédance de 4 à 16 ohms. Un combinateur de haut-parleurs met en service telle ou telle paire stéréo, ou bien met en action une matrice de sonorisation ambiophonique. Six douilles d'entrée DIN offrent les combinaisons de modulation, d'enregistrement et de monitoring que l'on n'est pas étonné de découvrir sur un appareil de grande classe.

RX 602

3.440 F T.T.C.



L'accord exact sur une émission F.M. donne en sortie de discriminateur une tension nulle, ni positive, ni négative. Le vu-mètre à zéro central visualise cette tension.

La force du signal d'antenne doit être, sinon mesurée en microvolts, du moins estimée d'après le déplacement d'une aiguille sur un cadran gradué. On dépiste ainsi et on évite les émissions de force et qualité insuffisantes.

A droite des vu-mètres apparaît la signalisation STEREO lorsque l'émission reçue est porteuse du codage stéréo.

Deux gammes, dont la lecture s'étale sur un très grand cadran lumineux horizontal.



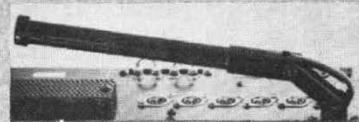
L'accord silencieux supprime les bruits interstations pendant la recherche des émetteurs. Le muting audio est différent : il consiste en un atténuateur mis en service momentanément lorsque l'on désire un faible fond sonore, sans rien déranger aux divers réglages.

Ce bouton annule l'effet des correcteurs de tonalités, et redonne la réponse électronique parfaite servant par exemple de référence pour juger les maillons de l'installation ou bien le local d'écoute.

Filtre de bruits situés dans l'aigu, par exemple sur un disque.



Ferrite orientable pour la recherche de la position la plus favorable sans bouger l'appareil lui-même.



CARACTERISTIQUES

Ampli	
Puissance sur enceinte	2×48 W
Impédance 4 ohms	< 0,1 %
Intermodulation	
Rapport signal/bruit P.U. et lecteur de bande	65 dB/80 dB
Contrôle des graves 50 Hz	+ 10 dB
Contrôle des aigus 10 kHz	+ 10 dB
Syntonisateur	
Sensibilité	F.M. 1,8 μ V A.M. 20 μ V
Rapport signal/bruit	70 dB 50 dB
Réjection image	80 dB 50 dB
Séparation stéréo	40 dB
Rapport de captage	1,5 dB

HIFOX AGENT EXCLUSIF POUR LA FRANCE
B. P. 29 41500 MER

ROTEL

La meilleure technologie :

Moteur quadripolaire et courroie souple

De cette platine de classe professionnelle, il ne sort que de la musique. Les bruits directs ou induits sont inexistantes.

Aucun pleurage ni scintillement de fréquence ne sont audibles, car les fluctuations globales sont inférieures à 0,1 %.

Ceci grâce à la transmission de la rotation du moteur au moyen d'une courroie ultra-souple.

Il faut dire que le moteur lui-même, du type synchrone à quatre pôles, ne produit qu'une vibration imperceptible. Celle-ci est définitivement filtrée par la courroie associée à un plateau en fonte usiné de 1.000 g.

Ce moteur synchrone (sa vitesse est verrouillée sur la fréquence du secteur) admet des tensions de 100 à 120 volts ou 200 à 240 volts. Le sélecteur est dissimulé sous le plateau.

Le bras de lecture, d'un dessin très réussi, est également une réussite technique. Le pivotage ne provoque pas de résistance décelable, gage d'une très bonne restitution des gravures stéréo.

La force d'appui est réglable de 0 à 4 grammes, le pose-bras est hydraulique et l'antiskating, discret mais efficace.

Toutes les cellules sont admises, pesant entre 4 et 8 grammes. Le rapport signal/bruit est toujours meilleur que 45 dB.

RP 1000

1.240 F T.T.C.



Pour éviter toute rayure du disque, on ne touche jamais la tête de lecture pendant la marche, même pour l'arrêt avant la fin.



Dispositif antiskating de rappel centrifuge. La poussée de la tige oblique, sous l'effet de son petit poids réglable, agit sur la tige horizontale.



CARACTERISTIQUES

Moteur à quatre pôles.

Vitesses

33 1/3 et 45 t/mn

Fluctuations

0,10 %

Rapport signal/bruit

45 dB

Erreur de piste

1,5°

Force d'appui

0 à 4 g

Contre-poids d'équilibrage du bras, avec rondelle graduée de réglage de force d'appui, de 0 à 3,5 g.

HIFOX

CONCESSIONNAIRE EXCLUSIF POUR LA FRANCE
B. P. 29 41500 MER

Page 58 - N° 1507

ROTEL®

La meilleure technologie :

Circuit de puissance semi-complémentaire du type SEPP

Sur le grand circuit lumineux court un index entraîné par un gros bouton d'accord ; un coup d'œil au vu-mètre pour plus de précision, et voilà votre émission stéréo, claire comme le cristal.

La sensibilité de 2,9 microvolts due aux transistors à effet de champ répond à toutes les conditions de réception en FM. Les techniques des amplis à filtres céramiques garantissent une sélectivité de 40 dB et un rapport signal/bruit meilleur que 65 dB.

Dans sa simplicité apparente, l'ampli-tuner RX 202 satisfait à toutes les normes souhaitables en reproduction sonore, y compris le monitoring et une

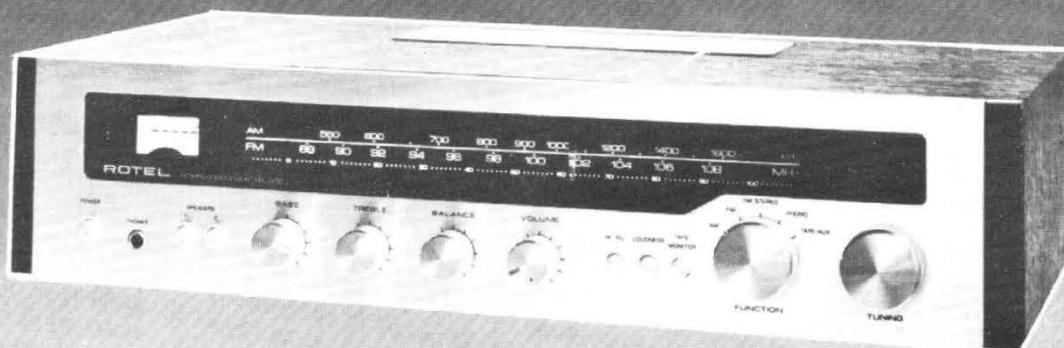
pseudo-quadriphonie. On lui branche alors quatre enceintes, et la puissance apparente se révèle supérieure aux 2×19 watts du régime stéréo simple.

La section ampli est d'une grande ingéniosité, avec ses étages de sortie SEPP : fiabilité, dynamique et faible intermodulation en sont les avantages (d'où cette impression saisissante de pureté des sons). Le rapport signal/bruit vaut 65 dB en PU et 78 dB en lecture de bande !

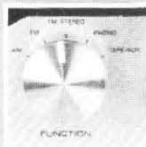
Le ton argenté de la présentation convient fort bien à cet appareil, caractérisé par la franchise de ses réactions à toutes les fonctions offertes.

RX 202

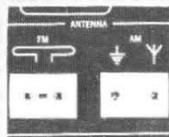
1880 F T.T.C.



Toutes les fonctions sont groupées sur un contacteur à cinq positions. FM est à utiliser en monophonie, y compris sur les émissions très lointaines.



Toche coupe-bruit agissant à 10kHz, en cas de disque usé ou d'émission soufflée.
Toche loudness de correction physiologique.



Les différentes entrées d'antennes pour les deux bandes. Une antenne intérieure suffit dans les cas courants de réception.

CARACTERISTIQUES

	FM	AM
Sensibilité	2,9 μ V	20 μ V
Rapport signal/bruit	65 dB	50 dB
Réjection image	55 dB	50 dB
Séparation stéréo	35 dB	

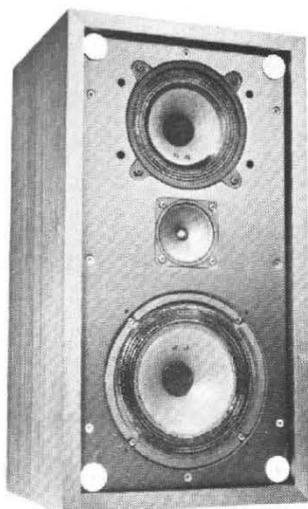
	Ampli
Puissance	2×19 W sur 4Ω
Intermodulation	0,5 %
Rapport signal/bruit	65 dB
Impédance HP	4 à 16 ohms

HIFOX

CONCESSIONNAIRE EXCLUSIF POUR LA FRANCE
B. P. 29 41500 MER

ROTEL

Laboratoire Electronique du Son

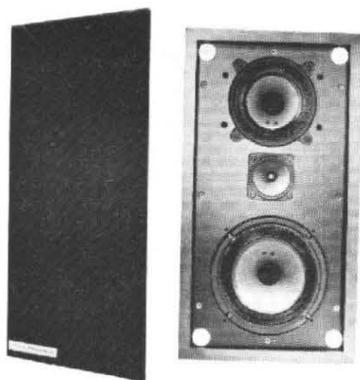


L.E.S.20

Puissance admissible 20 W sous 8 ohms.
 Courbe de réponse 40 à 20 000 HZ.
 Hauteur 460 mm - Largeur 250 mm.
 Profondeur 230 mm - Poids 8,3 kg.
 Coffret revêtu de noyer d'Amérique.
 Prix public conseillé : 700 F.

FACE AVANT

Jersey noir mat.



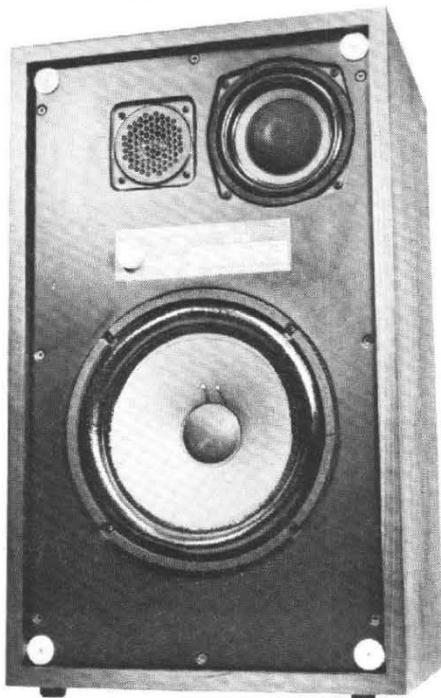
L.E.S.35

Puissance admissible 35 W sous 8 ohms.
 Réponse linéaire de 40 à 30 000 HZ.
 Filtre répartiteur à trois voies.
 Hauteur 540 mm - Largeur 285 mm.
 Profondeur 255 mm - Poids 11 kg.
 Prix public conseillé : 960 F.

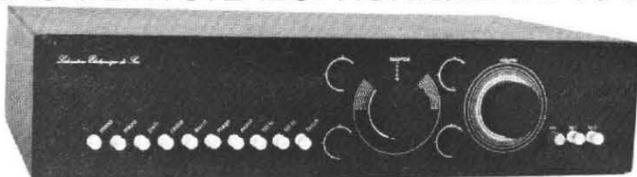
L.E.S.55

Puissance admissible 55 W sous 8 ohms.
 Réponse linéaire de 30 à 30 000 HZ.
 Filtre sélectif à 3 voies.
 Distorsion inférieure à 1 % à 1 000 HZ et 1 W.
 Commutateur de réglage de présence.
 Hauteur 570 mm - Largeur 350 mm.
 Profondeur 280 mm - Poids 14 kg.
 Prix public conseillé : 1.280 F.

Tout ce matériel bénéficie de la garantie à vie **BMS**, contre tout vice de fabrication.



AMPLIFICATEUR STÉRÉOPHONIQUE 2 x 30 watts



Puissance de sortie 30 W par canal.
 Impédance 8 ohms.
 Distorsion 0,1 % à 1 000 HZ. Bande passante de 20 à 80 000 HZ à 1 W, de 20 à 20 000 HZ à la puissance nominale. Prix public conseillé 1.960 F.

BMS Diffusion 106 bis, av. du Général-Leclerc 93500 PANTIN.

Pour recevoir la documentation du matériel diffusé par **BMS** et la liste des points de vente, complétez ce coupon et renvoyez-le à **BMS Diffusion** 106 bis, av. du Général-Leclerc 93500 PANTIN.

Nom

Prénom

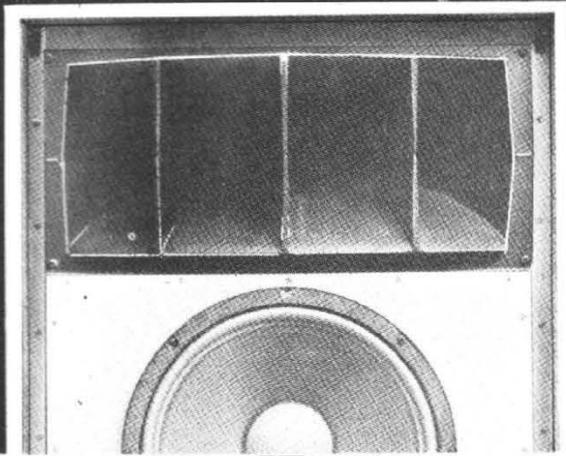
Profession

Rue

Ville

Code postal

HPT



L'enregistrement
de vos disques préférés
a été contrôlé
avec les "Monitor"
ALTEC LANSING

Pour vous permettre
d'obtenir une reproduction sonore
de la même qualité
que celle exigée
dans les studios

ALTEC LANSING a créé les ... Mini-Monitor

MINI MONITOR I BOOKSHELF

- Système à deux voies
- Filtre de séparation
- Atténuateur d'aigus
- * Sensibilité 88 dB SPL
- Dim. 65 x 37 x 31 cm

MINI MONITOR II CAPRI

- Système à deux voies
- Filtre de séparation
- Atténuateur d'aigus
- * Sensibilité 89 dB SPL
- Dim. 48 x 25 x 23 cm

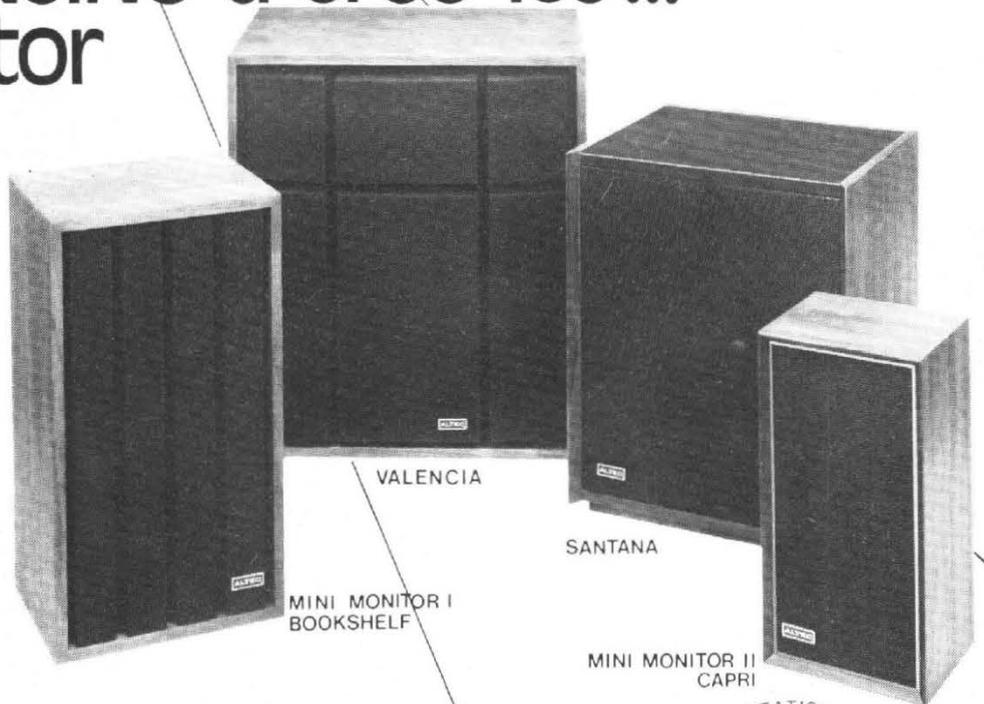
SANTANA

- Système à deux voies
- avec HP «BIFLEX»
- (Surface de rayonnement 852 cm²)
- * Sensibilité 96 dB SPL
- Dim. 61 x 51 x 43 cm

VALENCIA

- Composants de la «Voix du Théâtre»
- HP de 38 cm
- Moteur à chambre de compression
- Pavillon sectoriel
- Filtre de séparation
- * Sensibilité 98 dB SPL
- Dim. 75 x 67 x 51 cm

* Mesurée à 1 mètre du HP
pour une puissance de 1 Watt.



VALENCIA

SANTANA

MINI MONITOR I
BOOKSHELF

MINI MONITOR II
CAPRI

Agent Général Exclusif
HIGH FIDELITY SERVICES S.A.
7 et 14, rue Pierre Sémard 75009 PARIS - Tél. : 285-00-40

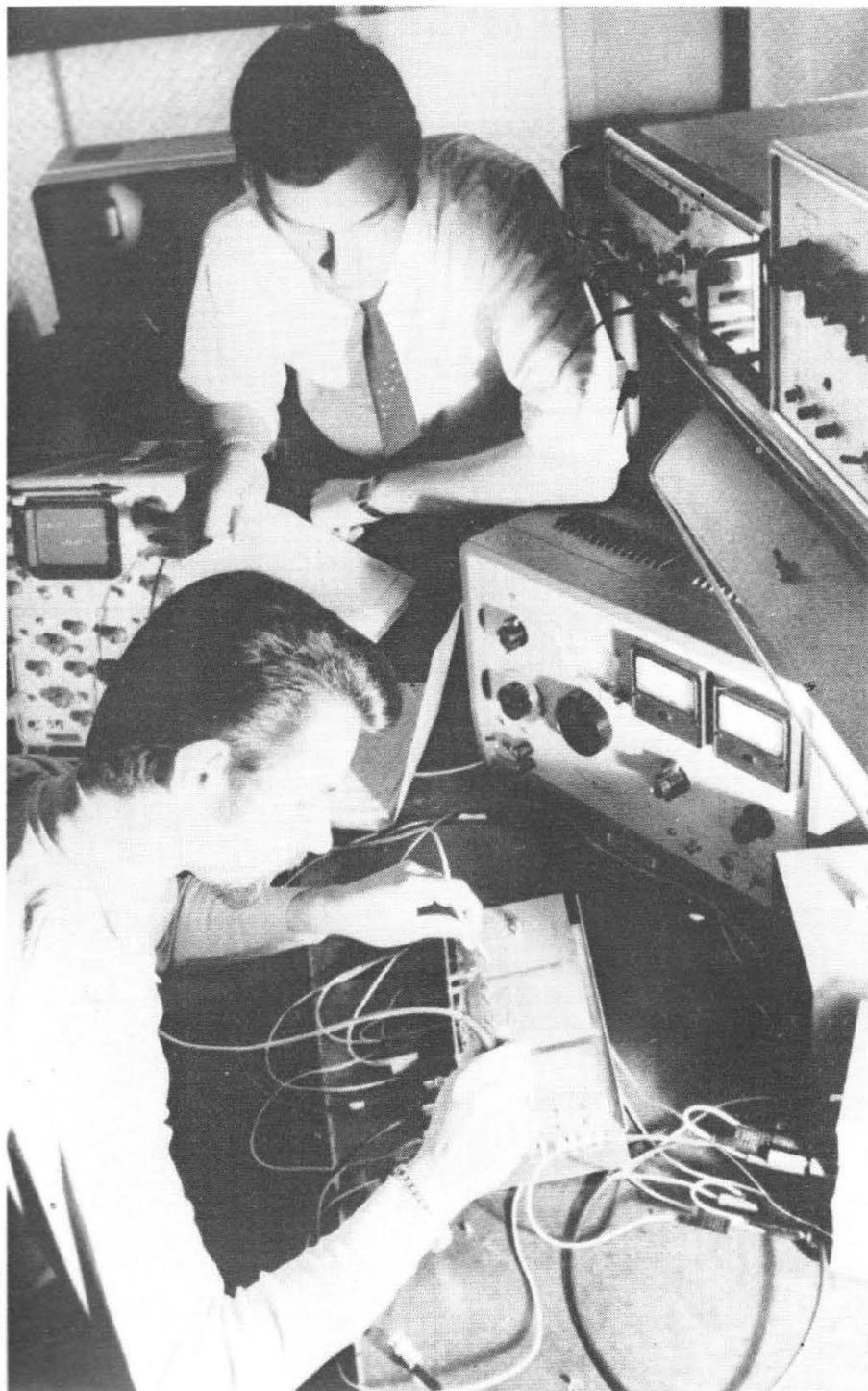
DOCUMENTATION ET LISTE
DES REVENDEURS
sur simple demande

ALTEC
SOUND PRODUCTS DIVISION



Techniques modernes

Carrières d'avenir



Vous aimez les études mi-pratiques mi-intellectuelles ? L'École Centrale d'Électronique vous prépare par correspondance aux carrières de l'Électronique, de l'Informatique, de Radiotélégraphie et cela, sans aucun frais pour vous (dans le cadre de la loi du 16 Juillet 1971) si vous êtes déjà employé, technicien, etc...

Vous pouvez être admis, quel que soit votre niveau d'instruction, de la 6^e à la 1^{ère} (avec, le cas échéant, cours préparatoires basés principalement sur les mathématiques) à nos différentes préparations.

Plus de 50 ans d'enseignement nous ont permis de créer et d'organiser le grand choix de préparations qui s'offrent à vous (Dépanneur, Electronicien, Agent Technique, Cours préparant à la carrière d'Ingénieur, Programmeur, Dessinateur Industriel, etc...).

Une série de **travaux pratiques** efficaces que vous réaliserez chez vous accompagne les cours qui peuvent être suivis de stages à l'École.

ÉCOLE CENTRALE DES TECHNICIENS DE L'ÉLECTRONIQUE

Organisme Privé
d'Enseignement à Distance

12, rue de la Lune
75002 PARIS
Tél. : 236.78.87

BON

à découper ou à recopier

Veuillez me documenter gratuitement et me faire parvenir votre Guide des Carrières N° CHP 56 (envoi également sur simple appel téléph.)

Nom

Adresse

.....

.....

Journal hebdomadaire

Fondateur :
J.-G. POINCIGNON

Directeur de la publication
A. LAMER

Directeur :
Henri FIGHIERA

Rédacteur en Chef :
André JOLY

Comité de rédaction :
Jacques BERCHATSKY
Bernard FIGHIERA
Charles OLIVERES

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

C.C.P. Paris 424-19

ABONNEMENT D'UN AN
COMPRENANT :

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

FRANCE 125 F

ÉTRANGER 190 F

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

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

SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS
RADIO-ÉLECTRIQUES
ET SCIENTIFIQUES

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



Commission Paritaire N° 23 643

SOMMAIRE

B.F. technique générale.

- L'écoute au casque sur ampli-tuner 162
- Questions d'acoustique : L'acoustique des « Night clubs » 165
- Le magnétophone portatif Nakamichi 550. 188
- Détermination graphique des éléments Hi-Fi 264
- 3 nouveaux H.P. Siare pour enceinte à faire soi-même 295
- Philips : une nouvelle gamme de cassettes 307

B.F. Réalisations

- 4 modules pour amplificateur BF de classe Hi-Fi 195
- Une sonnerie électronique pour poste téléphonique. 226
- Le kit ampli-tuner LR7410 RTC 285

Radio TV Technique générale

- La télévision en couleurs à circuits intégrés 156
- Le balayage horizontal à thyristors des téléviseurs couleurs. 179
- La télévision numérique. 237

Electronique. Technique générale

- Les ordinateurs : ces minis qui imitent les grands 150
- Initiation aux circuits intégrés logiques 168
- Montages d'alimentations simples 175
- Progrès et transformations des condensateurs électrolytiques 227
- Mise au point sur les transistors. 233
- Les lasers : holographie et anodynamique 269
- Les scanning monitors 298
- Le transistor de puissance 303
- Initiation à l'électricité : le magnétisme fabrication de l'électricité 310
- Electronique et navigation de plaisance : les radiophares 322

Electronique - réalisations

- Un fondu enchaîné électronique 275
- Le circuit intégré : Pourquoi pas ? 290

Mesure - service

- Utilisation d'un oscilloscope : contrôles en audiofréquence. 184
- Le labo de l'amateur. 201
- Bon ou mauvais : un testeur simple de transistors. 211
- Un générateur de fonction A.F. 221
- Le contrôleur U 4323 308

Le journal des OM

- Le transceiver Sommerkamp FT224 326

Divers

- Sélection de chaînes Hi-Fi 314
- Notre courrier technique 317
- Petites annonces 332

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
144 000
EXEMPLAIRES

INAUGURATION A PARIS DU SHOW ROOM JVC NIVICO

Le 21 avril 1975, JVC Nivico a inauguré l'ouverture de son Show-Room européen à Paris, à la porte Maillot.

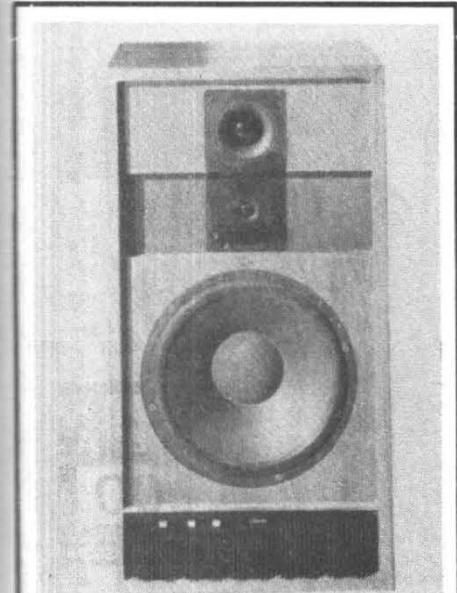
L'inauguration a eu lieu en présence de M. Jean Bessis, P.D.G. de la Société Dicolorop, importateur des produits Nivico pour la France et de M. Adachi, représentant de la « Japan Victor Company » pour l'Europe, manifestation à laquelle participaient la presse professionnelle et les spécialistes Hi-Fi. L'ouverture de ce Show-Room annonce la ferme intention de JVC quant à son implantation sur le marché français et son désir de démontrer au public les qualités et les performances technologiques de sa production.

LES ACTIVITES INTERNATIONALES DE LA SOCIETE FRANÇAISE CABASSE

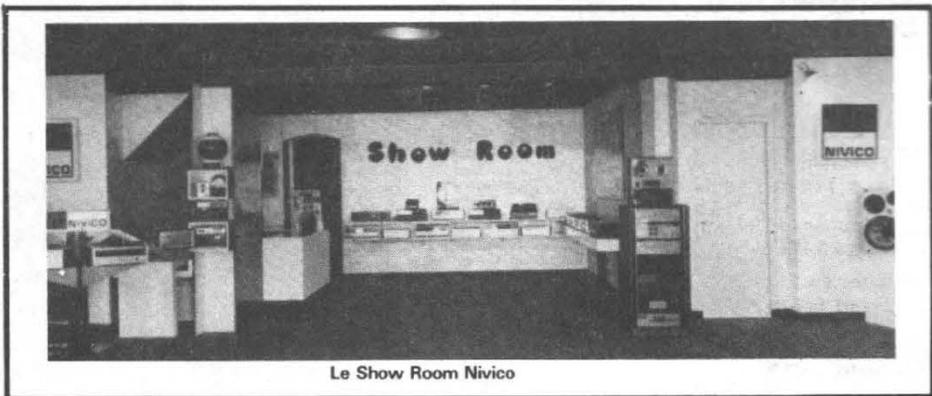
Après avoir obtenu un brillant succès lors de la présentation de ses enceintes acoustiques dans le cadre du Hi-Fi Club de France la Société Cabasse va présenter ses nouvelles productions dans différentes expositions internationales.

D'abord du 16 mai au 2 juin au Salon de Tunis où Cabasse exposera principalement le matériel de sonorisation destiné aux équipements hôteliers.

Du 23 au 29 mai c'est au symposium international et exposition technique de Montreux que cette société présentera ses appareils destinés aux studios d'enregistrement et notamment les nouveaux modèles Brigantin 3 VT et Sampan



L'enceinte Cabasse Sampan 3VTA studio.



Le Show Room Nivico

3VTA à double asservissement, en version studio.

Le matériel Cabasse, présenté par son concessionnaire au Japon : les Ets Narikawa, sera également exposé à la Japan Audio Fair du 25 au 30 octobre.

UNE SONO DANS UNE VALISE : LE TALKMASTER RP 210KORTING

Il s'agit d'un pupitre orateur muni d'un amplificateur de 20 W d'une utilisation universelle et destiné à faciliter la compréhension des paroles d'un orateur.

L'appareil se présente sous forme d'une mallette comprenant deux parties détachables :

- le pupitre proprement dit,
- le haut-parleur supplémentaire.

Le pupitre comprend : le microphone, son support, un col de cygne et également un tour de cou permettant son utilisation en micro-cravate, une lampe destinée à l'éclairage des documents, l'amplificateur et son réglage de puissance et les différentes touches de commande, deux haut-parleurs incorporés, une prise auxiliaire pour raccordement à une platine TD ou magnétophone.

Le pupitre peut fonctionner sur secteur, sur piles incorporées (10 piles de 1,5 V) ou sur accus voiture (12 V).

L'orateur veut-il parler debout : deux pieds amovibles viennent relever le pupitre à hauteur convenable, veut-il parler assis : le pupitre est à poser directement sur la table, s'adresse-t-on à un oratoire restreint : on utilisera le haut-parleur incorporé au pupitre ; dans le cas contraire, on se servira du haut-parleur supplémentaire.

Cet appareil peut avoir une large audience auprès des conférenciers, professeurs, chefs d'entreprises pour l'organisation de conférences internes.

La présence des batteries incorporées ou de l'alimentation par batteries voiture permet également son utilisation en plein air.

Poids : 14 kg.

Dimensions : 45 x 45 x 19 cm.

LE 15^e ANNIVERSAIRE DE TEKIMEX

Fondée en avril 1960, la Société Tekimex a déployé un constant dynamisme sous l'impulsion de son président directeur général M. Jean Roseti.

C'est dire que les dirigeants de Tekimex ont une idée très précise de la distribution quant aux services que celle-ci doit apporter aux industriels utilisant des composants électroniques. Cette philosophie peut se résumer : un service constant tant technique que commercial dans un esprit d'étroite collaboration.

Depuis le 1^{er} janvier, toujours dans le domaine des composants, Tekimex a élargi son champ d'action et traité des contrats de distribution plus particulièrement avec AEG Telefunken, Burndy, Magneti Marelli (circuits hybrides), Plessey, et d'autres firmes internationales avec lesquelles les pourparlers sont en cours.

Rappelons que Tekimex, qui est propriétaire en France de la marque Elac, importe d'Allemagne les tourne-disques, lecteurs de son magnétiques et matériel haute fidélité fabriqués par la firme Elac GMBH de Kiel.

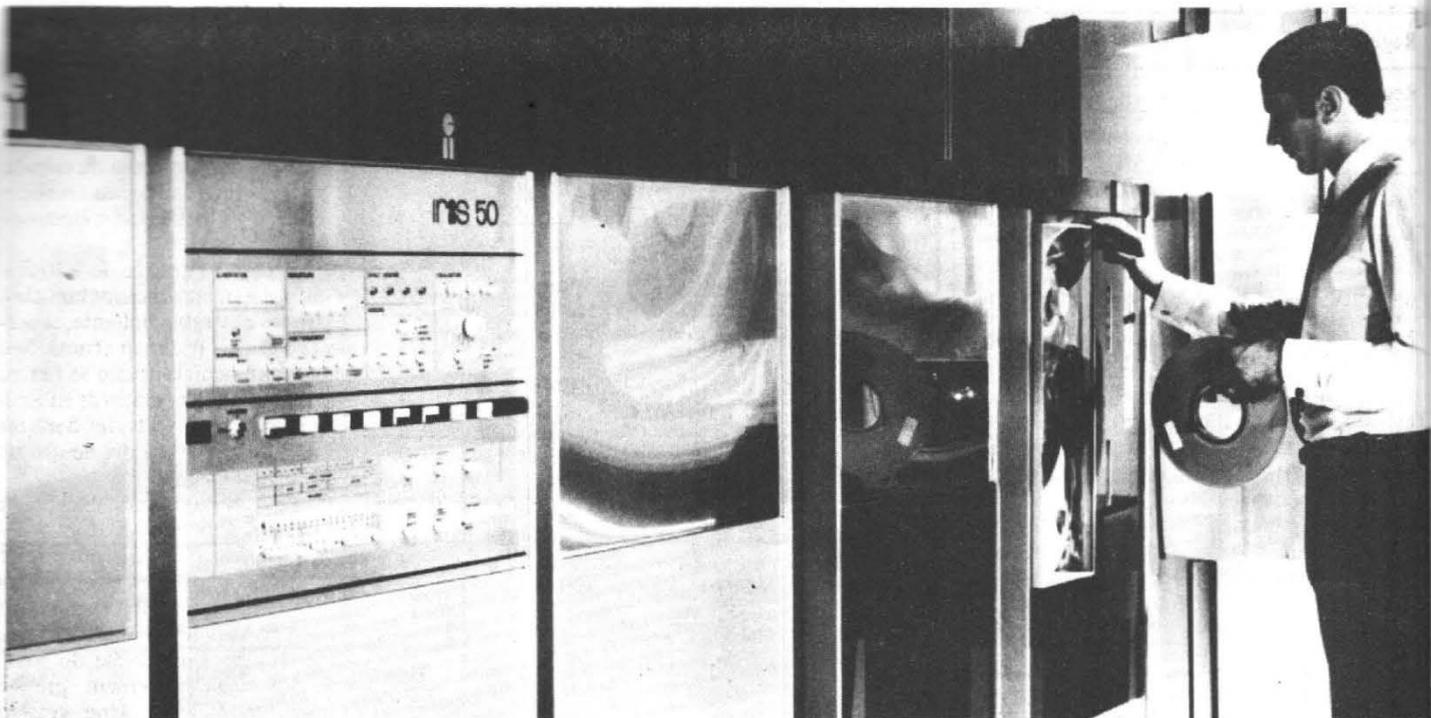
Par ailleurs, elle distribue le Grillo qui est le plus petit appareil téléphonique du monde (agrée PTT) ainsi que des matériels de mesure.

Avec ces atouts, Tekimex continuera son expansion avec sagesse et assurance qui sont ses caractéristiques fondamentales.

TOUT POUR LA RADIO

Depuis plus de 25 ans, M. Piot dirige à Lyon, 66, cours Lafayette (angle rue de Créqui) l'une des plus importantes affaires de pièces détachées du sud-est pour tout ce qui concerne radio, électronique, télévision, autoradios, Hi-Fi, ampli, appareils de mesure, etc.

Un stock énorme (plus de 5 000 pièces différentes) permet à tous et en particulier aux amateurs passionnés de montage, d'entretien ou de réparation de se procurer, en un seul déplacement, les éléments qui leur sont nécessaires. Tout pour la Radio est, en effet, dépositaire de toutes les grandes marques.



MARC FERRETTI

LES ORDINATEURS :

CES MINIS QUI IMITENT LES GRANDS

(Suite voir N° 1503)

FIN 1973, Harold L. Edge, de la Rockwell International Corporation, annonçait pour les microcalculateurs électroniques, un véritable marché de grande consommation. Pour H.-L. Edge, le marché peut se subdiviser en trois catégories : en bas de gamme, le calculateur « low-end » peut additionner, soustraire, multiplier, diviser ; à mi-gamme, le calculateur est doté d'un affichage à virgule flottante, dispose de possibilités de calculs supplémentaires (pourcentages par exemple), peut faire des calculs en chaîne, possède une mémoire de constante à lecture essentiellement, ainsi qu'une mémoire de travail, à lecture-écriture ; enfin, en haut de gamme des minicalculateurs se situe la règle à calculs électronique, avec spécialisation éventuellement pour scientifiques, statisticiens ou financiers.

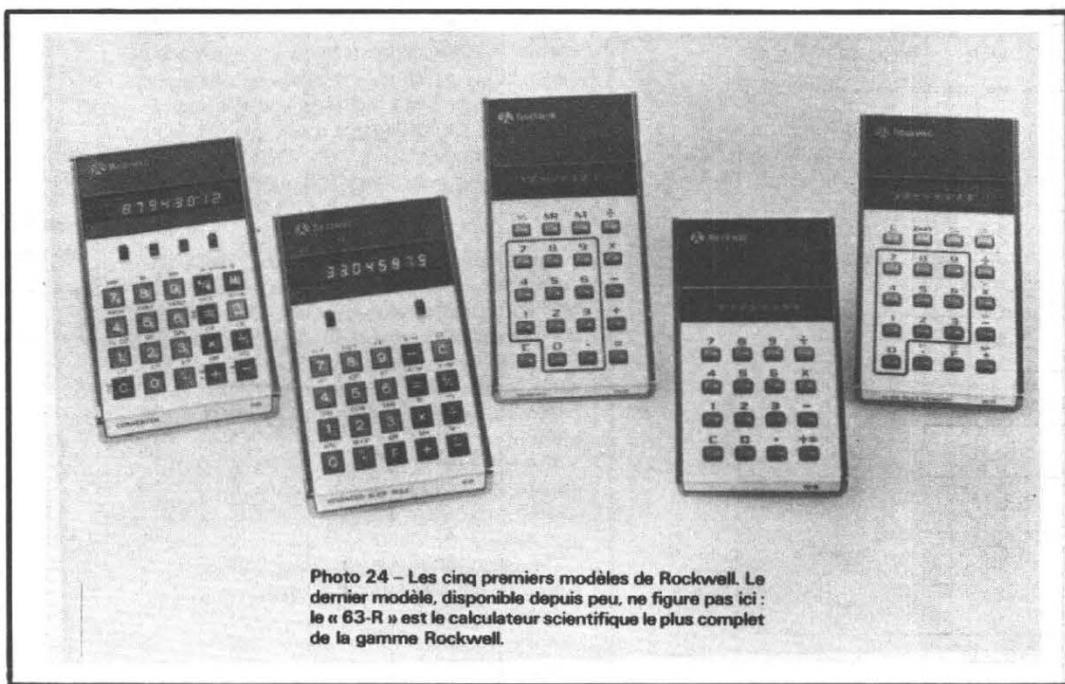


Photo 24 - Les cinq premiers modèles de Rockwell. Le dernier modèle, disponible depuis peu, ne figure pas ici : le « 63-R » est le calculateur scientifique le plus complet de la gamme Rockwell.

**SIX MODÈLES
CHEZ ROCKWELL**

Les six modèles commercialisés par Rockwell vont du calculateur « low-end » au « slide-rule », règle à calculs électronique.

En bas de gamme, le « 10 R » est un modèle affichant huit chiffres avec virgule flottante, et possibilité de calculs en chaîne. Son alimentation électrique se fait au moyen de piles standards au zinc-charbon, de 9 volts, lui donnant une autonomie de dix heures de fonctionnement.

Les mêmes possibilités sont offertes avec le « 20 R » disposant en plus d'une mémoire de travail et d'une mémoire de constante qui est utilisable avec les quatre opérations arithmétiques classiques. Une touche de pourcentage est également prévue avec ce matériel. Une version rechargeable (le « 21 R ») est également disponible.

Avec le « 30 R » débute la famille des règles à calculs : il sait calculer les inverses, les racines carrées et les carrés.

Le modèle « 51 R » possède une seconde mémoire de travail, et surtout, il est capable d'effectuer plus de 220 conversions d'unités du système métrique au système américain et au système impérial ; il peut également convertir les distances en milles terrestres et en milles nautiques ; il sait également transformer une température de l'échelle centésimale à l'échelle Fahrenheit britannique.

Les modèles « 10 R », « 20 R », « 30 R » ont un affichage à diodes électroluminescentes, et à partir du « 51 R », on dispose d'affichage à tube fluorescent (« digitron »).

L'alimentation ne se fait plus par piles, mais par batteries rechargeables au cadmium-nickel.

Le modèle « 61 R » est dénommé « advanced slide rule » : c'est la règle à calculs perfectionnée, mais ce n'est pas encore la plus perfectionnée. Toujours 8 chiffres, 4 opérations, virgule flottante, opérations en chaînes, une mémoire (avec possibilité d'échange entre les contenus du registre d'affichage et le registre de cette mémoire), et surtout de nombreuses fonctions : carrés et racines carrées, logarithmes népériens et décimaux, exponentiation et puissances de 10, fonctions tri-

Registre N° 4	0	0	0	3	0	3	0	0	0	0	0	Contenus successifs des divers registres
Registre N° 3	0	0	3	2	3	2	3	0	0	0	0	
Registre N° 2	0	3	2	8	2	7	2	3	0	9	0	
Registre N° 1	3	2	8	1	7	7	1	3	9	8	17	
Touches du clavier sur lesquelles on appuie successivement	3	2	8	1	-	7	/	+	X	8	+	

Fig. 27 : Voici comment évolue une pile opérationnelle de registres lorsque l'on effectue la chaîne d'opérations : $3 \times (2 + (8 - 1) / 7) + 8$, en notation polonaise inversée.

**Tableau VI. - CONVERSION
OCTAL - DECIMAL - HEXADÉCIMAL**

	Octal	Décimal	Hexa-décimal	Octal	Décimal	Hexa-décimal
Base	8	10	16	63	51	33
0	0	0	0	64	52	34
1	1	1	1	65	53	35
2	2	2	2	66	54	36
3	3	3	3	67	55	37
4	4	4	4	70	56	38
5	5	5	5	71	57	39
6	6	6	6	72	58	3A
7	7	7	7	73	59	3B
10	8	8	8	74	60	3C
11	9	9	9	75	61	3D
12	10	A	A	76	62	3E
13	11	B	B	77	63	3F
14	12	C	C	100	64	40
15	13	D	D	101	65	41
16	14	E	E	102	66	42
17	15	F	F	103	67	43
20	16	10	10	104	68	44
21	17	11	11	105	69	45
22	18	12	12	106	70	46
23	19	13	13	107	71	47
24	20	14	14	110	72	48
25	21	15	15	111	73	49
26	22	16	16	112	74	4A
27	23	17	17	113	75	4B
30	24	18	18	114	76	4C
31	25	19	19	115	77	4D
32	26	1A	1A	116	78	4E
33	27	1B	1B	117	79	4F
34	28	1C	1C	120	79	4F
35	29	1D	1D	120	80	50
36	30	1E	1E	121	81	51
37	31	1F	1F	122	82	52
40	32	20	20	123	83	53
41	33	21	21	124	84	54
42	34	22	22	125	85	55
43	35	23	23	126	86	56
44	36	24	24	127	87	57
45	37	25	25	130	88	58
46	38	26	26	131	89	59
47	39	27	27	132	90	5A
50	40	28	28	133	91	5B
51	41	29	29	134	92	5C
52	42	2A	2A	135	93	5D
53	43	2B	2B	136	94	5E
54	44	2C	2C	137	95	5F
55	45	2D	2D	140	96	60
56	46	2E	2E	141	97	61
57	47	2F	2F	142	98	62
60	48	30	30	143	99	63
61	49	31	31	144	100	64
62	50	32	32			

**Tableau IV. - LES PRIX
DES ROCKWELL
(valeur : mars 1975)**

Modèle	Prix (F. T.T.C.)
10 R	189
20 R	249
30 R	329
51 R	629
61 R	629
63 R	759

**Tableau V. - LE PRIX DES
« TEXAS INSTRUMENTS »
(valeur : 17.02.1975)**

Modèle	Prix (F. T.T.C.)
TI-1500	325
TI-2500 II	325
TI-2550	395
TI-3500	545
TI-4000	795
TI-450	895
SR-11	445
SR-16	695
SR-22	1 800
SR-50	945
SR-51	1 525



Photo 25 (a).

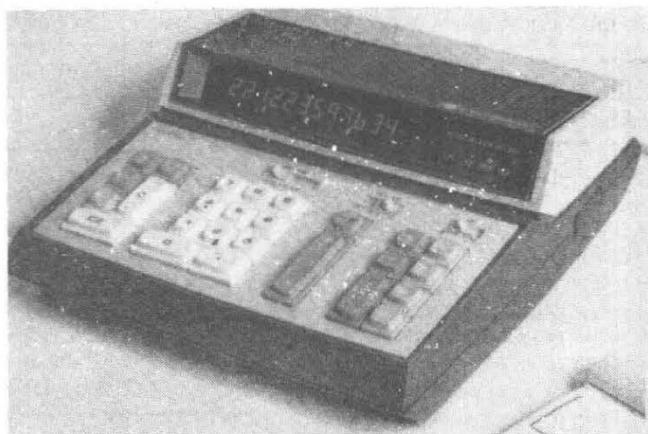


Photo 25 (e).

Photo 25 - a) le SR-10 fut le premier calculateur scientifique de Texas Instruments, remplacé, ensuite par le SR-11.

b) Le SR-16 est une règle à calcul électronique qui s'insère entre les modèles SR-11 et SR-50.

c) Tout en haut de la gamme, vient d'être annoncé le SR-51.

d) Dans le bas de gamme, figure le modèle TI-2500, plus connu sous la marque « DATAMATH ».

e) Texas Instruments commercialise également des modèles de bureau, bon marché et performants : le TI-450 vaut moins de 900 francs.

gonométriques en degrés ou en radians, ainsi que leurs fonctions inverses, élévations à des puissances décimales ; enfin par simple pression d'une touche le nombre « Pi » apparaît sur l'écran.

Le « 63 R » figure à part entière parmi « les règles à calculs ». Son affichage utilise la notation scientifique exponentielle : on peut donc afficher sur l'écran à 12 digits tout nombre compris entre 10^{-99} et 10^{99} ; on peut également introduire des parenthèses dans les calculs, avec deux niveaux de parenthèses. Les

opérations peuvent se faire directement sur le contenu de la mémoire. Enfin, ce calculateur est muni de nombreuses touches de fonctions : fonctions trigonométriques (degrés ou radians) et leurs inverses, logarithmes, exponentielles et puissances de 10, factorielles, racines carrées, inverses, en particulier.

Le mémoire du « 63 R » est directement adressable : on peut directement travailler sur le contenu de la mémoire. On réalise ainsi un gain de temps. Il faut se présenter le calculateur

comme un ensemble de deux registres de mémoire : le contenu de l'une d'entre elles est en permanence affiché sur l'écran, l'autre étant « invisible ». Dans de nombreux calculateurs, même à mémoire, les calculs ne se font qu'avec le nombre contenu dans la mémoire reliée à l'écran. Si l'on désire travailler sur le nombre « invisible », il faut alors le « visualiser » en le transférant sur la mémoire de l'affichage, puis éventuellement le ramener en mémoire « invisible » après traitement. Avec le « 63 R », on

frappe sur le clavier un nombre qui se place automatiquement dans la mémoire affichée (comme dans tout calculateur) puis on l'associe au nombre « invisible » directement au niveau de la mémoire « invisible ». Le résultat, bien sûr, est « invisible » et pour en avoir connaissance, il y a lieu de le ramener dans la mémoire d'affichage : on y gagne néanmoins - avec un peu d'expérience - en temps de calcul, en particulier dans les chaînes d'opérations relativement longues. Tout se passe presque comme si

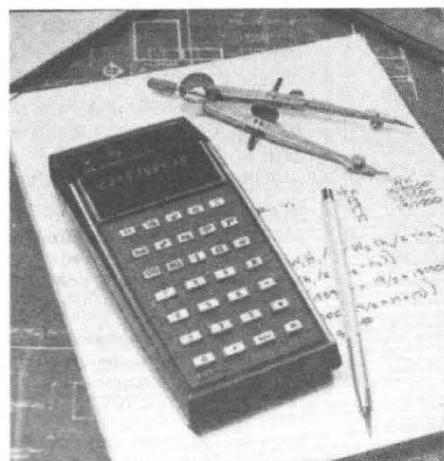


Photo 25 (b).

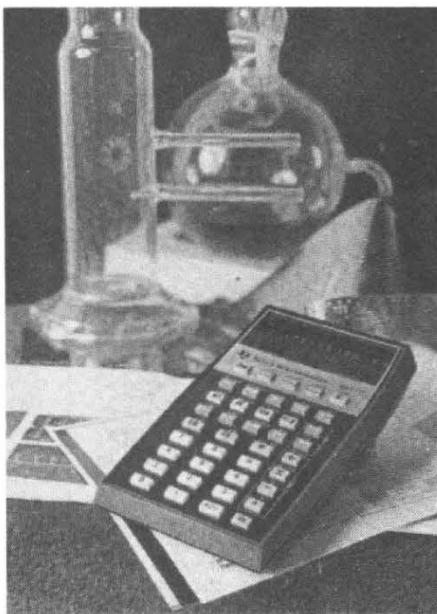


Photo 25 (c).



Photo 25 (d).

On disposait de deux calculateurs imbriqués l'un dans l'autre.

PARENTHÈSES ET PILES OPÉRATIONNELLES

Le cas des parenthèses est matière à réflexion. Le type de calculateur cités permet d'effectuer des opérations comme on les écrit ordinairement : on peut, par exemple, calculer aisément : $3 \times (2 + (8^{-1})/7) + 8$ en frappant successivement sur la touche 3, la touche « multiplication », la touche « ouverture des parenthèses », etc. Le mode de calcul adopté par Hewlett-Packard, National Semiconductors (NOVUS) et d'autres constructeurs fait appel à la notation polonaise inversée : on frappe au clavier d'abord le nombre sur lequel on va travailler, puis l'opération désirée ; on doit alors éliminer toute notion de parenthèses pour travailler avec une « pile opérationnelle » de registre de mémoire. Imaginez une tour, chacun des étages représentant un registre de mémoire. On introduit les nombres par le bas de la tour ; le nombre qui était auparavant à l'étage du bas est alors automatiquement transféré au premier étage, celui du premier étage va au second, et ainsi de suite, tous

les nombres subissant un décalage vers le haut ; le nombre qui se trouvait au dernier étage se trouve irrémédiablement perdu lors de l'escalade. Le traitement de nombres se fait entre les contenus de l'étage du bas et du premier étage de la tour : lorsque l'on effectue une opération, le contenu du premier étage descend d'un étage et vient s'associer au contenu de l'étage du bas. Simultanément, tous les autres contenus sont décalés d'un étage vers le bas ; le dernier étage se trouve alors vidé et son contenu est automatiquement ramené à zéro.

Ainsi, avec un calculateur à pile opérationnelle de registres, on réalisera la simple chaîne d'opérations $3 \times (2 + (8^{-1})/7) + 8$, en entrant successivement dans la pile, les nombres 3, puis 2 et enfin 8 ; on introduit ensuite le nombre 1 avant d'appuyer sur la touche « - » : le nombre 8 qui était monté d'un étage lors de l'introduction du nombre 1, redescend d'un étage pour que l'opération $8-1$ soit effectuée. Le nombre 1 est alors au bas de la pile. On introduit le nombre 7 dans la pile puis on appuie sur la touche « division » pour que soit réalisée l'opération $7/7 = 1$. En appuyant maintenant sur la touche « addition », tous les nombres de la pile

vont descendre d'un étage, et on obtient ainsi au bas de la pile : $2 + 1 = 3$. On appuie sur la touche multiplication pour que le nombre 3 descende d'un étage et soit multiplié par l'ancien contenu de l'étage du bas : $3 \times 3 = 9$. On introduit enfin le nombre 8 dans la pile, le nombre 9 va au premier étage et n'en redescend qu'après avoir appuyé sur la touche « addition ». $9 + 8 = 17$. Ainsi avec 4 registres dans la pile, on a l'équivalent de 2 niveaux de parenthèses.

Il est clair que l'utilisation des parenthèses est au premier abord plus simple que celle des piles opérationnelles de registres. Mais il est aussi vrai qu'avec un peu d'expérience, ce type de difficulté est vite levé. D'ailleurs les utilisateurs familiarisés avec la notation polonaise inversée ne jurent que par elle ; en fait, la convenance personnelle intervient beaucoup dans ce jugement.

TEXAS INSTRUMENTS OPTE POUR LA NOTATION ALGÈBRE

Il est vrai que l'habitude consiste à formuler « deux fois

quatre égalent huit » (c'est la notation algébrique) et non « deux et quatre multipliés font huit » (notation polonaise inversée). La notation algébrique reste la plus directe et la plus naturelle. Cette remarque a dicté le choix de Texas Instruments qui a opté, dans ses deux modèles évolués SR-50 et SR-51 pour la notation algébrique.

Le SR-50 contient 4 registres : le registre d'entrée X dont la contenu est affiché en permanence, arrondi à 10 chiffres ; le registre opérande Y utilisé pour des opérations à deux variables ; le registre d'accumulation Z pour la réalisation automatique des sommes de produits ; et le registre mémoire M dans lequel l'utilisateur peut stocker le contenu du registre X pour utilisation ultérieure.

Tous les calculs sont effectués dans le SR-50 sur 13 chiffres (l'affichage indique une valeur arrondie à 10 chiffres). Le SR-50 calcule toutes les fonctions trigonométriques et hyperboliques, ainsi que leurs inverses. Les angles peuvent être exprimés en degrés ou en radians. On peut aussi calculer les deux fonctions logarithmiques habituelles et leurs inverses (c'est-à-dire l'exponentielle et la puissance de 10).

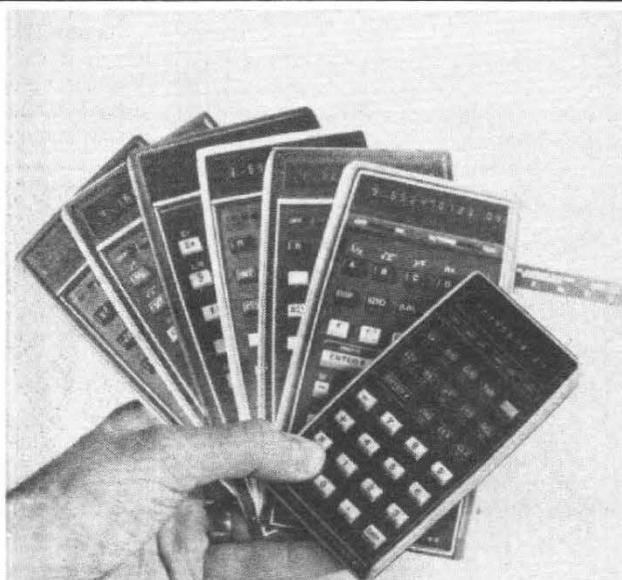


Photo 26 (a).

Photo 26 - « Innovations... Informatique ».

a) Hewlett-Packard complète sa palette de calculateurs scientifiques de poche, avec le HP-21, disponible au prix de 792 F (T.T.C.) C'est le premier modèle d'une nouvelle génération de calculateurs de poche.

Comme tous les autres calculateurs de la marque, le HP-21 utilise la notation polonaise inversée, associée à une pile de 4 registres opérationnels. Son alimentation électrique se fait au moyen de 2 batteries rechargeables (au lieu de 3 sur les autres modèles), lui conférant la même autonomie que sur les autres modèles (soit 5

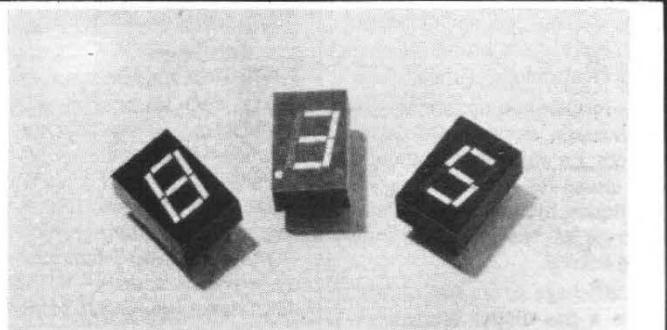


Photo 26 (b).

heures). Le HP-21 possède plus de fonctions que le HP-35 : en plus des fonctions trigonométriques et logarithmiques du HP-35, le HP-21 travaille en degrés ou en radians, transforme les coordonnées rectangulaires en polaires (et inversement), arrondit les résultats en notation flottante et scientifique au nombre de décimales souhaitées, et permet d'effectuer les opérations arithmétiques au niveau du registre mémoire.

A signaler, par ailleurs, que tous les calculateurs Hewlett-Packard ont subi, récemment, une baisse de prix : le HP-35 et le HP-21 passent respectivement de 1 494 F T.T.C à 1 200 F T.T.C. et de 2 208 F T.T.C. à 1 548 F T.T.C.

b) Egalement chez Hewlett-Packard, ces afficheurs à 7 segments en 3 couleurs (rouge, jaune, vert) de 11 cm de haut. Ces afficheurs sont en outre très brillants. Les diodes de ces afficheurs sont en phosphore-arséniure de gallium, déposé sur un substrat en phosphure de gallium (teintes rouge et jaune). La teinte verte est obtenue avec une diode en phosphure de gallium. On doit noter que la longueur d'onde dans le rouge a été déplacée de 0,655 micron à 0,635 micron afin d'obtenir une teinte légèrement orangée, plus reposante pour l'utilisateur.

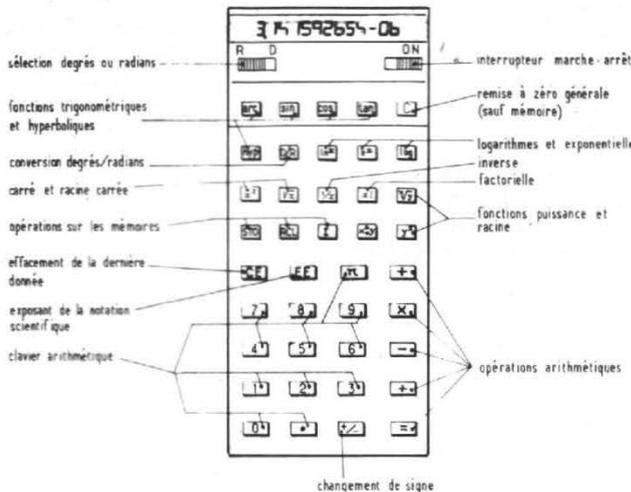


Fig. 28. - Le clavier du SR 50.

Au mois de février dernier, Texas Instruments a présenté un nouveau modèle : le SR-51, qui permet d'effectuer des calculs scientifiques et statistiques. L'analyse statistique est facilitée par le calcul direct de la valeur moyenne, de la variance et de l'écart-type d'un échantillon de valeurs, mais aussi par celui des arrangements, de la fonction factorielle, et de la régression linéaire.

La génération de nombres aléatoires est une possibilité unique par rapport aux autres calculateurs électroniques similaires.

Ce modèle calcule directement les inverses, les carrés, les racines carrées, les puissances non-entières, toutes les fonctions trigonométriques, hyperboliques et leurs inverses et bien d'autres fonctions encore.

L'affichage se fait sur 14 digits grâce à des diodes électroluminescentes. Le SR-51 dispose de trois mémoires adressables.

Vingt conversions usuelles sont possibles : unités anglo-saxonnes/ unités métriques ; degrés/grades ; degrés sexagésimaux/ degrés décimaux ; coordonnées polaires/ coordonnées cartésiennes ; rapport de tensions/ décibels...

Trois circuits intégrés fournissent au calculateur SR-51 sa puissance de calcul. L'un contient l'unité de calcul tandis que les deux autres stockent, sous forme de mémoires mortes, les 26 624 bits de programme nécessaires à l'exécution de toutes les fonctions.

D'AUTRES CALCULATEURS SCIENTIFIQUES CHEZ TEXAS INSTRUMENTS...

Les SR-50 et SR-51 figurent en haut de la gamme des modèles scientifiques commercialisés par Texas Instruments. Ce ne sont pas les seuls.

En novembre 1972, Texas Instruments annonçait la commercialisation de son premier calculateur scientifique bon marché, le SR-10. A ce modèle a succédé le SR-11, dont les possibilités sont semblables : douze touches de fonctions élémentaires sont disponibles au clavier ; l'écran d'affichage, à diodes électroluminescentes, présente douze caractères, soit une mantisse à huit chiffres, un exposant à deux chiffres et deux signes (un pour la mantisse, l'autre pour l'exposant). L'alimentation se fait sur batteries cadmium-nickel rechargeables qui assurent 4 à 6 heures d'autonomie. Un mode « d'attente » préserve la durée de charge des batteries : en effet, l'écran est automatiquement effacé (à l'exception du dernier chiffre à droite de la mantisse), environ 15 à 60 secondes après que l'on ait appuyé sur la dernière touche du clavier.

Entre les modèles SR-11 et SR-50 s'insère le SR-16 qui, en plus des quatre opérations arithmétiques de base, peut calculer des fonctions diverses : inverse d'un nombre, carré et racine carrée, élévation à une puissance non-

Un échelon de tension de 18 V est appliqué aux bornes d'un réseau RC série : $R = 3300 \Omega$, $C = 47 \mu F$. Quelle est la tension aux bornes du condensateur après 250 millisecondes ?

$$V_c = V_i (1 - e^{-\frac{t}{RC}}) = 18 (1 - e^{-\frac{250 \times 10^{-3}}{3300 \times 47 \times 10^{-6}}})$$

$$= 14,4 \text{ V}$$

$$250 \text{ EE } +/- \text{ 3 } \div \text{ 3300 } \div \text{ 47 EE } +/- \text{ 6 } = +/-$$

$$\text{e}^x \text{ +/- } + \text{ 1 } = \text{X } 18 = 1.440872087 \times 10^1$$

Quel est le nombre de combinaisons de 35 billes prises 6 à 6 ?

$$C_{35}^6 = \frac{35!}{6!(35-6)!}$$

$$= 1,623,160$$

$$35 \text{ - } 6 = \text{X } ! \text{ X } 6 \text{ X } ! \div 35 \text{ X } ! \text{ X } \leftrightarrow \text{y} = 1,623,160$$

Trouver la variance de cette suite de chiffres : 3, 5, 3, 7, 4.

$$\sigma^2 = \frac{\sum X^2 - N \bar{X}^2}{N-1} = \frac{\sum X^2 - N \left(\frac{\sum X}{N} \right)^2}{N-1}$$

$$= \frac{3^2 + 5^2 + 3^2 + 7^2 + 4^2 - 5 \left(\frac{3+5+3+7+4}{5} \right)^2}{4}$$

$$= 2,8$$

$$3 \text{ STO } x^2 + 5 \text{ STO } x^2 + 3 \text{ STO } x^2 + 7 \text{ STO } x^2 + 4$$

$$\text{STO } x^2 = \text{RCL } x \leftrightarrow \text{y STO } x \leftrightarrow \text{y } \div 5 = x^2 \text{ X } 5$$

$$\text{+/- } + \text{ RCL } = \div 4 = 2,8$$

Quelle est la résistance équivalente à 3 résistances de 560 Ω , 390 Ω et 670 Ω en parallèles ?

$$R_e = 1 / \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right)$$

$$= 1 / \left(\frac{1}{560} + \frac{1}{390} + \frac{1}{670} \right) = 171,16 \Omega$$

$$560 \text{ 1/x } + 390 \text{ 1/x } + 670 \text{ 1/x } = \text{1/x}$$

$$171,1638788$$

Quelle est la contrainte maximale dans une barre cylindrique de 1,3 cm de diamètre lorsqu'elle est soumise à un moment de flexion de 875 kgcm et un couple de 1500 kgcm ?

$$S_{\max} = \frac{16}{\pi d^3} (M_B + \sqrt{M_B^2 + M_T^2})$$

$$= \frac{16}{\pi \times (1,3)^3} (875 + \sqrt{(875)^2 + (1500)^2}) = 6054 \text{ kg/cm}^2$$

$$875 \text{ x}^2 + 1500 \text{ x}^2 = \sqrt{x} + 875 = \text{X } 16 \div \pi$$

$$= \text{STO } 1,3 \text{ y}^x 3 \div \text{RCL } x \leftrightarrow \text{y} = 6053,95673$$

Fig. 29. - Quelques problèmes à traiter sur le modèle SR 50.

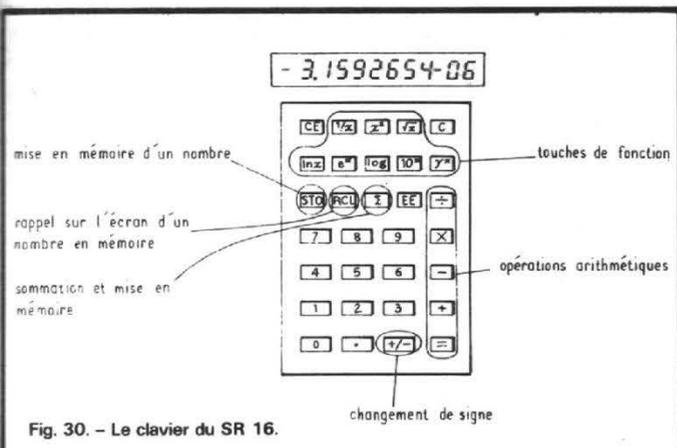


Fig. 30. - Le clavier du SR 16.

travaille en hexadécimal. Il effectue les quatre opérations arithmétiques usuelles sur des nombres représentés dans l'un des trois systèmes de numérotation. Enfin, ce calculateur est doté d'une mémoire.

... DES CALCULATEURS « COMPTABLES » AUSSI

On trouve chez Texas Instruments, une gamme de calculateurs plus simples, effectuant les quatre opérations arithmétiques, éventuellement pouvant évaluer des pourcentages, et dotés, pour certains d'entre eux, de mémoire. Ils affichent, selon le modèle, 8, 10 ou 12 chiffres.

En bas de gamme, se trouvent les modèles TI-1500 et TI-2500. Les deux affichent 8 chiffres (avec point décimal flottant) sur l'écran à diodes électroluminescentes ; leur alimentation électrique s'effectue par batteries rechargeables, dont l'autonomie est de 4 à 6 heures. Le modèle TI-2550 dispose en plus des possibilités du TI-2500, d'une mémoire.

Ensuite viennent trois calculateurs de bureau : les modèles TI-3500, TI-4000 et TI-450, fonctionnant directement sur le secteur. Les deux derniers possèdent une mémoire et le TI-450, seul, dispose d'un écran d'affichage à 12 chiffres, les deux autres n'affichant que 10 chiffres. Bien entendu, les possibilités offertes

vont croissant du TI-3500 au TI-450 ; ce sont des machines comptables essentiellement, capables d'effectuer des calculs en chaîne ou des opérations avec facteur constant ; le nombre de décimales est choisi au moyen d'un sélecteur manuel. Le TI-450 est doté d'un sélecteur (manuel) d'arrondi, pour l'arrondi par excès, par défaut, ou encore l'arrondi « 5/4 » : le calculateur arrondit par excès si le premier chiffre excédant la capacité d'affichage est égal ou supérieur à 5, et par défaut si le chiffre excédant est égal ou inférieur à 4.

Marc FERRETTI

entière, logarithmes décimaux et népériens, exponentielles et puissances de 10. Le SR-16 est doté d'une mémoire ; une touche permet d'effectuer simultanément une somme et une mise en mémoire.

Le modèle SR-22 fait davantage office de calculateur de bureau et s'adresse plus à des spécialistes en informatique qu'à l'utilisateur potentiel des calculateurs de poche ; Ce calculateur peut en effet travailler en base 10 (comme les autres calculateurs), mais également en octal (base 8) et en hexadécimal (base 16). En base 10, un nombre quelconque est représenté par dix symboles : les chiffres 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 ; en base 8, on n'utilise que huit symboles pour représenter les nombres : 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7. Ainsi le nombre qui, en décimal, s'écrit

86, aura pour représentation octale : 126 (les symboles 8 et 9 n'existant pas en octal).

Pour l'hexadécimal un problème de représentation symbolique se pose puisqu'un nombre doit être représenté par 16 symboles. On utilisera donc tout d'abord les dix symboles conventionnels du système décimal (0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9), mais on doit choisir six autres symboles. Les informaticiens ont pour ce choix, pris arbitrairement les six premières lettres de notre alphabet. Ainsi le nombre représenté dans le système décimal, par 10, s'écrit en hexadécimal par le seul symbole A, tandis que 15 se représente par F. De même, la représentation hexadécimale de 42 sera 2A.

Le modèle SR-22 affiche donc des chiffres et des lettres lorsqu'il

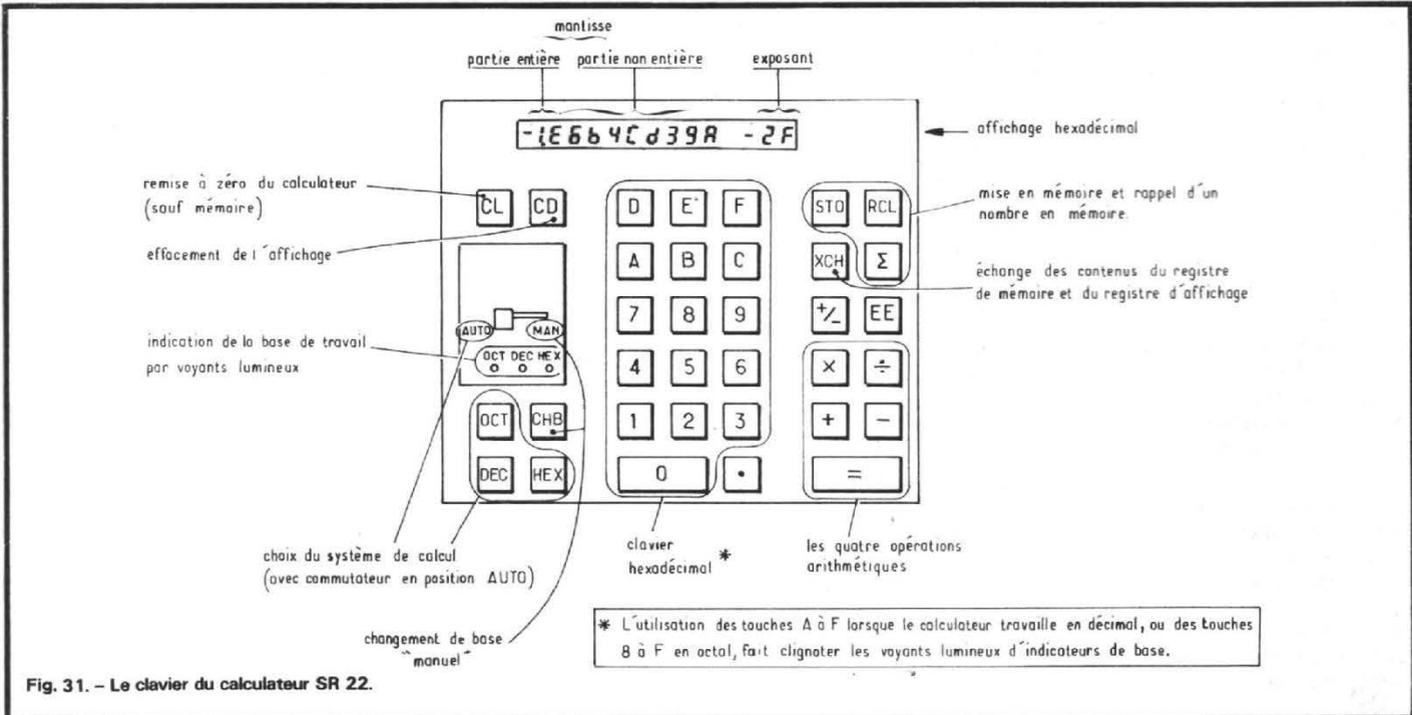


Fig. 31. - Le clavier du calculateur SR 22.

* L'utilisation des touches A à F lorsque le calculateur travaille en décimal, ou des touches 8 à F en octal, fait clignoter les voyants lumineux d'indicateurs de base.

LA TELEVISION COULEURS

A CIRCUITS INTEGRES

(Suite voir N° 1503)

RAPPEL

DANS le premier article publié dans le Haut-Parleur de mai 1975 on a analysé les montages FI vision et son AM et on a commencé l'analyse de l'amplificateur BF réalisable avec le CI TDA 2610.

Voici la suite de l'analyse des amontages BF à CI de ce type.

SCHEMAS D'APPLICATIONS

Tout d'abord, considérons le montage sans stabilisateur. Le schéma est donné figure 1.

Le nombre des composants extérieurs est minimisé dans cette application. La sortie du circuit est reliée au haut-parleur d'impédance 10Ω par un seul condensateur.

Les broches 10 et 6 sont reliées entre elles; la broche 9 peut être reliée à la masse par un condensateur de $25 \mu F$ si l'alimentation présente un taux de ronflement important.

Les principales caractéristiques de ce montage sont :

Tension d'alimentation : 25 V.
Puissance de sortie ($d_{tot} = 10\%$) : 7 W.

Sensibilité ($P_S = 4 W$) : 500 mV eff.

Sensibilité ($P_S = 4 W$), broches 7

et 12 à la masse : 100 mV eff.
Impédance d'entrée : $> 30 k\Omega$.
Bande passante : 20 Hz à $> 100 kHz$.

Courant de repos total : 22 mA.

Voici maintenant des indications sur l'amplificateur avec stabilisateur.

Le schéma est donné à la figure 2.

Le courant constant débité par l'alimentation est réglé à 260 mA par le choix de la résistance R_1 égale à 11Ω . La résistance R de 62Ω en série avec le transistor régulateur, est branchée entre la borne 4 et la masse.

La liaison entre le circuit intégré et le haut-parleur est réalisée de manière différente dans le but

de diminuer les appels de courant sur l'alimentation.

Les caractéristiques du montage sont :

Tension d'alimentation : 26 V.

Puissance de sortie ($d_{tot} = 1\%$) : 4 W.

Impédance d'entrée : $> 30 k\Omega$.

Bande passante : 20 Hz à $> 100 kHz$.

Sensibilité ($P_S = 4 W$) : 500 mV eff.

Sensibilité ($P_S = 4 W$), bornes 7 et 12 à la masse : 100 mV eff.

Pour terminer l'analyse du CI TDA 2610, nous donnons deux courbes : à la figure 3 la distorsion totale (en ordonnées) en fonction de la puissance.

Remarquons que si la puis-

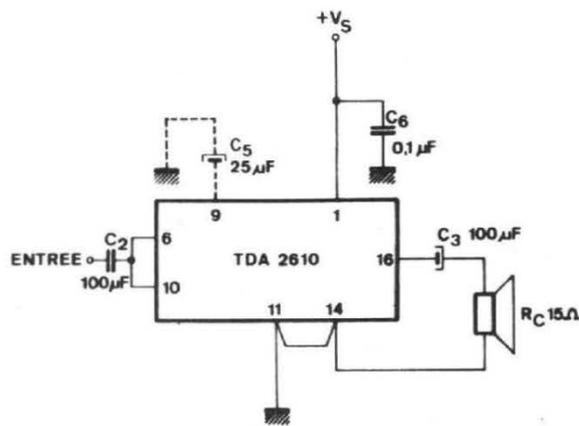


Fig. 1

SANS REGULATION
PAS DE RADIATEUR

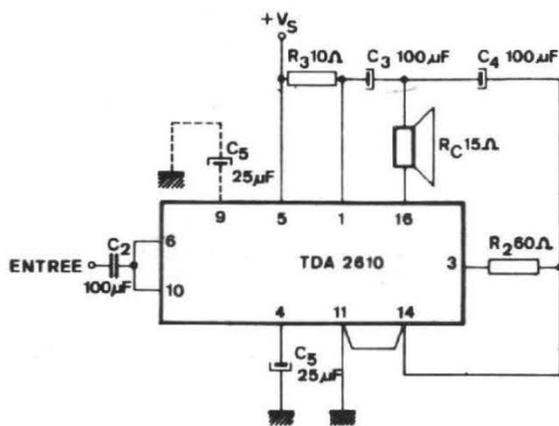


Fig. 2

AVEC REGULATION
 $R_{th(j-amb)} < 22 \text{ }^\circ\text{C/W}$

sance de 7 W, considérable dans un appartement est obtenue avec 10 % de distorsion, celle de 2 W environ, très largement suffisante, ne donne lieu qu'à 1,5 % environ de distorsion ce qui est très satisfaisant.

Cet amplificateur donne un gain de tension de 37 dB et l'impédance d'entrée est égale ou supérieure à 30 k Ω ,

DÉCODAGE SECAM

Parmi les récepteurs de TV couleur, les plus nombreux sont en France ceux ne recevant que les émissions système SECAM.

L'ensemble de décodage Sécam est réalisable avec les CI du type TCA 640- TCA 650 - TCA 660.

Nous traiterons de ce sujet important en détail.

Commençons avec le TCA 640, utilisable également dans le système PAL.

TCA 640 AMPLIFICATEUR DE SOUS-PORTEUSE

Les fonctions de ce CI sont les suivantes :

Amplificateur de sous-porteuse de chrominance.

Amplificateur à gain contrôlé par la tension de C.A.G. pour les signaux PAL.

Amplificateur limiteur pour les signaux SECAM.

— Circuit d'effacement,
— Deux sorties symétriques à basse impédance.

Circuit de commande automatique de la couleur en PAL.

Porte de salves de couleur.
Amplificateur pour les salves d'identification.

Bascule.
Portier.

Circuits d'identification SECAM avec possibilité d'identification :

— uniquement ligne,
— ligne + trame,
— uniquement trame.

Circuit de commutation de système avec commande manuelle.

Ce circuit intégré utilise un boîtier XD 16 rectangulaire à 16 broches de forme et dimensions habituelles.

Voici le brochage du TCA 640 :

(1) Sortie 1, voie directe.
(2) Masse.
(3) Entrée 1 de la sous-porteuse de chrominance.
(4) Entrée de commande de système.

(5) Entrée 2 de la sous-porteuse de chrominance.

(6) Entrée de l'impulsion de retour de lignes.

(7) Entrée de l'impulsion de retour de trame.

(8) Sortie Portier.

(9) Découplage de l'identification SECAM.

(10) l'identification SECAM.

(11) Circuit accordé à la fréquence de repos de la salve de couleur SECAM (B - Y).

(12) Sortie bascule.

(13) Sortie de la salve de couleur PAL.

(14) Alimentation positive.

(15) Sortie 2, voie retardée.
(16) Entrée de la commande automatique de couleur.

Un schéma d'application est donné à la figure 4.

TCA 650 DÉMODULATEUR ET PERMUTATEUR

Monté dans un boîtier XD 16 à 16 broches, le TCA 650 remplit les fonctions suivantes :
En SECAM et PAL :

Démodulateur R - Y,
Démodulateur B - Y,
Permutateur.

En PAL seulement :

Circuit de matriçage des voies directes et retardées.

Voici le brochage du TCA 650 :

(1) Entrée de voie directe.

(2) Masse.

(3) Entrée voie retardée.

(4) Entrée commutation de systèmes.

(5) Entrée référence SECAM (R - Y).

(6) Entrée référence PAL (R - Y).

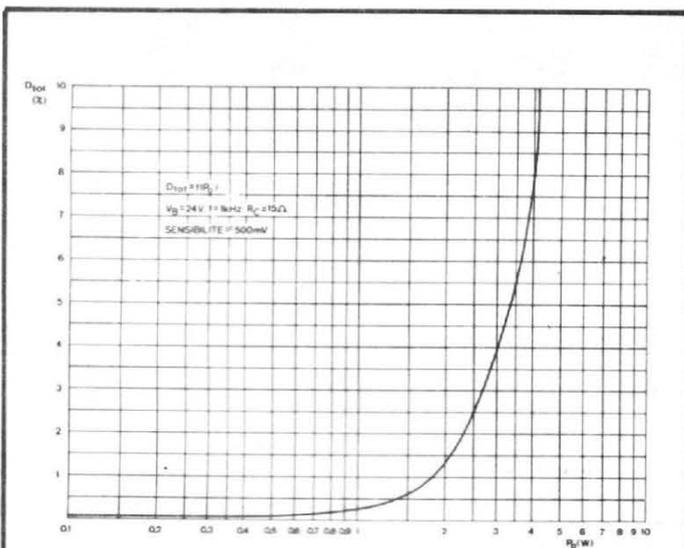


Fig. 3

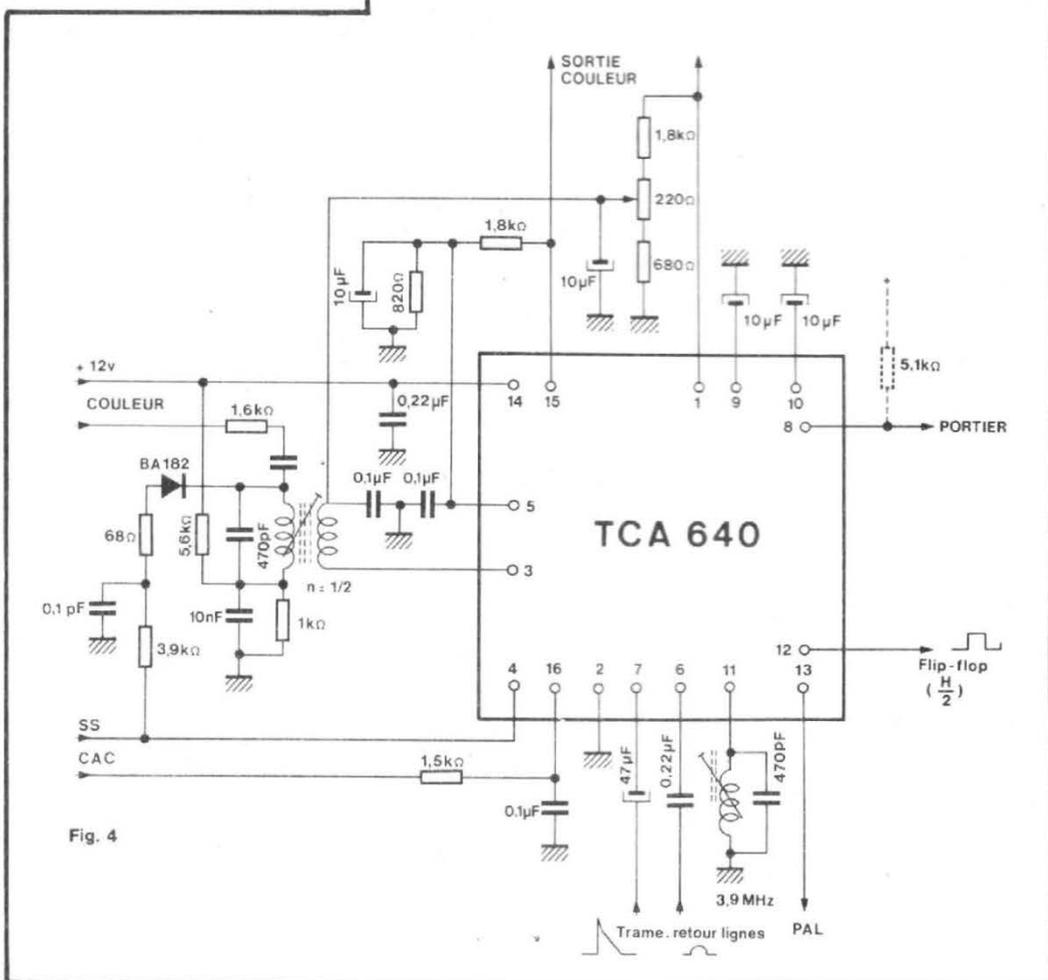


Fig. 4

- (7) Entrée référence PAL (B - Y).
- (8) Entrée référence SECAM (B - Y).
- (9) Entrée démodulateur (B - Y).
- (10) Sortie démodulée (B - Y).
- (11) Entrée démodulateur (R - Y).
- (12) Sortie démodulée (R - Y).
- (13) Sortie permutateur (R - Y).
- (14) Alimentation + 12 V.
- (15) Sortie permutateur (B - Y).
- (16) Entrée signal de bascule.

A la figure 5 on donne un schéma d'application de ce CI.

TCA 660 CIRCUIT DE COMMANDE

Ce circuit intégré permet la commande luminance et chrominance.

- Les fonctions sont :
- Circuit de luminance.
- Commande de luminosité et de contraste par variation de tension continue.
- Circuit de maintien au niveau du noir.
- Circuit d'effacement et réinsertion

d'un niveau constant pendant le retour lignes. Circuit de chrominance. Commande de saturation et de contraste par variation de tension continue. Amplificateur (R - Y). Amplificateur (B - Y). Amplificateur (V - Y).

Il est monté en boîtier X 16 à 16 broches. Voici ce brochage :

- (1) Sortie Y.
- (2) Entrée des impulsions positives de maintien du noir pour le circuit de maintien du noir.

- (3) Entrée des impulsions de retour de lignes pour la réinsertion du niveau du noir de référence.
- (4) Masse.
- (5) Commande de contraste.
- (6) Commande de saturation.
- (7) Sortie (B - Y).
- (8) Entrée (B - Y).
- (9) Entrée (R - Y).
- (10) Sortie (R - Y).
- (11) Entrée (V - Y).
- (12) Sortie (V - Y).
- (13) Alimentation positive.
- (14) Commande lumière.
- (15) Réseau d'intégration du circuit du maintien du noir.
- (16) Entrée Y.

Un schéma d'application est donné à la figure 6.

Passons maintenant à l'analyse d'un décodeur SECAM, utilisant les CI cités plus haut.

En SECAM seul, les fonctions de ces trois circuits intégrés sont les suivantes :

TCA 640

- 1) Amplificateur - Limiteur des signaux de chrominance.
- 2) Porte des salves de couleur.
- 3) Nettoyage ligne et trame.
- 4) Bascule.
- 5) Circuit d'identification couleur.

TCA 650

- 1) Amplificateur limiteur.
- 2) Permutateur.
- 3) Démodulation des signaux de chrominance.

TCA 660

- 1) Commande de saturation.
- 2) Commande de contraste.
- 3) Commande de lumière.
- 4) Inverseur D'V.
- 5) Maintien du niveau du noir sur le signal Y'.
- 6) Nettoyage des paliers de suppression du signal Y'.

SCHÉMA FONCTIONNEL

Un schéma fonctionnel du décodeur ainsi constitué est donné figure 7. On remarquera que, contrairement aux réalisations habituelles, la commande de saturation s'effectue après démodulation des signaux de chrominance, donc sur les voies D'R et D'B. Cette façon de procéder permet aux démodulateurs de travailler à niveau constant, ce qui est essentiel à la stabilité des zéros en fonction notamment de la position des commandes de contraste et de saturation.

En consultant la figure 7, on pourra suivre l'analyse rapide des trois CI. A la figure 8, on donne le

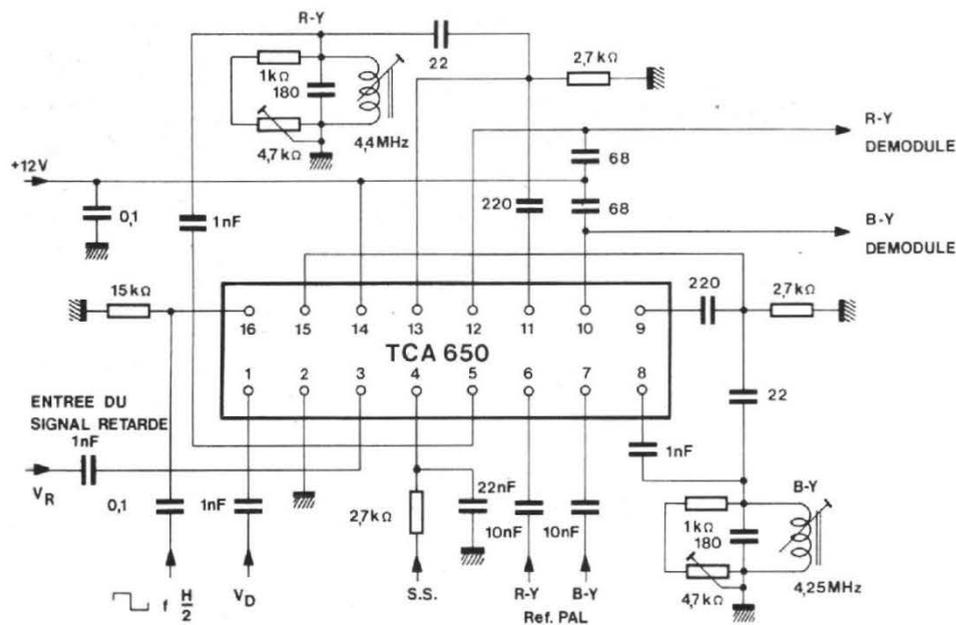


Fig. 5

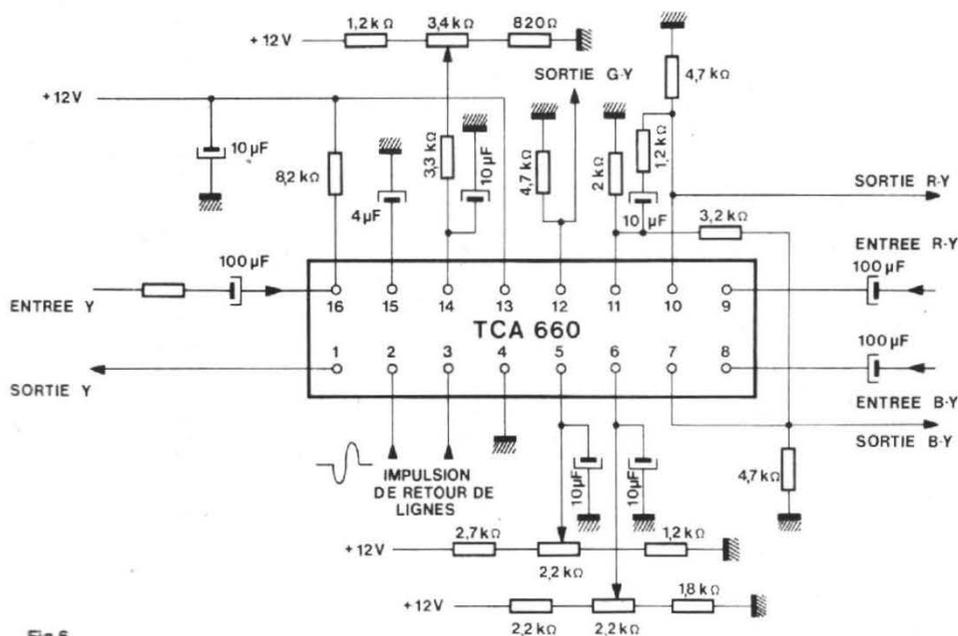


Fig 6

schéma interne de l'amplificateur - limiteur, du TCA 640.

TCA 640

Le circuit d'entrée reçoit à la broche 3 le signal de chrominance, comme on peut le voir à la

figure 9. Le signal de chrominance est mis en forme par le circuit cloche constitué par L_1 et C_1 .

L'impédance de la source Y' étant faible, l'amortissement de ce circuit est assuré essentiellement par R . Le très grand gain de ce circuit exige, pour stabiliser les niveaux, une contre-réaction en

continu. Ayant en fait deux sorties (1 et 15) et deux entrées (3 et 5) deux boucles seront nécessaires, l'une d'elles étant ajustable par P_1 , afin de compenser les tolérances du circuit et des composants.

En figure 8, on donne le schéma de l'amplificateur limi-

teur du TCA tandis qu'à la figure 9, on a représenté le schéma électrique du circuit d'entrée ainsi que celui du circuit de contre-réaction. Il est à noter que les deux capacités de découplage C_2 et C_3 doivent être ramenées au même point de masse, le même que celui du circuit Intégré.

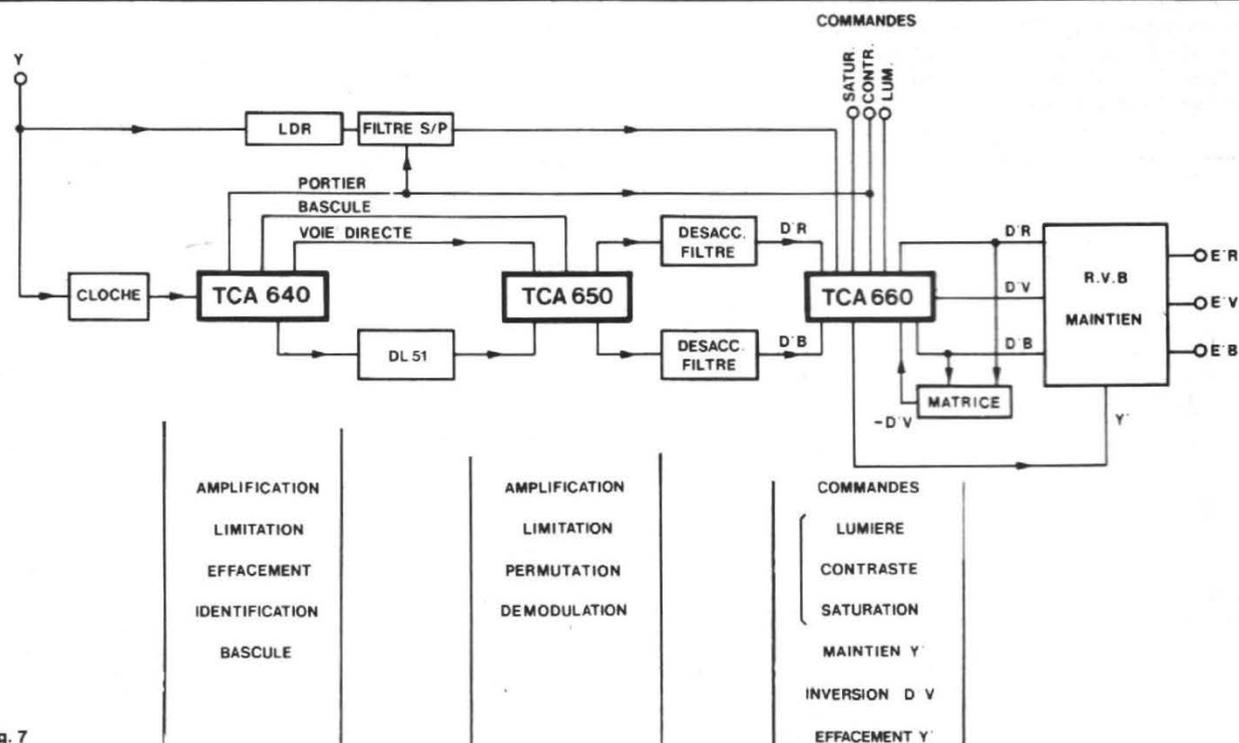


Fig. 7

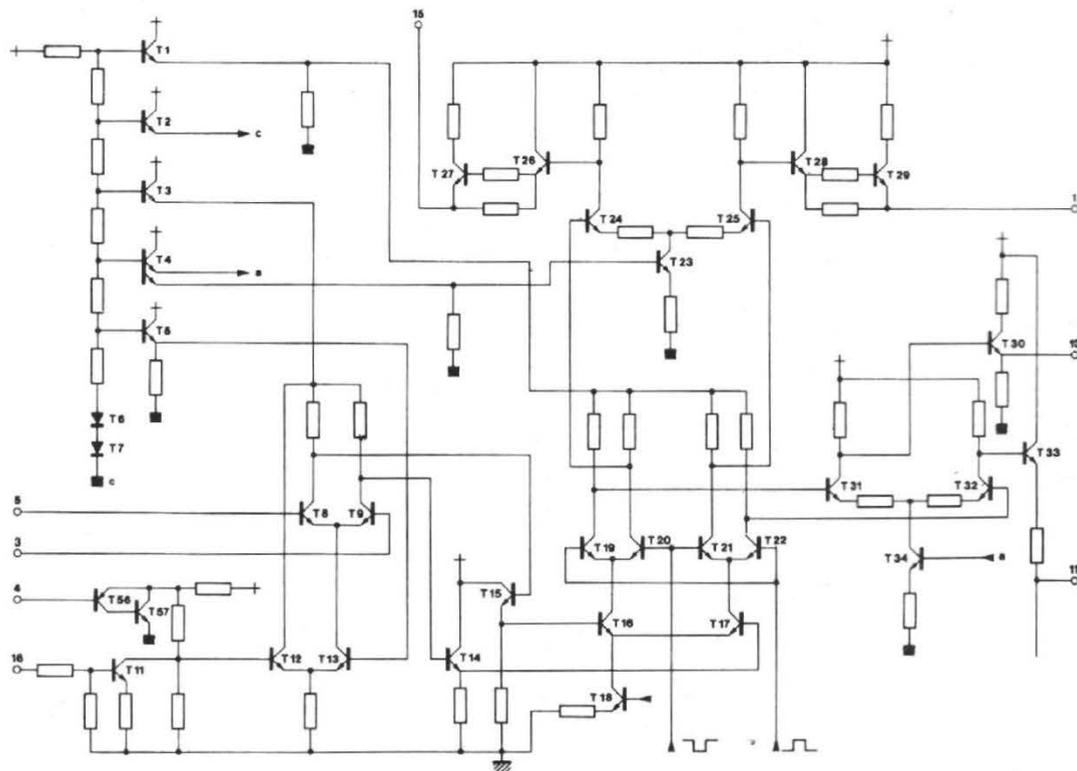


Fig. 8

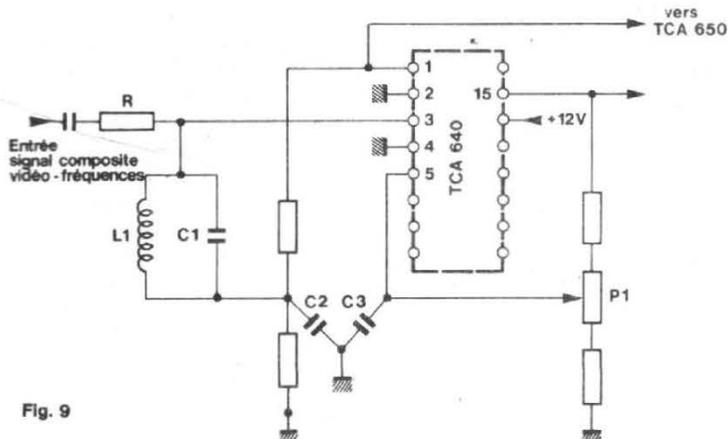


Fig. 9

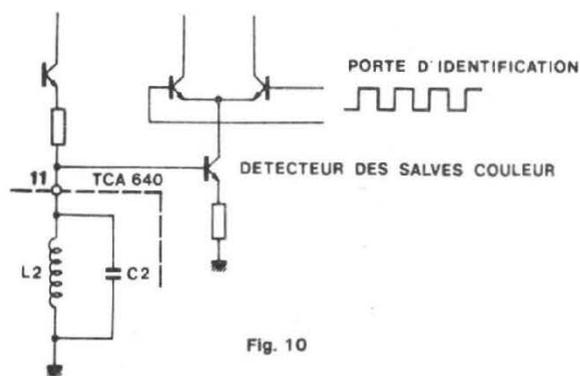


Fig. 10

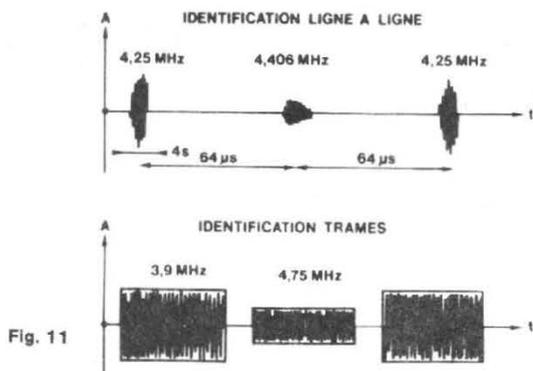


Fig. 11

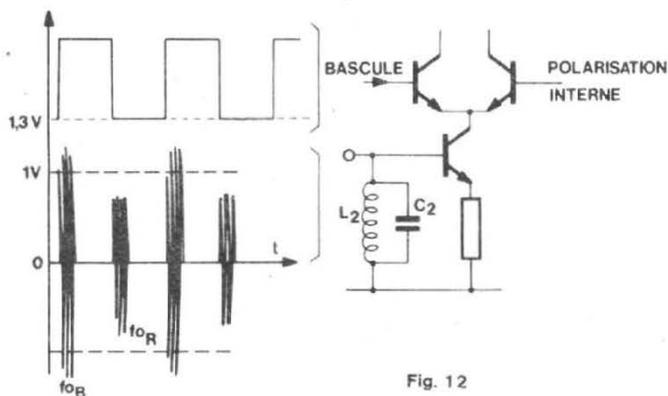


Fig. 12

Passons au circuit d'identification.

Aux broches 6 et 7 sont appliquées, respectivement les impulsions de retour de lignes et de retour de trame (voir figure 4).

Ces impulsions servent à ouvrir la porte de salves de couleur située dans l'amplificateur-limiteur du TCA 640, ce qui permet de nettoyer le signal de chrominance et de prélever également, à la fois, les salves de garde de couleur lignes et les salves d'identification trames.

Ces salves sont alors utilisées pour identifier couleur dont le principe est différent de celui habituellement employé; il est basé sur la mesure de la fréquence des salves et permet d'identifier soit en lignes, soit en trames.

A cet effet, les signaux de salves de couleur lignes et trames sont amplifiés et subissent la limitation dans le CI. Elles sont, alors, appliquées à un circuit accordé extérieur $L_2 C_2$ branché à la broche 11, comme on peut le voir à la figure 10.

L'écart de fréquence d'une ligne à l'autre est exploité pour créer un déséquilibre continu dont la polarité par rapport au signal de bascule constitue le critère de la réception couleur identifiée. L'absence de déséquilibre indique la réception d'une image noir et blanc, ou d'une image « bruitée ». Dans le cas d'un déséquilibre de polarité inverse, la bascule est remise à l'heure. Ce déséquilibre continu peut être mesuré aux broches 9 et 10.

Ainsi, il suffit d'accorder le circuit d'identification $L_2 C_2$ sur 4,25 MHz pour identifier en lignes ou à 3,9 MHz pour identifier en trames (voir fig. 11, 12 et 13). Toutefois, les circuits d'identification peuvent se trouver perturbés en cas de réception fortement bruitée et le phénomène est amplifié dans le cas de l'identification lignes, car le circuit cloche et le circuit d'identification sont accordés sur des fréquences voisines. Des impulsions de bruit d'amplitude élevée peuvent être, alors, modulées par le signal de bascule présent sur la porte pla-

cée en série avec le transistor détecteur de salves (fig. 14). Ce système réagit comme en présence d'une réception couleur et le portier reste en position couleur. Pour éviter ce phénomène, il faut amortir le circuit d'identification $L_2 C_2$ par une résistance de 3,3 k Ω ou choisir des valeurs telles que l'impédance du circuit soit plus faible. Ce problème n'existe pas en identification trames, les circuits cloche et d'identification étant accordés sur des fréquences différentes.

A la figure 15 on donne la courbe qui représente la réponse amplitude/fréquence du circuit. Avec ce circuit électrique, peuvent apparaître les défauts secondaires dus à certaines réflexions de la ligne à retard. On peut les atténuer en montant une bobine réglable à la place de celle, fixe, de 4,7 μ F.

TCA 650

Ce circuit reçoit le signal « voie directe » issu du TCA 640 et le signal « voie retardée » issu de la

ligne à retard. Il est utile d'insister ici sur les précautions de câblage permettant d'obtenir de bons résultats concernant le taux de diaphonie. Au niveau du circuit intégré, le problème a pu être maîtrisé, il est donc indispensable d'éviter de dégrader les résultats. Une attention particulière doit être apportée sur l'implantation des composants « voie directe, voie retardée ». Chacune de ces voies doit être isolée de l'autre à la fois géographiquement sur la platine et par l'utilisation de masses judicieuses.

Après permutation et limitation, ces signaux sont disponibles aux bornes du circuit. Sur la figure 16, seule une voie est représentée. Ces signaux sont disponibles en 13 et 15; ils sont d'une part réinjectés directement en 9 et 11, et d'autre part, déphasés de 90° (à f_0) par un réseau approprié avant d'être réinjectés en 15 et 7; ces deux signaux déphasés sont évidemment nécessaires au fonctionnement du démodulateur à coïncidence utilisé ici.

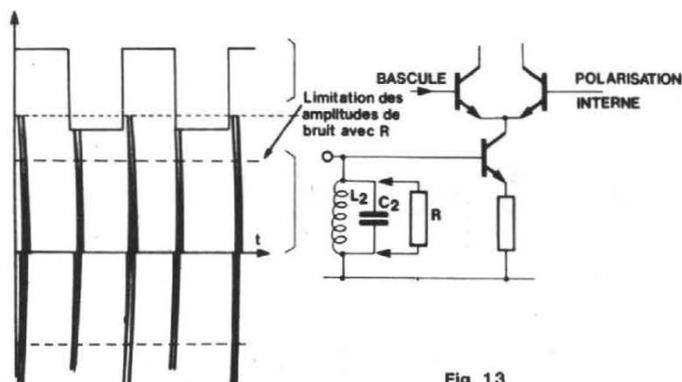


Fig. 13

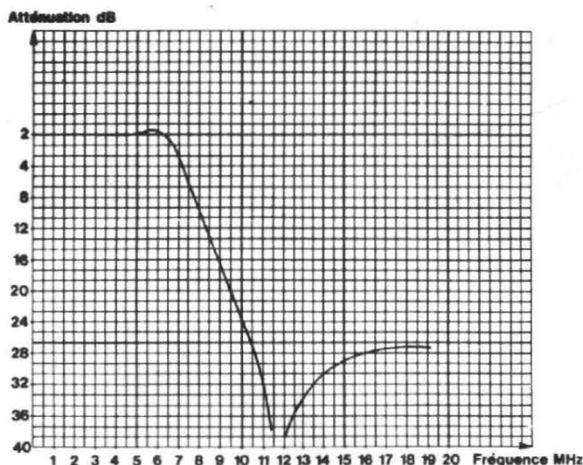


Fig. 15

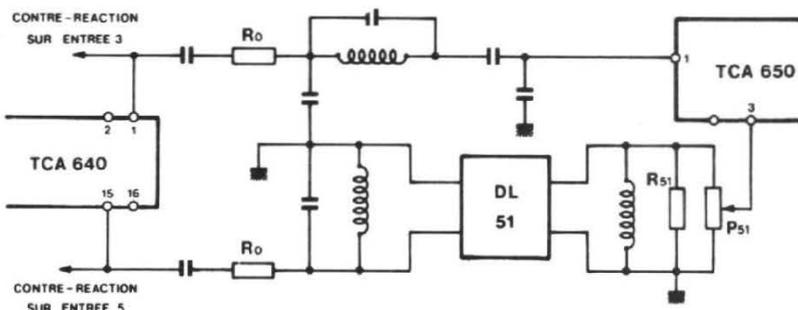


Fig. 14

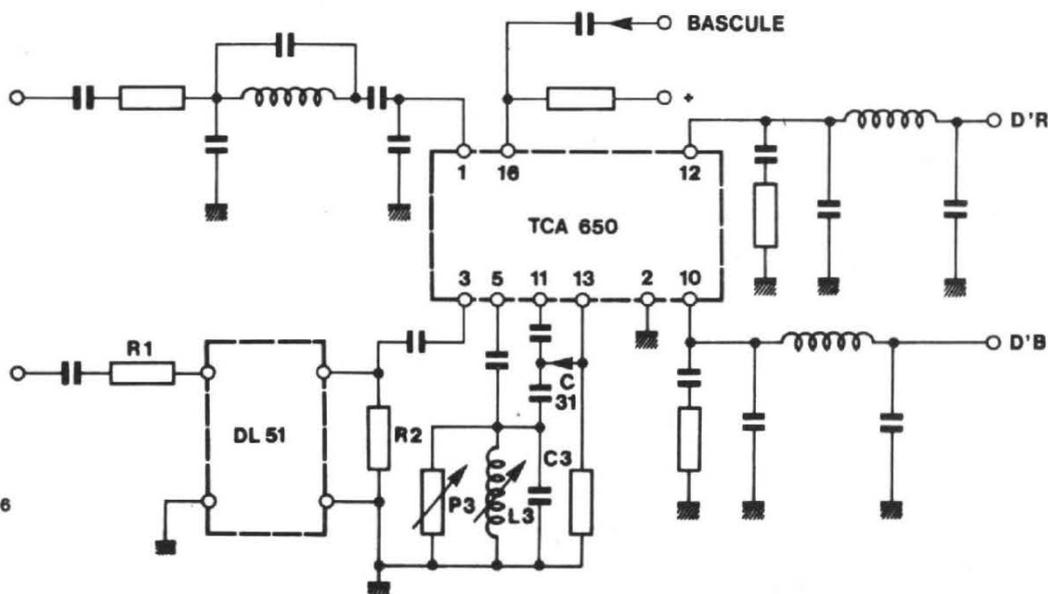


Fig. 16

Dans la figure 16, ce réseau déphaseur est constitué par L_3 , C_3 et C_{31} , tandis que P_3 sert à ajuster le niveau du signal démodulé. Concernant la stabilité du zéro du signal démodulé en fonction notamment de l'échauffement, il est évident que les précautions habituelles sont toujours nécessaires concernant le choix et la réalisation des composants, avec

toutefois une plus grande simplicité concernant la bobine L_3 à cause de l'enroulement simple utilisé.

Avec les valeurs et les types de composants recommandés la dérive du zéro est inférieure à 3 kHz. Si pour des raisons qui leur sont propres, les utilisateurs avaient à modifier ces composants, il ne faudrait le faire

qu'après s'être assuré que ce n'est pas préjudiciable aux résultats (compensation de dérives thermiques).

Les signaux D'R et D'B issus du circuit sont ensuite désaccrétés et filtrés avant d'attaquer le TCA 660; ce filtrage est plus aisé à effectuer que dans le cas des démodulateurs conventionnels, car on trouve ici, outre le signal

démodulé, une fréquence double de celle de la sous-porteuse couleur, soit environ 8,5 MHz.

On remarquera pour finir la masse au point 4 commutant ici aussi le circuit en permanence sur la fonction SECAM.

Reste encore à analyser le TCA 660 qui, avec les deux précédents, constituera l'essentiel du décodeur SECAM. (Suite p. 164)

L'écoute au casque

sur AMPLI-TUNER

PROBLÈMES DE DYNAMIQUE SONORE

L'ESTHÉTIQUE musicale nécessite presque toujours une dynamique sonore importante, si l'on veut respecter la structure de l'œuvre écoutée. Grâce à la modulation de fréquence, le rapport entre les pianissimi et les fortissimi se rapproche de la réalité, sans y parvenir tout à fait, par suite des processus d'enregistrement (compression des volumes, dans les disques notamment).

L'emploi du magnétophone est aussi la meilleure façon de respecter ces dynamiques qui peuvent atteindre, alors, plusieurs décades (10 à 20 dB, minimum, en puissance).

Apparaît, alors, le problème de la reproduction dans les immeubles collectifs : si l'on écoute en sourdine une symphonie brillante et contrastée, les pianissimi sont noyés dans le bruit ambiant. Par contre, si les mezzo-forté sont normaux, on risque l'esclandre avec le voisinage, lors des fortissimi.

C'est là que l'écoute au casque se révèle parfaitement justifiée, dès lors que l'auditoire se résume à l'unité. La qualité de cet accessoire est désormais remarquable et l'effet stéréophonique se révèle impeccable, par principe.

DOMAINE DES DISTORSIONS HARMONIQUES

Un problème tout à fait annexe vient souvent contrarier l'auditeur au casque : les pianissimi apparaissent déformés ou gênés par le bruit propre au système reproducteur. Ce phénomène apparaît pour certains amplificateurs de conception courante, par suite de l'emploi systématique de la classe B dans les équipements A.F.

Or, il faut bien souligner, ici, un des aspects mal connu de ce mode de fonctionnement : quelles que puissent être les précautions prises pour la mise au point des étages de sortie A.F., le raccordement des transistors fonctionnant

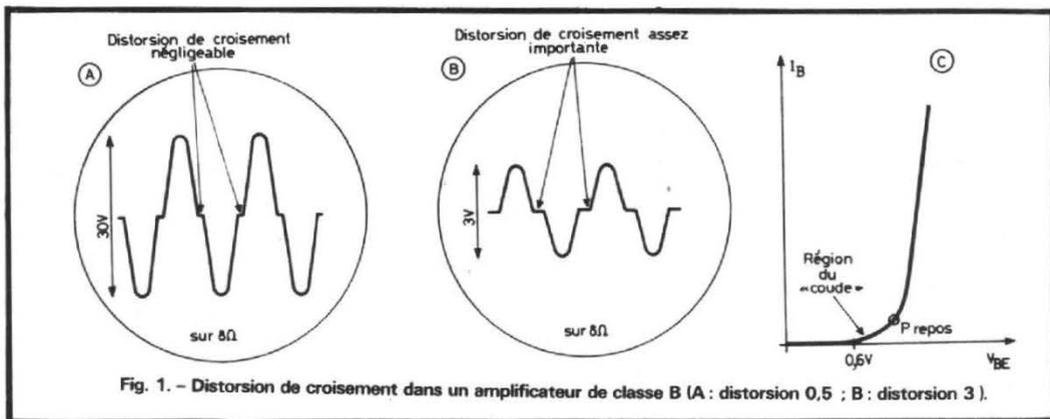
en classe B n'est jamais parfait. La tension « de coude » des transistors silicium (0,6 à 0,7 V), tronque toujours un peu le bas des périodes représentant le signal.

Pour un équipement mal compensé, une sinusoïde peut, de belle, lors des forté (figure 1A), devenir anormale pour les pianissimi (figure 1B). L'explication est évidente : l'action - même corrigée - du coude des transistors (figure 1C) devient comparable, en niveau, avec celui du signal ; alors que, dans les forté, elle est tout à fait négligeable. Concrètement, cela explique la forme décroissante de la courbe de la distorsion harmonique (figure 2). Dans cette courbe, on peut délimiter les zones de fonctionnement sur H.P. et sur casque :

Dans le cas d'une écoute

« confortable » (dans un très grand local), les puissances qui peuvent varier dans le rapport 1 à 10 sont calées dans la région de moindre distorsion (plage ab - courbe B). Pour les niveaux plus faibles, on entame des régions où la distorsion harmonique risque d'être sensible. Ainsi, dans l'exemple de la figure 2 relatif à un amplificateur « courant » (appareil de qualité, mais bon marché, résultant d'un bon compromis qualité/prix mais dont le caractère « Hi-Fi » mériterait d'être... soigné !), le casque qui demande, normalement, une puissance de fonctionnement nettement plus faible, se retrouve dans une région où les pianissimi ont 3 à 4 % de distorsion. A l'oreille cela s'entend...

Pour éviter ce défaut, certains



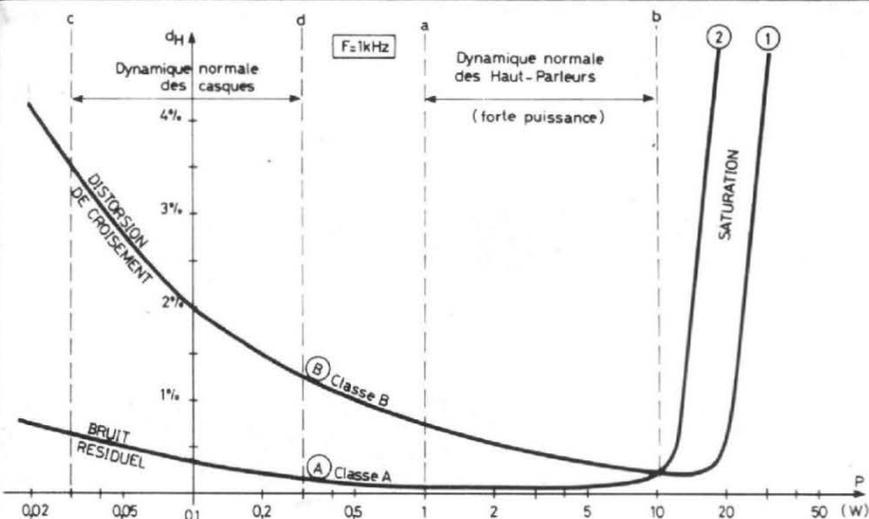


Fig. 2. - Courbe de la distorsion d'un amplificateur BF de puissance 20 W (classe B) et de qualité courante. Un dispositif approprié permet de passer de la classe B à la classe A.

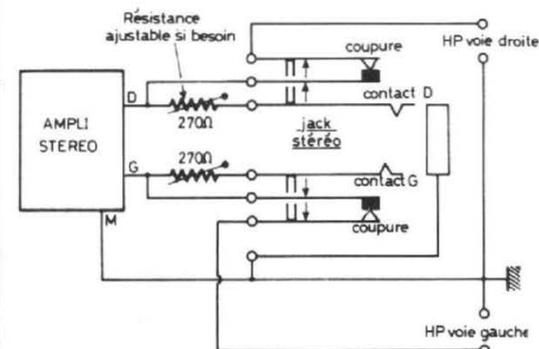


Fig. 3. - Montage usuel d'un jack stéréo à coupure des haut-parleurs.

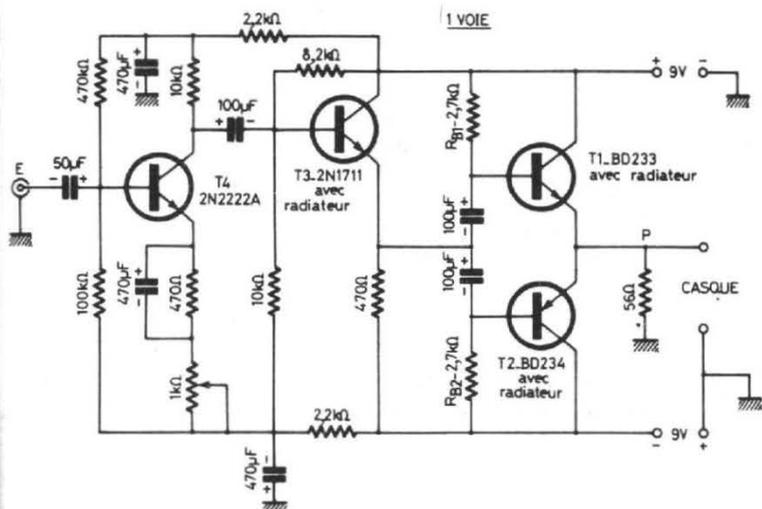


Fig. 6. - Exemple de petit préamplificateur / amplificateur utilisant la classe A pour l'alimentation d'un casque à moyenne impédance.

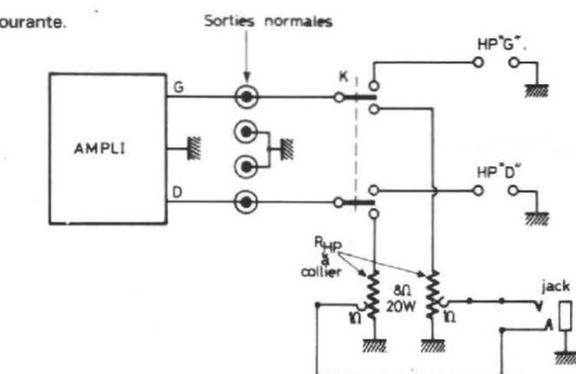


Fig. 4. - Branchement traditionnel d'un jack stéréo.

Fig. 5. - Branchement d'un casque 8 Ω par l'intermédiaire d'un rhéostat affaiblisseur. Les colliers sont fixés environ au 1/8 de leur course. Les résistances de charge de 8 Ω peuvent être remplacées par des valeurs comprises entre 5 et 20 Ω, identiques pour les deux voies.

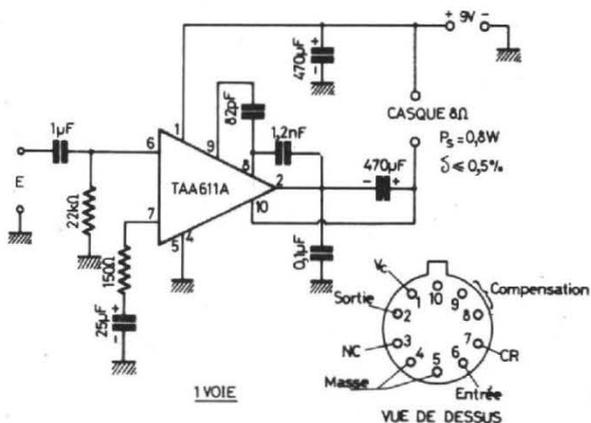


Fig. 7. - Exemple de petit amplificateur à microcircuit TAA611A55 pour casque 8 Ω.

constructeurs ont prévu le passage en classe A des étages de sortie de l'amplificateur. On voit en effet, figure 2A que le temps résiduel tombe nettement plus bas que celui de la classe B. Ceci s'effectue évidemment au détriment de la réserve de puissance et du rendement énergétique.

Malheureusement très rares, sont les amplificateurs qui possèdent cet artifice ou qui utilisent, même de nos jours, ladite classe A.

C'est presque dommage car bien utilisée et malgré un rendement déplorable, cette classe supprime radicalement des défauts

réhilitaires tels que ceux exposés figure 1.

Quant à l'amateur, rien ne lui permet de faire une transformation semblable, dangereuse pour l'équilibre en température des transistors de puissance.

BRANCHEMENT NORMAL D'UN CASQUE « Hi-Fi »

Le branchement d'un casque dépend des ampli-tuners... Généralement, les constructeurs prévoient une sortie affaiblie analogue à celle de la figure 3: une

résistance placée en série avec la sortie de l'amplificateur réduit la puissance appliquée dans les 8 Ω du casque grâce au principe bien connu du « pont diviseur ». Parfois cette résistance série est variable, ce qui fournit un réglage supplémentaire de niveau sonore. On travaille, alors, dans la zone des distorsions faibles.

Malheureusement, cette méthode n'est pas souhaitable car les écouteurs des casques « Hi-Fi » actuels sont de véritables H.P. en réduction. Comme les H.P. normaux, un certain amortissement de l'impédance mécanique s'avère nécessaire pour linéariser la courbe de réponse en fonction de la fréquence (amortissement des résonances). Il est donc souhaitable de faire précéder le casque d'un dispositif à faible impédance de sortie. Dans cet esprit, certains constructeurs branchent directement le casque au lieu et place des diffuseurs. Un « jack » coupe ces derniers lors de l'introduction du « plug » terminant le câble du casque. Des interrupteurs directement placés sur la face avant du coffret de l'appareil coupent parfois la ligne de H.P.

Dans ce mode de fonctionne-

ment, il faut, toutefois, réduire considérablement le niveau sonore d'écoute et l'on tombe, hélas, dans la région de distorsion, citée plus haut, comme étant celle accrue par le phénomène de raccord des caractéristiques de transistor fonctionnant en classe B.

La solution est, alors, de prévoir une « boîte de dérivation » des haut-parleurs montée comme l'indique la figure 5. Les sorties sont dérivées soit vers les haut-parleurs, soit vers le casque stéréophonique mais par l'intermédiaire d'une résistance de charge de type bobiné et munie d'un collier qui permet de prendre une partie seulement de la puissance. Ainsi on règle la position du collier comme un curseur de potentiomètre de telle sorte qu'on n'ait plus à retoucher le niveau de puissance quand on passe des haut-parleurs au casque. La faible résistance de charge autorise également l'amortissement souhaité des écouteurs.

AMPLIFICATEURS AUXILIAIRES

Lorsqu'on possède un amplificateur qui ne dispose pas d'une

sortie « casque » satisfaisant les conditions précédentes, on a encore la ressource d'adopter un préamplificateur d'appoint, branché sur la sortie « repiquage » ou « enregistrement sur magnétophone » (tape) de l'appareil.

Nous proposons, ainsi, un premier amplificateur utilisant des transistors complémentaires fonctionnant en classe A grâce à la façon particulière d'alimenter les bases par les résistances R_{B1} et R_{B2} (figure 6). Le préamplificateur T_3 n'a pour fonction que d'adapter les impédances à celle de sortie de la source de « repiquage ». Si le niveau délivré sur cette voie n'est pas suffisant, on peut encore adjoindre un quatrième transistor qui, lui, remonte la tension disponible ; R_T permet de doser ce niveau. Cette résistance augmente, aussi, la résistance d'entrée du préamplificateur grâce à la C.R. série qu'elle apporte. Dans ce montage aucune contre-réaction globale n'a été prévue par suite du mode d'alimentation symétrique. Sans quoi, la résistance de 100 k Ω située dans la base de T_4 pourrait revenir sur la 56 Ω située en sortie. Ce petit module - prévu pour une seule voie - est destiné de préfé-

rence pour un casque à moyenne impédance (50 Ω par exemple). Il fonctionne, néanmoins, pour les casques « 8 Ω » avec une légère réduction de la réserve de puissance.

Pour éviter les réalisations compliquées, on peut utiliser directement un circuit intégré TAA 611A55 (ici : présentation ronde avec radiateur) monté comme le montre la figure 7. Il délivre environ 1 W pour une distorsion inférieure à 1 %. Le niveau et la distorsion correspondent sensiblement aux exigences d'un casque moyennement sensible.

Pour un casque stéréo, il faut prévoir deux étages comme ci-dessus. Le montage sur circuit imprimé est conseillé. Au lieu d'un boîtier rond on peut, aussi, utiliser un modèle « dual-in-line ». Toutefois, il conviendra d'appliquer un radiateur approprié contre le circuit intégré et sa fixation devra être prévue.

Roger Ch. HOUZÉ
Professeur à l'ECE

LA TÉLÉVISION COULEURS A CIRCUITS INTÉGRÉS

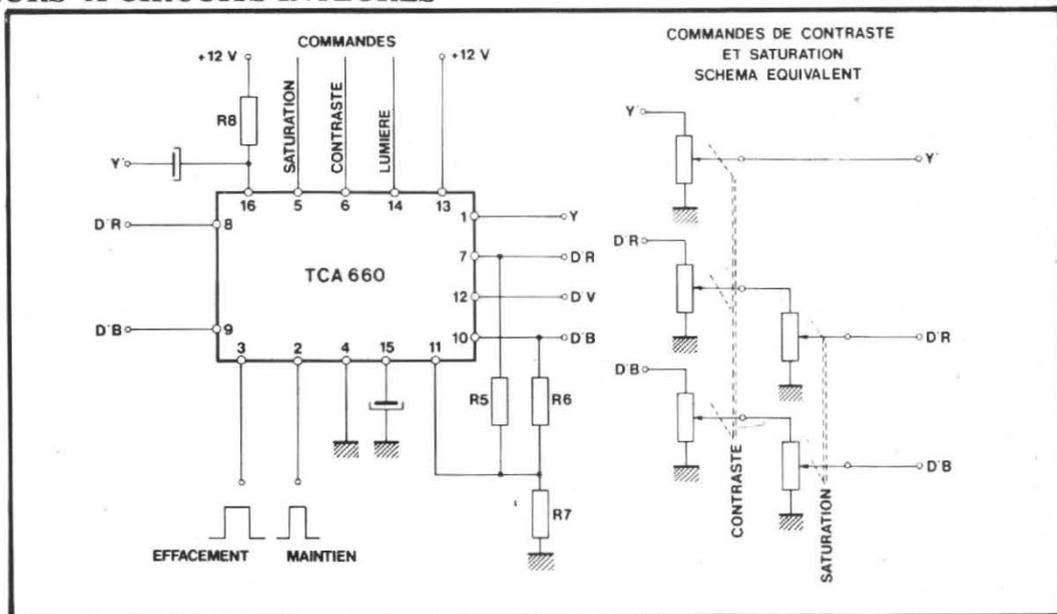
(suite de la page 161)

TCA 660

Considérons la figure 17. On pourra constater que ce circuit est, en fait, essentiellement un potentiomètre triple couplé pour la commande de contraste et un potentiomètre double couplé pour la commande de saturation, ces deux potentiomètres étant commandés par la variation d'une tension continue appliquée en 5 et 6.

Le taux de saturation est ainsi maintenu constant lors de la commande de contraste.

La commande de lumière est effectuée également par la variation d'une tension continue ; cet effet est obtenu en insérant en fait pendant la durée de la suppression lignes, un palier de niveau variable, et dont la valeur dépend précisément de cette tension continue appliquée en 14. On retrouve alors à la sortie une impulsion de polarité et d'amplitude variable sur laquelle va s'effectuer le maintien des signaux à la sortie des étages R, V, B. Il sera décrit plus loin le principe de base de cette commande de lumière.



Les impulsions nécessaires sont issues du transformateur de balayage lignes et appliquées en 3. Elles servent aussi au nettoyage du signal.

Le maintien du niveau du noir s'effectuant avant la fonction de nettoyage exige des impulsions synchrones avec le palier du noir. Elles sont appliquées en 2.

On trouve en 15 la capacité d'intégration nécessaire à ce circuit de maintien.

Le signal D'V est obtenu par matricage des voies D'R et D'B à l'aide du réseau R_5 , R_6 et R_7 ; le signal -D'V ainsi obtenu est alors inversé dans le circuit TCA 660 et disponible en 12.

L'attaque du circuit par le

signal Y' s'effectue en courant ce qui simplifie l'adaptation de la ligne à retard luminance. Si, pour plus de souplesse, cette attaque s'effectue via une capacité de liaison, il est nécessaire de prévoir un courant polarisant à l'entrée fourni par R_8 .

Le décodeur complet sera analysé dans le prochain article.

QUESTIONS D'ACOUSTIQUE

l'acoustique des « night - clubs »

CES locaux généralement bruyants que l'on appelle en français « boîtes de nuit », sans doute pour faire allusion aux « boîtes de jour », c'est-à-dire les bureaux, pourront être placés à différents endroits dans les immeubles, ce qui va nous faire distinguer plusieurs cas principaux.

Dans les immeubles neufs, ces « boîtes de nuit » seront le plus souvent placées en sous-sol, mais il arrive d'en voir qui sont au rez-de-chaussée.

Dans les immeubles anciens, les « boîtes de nuit » sont presque toujours placées en sous-sol. Dans ce dernier cas les caves auront été aménagées au cours des âges, de sorte qu'elles ressembleront à des pièces normales, ou au contraire, elles auront été laissées dans leur état d'origine - ce sont les fameuses caves de Saint-Germain, par exemple.

Comme, d'une part, les revêtements de ces différents lieux sont très différents, et que, d'autre part, la législation moderne sur la limitation des bruits aériens intervient différemment si on est au rez-de-chaussée ou si l'on est à la cave, différentes solutions devront intervenir, selon les cas.

REZ-DE-CHAUSSÉE

Dans ce cas précis, qui existe surtout dans le cas de construc-

tions relativement récentes, les problèmes d'acoustique viendront du fait que l'on doit s'isoler des voisins de part et d'autre ainsi qu'au-dessus, cela conduira à d'importants travaux d'isolation, en dehors des problèmes acoustiques inhérents au local lui-même.

Avant toute chose il conviendra d'isoler l'orchestre ou les autres sources sonores (par exemple hauts-parleurs) des cloisons, en les disposant sur des estrades isolées des murs (pour l'orchestre) ou en les suspendant hors du contact du mur ou du plafond (pour les haut-parleurs). Cette précaution a pour but de faire en sorte que le bruit reste aérien et ne communique pas d'énergie aux différentes parois par contact vibratil. En effet, il est beaucoup plus facile de se défendre contre les bruits aériens que contre les bruits provenant de vibrations. Or, il est certain que le niveau sonore existant dans certaines « boîtes de nuit » est capable de faire vibrer les parois, si on ne prend pas les précautions décrites ci-dessus. Si au contraire les précautions antivibratiles sont observées, les bruits aériens restent seuls en cause. Rappelons que la législation actuelle exige un affaiblissement tel qu'il soit au moins égal à :

36 dB pour les graves
48 dB pour le médium
54 dB pour l'aigu

De plus, la législation de 1972

ne tolère plus que 32 dB_A chez les voisins. Examinons un peu ce que veulent dire ces normes d'isolation, au point de vue des travaux à réaliser.

Etant donné que le niveau sonore atteint dans la « boîte de nuit » dépassera sans doute 80 dB, il faudra construire des doubles parois.

En effet, les plus fortes parois simples que l'on construit actuellement ne fourniraient qu'une isolation de 55 dB dans le meilleur des cas - murs de briques d'une épaisseur de 45 cm. Comme le niveau sonore dans la « boîte de nuit » pourrait aller de 80 à 100 dB (ou même plus, dans certains endroits tonitruants) on voit que les voisins n'auraient pas en général un bruit résiduel de 32 dB_A. Il faudrait donc construire une autre paroi permettant d'atteindre un isolement suffisant. Certaines précautions sont à prendre. En effet, si l'on construit une deuxième paroi dans les mêmes conditions que la première, il risque de se produire un phénomène de résonance, les systèmes étant couplés. Ce serait désastreux. Aussi faut-il prendre soin de construire une deuxième paroi dans une matière différente de celle du mur primitif. Les diverses précautions à prendre sont donc les suivantes :

- les matériaux constituant les parois doivent être de poids et de nature différents,

- une lame d'air suffisante doit constituer une coupure entre les parois. Cet écartement doit répondre à certaines exigences,

- la lame d'air doit être garnie d'un matériau absorbant pour éviter des phénomènes de résonance possibles qui se produiraient à une longueur d'onde double de la lame d'air,

- aucun lien rigide ne doit exister entre les deux parois : gravats, scellements, etc. pouvant constituer un pont phonique.

Pour continuer notre explication, nous allons donner un exemple. Supposons le mur principal en briques pleines avec enduit, d'une épaisseur de 40 cm (ce qui est courant). Nous pouvons en attendre un affaiblissement de 53 dB. Son poids, au m², atteint 740 kg. La deuxième paroi, économique, pourra être du béton de 10 cm, d'un poids, au m² de 210 kg. L'écartement à donner à ces deux parois est obtenu par la formule :

$$d \text{ (cm)} > 67 \left(\frac{1}{m_1} + \frac{1}{m_2} \right)$$

Dans le cas que nous examinons :

$m_1 = 740$; $m_2 = 210$; et $d = 0,4$ au minimum : on prendra 5 ou 6 cm, pour être à l'abri des résonances dans l'air, dans la pratique, le premier mur nous offre un affaiblissement de 53 dB, le deuxième de 44 dB. Le total théorique 97 dB ne sera sans doute pas atteint, mais on aura sûre-

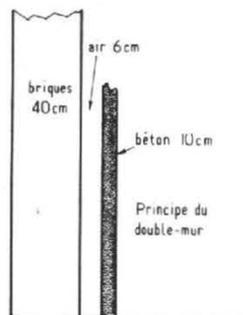


Fig. 1. Double mur.

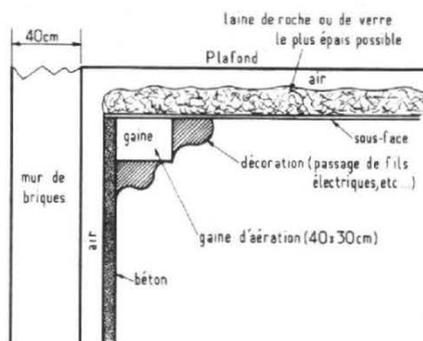


Fig. 3. Gaines de ventilation.

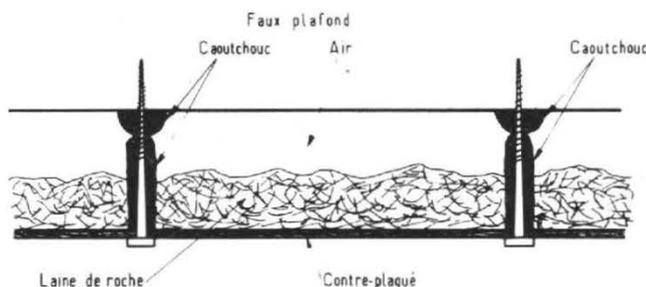


Fig. 2. Faux plafond.

ment environ 80 dB d'affaiblissement phonique et la « boîte de nuit » peut être considérée comme ne gênant plus les voisins.

Cela s'entend naturellement en l'absence de communication par des portes ou des fenêtres avec les locaux voisins, car alors tout le bénéfice de la double cloison serait perdu ; il faut en effet que ces cloisons soient le plus étanches possibles, car le son s'introduit dans les orifices les plus étroits.

Nous allons maintenant examiner l'acoustique intérieure du local en question. Bien isolé par sa double muraille, le son de la musique entraînant pourra se déchaîner. Toutefois le mur de béton que nous avons construit serait trop réverbérant, et il conviendrait de traiter les surfaces murales de façon à obtenir un temps de réverbération correct.

Nous allons oublier le plafond qui pourra transmettre énormément de bruits aux voisins du dessus, si un faux plafond ne vient pas l'affaiblir ! Ce faux plafond pourra être conçu pour contenir

une partie de l'éclairage, le reste de l'éclairage venant sûrement des parois, des coins, des ensembles de séparation. Il ne s'agit pas d'avoir un plafond trop absorbant, il faudra surtout qu'il isole des voisins. Si possible un vide d'air sera réservé, si l'on dispose d'une hauteur suffisante on pourra le porter jusqu'à 30 cm. Une couche de laine de verre ou de roche la plus épaisse possible sera portée par une sous-face qui pourra être en plâtre, en contre-plaqué, en plaques métalliques alternant avec les luminaires. Tout cet ensemble devra être soutenu par des tiges vissées dans le plafond ; celles-ci pourront constituer des ponts phoniques, si l'on ne prend pas la précaution de les enrober de caoutchouc et d'appliquer un bourrelet de caoutchouc au point de contact de la tige avec le vrai plafond. Il faut, en effet, utiliser tous les moyens antivibratoires, pour éviter de transmettre directement, et non par l'effet des bruits aériens, une partie du bruit produit dans la « boîte de nuit ».

Pour trouver maintenant un temps de réverbération correct il faudrait connaître la taille et le volume de la salle. Le temps optimal T est obtenu par la formule

(pour T en secondes, naturellement) :

$$T = 0,16 \frac{V}{A} \left(1 + \log \frac{1}{40} \right)$$

Dans notre cas nous pourrions avoir une intensité moyenne I de 80 dB et T dépendra encore du volume V de la salle et de son nombre (A) de m² d'absorption (que l'on nomme parfois **sabines**, en l'honneur de l'acousticien américain).

Un autre facteur intervient lorsque le local est rectangulaire, c'est celui des fréquences propres du local ; en effet un local est un oscillateur à trois dimensions et les fréquences de résonance découlent de l'équation :

$$f_n = \frac{c}{2} \sqrt{\frac{p^2}{L^2} + \frac{q^2}{l^2} + \frac{r^2}{h^2}}$$

avec c : vitesse du son ; p, q, r, des nombres entiers, L la longueur, l la largeur, h la hauteur.

Des calculs faits à l'ordinateur en faisant varier p, q, r en gardant pour f_n une fréquence infrasonore, ont montré qu'il existait

des proportions à éviter et des proportions particulières qui empêchent toute résonance propre dans des fréquences gênantes pour l'oreille. Les proportions à éviter sont celles qui sont en proportion entière avec une suite de nombres entiers p, q, r, correspondants aux trois dimensions. Des nombres de mètres multiples les uns des autres sont à éviter. En particulier il faudrait éviter des facteurs 2 ou 3 dans les rapports L/h et l/h.

Quoi qu'il en soit, en adoptant une forme qui s'écarte du parallélépipède, on évitera bien des ennuis. Souvent il suffit de couper la pièce par un bar, pour modifier le système de résonance.

Dans la pratique nous pourrions avoir une piste de danse en parquet de bois ou sous forme de sol plastifié, offrant une surface agréablement lisse.

Tout dépend maintenant du volume V et de l'absorption A pour calculer T. En réalité, comme nous voudrions obtenir T c'est A qu'il va falloir modifier en travaillant la question des surfaces latérales.

Compte tenu du niveau sonore d'une « boîte de nuit », il faudrait 20 unités d'absorption ou **sabines** pour une salle de 200 m² et d'une manière générale dix fois moins de sabines que de m³ de volume. Cela donnerait un T voisin de 2 secondes, ce qui paraît correct dans un lieu où l'on ne désire pas une acoustique trop sèche, mais au contraire de l'intensité. On voit qu'en fonction du volume, et en restant dans des proportions qui n'introduisent pas de fréquences propres audibles, il est relativement facile d'aménager les surfaces du volume pour obtenir le nombre de sabines que nous avons recommandé. Il reste à dire que c'est en fractionnant les surfaces absorbantes que l'on obtiendra les meilleurs résultats.

Cela permet en particulier des motifs décoratifs qui peuvent jouer le rôle d'absorbants, car avec un plancher et un plafond assez réverbérants, il faudra disposer les unités d'absorption sur les surfaces latérales et un petit peu au plafond. Une dernière question doit être abordée, c'est celle des ouvertures obligatoires sur la rue : il faut des portes, il faut de l'aération à défaut de fenêtres (que l'on devra toujours éviter). Pour les portes, les solutions sont classiques : elles sont doubles, rembourrées, avec un sas où l'on contrôle les entrées. Des rideaux pourront également convenir

EXEMPLE D'UN CALCUL D'UNITÉS D'ABSORPTIONS OU SABINES

Les coefficients d'absorption sont comptés en pourcentage de 0 à 1 (pratiquement de 0,1 à 0,9) par exemple 35 % d'absorption se comptera 0,35. Cela étant, on multiplie le nombre de m² de matière recouvrant les parois par son coefficient d'absorption souvent noté : a. Par exemple la laine de roche a un coefficient moyen d'absorption de 0,85, donc 1 m² de laine de roche d'épaisseur suffisante 2 à 3 cm, équivaut à 0,85 sabine, il en faudrait 1,76 m² pour faire 1 sabine. Pour obtenir 20 sables il faut que :

$$a_1S_1 + a_2S_2 + a_3S_3 + \dots + a_nS_n = 20$$

(S_n : mètres carrés de surface ayant pour coefficient a_n).

Quelques coefficients « a » : (valeurs moyennes selon la fréquence)

Plâtre : 0,04.

Heraclith à 8 cm du mur : 0,60.

Laine minérale 40 mm : 0,80.

Parquet : 0,10.

Velours à 10 cm du mur : 0,50.

pour l'accès dans la salle. Ce sa devra être extrêmement absorbant pour empêcher la communication du son entre la rue et le local.

En ce qui concerne l'aération, elle devra forcément être mécanique, des ventilateurs évacuant en partie haute l'air pollué. Les gaines transportant l'air pourront être exploitées pour améliorer la décoration en partie haute. L'air de remplacement devra, selon les saisons, pouvoir être chauffé ou non ; on pourra le souffler à travers des grilles se trouvant en partie basse.

Compte tenu du niveau sonore de la « boîte de nuit », le niveau sonore de la ventilation ne devrait pas être trop gênant. A titre d'exemple, un ventilateur à six pales pouvant fonctionner à deux vitesses pourrait à la vitesse lente ne pas créer de perturbations dans la salle et à la vitesse rapide, entre deux séances de spectacles de cabaret, par exemple, créer une perturbation d'environ 75 dB qui serait surtout entendue à l'extérieur. L'air de remplacement pourrait dans la plupart des cas circuler spontanément sans faire vraiment beaucoup de bruit et en hiver passer par une chauffe à air pulsé. Nous n'entrerons pas dans les détails des installations de chauffage dans cet aperçu, quoiqu'il reste évident que, là aussi, il faut obtenir une isolation phonique suffisante.

SOUS-SOL

C'est le cas le plus fréquent et le plus favorable au point de vue de l'acoustique en ce qui concerne l'isolation des voisins. En effet en sous-sol il n'y a plus que le plafond qui crée des problèmes. L'escalier qui descend en tournicotant, dont les parois seront tapissées de velours moelleux, absorbera tout le bruit ou presque, les deux portes capitonnées faisant le reste. Mais le problème du plafond demeure.

Dans les très anciennes constructions, où l'on descend profondément, il n'y a, en général, pas de précautions à prendre, sauf en ce qui concerne l'aération. Quand les sous-sols en question ne sont pas très profonds, il faudra prendre toutes les mesures que nous avons préconisées pour les plafonds des salles en rez-de-chaussée. Il faudra aussi veiller à ne pas

mettre les objets sonores, instruments, estrades ou haut-parleurs en contact avec les murs, pour éviter la transmission des vibrations qui peut aller très loin. En effet lorsqu'on entend au-dessus de « boîtes de nuit » les sons sourds et puissants de la basse, alors que l'on essaye de dormir dans les étages, il ne s'agit que d'une transmission par vibration qui se retransforme en son au contact d'armoires vides ou de tout autre corps sonore en puissance qui est mis en branle par les vibrations transmises par les murs de l'immeuble. Donc il faut veiller à ce que les bruits restent aériens dans la salle du night club.

La question de l'acoustique intérieure va dépendre éminemment de la forme des locaux.

Dans les locaux tout en pierre, la résonance des instruments sera très importante. En ce qui concerne les haut-parleurs, il y aurait intérêt à en choisir qui soient dotés d'un système d'asservissement. Si toutefois la réverbération est trop forte, des tapisseries aux murs pourront faire du bien. Le plafond pourra être décoré de banderoles, d'oriflammes, dans le style de l'ancienne cave. Si l'effet reste encore trop ressemblant à un tunnel on pourra, tout en restant rustique, couvrir les murs de dosses d'arbres à écorce irrégulière. En réalité dans ces lieux historiques, chaque cas est un cas d'espèce, et le principal effort doit être fait pour s'isoler des voisins. L'aération demandera d'extraire de l'air dans la rue et il conviendra de disposer le ventilateur extraction en retrait de façon à ne pas communiquer 80 dB de bruit, directement à la rue, en pleine nuit. Il existe de nos jours d'excellents silencieux d'une longueur de 90 cm seulement, qui pourront atténuer le bruit de machine du ventilateur. D'ailleurs on peut également dans le cas du sous-sol disposer de vitesses différentes, si bien qu'à bas régime le ventilateur ne ferait pratiquement pas de bruit. Il serait idéal de pouvoir faire varier continûment la vitesse de rotation du ventilateur pour extraire en somme « à la demande » et le faire taire quand il se fait trop tard.

Les sous-sols moins anciens seront sans doute aménagés dans des caves récentes ne présentant pas de bien grande profondeur. Dans ce cas il conviendra de faire construire un faux plafond tel que nous l'avons décrit, mais avec en

plus un rabattement sur les bords, là où il rejoint les murs. Il faut en effet calfeutrer les coins hauts des murs ainsi que les rencontres des murs et des plafonds. Le long de ces lignes le bruit pourrait s'infiltrer et gagner les étages supérieurs. Il faut donc faire un retour le long des murs et, si par exemple des gaines de ventilation se trouvent dans ces parages, il faudra également isoler ces gaines par une bonne couche de laine de roche, car les murs porteurs qui limitent la cave doivent être isolés au maximum pour ne pas transmettre plus haut une bonne partie du bruit qui se passe au sous-sol. L'appui que l'on obtiendra par ce retour de l'isolation permettra, sans doute, de se passer des tiges de soutien pour la sous-face du faux plafond. On y gagnera de tous côtés.

L'acoustique interne des « boîtes de nuit » en sous-sol ne diffère que de très peu de celles qui se trouvent au rez-de-chaussée, si bien qu'il y a peu à dire de plus sur les points délicats qu'il faut traiter sérieusement pour éviter les mécomptes. Une forme en L, si c'est possible, est bien meilleure que la forme rectangulaire. On peut obtenir ce genre de forme en intercalant un bar, par exemple dans le local. Encore une fois, il y a une foule de cas particuliers que nous ne pouvons pas aborder ici. Il suffit de savoir qu'en traitant les surfaces des murs et même la sous-face du plafond, on peut modifier le temps de réverbération de façon à trouver le temps optimal pour le volume considéré. Il peut être très intéressant de disposer d'éléments mobiles comme des rideaux ou des panneaux modifiables comme des volets pour pouvoir faire légèrement varier ce temps de réverbération selon les activités précises que l'on exerce dans le local. Un sketch parlé, pour être bien intelligible, devra avoir un temps de réverbération plus court que celui qui convient à la musique de danse. En somme, il faut agir avec prudence et se ménager des possibilités de changer selon les besoins le profil acoustique de la « boîte de nuit ».

F. SEYRIG

INITIATION

aux circuits intégrés logiques

(Suite voir N° 1503)

DANS ce chapitre, nous allons commencer l'étude des circuits à forte intégration (multiplexeur, compteur-décompteur prépositionnable, mémoires), mais auparavant nous allons revenir sur la structure des circuits utilisés en TTL.

I. - LE CIRCUIT NAND (figure 1)

La particularité de la technologie TTL est d'utiliser des transistors multi-émetteur.

Le transistor T1 peut être assimilé à la réunion de plusieurs diodes (fig. 2), 2 pour les jonctions base émetteurs, 1 pour la jonction base collecteur.

Fonctionnement : Lorsque les deux entrées sont en l'air (à l'état 1) le courant issu du +5 V traverse la résistance de 4 k Ω (fig. 3), traverse la jonction base collecteur D3 et vient saturer les transistors T2 et T3.

T3 étant saturé, la sortie est à zéro. Ce qui correspond bien aux données d'un NAND (2 entrées à 1, sortie à zéro).

Si nous relient une entrée (ou les deux) à la masse, le courant suivra l'itinéraire le plus facile, en l'occurrence la jonction base émetteur (fig. 4).

T2, n'ayant plus de courant base émetteur, sera bloqué, et le courant traversant la résistance de 1,6 k Ω saturera T4.

T3, sans courant de commande, reste bloqué, d'où le niveau 1 en sortie.

Résumé : Le niveau 1 en sortie est obtenu en aiguillant le courant de commande de T2 vers la masse, au travers de la jonction base émetteur du transistor d'entrée. Inversement le niveau zéro en sortie, est obtenu en laissant le courant issu du +5 V via la résistance de 4 k Ω , commander T2 et T3.

II. - ROLE DES DIODES D1 et D2 DE LA FIGURE 1

Les jonctions base émetteurs du transistor d'entrée sont très fragiles. Pour éviter leur destruction dans le cas de tension négative appliquée aux entrées, les

constructeurs placent les diodes D1 et D2, inactives tant que la tension appliquée aux entrées est positive, elles deviennent conductrices dans le cas d'une tension négative. Cette tension devra toutefois ne jamais être supérieure à 1 volt.

III. - POURQUOI UN TRANSISTOR À L'ENTRÉE ?

Nous avons vu que les diodes pouvaient réaliser la même fonction que les transistors multi-émetteur d'entrée, c'est exact, cette méthode a d'ailleurs été largement utilisée dans les circuits intégrés de technologie DTL.

Mais bien que fragile le transistor d'entrée présente quelques avantages sur les diodes, notamment du point de vue rapidité.

Nous savons que dans la commutation par transistor le principal facteur de limitation de vitesse est la présence de porteurs minoritaires sur la base du transistor.

Au moment où un zéro est appliqué à un émetteur d'entrée,

T1 se comporte comme un véritable transistor, éliminant très rapidement les porteurs minoritaires stockés sur la base de T2 (figure 5). En effet, lorsqu'il a un émetteur à la masse T1 est saturé par le courant venant du +5 V au travers de la résistance de 4 k Ω .

IV. - CONCLUSION

De ces considérations, nous pouvons tirer quelques règles d'utilisation quant aux tensions maximum et niveaux logiques à appliquer sur les entrées. Sachant qu'une diode ou jonction silicium ne conduit qu'une fois son seuil dépassé (fig. 6).

a) tension maximum :

Si nous appliquons sur les entrées une tension supérieure à 5 V, les jonctions base émetteur seront polarisées en inverse, et nous atteindrons rapidement la tension d'avalanche, menant la destruction des jonctions. Les constructeurs donnent 5,5 V comme tension maximum d'entrée.

Ci-dessus nous avons vu qu'une tension plus négative que

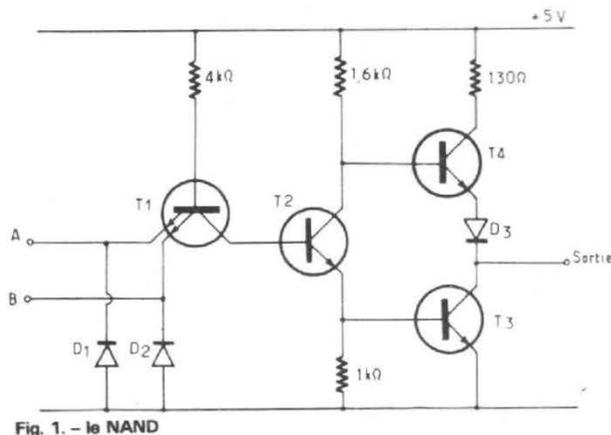


Fig. 1. - le NAND

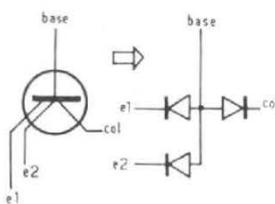


Fig. 2. - Le transistor multiémetteur peut être comparé à plusieurs diodes.

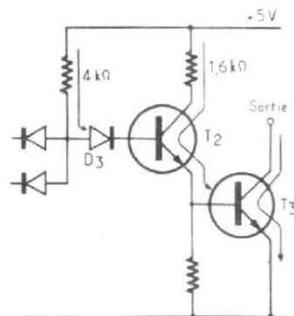


Fig. 3.

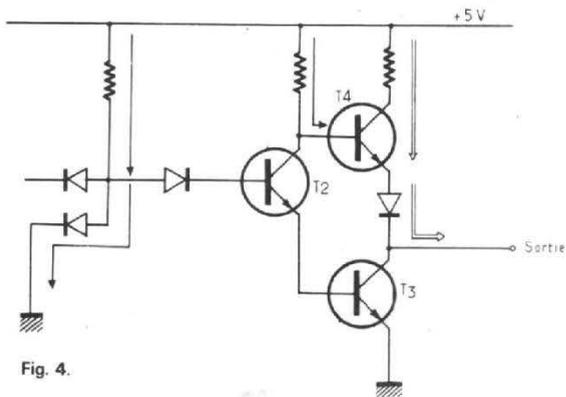


Fig. 4.

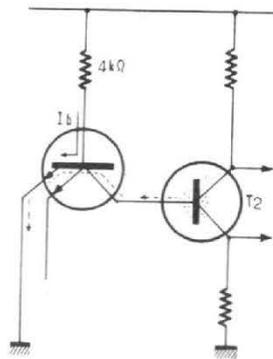


Fig. 5.

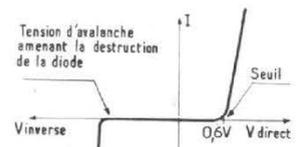


Fig. 6.

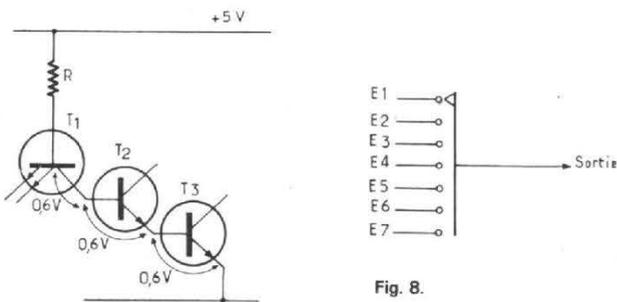


Fig. 7.

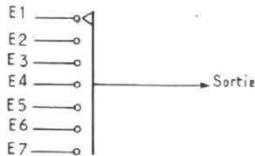


Fig. 8.

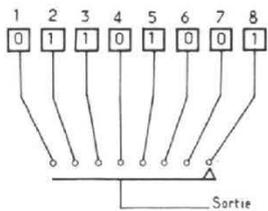


Fig. 9.

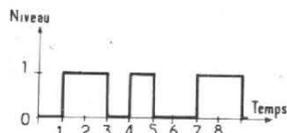


Fig. 10.

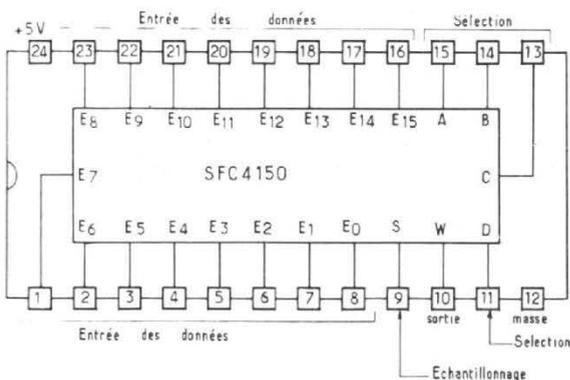


Fig. 11.

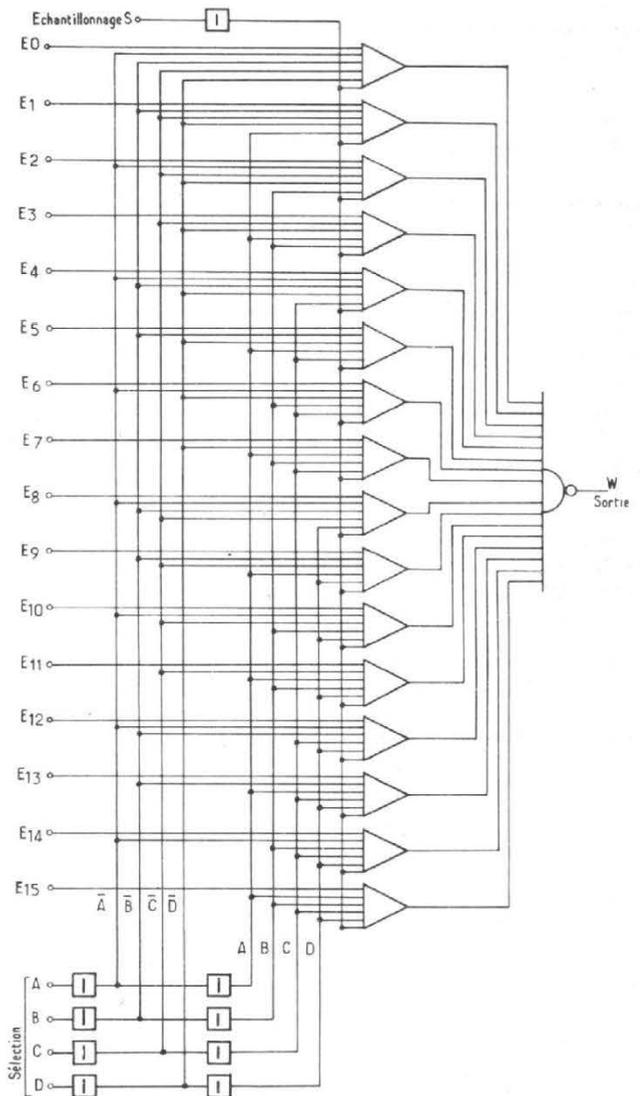


Fig. 12. - SFC 4150.

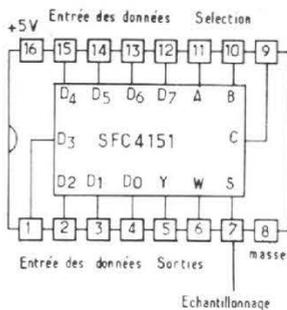


Fig. 13.

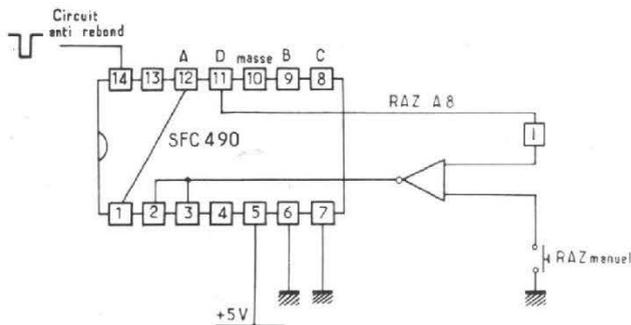


Fig. 15. - SFC 490 monté en diviseur par 8.

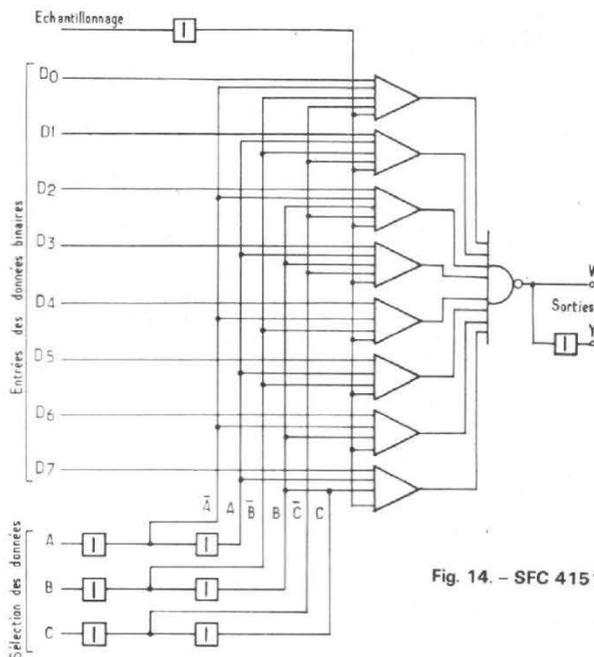


Fig. 14. - SFC 4151.

II. - CIRCUIT SFC 4151 (brochage figure 13)

Petit frère du circuit précédent, celui-ci est un sélecteur-multiplexeur d'une voie parmi 8. La figure 14 vous en donne le schéma logique.

L'adressage se fait par 3 bits, plus la validation d'échantillonnage. A l'encontre du circuit précédent celui-ci possède deux sorties :

- la sortie inverse (W)
- la sortie directe (Y).

Essais : Monter le circuit sur un support d'essai. Connecter le +5 V et la masse, respectivement sur les broches 16 et 8. L'entrée validation sera reliée à la masse de façon à ce qu'elle soit au niveau bas.

L'adressage pourra être fait directement par mise à 1 ou à zéro, ou bien vous pouvez utiliser un compteurs SFC 490 avec remise à zéro automatique à 8 (figure 15), les sorties ABC sont reliées aux entrées d'adressage ABC.

Brancher un témoin lumineux à la sortie et, éventuellement 3

autres sur les entrées d'adressage, de manière à savoir qu'elle est l'entrée sélectionnée.

Les entrées informations seront, soit mises à 1, soit à zéro.

Vérifier qu'il n'est plus possible de sélectionner d'entrées lorsque la validation est à 1 (table de fonctionnement N° 2).

III. - CIRCUIT SFC 4153 (brochage figure 16)

Ce circuit intégré comporte un double sélecteur de données multiplexeur de 4 voies vers 1. Schéma logique figure 17.

L'adressage est commun aux deux sélecteurs, par contre chacun possède sa propre entrée

échantillonnage, celle-ci devant être au niveau bas pour que l'étage soit sélectionné. La sortie n'est pas inverseuse, et l'on retrouve sur celle-ci l'état présent sur l'entrée sélectionnée.

L'essai de ce circuit sera réalisé comme le précédent. Les deux multiplexeurs seront utilisés ensemble, ou l'un après l'autre, nous obtenons la table de fonctionnement N° 3.

Table de fonctionnement N° 2.

				ENTRÉES								SORTIES		
	C	B	A	échantillonnage	D0	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7	Y	W
X	X	X	X	1	X	X	X	X	X	X	X	X	0	1
0	0	0	0	0	0	X	X	X	X	X	X	X	0	1
0	0	0	0	0	1	X	X	X	X	X	X	X	1	0
0	0	1	0	0	X	0	X	X	X	X	X	X	0	1
0	0	0	1	0	X	1	X	X	X	X	X	X	1	0
0	0	1	0	0	X	X	0	X	X	X	X	X	0	1
0	0	1	0	0	X	X	1	X	X	X	X	X	1	0
0	0	1	1	0	X	X	X	0	X	X	X	X	0	1
0	0	1	1	0	X	X	X	1	X	X	X	X	1	0
1	1	0	0	0	X	X	X	X	0	X	X	X	0	1
1	1	0	0	0	X	X	X	X	1	X	X	X	1	0
1	1	0	1	0	X	X	X	X	X	0	X	X	0	1
1	1	0	1	0	X	X	X	X	X	1	X	X	1	0
1	1	1	0	0	X	X	X	X	X	X	0	X	0	1
1	1	1	0	0	X	X	X	X	X	X	1	X	1	0
1	1	1	1	0	X	X	X	X	X	X	X	0	0	1
1	1	1	1	0	X	X	X	*X	X	X	X	1	1	0

Fig. 19. - SFC 4154.

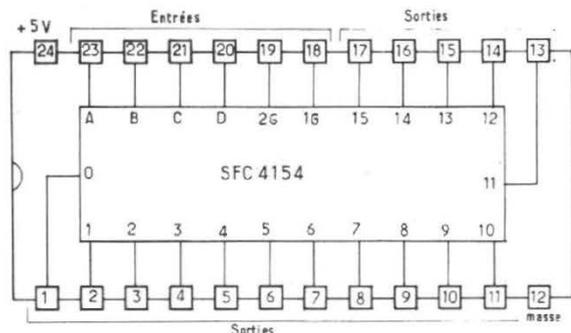


Fig. 17. - SFC 4153.

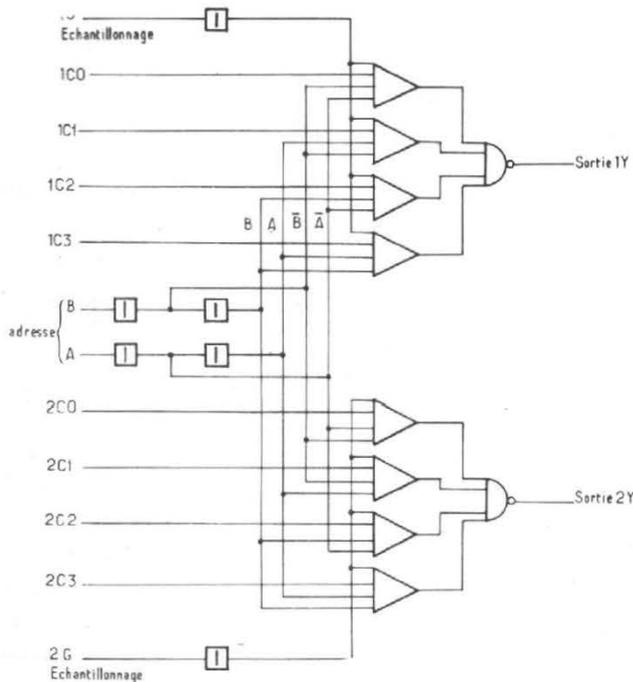
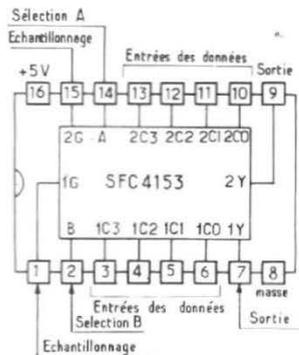


Fig. 16.

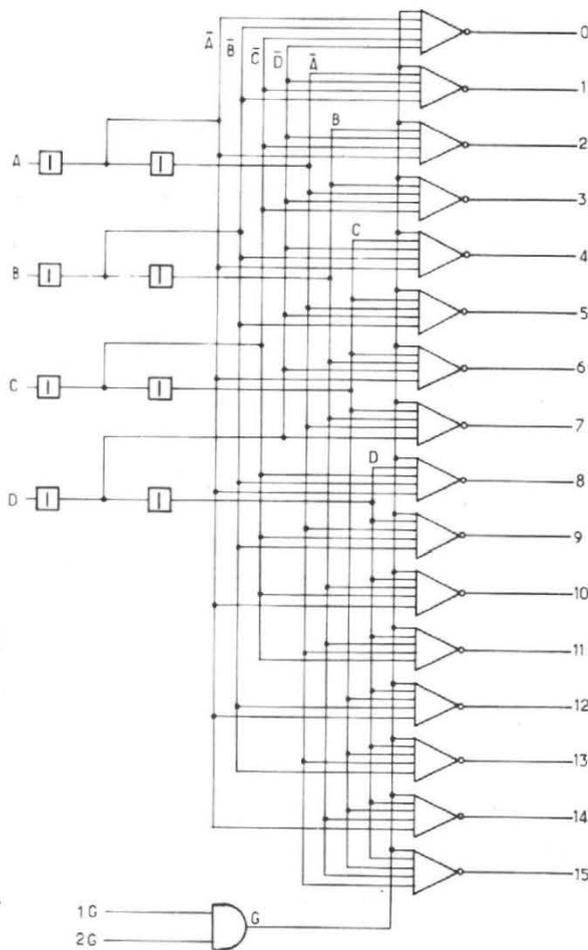


Fig. 18.

entrées adresses		entrées des données				échantillonnage	sortie
B	A	C0	C1	C2	C3	G	Y
X	X	X	X	X	X	1	0
0	0	0	X	X	X	0	0
0	0	1	X	X	X	0	1
0	1	X	0	X	X	0	0
0	1	X	1	X	X	0	1
1	0	X	X	0	X	0	0
1	0	X	X	1	X	0	1
1	1	X	X	X	0	0	0
1	1	X	X	X	1	0	1

Table de fonctionnement N° 3

IV. - CIRCUIT SFC 4154 (brochage figure 18)

Décodeur-démultiplexeur de 4 voies vers 16, ce circuit permet de décoder 4 entrées codées binaires en une, parmi 16 sorties. Les sorties sont en permanence à l'état haut, exception faite pour celles sélectionnées. Les entrées de validation sont alors toutes deux au niveau bas. Ce circuit permet

aussi le démultiplexage de données séries appliquées à l'une des entrées 1G ou 2G (l'autre entrée étant mise à l'état bas). La distribution de ces données, vers les 16 sorties est contrôlée par les 4 entrées ABCD.

Le schéma logique vous est donné figure 19.

Ci-dessous la table de fonctionnement N° 4; en permanence les sorties sont à l'état 1, sauf la sortie sélectionnée, si bien entendu les entrées G1 et G2 sont à l'état bas.

Table de fonctionnement N° 4

ENTRÉES						SORTIES																
1G	2G	D	C	B	A	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	
0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	0	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
0	0	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1
0	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1
0	1	X	X	X	X	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	X	X	X	X	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	1	X	X	X	X	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

c) utilisation en décodeur 3 voies vers 8 :

Relier ensemble les entrées C1 et C2 pour former l'entrée C, ainsi que G1 et G2 pour former l'entrée d'échantillonnage G. Nous disposons alors de trois entrées de sélection ABC et d'une entrée de validation G.

L'entrée de validation est maintenue au niveau bas pour que l'ensemble fonctionne. Seule la sortie sélectionnée est au niveau bas, alors que toutes les autres sont à l'état haut.

d) utilisation en démultiplexeur 1 voie vers 8 :

C1 et C2 sont également reliés pour former l'entrée C, G1 et G2 sont reliés et forment l'entrée de données séries qui seront, suivant le code présent sur ABC, dirigées sur l'une des huit sorties (table de fonctionnement N° 5).

V. - CIRCUIT SFC 4155 (brochage figure 20)

Il s'agit d'un double démultiplexeur-décodeur de deux voies vers 4, qui peut être utilisé :

- en double décodeur, 2 voies, vers 4,
- en double démultiplexeur, 1 voie vers 4,
- en décodeur, 3 voies vers 8,
- en démultiplexeur, 1 voie vers 8.

Le schéma est donné figure 21.

a) utilisation en double décodeur 2 voies vers 4 :

Le code à 2 voies est appliqué sur les entrées A et B.

La sortie sur le groupe 1Y0 - 1Y1 - 1Y2 - 1Y3 est validée avec 1G état bas, et 1C état haut. L'autre groupe 2Y0 - 2Y1 - 2Y2 - 2Y3 est validé avec 2G et 2C à l'état bas.

b) utilisation en double démultiplexeur :

Les entrées série sont appliquées aux entrées 1C et 2C, et la distribution vers les sorties est contrôlée par les entrées de sélection A et B. Les entrées d'échantillonnages séparées 1G et 2G permettent de démultiplexer vers l'un des deux ou vers les deux groupes de sortie.

Table de fonctionnement N° 5 (1 voie vers 4)

ENTRÉES				SORTIES				ENTRÉES				SORTIES			
Sélection		échant. donnée						sélection		échant. donnée					
B	A	1G	1C	1Y0	1Y1	1Y2	1Y3	B	A	2G	2C	2Y0	2Y1	2Y2	2Y3
X	X	1	X	1	1	1	1	X	X	1	X	1	1	1	1
0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1
0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1	1
1	0	0	1	1	1	0	1	1	0	0	0	1	1	0	1
1	1	0	1	1	1	1	0	1	1	0	0	1	1	1	0
X	X	X	0	1	1	1	1	x	x	x	1	1	1	1	1

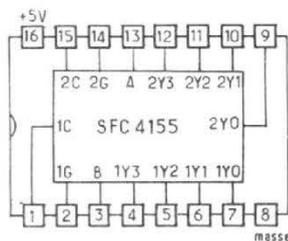


Fig. 20. - SFC 4155.

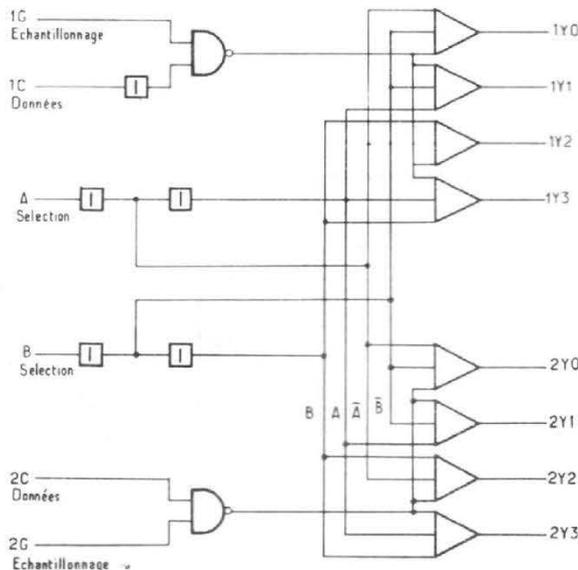


Fig. 21 - SFC 4155.

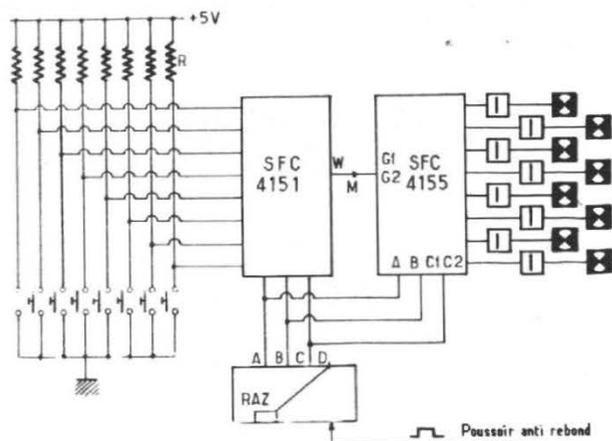


Fig. 22. - Multiplexage de 8 voies vers 1 et démultipl. de 1 voie vers 8. Les résistances sont comprises entre 1 k Ω et 4,7 k Ω .

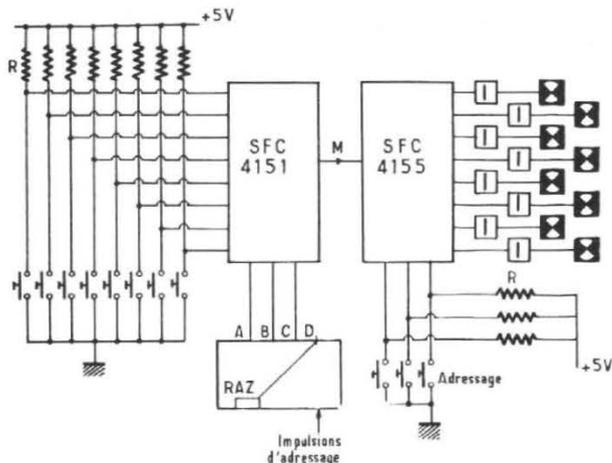


Fig. 23. - Les résistances ont une valeur comprise entre 1 k Ω et 4,7 k Ω .

VI. - SFC 4156

Brochage et caractéristiques identiques au SFC 4155, sauf en ce qui concerne les sorties.

En effet le modèle SFC 4156 a toutes ses sorties en collecteur ouvert 5V-16 mA (voir article précédent).

VII. - TRAVAUX PRATIQUES

Multiplexage et démultiplexage (figure 22).

Nous avons 8 sources de signaux pouvant fournir (à l'aide de poussoirs) les deux niveaux logiques. À l'aide du compteur et du multiplexeur SFC 4151 nous

allons sélectionner une seule source, que nous transmettrons par la liaison M au circuit démultiplexeur. Celui-ci aiguillera le signal sur la sortie correspondant à l'entrée sélectionnée. Nous vérifierons que les entrées non sélectionnées sont sans effet sur la sortie.

Figure 23, nous avons un montage légèrement différent du précédent ; à l'inverse de ce dernier on utilise un adressage autre pour le démultiplexeur. Ce qui permet de sélectionner une entrée à l'aide du compteur et du SFC 4151, de la transmettre par M et de l'aiguiller sur n'importe quelle sortie. Pour ces deux montages, ne pas oublier de mettre à l'état bas la validation du multiplexeur.

RÔLE DES RÉSISTANCES R

Nous avons vu dès le début de cette série d'articles, que lorsqu'une entrée, d'un circuit TTL, était en l'air on pouvait considérer qu'elle était à 1, c'est exact. Pourtant, si l'on éprouve aucune difficulté avec des portes NAND, ET, OU, etc. il n'en est plus de même pour les circuits à forte intégration, qui demandent des niveaux logiques bien établis. Certains montages ont un fonctionnement aléatoire pour cette raison. Il est conseillé de prendre la précaution, au niveau 1, de relier l'entrée au + 5 V au travers d'une résistance comprise entre 1 k Ω et 4,7 k Ω .

NOTRE MONTAGE

Le poussoir relâché l'entrée est au niveau 1 au travers d'une résistance R. Le poussoir appuyé, l'entrée est reliée à la masse directement, donc au niveau zéro, le courant qui traverse R est écoulé vers la masse.

Le mois prochain nous étudierons d'autres circuits à forte intégration et notamment les compteurs-décompteurs prépositionnables, et mémoires vives de 16 et 64 bits.

B.M.

Table de fonctionnement N° 6
(1 voie vers 8)

ENTRÉES				SORTIES							
sélection			échantillonnage ou données G	(0)	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)	(7)
C	B	A		2Y0	2Y1	2Y2	2Y3	1Y0	1Y1	1Y2	1Y3
X	X	X	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1	1
0	1	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1
0	1	1	0	1	1	1	0	1	1	1	1
1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1
1	0	1	0	1	1	1	1	1	0	1	1
1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1
1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0

MONTAGES D'ALIMENTATIONS SIMPLES

INTRODUCTION

EN matière d'alimentation, le nombre des montages différents est considérable, mais une classification peut être faite en considérant les principales utilisations possibles.

On s'intéresse surtout aux :

- (a) système redresseurs,
- (b) systèmes de filtrage,
- (c) systèmes régulateurs,
- (d) convertisseurs continu à continu ou à alternatif.

On trouvera ci-après, un choix de quelques schémas pratiques, simples, utilisables dans de nombreuses applications.

RÉGULATEURS

Dans le cas des régulateurs, on doit préciser ce que l'on désire par exemple : la tension régulée de sortie et le courant que devra fournir le régulateur.

Ensuite, on devra savoir quelle est la tension d'entrée, la qualité de la régulation obtenue et le moyen d'obtenir la tension d'entrée à partir du secteur alternatif.

Lorsqu'on utilisera des semi-conducteurs d'une certaine puissance, on aura recours à des radiateurs qui se détermineront par

leur résistance thermique en °C/W. La présentation du semi-conducteur déterminera celle du radiateur.

RÉGULATEUR 15 V, 0 à 10 mA

Ce régulateur conviendra pour des montages consommant peu, le plus souvent alimentés par des piles. Toutefois, pour 15 V, il faut beaucoup de piles et il est commode dans certains cas d'utiliser un régulateur.

La figure 1 donne le schéma, proposé par Sescosem, dans lequel on utilise un CI du type SFC 2100 M.

On voit qu'il s'agit d'un CI, monté en boîtier cylindrique à 8 fils. Le boîtier est vu de dessus, donc avec les fils vers le bas. Le point (ou broche) 8 se reconnaît par le repère. La tension d'entrée V_e peut être au maximum de 18 V et celle de sortie, régulée sera alors $V_o = 15$ V. On pourra faire débiter, à ce régulateur, un courant compris entre zéro et 10 mA. Aucun radiateur n'est à prévoir.

Voici les régulations obtenues :

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_e} \leq 5.10^{-4}$$

ce qui signifie que si V_e varie de ΔV_e volts, la variation de V_o , c'est-à-dire ΔV_o sera 5/10 000 de celle de ΔV_e .

Régulation de charge :

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta i_o} \leq 10^{-2} \Omega$$

Remarquons que le rapport $\Delta V_o / \Delta i_o$ est homogène à une résistance.

Ce montage a une dérive très réduite en fonction de la température. De meilleurs résultats peuvent être obtenus avec le SFC 2105 M.

Voici les valeurs des éléments : $R_1 = 10$ k Ω , $R_2 = 4,8$ k Ω tolérance 1 %, $R_3 = 820$ Ω , $R_4 = 10$ Ω ; $C_1 = 47$ pF, $D_1 = D_2 = 1$ N 4579.

Lorsque le courant nécessaire est plus élevé, on aura recours au montage régulateur ci-après.

RÉGULATEUR 15 V 0,2 A

Son schéma est donné à la figure 2.

Les semi-conducteurs sont $Q_1 =$ BDX 14, PNP, et le CI type SFC 2205 ou SFC 2305.

Sur le schéma, on a indiqué les valeurs des éléments.

La tension d'entrée V_e pourra

varier de 18 à 40 V tandis que celle de sortie, V_o sera régulée à 15 V, le courant consommé pouvant varier de 0 à 0,2 A.

De ce fait, la différence entre V_e et V_o se situera entre 3 V minimum et $40 - 15 = 25$ V maximum.

Les régulations sont :

Régulation de ligne :

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_e} \leq 3 \cdot 10^{-4}$$

Régulation de charge :

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta i_o} \leq 30 \cdot 10^{-3} \Omega$$

Un radiateur est nécessaire et sa résistance thermique dépend de la température ambiante :

jusqu'à 35 °C : si $i_o = 0,2$ A et $V_e = 40$ V, $R_{th} = 15$ °C/W

jusqu'à 70 °C : si $i_o = 0,2$ A et $V_e = 40$ V, $R_{th} = 10$ °C/W.

Remarquons les condensateurs de filtrage C_1 et C_2 disposés à l'entrée et à la sortie du régulateur.

RÉGULATEUR 15 V 1 A

Dans celui-ci, dont le schéma est donné à la figure 3, le CI est un SFC 2105 et on y trouve aussi

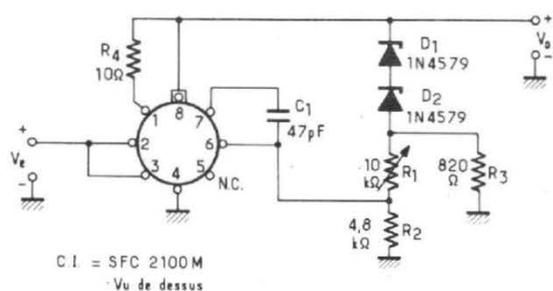


Fig. 1

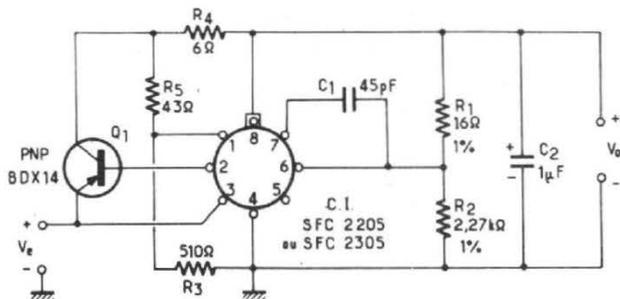


Fig. 2

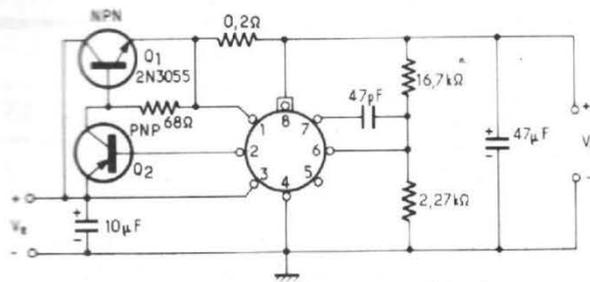


Fig. 3

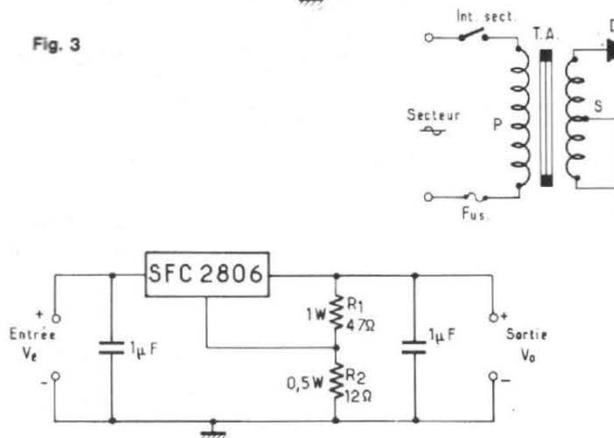


Fig. 4

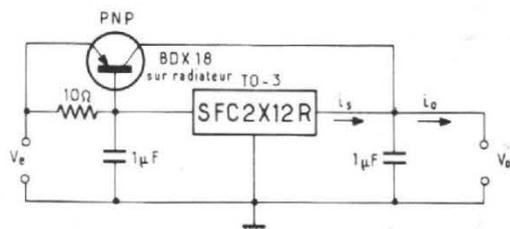


Fig. 5

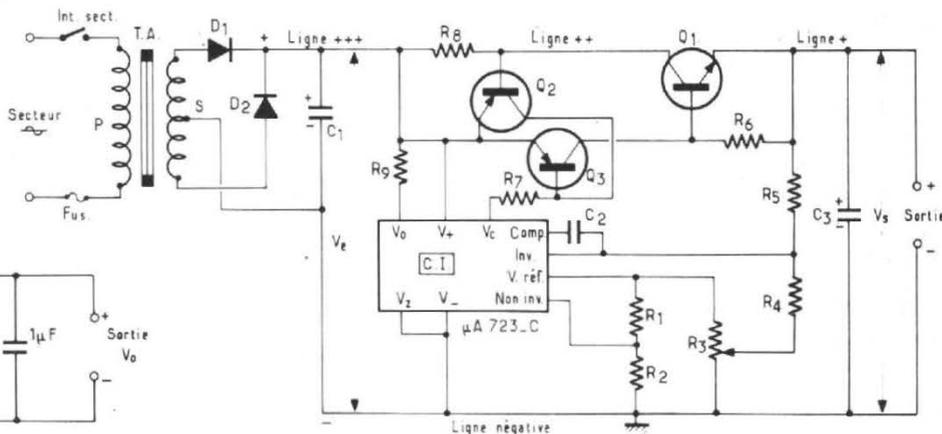


Fig. 6

deux transistors, $Q_1 = 2N 3055$, NPN et $Q_2 = 2N 2905$ A, un PNP.

Le transistor de puissance est Q_1 .

Dans ce montage, la tension d'entrée pourra varier entre 18 V et 45 V, tandis que la tension de sortie sera de 15 V, ce courant consommé pouvant varier de 0 à 1 A.

Les régulations sont :

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_e} \leq 3 \cdot 10^{-4}$$

$$\frac{\Delta V_o}{I_o} \leq 20 \cdot 10^{-3} \Omega$$

En ce qui concerne le radiateur, il sera établi comme suit :

Si la température ambiante maximum est de 35°C, ou de 70°C, on se référera au tableau I ci-après.

TABLEAU I ALIM. 15 V 1 A

$t_{amb} \leq 35^\circ C$				$t_{amb} \leq 70^\circ C$			
i_o (A)	0,2	0,5	1	i_o (A)	0,2	0,5	1
V_e	Rth : (°C/W)			V_e	Rth (°C/W)		
25 V	15	10	7	25 V	15	10	7
35 V	10	7	3,8	35 V	10	7	3,8
45 V	7	3,8	1,8	45 V	7	3,8	1,8

A noter que plus R_{th} est faible, plus le radiateur dissipera de la chaleur, donc sera important.

Voici maintenant, un régulateur très simple.

RÉGULATEUR 7,5 V 1,5 A

Dans le montage de la figure 4, la régulation de charge est :

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta I_o} \leq 0,3 \Omega$$

et celle de ligne :

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_e} \leq 2 \cdot 10^{-2}$$

est moins bonne que celle indiquée dans les régulateurs décrits plus haut.

La tension d'entrée V_e pourra varier entre 10,5 et 35 V pour une tension de sortie de 7,5 V. Le cou-

rant pourra varier de zéro à 1,5 A.

Remarquons les condensateurs d'entrée et de sortie de 1 µF et les seules deux résistances $R_1 = 47 \Omega$ 1 W et $R_2 = 12 \Omega$ 0,5 W.

Il est possible, avec ce régulateur de modifier la tension de sortie V_o en changeant les valeurs de R_1 et R_2 , en augmentant légèrement R_2 et en diminuant R_1 .

Le tableau II donne les valeurs de R_{th} en °C par watt pour diverses valeurs de t_{amb} , V_e et i_o .

RÉGULATEUR 12 V 5 A

Son schéma est donné à la figure 5. Le transistor de puissance BDX 18 et l'alimentation sont disposés sur le même radiateur. On obtient 12 V sous 0 à 5 A, à partir d'une tension d'entrée de 16 à 25 V. La régulation de signe est $\leq 7 \cdot 10^{-3}$ et celle de charge $\leq 0,05 \Omega$. Voici au tableau 3 les radiateurs à adopter. Noter que $i_s \leq 400$ mA pour $i_o = 5$ A.

TABLEAU II ALIM. 7,5 V 1,5 A

$t_{amb} \text{ max. } = 35^\circ C$				$t_{amb} \text{ max. } = 70^\circ C$			
i_o (A)	0,1	0,5	1	i_o (A)	0,1	0,5	1
V_e	Rth : (°C/W)			V_e	Rth : (°C/W)		
10				10			5
15		10	7	15		10	3,8
20		7	3,8	20		3,8	1,8

TABLEAU III ALIM. 12 V 5 A

$t_{amb} \text{ max. } = 35^\circ C$				$t_{amb} \text{ max. } = 70^\circ C$			
i_o (A)	1	3	5	i_o (A)	1	3	5
V_e	Rth : (°C/W)			V_e	Rth : (°C/W)		
17	10	7	3,8	17	7	3,8	1,8
22	7	1,8	0,8	22	1,8	0,8	-
25	3,8	1,8	0,8	25	1,8	0,8	-

Voici maintenant un régulateur, de technique américaine.

ALIMENTATION RÉGULÉE 0 à 38 V 2 A

Cette alimentation utilise le circuit intégré, bien connu de tous, le μA 723 C, version comportant une diode zener à l'intérieur du boîtier. Le CI est suivi de trois transistors, ce qui permet d'augmenter considérablement les possibilités de cette alimentation qui est proposée par FRANK P. MILES de Rochester (NY) USA dans une communication parue dans Electronics du 20 février 1975, page 93.

Voici l'essentiel de cette communication et des détails sur la construction de cet appareil.

En adoptant le montage représenté par le schéma de la figure 6 on réalisera une alimentation à tension de sortie réglable, à volonté, d'une manière continue entre zéro volt et 38 V. Le schéma est valable par une tension de sortie de zéro à 20 V continu, le courant pouvant dans tous les cas, être au maximum de 2 A.

VALEUR DES ÉLÉMENTS

Le transformateur TA est un modèle de bonne qualité, largement calculé et ne vibrant pas. Le primaire P doit être adapté à la tension du secteur dont on dispose : 100 à 250 V, ou être adaptable à une des tensions usuelles, si l'appareil doit servir en plusieurs endroits.

Le secondaire S est à prise médiane et prévu pour 40 V, entre les bornes extrêmes et 2 A alternatif.

Le système de redressement comporte deux diodes $D_1 = D_2 = MR 1031 B$.

Voici les valeurs des résistances : $R_1 = 18 k\Omega$, $R_2 = 51 k\Omega$, $R_3 =$ potentiomètre de 2,5 k Ω , $R_4 = 18 k\Omega$, $R_5 = 51 k\Omega$, $R_6 = 47 \Omega$, $R_7 = 1,8 k\Omega$, $R_8 = 0,33 \Omega$, 2 W, $R_9 = 100 k\Omega$.

Toutes les résistances sont de 0,5 W sauf R_8 qui est de 2 W.

Condensateurs : $C_1 =$ électrochimique 2 000 μF , 30 V service, $C_2 = 470 pF$, $C_3 = 100 \mu F$ 25 V service, électrochimique.

Semi-conducteurs : $Q_1 = 2 N 3055$, transistor NPN qui devra être monté avec radiateur dissipateur de chaleur ; Q_2

$= 2N 2905$, PNP ; $Q_3 = 2N 5228$, PNP.

Le circuit intégré est un μA 723-C ou un équivalent exact.

A ces composants, on ajoutera une platine isolante, un support à 14 broches pour le CI, un cordon secteur, une prise de courant, un interrupteur INT. SECT. et un fusible de 0,5 ampère. Le câblage peut être effectué sur platine imprimée à réaliser soi-même ou sur platine isolante avec des fils de connexion isolés.

Prévoir aussi deux bornes pour la sortie de la tension continue régulée.

Dans un montage plus complet, on pourra aussi prévoir un panneau avant sur lequel on disposera le potentiomètre R_3 et un voltmètre permettant de connaître la tension de sortie lorsque l'appareil à alimenter est branché.

ANALYSE DU SCHÉMA

Partons de la prise de courant, à gauche et au milieu du schéma de la figure 6.

Dans le circuit du primaire P de TA, on trouve l'interrupteur et le fusible et, éventuellement, le dispositif d'adaptation du primaire à la tension désirée de secteur.

Il est facile de voir que le secondaire S de 20 + 20 V, 2 A, attaque les anodes des deux diodes. C'est un montage classique bialternance. Le + est aux cathodes réunies des deux diodes et le - est à la prise médiane de S.

Un premier filtrage est assuré par C_1 . Cet électrochimique, tout comme C_3 , doit être monté correctement avec des points positifs et -. Leur tension de service ne sera en aucun cas inférieure à celle prescrite valable pour une tension de sortie de 0 à 20 V.

Les tensions de service ne devront pas, non plus être trop supérieures à celles mentionnées, le dépassement maximum sera de 10 %, 15 % à la rigueur.

Sur le schéma on a indiqué les points de branchement (broches ou bornes) par leur signification.

Voici à la figure 7 le branchement du CI μA 723-C à ne pas remplacer par un autre CI qui ne serait pas absolument équivalent.

A noter qu'il existe un μA 723-C en boîtier cylindrique, mais celui-ci ne convient pas car il n'a pas de sortie V_Z de diode zener.

Sur la figure 6, en partant de V_0 (en haut et à gauche) on effectuera les branchements comme suit : $V_0 =$ point 10 ; $V_+ =$ point 12 ; $V_c =$ point 11 ; COMP = point 13 ; INV = point 4 ; $V_{REF} =$ point 6 ; NON INV = point 5 ; $V_- =$ point 7 ; $V_Z =$ point 9.

Aucun autre point du CI, non mentionné ne sera connecté à un point quelconque, ni utilisé comme point relais.

Le CI est vu de dessus. La broche 1 est donc à gauche du repère.

Remarquons que le point V_+ est connecté à la ligne +++ donc à la tension positive non régulée, fournie par le redresseur, tandis que V_- est à la ligne négative de masse.

Le point V_0 est connecté, par R_9 , au point V_+ .

Le point V_c est connecté par R_7 à la base de Q_3 et au collecteur de Q_2 . On trouve ensuite C_2 monté entre le point de compensation et l'entrée inverseuse.

La tension de référence est obtenue entre masse et le point V_{REF} du circuit intégré, aux bornes du potentiomètre R_3 dont la position du curseur, relié à R_4 , déterminera la tension de sortie V_s , aux bornes de C_3 .

Remarquons ainsi, le point V_Z branché à la masse en même temps que V_- .

L'entrée inverseuse est connectée à C_2 , R_5 et R_4 .

Restent les transistors Q_1 , Q_2 et Q_3 . Ils sont connectés comme indiqué ci-après.

Q_1 : transistor de puissance NPN, base à R_6 et au collecteur

de Q_3 , émetteur à la ligne + de sortie, collecteur à la ligne ++. Q_2 : base à la ligne ++, émetteur à la ligne +++, collecteur à R_6 .

FONCTIONNEMENT

La stabilité de ce montage en fonction de la température est excellente, car elle ne dépend que du CI et elle est indépendante du niveau du signal continu de sortie.

Grâce à la valeur adoptée par R_3 , 2,5 k Ω , le courant de référence est inférieur à 5 mA. Pour une bonne stabilité de la polarisation et d'une gamme étendue de tension de sortie, on a pris $R_1 = R_4$ et $R_3 = R_5$.

La résistance R_6 de limitation du courant de fuite, vaut 47 Ω et détermine la polarisation de la base de Q_1 et du collecteur de Q_2 .

Pour obtenir le maximum de tension de sortie on tiendra compte de la condition :

$$V_s \text{ max} = (R_2/R_1) V_{REF} \quad (1)$$

la tension de référence V_{REF} du μA 723-C étant nominale de 7,15 V.

En remarquant que $R_2 = 51 k\Omega$ et $R_1 = 18 k\Omega$, leur rapport est de 2,83 ce qui donne $V_s \text{ max} = 2,83 \cdot 7,15 = 20,23 V$.

Le choix de R_1 est fait pour satisfaire à deux conditions :

- 1) Être assez grande pour minimiser la charge sur R_3 et,
- 2) Être assez faible pour satisfaire aux conditions de polarisation de l'entrée de l'amplificateur d'erreur du CI.

On peut calculer R_2 à l'aide de la relation :

$$R_2 = (V_s \text{ max}/V_{REF}) R_4 \quad (2)$$

On a déterminé précédemment : $V_s \text{ max} = 20,33 V$, $V_{REF} = 7,15 V$.

Si $R_4 = 18 k\Omega$ on trouve $R_2 = 51,18 k\Omega$ donc pratiquement, la valeur indiquée plus haut, 51 k Ω .

La résistance R_7 limite le courant de sortie du μA 723-C à

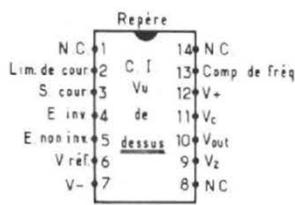


Fig. 7

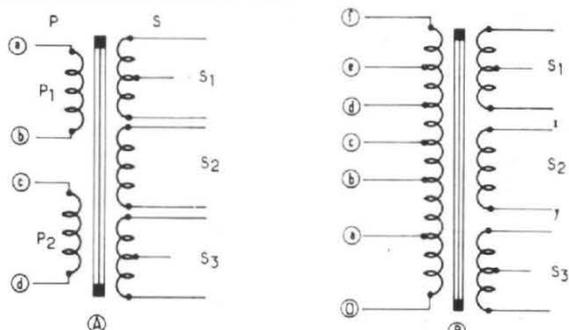


Fig. 8

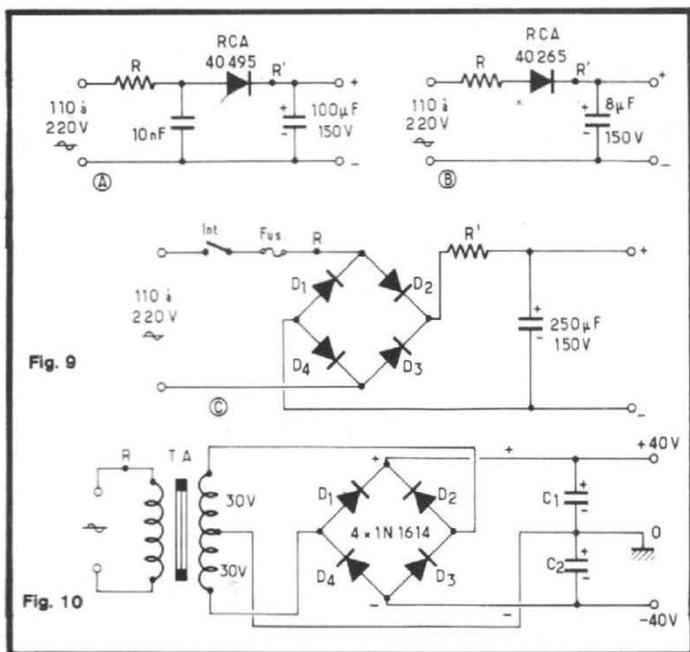


Fig. 9

Fig. 10

10 mA environ, en raison de l'emploi de la diode zener intérieure du CI. La valeur de R_7 , en $k\Omega$ est donnée par la formule empirique :

$$R_7 = 0,1 V_{IN} - 0,62 \text{ environ} \quad (3)$$

Si $V_{IN} = 40 \text{ V}$ par exemple, $R_7 = 4 - 0,62 = 3,38 \text{ k}\Omega$.

Si V_{IN} est plus faible, R_7 sera plus réduite, par exemple $1,8 \text{ k}\Omega$ comme prescrit sur la liste des composants. La valeur de R_8 qui limite le courant est calculable en ohms à l'aide de la relation approximative :

$$R_8 = 0,65 I_{LIM} \quad (4)$$

dans laquelle I_{LIM} est la valeur maximum, en ampères du courant utilisé par l'appareil branché à la sortie.

On a vu que $I_{LIM} = 2 \text{ A}$ donc, $R_8 = 1,3 \Omega$ (sur le schéma $R_8 = 0,33 \Omega$).

La valeur de I_{LIM} détermine les caractéristiques du radiateur de Q_1 .

R_9 est calculable en $k\Omega$ d'après la relation :

$$R_9 = 5 V_e - 31.$$

Soit $V_e = 40 \text{ V}$. Cela donne $R_9 = 169 \text{ k}\Omega$ et on a pris $R_9 = 100 \text{ k}\Omega$, ce qui correspond à V_e donnée par la relation :

$$V_e = \frac{R_9 + 31}{5} = \frac{131}{5} = 26,2 \text{ V}$$

La tension de sortie V_s peut être abaissée jusqu'à zéro volt et aussi élevée que celle d'entrée V_e diminuée de la chute de tension dans le transistor de sortie Q_1 .

A noter le maximum de cou-

rant : 2 ampères. Ne pas oublier que les valeurs indiquées correspondent à V_s comprise entre 0 et 20 V.

Les transistors SN 3055, 2N 2905 figurent sur la liste des semi-conducteurs Fairchild ainsi que, évidemment, ce μA 723-C créé par ce fabricant. **Nous n'avons pas** la référence du fabricant du 2N 5228, donc, attention, ne pas entreprendre la construction expérimentale de ce montage avant d'être certain que tous les composants prescrits sont disponibles.

Les diodes de redressement peuvent être d'un type différent de celles mentionnées si on ne les trouve pas, par exemple des 1N 1614 RCA.

ALIMENTATION SANS TRANSFORMATEUR

Lorsque l'appareil à alimenter fonctionne sous basse tension, il est évident qu'il sera nécessaire de réduire la tension alternative du secteur (de 110 à 250 V) à une tension alternative plus faible avant d'effectuer le redressement.

Le problème est résolu, bien et sans aucune difficulté, à l'aide de transformateurs abaisseurs de tension ou avec des auto-transformateurs.

Dans le cas des transformateurs, l'isolation entre le secteur et l'alimentation est excellente, si le transformateur est bien conçu, répond aux normes de sécurité et est utilisé au-dessous des limites

permises. En général, il s'agira de ne pas le faire chauffer exagérément en exigeant un courant plus élevé que celui admissible, en le faisant fonctionner à une température trop élevée, donc, par exemple, à un manque total d'aération ou au voisinage d'un élément chauffant etc.

Dans le cas des secteurs à 220 V ou plus, l'emploi d'un transformateur est presque imposé, pour éviter tout accident surtout si l'appareil est manipulé par des non professionnels.

L'emploi d'un autotransformateur est peu recommandable, car il coûte presque aussi cher qu'un transformateur, il possède tous ses inconvénients et n'assure pas l'isolation entre le secteur et l'utilisation.

L'autotransformateur peut toutefois être utilisé si l'on en possède un et aussi, pour faire des essais, en se réservant la possibilité de le remplacer par la suite, par un transformateur.

Une autre application intéressante d'un autotransformateur est de s'en servir comme abaisseur de tension 220 à 110 V ou comme éleveur de tension 110 à 220 V.

Lorsqu'un transformateur est prévu pour diverses tensions du secteur, il possède un primaire à prises ou plusieurs primaires. En ne se servant pas du secondaire (ou des secondaires) on aura réalisé un autotransformateur prêt à rendre service.

Voici à la figure 8, deux exemples de transformateurs utilisables comme autotransformateurs.

En (A) on dispose de deux enroulements de 110 V. En connectant ensemble les points b et c, on réalise un autotransformateur 110/220 ou 220/110.

Dans le cas du primaire à prises de la version (B), l'autotransformateur est réalisé sans aucun branchement particulier.

Soit par exemple, le cas des prises o à f, correspondant à 0, 110, 130, 150, 220 et 250 V. On dispose ainsi de nombreux moyens d'abaisser ou d'élever la tension.

En plus des possibilités 110/220, 130/220, 150/220, 110/130, etc, et leurs inverses on peut aussi obtenir, à partir de toute tension existante une autre. Par exemple :

entre 110 et 130 on a 20 V, entre 110 et 150 on a 40 V, entre 130 et 150 on a 20 V, donc, entre 110 et 150, on dispose aussi d'un enroulement de 40 V à prise médiane.

Indiquons aussi, l'emploi possible des secondaires à basse tension, par exemple $S_2 = 6,3 \text{ V}$ et $S_3 = 6,3 \text{ V}$.

On pourra ajouter ces tensions à celles que l'on aura au primaire.

A noter le sens des branchements. Pour toute addition de tension, entre deux enroulements distincts, mesurer avec un voltmètre la tension obtenue.

Par exemple $150 \text{ V} + 6,3 \text{ V} = 156,3 \text{ V}$ (voir figure 8B) s'obtiendra entre les points 0 et c (150 V). On reliera c à x ou à y. Le point convenable est celui qui donnera 156 V et le point qui ne convient pas est celui qui donnera moins que 150 V. Lorsqu'on dispose de 110 V (110 à 120 V), par ce secteur ou par un autotransformateur, on pourra, également, réduire la tension alternative à redresser, à l'aide d'une résistance. Si celle-ci est élevée, elle dissipera de la chaleur.

Voici à la figure 9, quelques exemples d'alimentation, non régulées, à partir de 110-117 ou 120 V environ.

En (A) une alimentation de basse tension de l'ordre de 12 V sous 50 mA environ ; avec $R = 250 \text{ } \Omega$ 4 W, valeur à retoucher selon l'utilisation. Commencer les essais avec 1000Ω et réduire jusqu'à obtention de la tension correcte de sortie.

En (B) voici une alimentation donnant environ 12 V sous 100 mA avec R de l'ordre de $250 \text{ } \Omega$ 4 W, après retouche.

En (C) une alimentation de 50 W environ, avec D_1 à D_4 des redresseuses RCA type 1N 3194 et $R =$ quelques dizaines d'ohms.

Les résistances R' montées après le redressement permettent :

- 1) de réduire la tension de sortie à la valeur désirée,
- 2) d'être un élément de filtrage excellent, mais aussi, comme on l'a dit plus haut, dissipatif de puissance. Il faut aussi que la puissance de R et R' soit suffisante.

ALIMENTATION DE 40 V 160 W

Le redressement est réalisé avec un pont de quatre diodes RCA 1N 1614R, à partir d'un secondaire 30 + 30 V, 6 A (voir figure 10). L'alimentation positive 0 à 40 V et l'alimentation négative 0 à -40 V sont obtenues aux bornes de condensateurs $C_1 = C_2 = 3000 \mu F$ 75 V.

LE BALAYAGE HORIZONTAL À THYRISTOR DES TELEVISEURS COULEUR

1. INTRODUCTION

Le balayage horizontal est l'un des derniers étages des téléviseurs couleur à s'être libéré des tubes électroniques.

Les nouveaux montages se divisent en deux groupes : les uns sont équipés de transistors, les autres font appel aux thyristors.

Siemens présente un premier concept avec le transistor BU 208 pour tube gros col et RIS in-line [1] et un second concept avec le thyristor BSt CC 01 46 qui fait l'objet de cette étude. Quatre applications adaptées chacune au tube gros col, col mince, RIS in-line ou PI in-line, sont décrites en détail.

2. RAPPEL SUR LE FONCTIONNEMENT DU BALAYAGE HORIZONTAL

Pour décrire horizontalement l'écran du tube image, le spot lumineux est soumis à un champ magnétique qui le dévie de sa position de repos qui serait le centre de l'écran. Ce champ variable dans le temps est fourni par le déviateur horizontal. C'est un bobinage en forme de toroïde ou de fer à cheval bobiné sur ou contre un noyau de ferrite et disposé à la jonction du cône et du col du tube image. Le bobinage du déviateur est traversé par un courant en dent de scie variant entre $-I_{max}$ et $+I_{max}$ et dont l'allure est donnée à la figure 1.

3. POURQUOI DES THYRISTORS ?

Les premiers thyristors n'ont pas été conçus directement pour une application en balayage de téléviseur, mais leurs avantages ont retenu l'attention : Ils sont beaucoup moins sensibles aux pointes de tension et de courant que les transistors et leur consommation propre d'énergie est très réduite, d'où un faible échauffement. Ils fonctionnent comme des interrupteurs à commande électronique et s'adaptent spécialement bien aux récepteurs bi-standard où l'énergie dans l'étage de sortie du balayage horizontal est plus importante.

Les thyristors ne se laissent pas commander de la même façon qu'un tube ou qu'un transistor. Ils

sont conducteurs lorsque leur anode et leur gâchette sont positives par rapport à la cathode. Il a donc fallu repenser le schéma du balayage. Le principe exposé à la figure 2 est simplifié au maximum, il ne tient compte que d'une seule norme (625 lignes).

4. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le montage comporte cinq parties distinctes : l'interrupteur d'aller du spot, celui du retour, le déviateur, l'enroulement de charge et le circuit de mise en forme.

La tension d'alimentation $+U_B$ est appliquée au circuit à travers l'enroulement primaire de la bobine de charge L_C . A son secondaire sont prélevées des

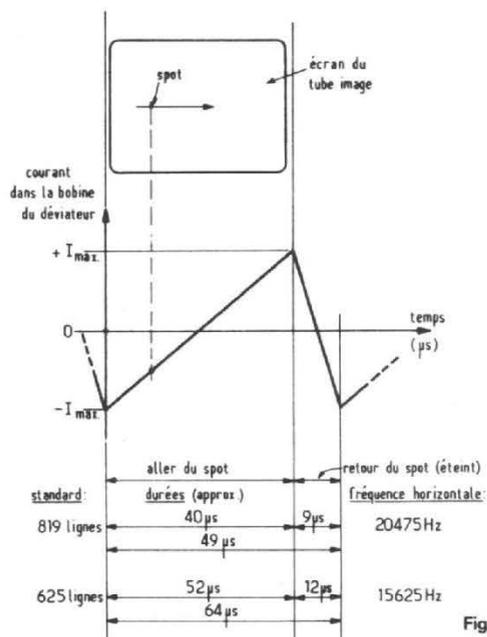


Fig. 1. - Allure du courant de balayage horizontal.

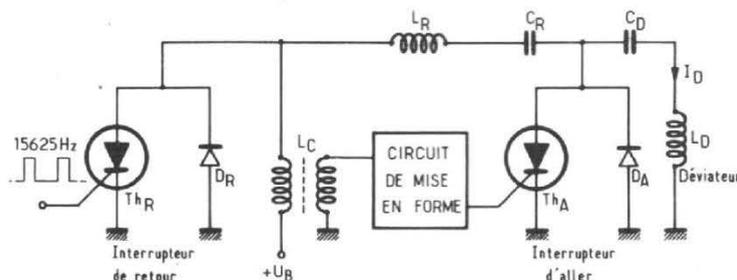


Fig. 2. - Schéma de principe du balayage horizontal à thyristors.

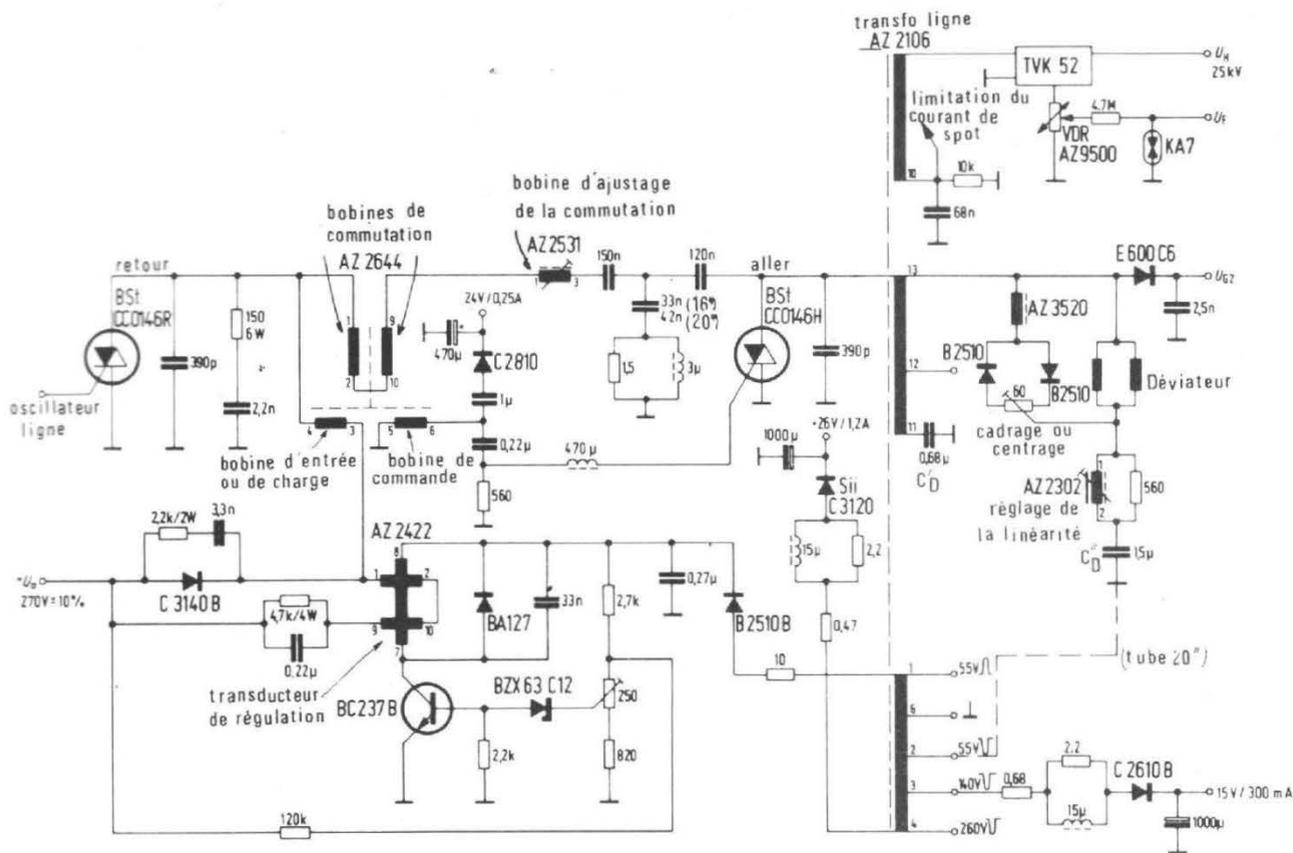


Fig. 3. - Balayage ligne pour tube PI 16" ou 20" à canons disposés en ligne et angle de déviation 90°.

impulsions, qui après mise en forme, commanderont la gâchette du thyristor d'aller Th_A . Le circuit série $L_R - C_R$ possède une fréquence de résonance dont la période est proche de la durée de retour du spot. L_D représente non seulement le déviateur, mais aussi le transformateur THT de sortie. Cette inductivité résistante L_D est raccordée au circuit de commande par le condensateur C_D qui a aussi une influence sur la mise en forme de S. Le circuit accordé $L_D - C_D$ détermine la forme de l'accroissement de courant pendant l'aller du spot. Les diodes D_R et D_A sont destinées à protéger respectivement les thyristors Th_R et Th_A . Elles court-circuitent la forte tension inverse qui apparaît à l'ouverture des thyristors. Chaque diode est réalisée sur le chip du thyristor, c'est-à-dire dans le même boîtier que le thyristor qu'elle doit protéger. Cette solution adoptée par Siemens simplifie le branchement du thyristor et la conception du radiateur.

Le fonctionnement du circuit s'explique par une charge et une décharge alternées des condensa-

teurs et bobinages au travers des diodes et des thyristors. L'amorçage du thyristor de balayage Th_A est retardé par rapport à celui du thyristor de retour de spot Th_R . Le transformateur L_C délivre une tension qui après mise en forme, amorce la gâchette du thyristor de balayage. Le thyristor Th_R est amorcé et éteint par le générateur horizontal. Des courants intenses traversent les composants L_R , C_R et C_D , il faut donc les choisir avec des pertes particulièrement faibles afin de minimiser les pertes d'énergie.

5. MONTAGES PRATIQUES

Les figures 3 à 6 donnent des montages détaillés pour quatre types de tube très connus. Ces montages ont fait l'objet d'études poussées et sont tous conçus pour la norme 625 lignes. [2,3]

La stabilité de la haute tension et de la largeur de l'image face à des variations de la tension d'alimentation où de la charge est excellente. Grâce au transducteur de régulation AZ 2422 (AZV 242), une alimentation très simple par redresseur à une alter-

nance suffit. Les autres étages du téléviseur seront alimentés par le transformateur ligne. Pour redresser les impulsions à la fréquence de balayage ligne, on utilisera des diodes au silicium rapides (B 2510, C 2610 B, C 2810 par exemple).

Le tableau 1 donne les caractéristiques des différents montages et quelques résultats de mesures. Il permet aussi de comparer les « exigences » des différents tubes. Nous commenterons le premier de ces quatre montages.

En examinant la figure 3, on reconnaît la bobine d'entrée ou de charge AZ 2644 (AZV 264). Elle est traversée par le courant de l'alimentation pour charger les condensateurs de résonance pendant l'aller du spot (broches 3-4). L'enroulement séparé supplémentaire (broche 5-6) délivre l'impulsion de commande du thyristor d'aller et éventuellement une tension continue (24 V, 0,25 A) pour l'étage de sortie BF. Sur le noyau de la bobine d'entrée se trouvent deux enroulements placés en série (broches 1-2 et 10-9) et qui, combinés à la bobine d'ajustage de la commutation

(AZ 2531) et aux condensateurs de résonance disposés en T, forment un circuit oscillant. Ce circuit oscillant, dit « de commutation », ouvre l'interrupteur d'aller comme nous le verrons plus loin.

La linéarité sera ajustée avec le noyau du bobinage AZ 2301.

L'inductance fixe AZ 3520 de quelques millihenrys combinée à deux diodes B 2510 et au potentiomètre de 60 Ω forme le circuit de cadrage (ou centrage) de l'image.

On distingue trois circuits oscillants qui fonctionnent les uns après les autres :

a) Le circuit d'aller comprend : l'interrupteur d'aller fermé (BS1 CC 0146 H conducteur), l'inductivité résultante totale, (somme des inductivités du transformateur de ligne, du déviateur et du réglage de la linéarité, c'est-à-dire le L_D de la figure 2) et la capacité résultante de C_D et de C_D' (0,68 μ F et 1,5 μ F). Ce circuit détermine la forme du courant de balayage à l'aller du spot.

b) Peu avant la fin de l'aller du spot, le circuit de commutation est fermé par l'effet d'une impul-

TABLEAU 1 - CARACTÉRISTIQUES ET MESURES

Caractéristiques et mesures.

Tube image du type	PI 16" ou 20"	RIS 18" ou 22"	GROS COL	COL MINCE
Tension du secteur	220 V ± 15 %	220 V ± 15 %	220 V ± 10 %	220 V ± 10 %
Tension d'alimentation non régulée mais redressée	270 V	270 V	275 V	275 V
Inductivité des enroulements de balayage ligne	632 μ/664 μH	355 μH	1,1 mH	0,31 mH
Courant de balayage ligne	5,9 A _{cc}	10 A _{cc}	6,6 A _{cc}	12 A _{cc}
Tension de balayage ligne (impulsion de retour)	680 V _{cc} /710 V _{cc}	630 V _{cc}	1200 V _{cc}	680 V _{cc}
Durée de l'impulsion de retour de spot	11,2 μs	11,2 μs		
Résistance interne de la source de haute tension	env. 1,4 MΩ	env. 1,6 MΩ	env. 1,5 MΩ	env. 1,5 MΩ
Courant de spot	25 kV	25 kV	1,5 mA	1,5 mA
Haute tension	± 55 V _{cc}	± 55 V _{cc}	25 kV	25 kV
Tensions auxiliaires	± 260 V _{cc} - 140 V _{cc}	± 260 V _{cc} + 80 V _{cc}	± 55 V _{cc} ± 260 V _{cc}	± 55 V _{cc} ± 350 V _{cc}
Voir figures n°	3	4	5	6

compense les pertes, livre plus ou moins d'énergie suivant les variations de la tension d'alimentation et stabilise la tension de l'impulsion de commande de l'interrupteur d'aller. Ce circuit oscillant n'existe cependant que pour la période où l'interrupteur d'aller est fermé et celui de retour ouvert. Si l'oscillateur ligne ferme l'interrupteur de retour, le circuit de stabilisation est interrompu. L'état de charge du montage en T des condensateurs à cet instant détermine la quantité d'énergie qui sera « projetée » dans le circuit de balayage durant le prochain temps de retour. Ce procédé de charge des condensateurs est influencé par l'inductivité variable du transducteur de réglage. Ce dernier reçoit son information de réglage sous forme d'une impulsion du transformateur ligne.

sion de l'oscillateur ligne. Ce circuit, à l'aide du courant de commutation, prépare le retour du spot en ouvrant l'interrupteur d'aller. Il s'en suit le circuit suivant : interrupteur de retour fermé, bobines de commutation et d'ajustage de la commutation, montage en T des condensateurs et inductivité résultante totale (L_D).

c) Lorsque l'interrupteur d'aller est à nouveau ouvert, il apparaît le circuit de retour suivant : interrupteur de retour fermé, bobines de commutations et d'ajustage de la commutation, montage en T des condensateurs et inductivité résultante totale (L_D).

6. LE CIRCUIT DE STABILISATION

Le circuit de stabilisation comprend la tension d'alimentation + U_B, le transducteur de régulation, la bobine de charge, celles de commutation, les condensateurs en T et l'interrupteur d'aller. Il

7. REMARQUES POUR UNE RÉALISATION PRATIQUE

a) On prendra soin de respecter les temps de recouvrement minimum prescrits pour les thyristors.

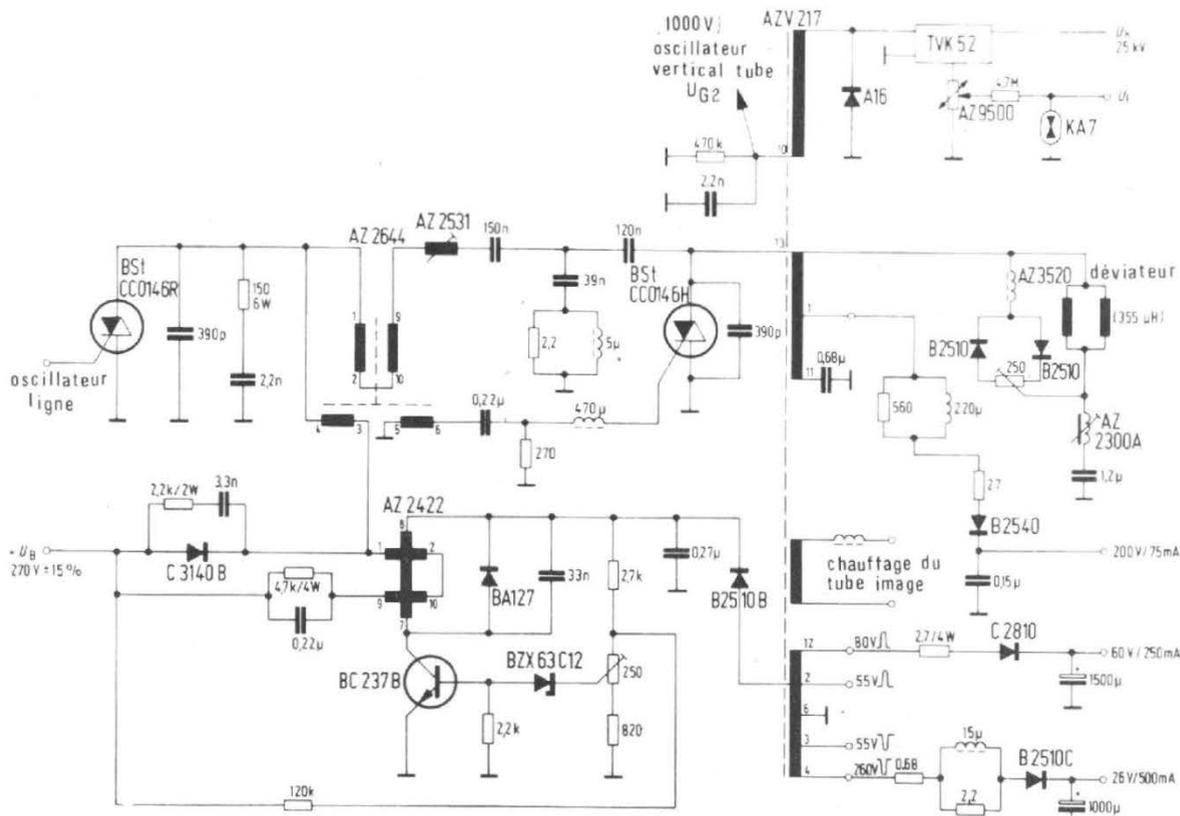
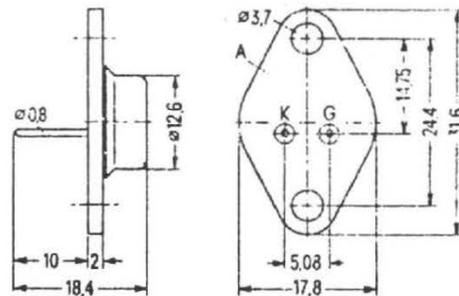


Fig. 4. - Balayage ligne pour tubes RIS 18" ou 22" à canons disposés en ligne et angle de déviation 110°.

Tableau 2 : Caractéristiques des thyristors utilisables en balayage de télévision

FAMILLE BS1 CC 01	Type (exemples)									
	40H21	40R1	43H21	43R1	46H2	46H21	46R1	46R3	50H22	
Tension max. de crête périodique directe et inverse	600 V		650 V		700 V		700 V		750 V	
Temps de recouvrement max. pour une tension inverse 100 V (j = 100°)	25 µs	4,5 µs	2,5 µs	4,5 µs	3 µs	2,5 µs	4,5 µs	4 µs	2,5 µs	
Retard à la commutation de la diode	100 ns	-	100 ns	-	150 ns	100 ns	-	-	150 ns	
Retard à la commutation du thyristor	-	200 V/µs	-	200 V/µs	-	-	200 V/µs	200 V/µs	-	
$U_{GK} = 0$ V (j = 100 °C)	-	200 V/µs	-	200 V/µs	-	-	200 V/µs	200 V/µs	-	
Retard à la commutation du thyristor	200 V/µs	700 V/µs	200 V/µs	700 V/µs	200 V/µs	200 V/µs	700 V/µs	700 V/µs	200 V/µs	
$U_{GK} = 1$ V (j = 100 °C)	200 V/µs	700 V/µs	200 V/µs	700 V/µs	200 V/µs	200 V/µs	700 V/µs	700 V/µs	200 V/µs	
Retard à la commutation du thyristor	400 V/µs	-	400 V/µs	-	400 V/µs	400 V/µs	-	-	400 V/µs	
$U_{GK} = 10$ V (j = 100 °C)	400 V/µs	-	400 V/µs	-	400 V/µs	400 V/µs	-	-	400 V/µs	
Tension max. dans le sens conducteur du thyristor (10 A, 25 °C)	2,3 V									
Intégrale de charge limite à 100 °C pendant 10 ms (i ² dt)	12,5 A ² s									
Courant efficace limite	5 A									
Courant limite de surcharge pendant 10 ms (j = 100 °C)	50 A									
Courant de déclenchement de gâchette (j = 25 °C)	50 mA									
Courant de déclenchement de gâchette (j = 100 °C)	32 mA									
Tension de déclenchement de gâchette (j = 25 °C)	3 V									
Tension de déclenchement de gâchette (j = 100 °C)	2 V									
Vitesse critique de croissance du courant (j = 100 °C)	200 A/µs									



Boîtier : (K cathode ; A anode ; G gâchette).

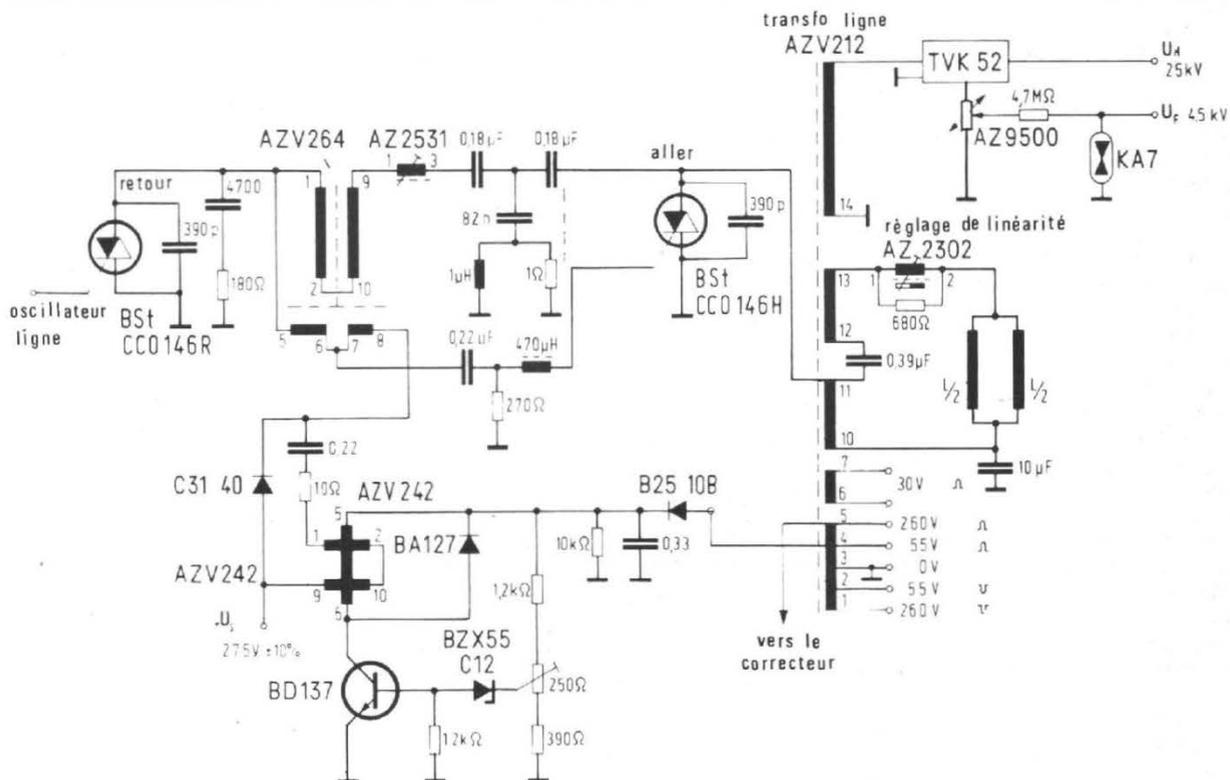


Fig. 5. - Balayage ligne pour tube gros col à canons disposés en triangle et angle de déviation 110°.

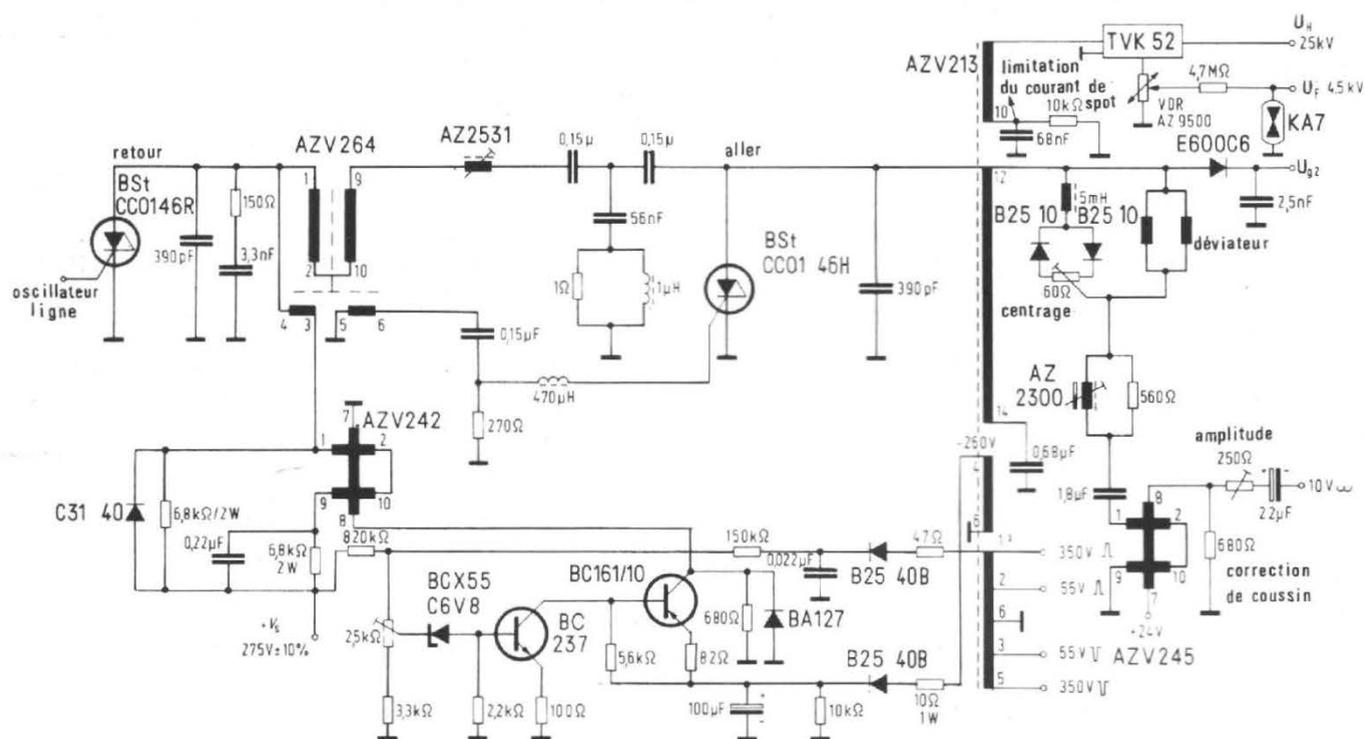


Fig. 6. - Balayage ligne pour tube col mince à canons disposés en triangle et angle de déviation 110°.

b) Des courants de crêtes importants (jusqu'à 12 A crête) apparaissent dans le circuit de commutation. Choisir les condensateurs en conséquence.

c) Un radiateur correctement dimensionné est indispensable à chaque thyristor-diode afin d'évacuer les pertes produites par le montage.

d) Le tripleur de tension (TVK 25) doit être éloigné des autres composants d'une distance minimum prescrite.

e) Les bobines de commutation et de charge disposent d'un entrefer et rayonnent des champs d'induction parasites (fuites). Prendre soin d'éloigner suffisamment les autres composants magnétiques du téléviseur.

f) Les tolérances des condensateurs du montage en T doivent être très étroites. L'ajustage fin se fera sur l'inductance de la bobine de commutation.

g) Les bobines, transformateurs ligne et transducteurs sont disponibles en pièces détachées, complets ou bobinés, et éventuellement noyés dans une matière synthétique.

h) Le symbole un peu étonnant du thyristor veut seulement appeler que la diode et le thyris-

tor sont montés dans un même boîtier TO 66.

j) Remarquons l'emploi systématique de l'éclateur KA 7. Placé entre la tension ajustable de focalisation et la masse, il protège le tube contre d'éventuelles surtensions. Il répond à une vitesse de 5 kV par microseconde et supporte plusieurs centaines de claquages sans être endommagé.

k) Les tensions auxiliaires délivrées par le transformateur ligne (brides 1 à 6) sont souvent utilisées pour alimenter en tensions continues d'autres circuits du téléviseur. Les impulsions de retour de ligne délivrées interviennent aussi dans les circuits de correction, de convergence, de fréquence intermédiaire, de vidéo, etc.

8. PROBLEMES PROPRES AUX 819 LIGNES

On ne trouvera plus sur le marché de téléviseurs équipés exclusivement d'un balayage à 819 lignes. D'autres part, aucune décision à l'heure actuelle ne permet d'envisager la disparition prochaine de ce standard. Les

récepteurs vendus en France et dans certaines régions des pays voisins proches de la France sont donc « bi-standards ». Ils sont capables de traiter des images en standard 625 (2^e et 3^e chaîne française) ou 819 lignes (1^{re} chaîne française), la commutation d'un standard à l'autre ayant lieu manuellement ou automatiquement. (Ne pas confondre avec des récepteurs « multinormes » pour régions frontalières qui sont bi- ou multi-standard, qui traitent des signaux couleurs en normes PAL et SECAM, qui démodulent un son modulé soit en amplitude, soit en fréquence, etc.)

Les étages de balayage ligne pour récepteurs bi-standards sont nettement plus complexes que ceux décrits aux figures 3 à 6. Il n'est pas simple non plus de modifier ces derniers pour qu'ils acceptent deux standards. Au chapitre 5 nous avons décrits trois circuits que l'on trouve successivement en fonctionnement, suivant que les interrupteurs soient ouverts ou fermés, suivant quels composants sont sous tensions. Chacun de ces trois circuits a sa propre constante de temps liée au temps d'aller ou au temps de retour du spot. On choisit sou-

vent de garder le temps de retour le plus bref (celui du 819 lignes) pour les deux standards. Par contre, les autres constantes de temps seront commutées d'un standard à l'autre. Pour ne pas solliciter les contacts de ces commutateurs, il est prudent de couper l'alimentation du circuit avant de passer d'un standard à l'autre.

BIBLIOGRAPHIE

- 1 Schaltbeispiele 1974/75 (Siemens): H-Ablenkung mit BU 208 für 100° - Normhals - Bildröhren in Delta Ausführung und RIS - Inline - Röhren. Pages 39 - 42.
- 1 Schaltbeispiel 1974/75 (Siemens): Zeilenablenkschaltung und Hochspannungserzeugung mit Thyristoren. Pages 42 - 45.
- 3 Halbleiterbeispiel 1974/74 (Siemens): Zeilenablenk- und Hochspannungsschaltung mit Thyristoren. Pages 57 - 61.
- 4 Liman O.: Fernsehtechnik ohne Ballast. (Franz-Verlag München). Pages 266 - 273.
- 5 Besson R.: Cours élémentaire de télévision moderne (Editions Radio). Pages 260 - 269.

Utilisation pratique d'un oscilloscope

CONTROLES

EN AUDIO-FREQUENCES

MESURES

SUR AMPLIFICATEURS B.F.

CONTRÔLE DE LA PUISSANCE DE SORTIE

a) Montage

QUEL que soit sa composition interne ou son emploi réel, un amplificateur doit fournir l'« image » amplifiée d'une information donnée. Autrement dit, la **forme reste conservée** alors que la puissance intrinsèque est augmentée. Tous les contrôles de signaux faits à l'oscilloscope viseront au respect de la forme du signal

appliqué à l'entrée de l'amplificateur.

L'oscilloscope donne, par conséquent, des indications **qualitatives** et **quantitatives**.

Pour définir la plage d'admissibilité autant que la puissance limite maximale d'un amplificateur AF, on place l'oscilloscope à la sortie de l'équipement, celui-ci étant attaqué à une fréquence **comprise dans sa bande passante** (voir figure 1). Au départ, la tension d'attaque sera nulle (entrée court-circuitée ou laissée sur son impédance optimale d'entrée).

b) Observation du bruit

En poussant la sensibilité de

l'oscilloscope - ce qui peut nécessiter l'emploi d'un petit préamplificateur d'appoint - (voir en fin de chapitre), on peut alors mettre en évidence le **bruit** propre à l'amplificateur : il suffit, pour cela, de pousser le « volume sonore », sorte de réglage de gain dont sont munis généralement de tels équipements AF. Ainsi ce gain, poussé à fond, propose sur la charge normale de l'amplificateur (R_C = résistance de la bobine mobile du haut-parleur normalement utilisé = 3 à 15 Ω par exemple) une succession de composantes erratiques ayant l'allure de l'« herbe » sur l'oscilloscope (voir figure 2).

Ce bruit doit être normalement mesuré au moyen d'un voltmètre à **déviations quadratique**, c'est-à-dire sensible à la valeur efficace (**cas des millivoltmètres utilisés dans les distorsiomètres**).

Or, bon nombre de techniciens ne possèdent pas un tel appareil. Nous pouvons néanmoins faire une approximation en observant la tension à l'oscilloscope : nous pouvons remarquer, en effet, que le signal de bruit, expurgé de tout ronflement intempestif, se compose d'une concentration importante de raies d'où s'échappent quelques pointes assez peu denses. Le jugement nous permet de

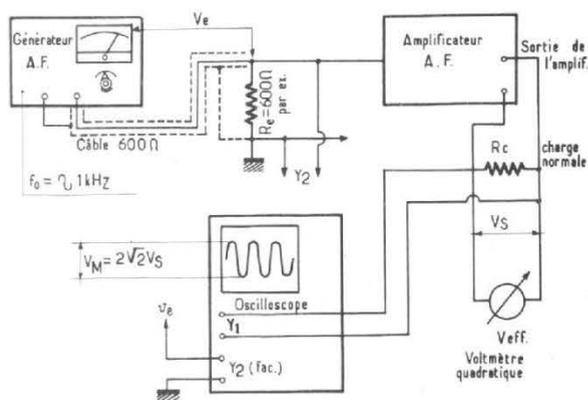


Fig. 1. - Contrôle de la puissance de sortie d'un amplificateur A.F.

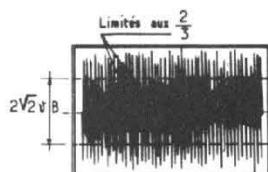


Fig. 2. - Allure du bruit de fond d'un amplificateur A.F.

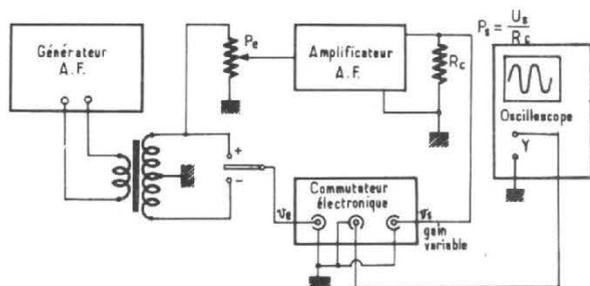


Fig. 3. - Etude de la qualité du signal A.F. par superposition des signaux d'entrée et de sortie.

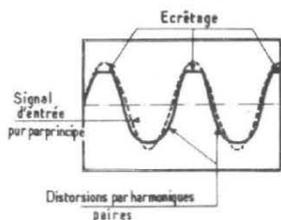


Fig. 4. - Comparaison d'un signal pur avec un signal déformé au moyen d'un bi-courbe.

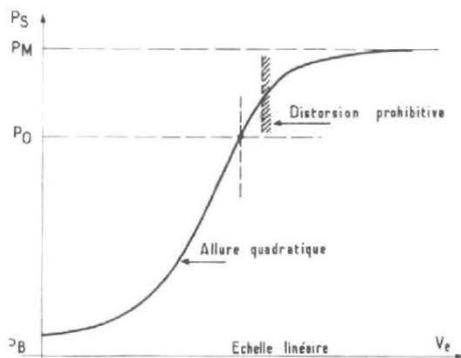


Fig. 5. - Courbe de la puissance délivrée par un amplificateur A.F. en fonction de la tension d'attaque.

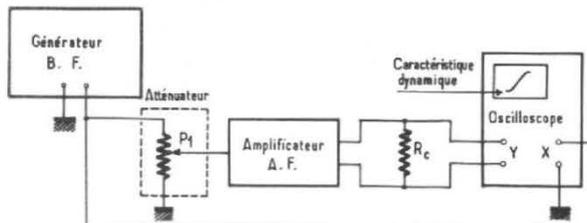


Fig. 6. - Montage permettant le contrôle de courbe caractéristique dynamique pour les figures de Lissajous.

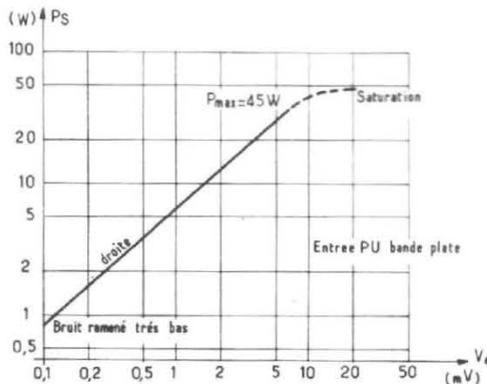


Fig. 7. - La courbe de puissance monte linéairement lorsqu'on utilise des coordonnées logarithmiques.

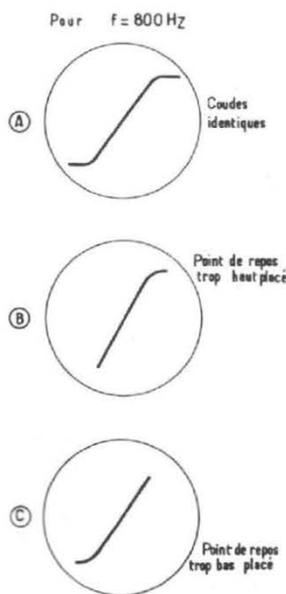


Fig. 8. - Allure d'une caractéristique dynamique dans le cas d'un point de repos: bon (A) - mauvais (B) et (C) dans un des étages à transistors (pas de déphasage entre V_e et V_s).

limiter le bruit entre des niveaux comprenant les 2/3 des pointes : si le bruit est issu d'une bande passante plate (bruit blanc pondéré) on a alors, **en gros**, $2\sqrt{2}$ fois la tension normale « V_{Be} » du bruit. Cette approximation reste assez valable aussi bien en AF qu'en vidéo-fréquence **tant que la bande passante reste plate**. On a donc un moyen assez commode d'obtenir la puissance de bruit :

$$P_B = \frac{V_B^2}{R_C}$$

Exemple : Sur une sensibilité V_v assez forte (10 mV/cm), on note à l'oscilloscope une excursion totale de 6 cm englobant toutes les pointes : on a donc pour cet amplificateur AF une tension de bruit de

$$V_{Beff} = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot 6 \cdot 10 = 14,14 \text{ mVeff}$$

Ce qui fait sur une charge de HP de 8 Ω , une puissance de bruit de

$$P_B = \frac{(14,14 \cdot 10^{-3})^2}{8} = 25 \mu\text{W}$$

Comme la puissance maximale de cet amplificateur s'élève par exemple à 25 W (sans distorsion

apparente), le rapport « signal/bruit » s'élève à

$$\frac{S}{B} \neq \frac{P_o}{P_B} = 10^6 \text{ soit } 60 \text{ dB}$$

... Résultat correspondant à ce que propose le constructeur de l'amplificateur.

c) Qualité du signal

En augmentant l'attaque de l'amplificateur depuis 0 jusqu'à ce que le signal utile se dégage du niveau de bruit, on doit voir apparaître sur l'écran un signal rigoureusement semblable à celui appliqué à l'entrée, **c'est-à-dire une sinusoïde bien nette et non déformée**.

Pour favoriser la comparaison, on peut avantageusement faire appel à un commutateur électronique ou mieux à un oscilloscope bicourbe afin de disposer de deux entrées verticales.

Pour juger si le signal de sortie est correct, on peut alors le superposer avec celui appliqué à l'entrée (ceci n'est possible que si les phases ne sont pas inversées) ou bien on intercalera un transformateur inverseur de phase (voir figure 3). Les gains des deux voies verticales sont alors retouchés à chaque valeur de tension d'attaque V_e de telle sorte que la superposition soit parfaite. Dès

lors que le signal de sortie V_s commence à se déformer par suite d'une attaque trop grande des régions non linéaires de l'amplificateur, la superposition n'est plus possible, les formes devenant différentes (voir figure 4)*.

d) Courbe de la puissance

Par simple observation des signaux d'entrée et de sortie on voit très nettement le moment où la puissance de sortie devient inutilisable.

Si on mesure avec précision sur l'écran de l'oscilloscope la valeur crête à crête du signal V_s avant que la distorsion n'apparaisse, on calculera la puissance utile au moyen du processus de calcul suivant :

Tension V_{Smax} = hauteur crête à crête x sensibilité verticale de l'oscilloscope

$$\text{Puissance dans } R_C = \frac{V_{Smax}^2}{8 R_C}$$

En relatant les valeurs prises par V_s pour chacune des attaques V_e on obtiendra une courbe de la forme de celle de la figure 5 : la

* On a atteint la saturation condition de fonctionnement où la distorsion devient vite prohibitive.

montée à partir de la puissance de bruit se fait de façon quadratique.

La courbe s'incurve à partir d'une puissance P_0 qui correspond à une limite maximale de puissance sans distorsion. Il s'agit de la puissance « efficace » définie, en principe, pour 1 % de taux de distorsion harmonique. Ensuite, la courbe s'incurve encore davantage pour se limiter à un palier P_M correspondant à ce que peut fournir en crête l'amplificateur AF. Il faut signaler que la distorsion est ici assez grande et que l'appareil souffre à débiter une puissance aussi grande ; on se méfierait que les limites de dissipation abusive ne soient pas atteintes auquel cas on risquerait de détruire l'amplificateur.

Une représentation plus intelligente permet de mieux juger la linéarité de la réponse en puissance de l'amplificateur : il suffit de tracer la courbe avec des échelles logarithmiques. Alors, l'aspect quadratique disparaît au profit d'une droite qui qualifie directement la linéarité. Cela reste vrai (fig. 6) jusqu'à la saturation. Par contre, le bas de la courbe ne met pas toujours en évidence le bruit propre du système amplificateur, car le niveau est souvent trop bas par rapport aux possibilités supérieures.

COURBE DYNAMIQUE DE LINEARITE

Il existe un moyen fort commode de vérifier la linéarité d'un amplificateur : il suffit de relever la **caractéristique dynamique**. Pour ce faire on pratique une figure de Lissajous entre les tensions d'entrée et de sortie (fig. 7). Si l'on règle convenablement les gains des voies « Y » et « X » et si les tensions d'entrée et de sortie sont sinusoïdales on obtient un trait incliné à 45 ou 135° selon que les tensions sont en phase ou en opposition de phase.

On choisit une fréquence de travail pour laquelle aucune autre sorte de déphasage n'apparaisse.

En poussant l'attaque au moyen du potentiomètre auxiliaire I₁, il arrive un moment où la tension de sortie est écrêtée. La caractéristique dynamique doit présenter des coudes supérieur et inférieur symétriques (fig. 8 A). Dans le cas où ces coudes seraient plus prononcés d'un côté que de l'autre (voir fig. 8-b et c), il

faut revoir le point de repos de l'étage de sortie AF.

CONTROLE DU POINT DE REPOS DE L'ETAGE DE SORTIE

Les étages de sortie des amplificateurs AF sont presque toujours composés de transistors complémentaires montés en liaison directe avec un transistor d'attaque (fig. 8).

Un réglage approprié situé **avant** cet étage règle le point de repos **en classe B**.

Les transistors T₁ et T₂ fonctionnent donc alternativement. Si le raccordement des courbes de caractéristiques I_c/V_{ce} n'est pas bien fait, on observe une distorsion due au passage par zéro de la classe B (fig. 10) : les alternances du signal ne se raccordent pas, non plus.

En retouchant le rhéostat qui règle les courants de repos de l'étage « push-pull » on doit faire disparaître ce défaut **même aux bas niveaux, si les transistors sont appariés**.

RELEVÉ DE LA BANDE PASSANTE

La voie verticale d'un oscilloscope présentant une largeur de bande nettement plus grande que celle d'un amplificateur AF, on peut relever la courbe de réponse de ce dernier en branchant l'oscilloscope comme millivoltmètre de crête. Utilisant le même montage que celui de la figure 1, on note la hauteur « h » crête à crête du signal à la fréquence de 1000 Hz. Puis, maintenant le niveau d'entrée « V_e » absolument constant, on balaie la fréquence au générateur depuis 10 ou 20 Hz jusqu'à 100 ou 200 kHz **au moins**, tout en notant à chaque fois la variation de la hauteur du signal obtenue sur l'écran.

La courbe de l'atténuation relative s'exprime en décibels au moyen de la relation :

$$\text{Att.} = -20 \log \frac{h_0}{h}$$

... si $h_0 > h$.

On obtient, par exemple, une

courbe analogue à celle de la figure 11.

Cette méthode présente l'avantage, sur l'emploi d'un seul voltmètre de sortie, d'avoir constamment sous les yeux le signal AF.

DISTORSION HARMONIQUE

Une tension sinusoïdale doit conserver sa forme lorsqu'elle traverse un amplificateur. Si celui-ci écrête ou déforme le signal il apparaît des composantes qui s'ajoutent et se retranchent à la fonction initiale : ce sont les **harmoniques**.

Ainsi, pour matérialiser un écrêtage on conçoit facilement la présence d'un harmonique 3 prépondérant dans la composition de la figure 12.

Pour qualifier la distorsion « harmonique » – ou d'« amplitude », pour des raisons physiques évidentes – on invoque la notion de taux de distorsion exprimant le rapport entre la somme quadratique de toutes les

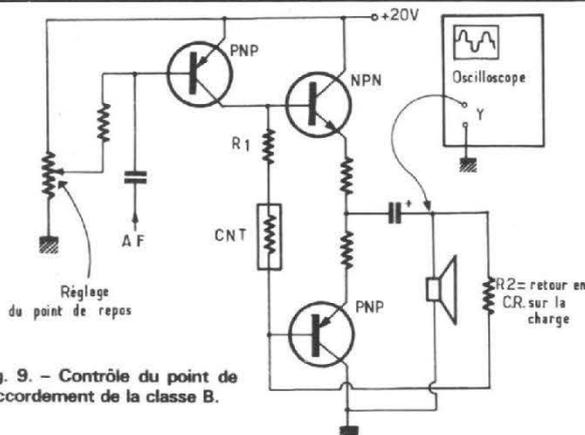


Fig. 9. - Contrôle du point de raccordement de la classe B.

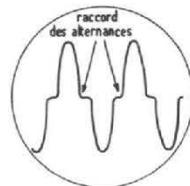


Fig. 10. - Raccordement déficieux des alternances d'une classe B mal réglée.

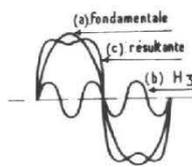


Fig. 12. - Un signal écrêté (C) résulte de l'addition d'une fondamentale (a) avec un harmonique (b) impair.

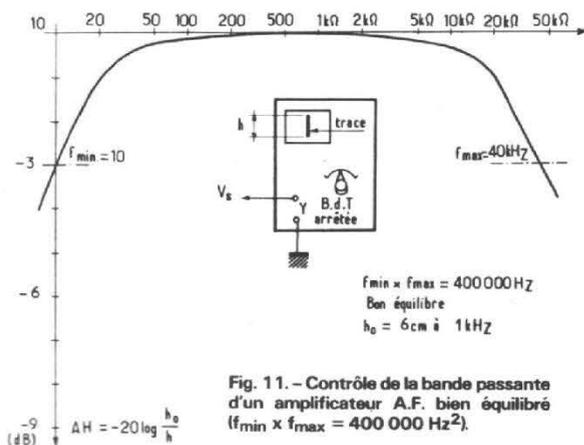


Fig. 11. - Contrôle de la bande passante d'un amplificateur A.F. bien équilibré ($f_{\min} \times f_{\max} = 400\,000$ Hz²).

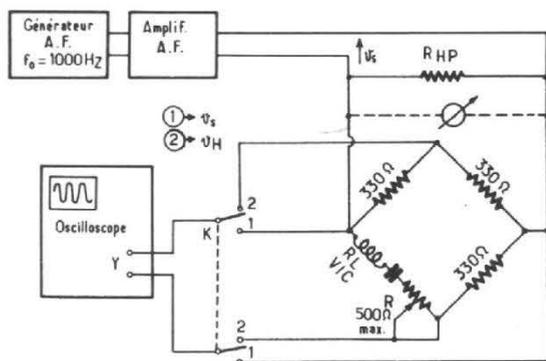


Fig. 13. - Utilisation d'un pont de Barkhausen.

harmoniques et la valeur efficace du signal mesuré :

$$T_d = \frac{\sqrt{H_2^2 + H_3^2 + \dots + H_n^2}}{\sqrt{F^2 + H_2^2 + H_3^2 + \dots + H_n^2}} = \frac{\sum H_n^2}{V_{\text{eff}}}$$

Finalement, pour connaître ce taux, il suffit de séparer du signal complet V_{eff} , la fondamentale de ses harmoniques et de mesurer, en bloc, l'amplitude résultante de ces dernières.

MESURE AVEC UN PONT DE BARKAUSEN

En prenant un oscilloscope comme moyen de contrôle, on peut faire appel à un pont de Barkausen dont nous représentons une application figure 13.

Une première mesure aux bornes de la résistance R_{HP} chargeant l'amplificateur, nous donne à l'oscilloscope l'amplitude crête à crête du signal BF plus ou moins déformé.

Un voltmètre quadratique pourrait en donner éventuellement la valeur efficace. On choisit une fréquence f_{AF} qui puisse s'accorder sur le circuit résonnant série RLC.

Exemple : $f_{AF} = 1000$ Hz pour :

$$L = 1 \text{ H} ; R_L = 100 \Omega \text{ max.}$$

$$C = 25 \text{ nF}$$

L'oscilloscope est alors placé au sommet du pont (K sur 2). La fréquence est ajustée de telle sorte qu'un minimum de signal apparaisse sur l'écran. En effet, en s'accordant sur le pont, la fréquence choisie crée une surtension pour la fondamentale sur L et de C mais le circuit série reste désaccordé pour les harmoniques qui se retrouvent sur l'écran.

En somme, après avoir agi sur la fréquence du générateur et sur la résistance R de telle manière qu'un minimum d'amplitude soit constaté sur l'oscilloscope, on a les schémas équivalents de la figure 14 :

Le pont accordé sur la fondamentale devient un pont de Wheatstone à l'équilibre (A).

Le circuit série de grande surtension présente une impédance très élevée pour les harmoniques (B) ; cette branche du pont peut être ôtée dans notre raisonnement, les harmoniques apparaissant alors divisées par 2 entre A et B. Bien que la définition soit faussée par l'impossibilité de connaître exactement les valeurs efficaces, on peut dire que le taux de

distorsion s'approche du rapport des valeurs maximales relevées

dans l'un et l'autre des cas ci-dessus :

$$T_{d \text{ max}} = \frac{2 V_h}{V_s} \cdot 100$$

(voir fig. 13). Le chiffre 2 provient de ce que le pont ne fournit que la moitié des harmoniques (résistances R identiques).

RECHERCHE DU RANG DE L'HARMONIQUE PREPONDERANT

Un moyen rapide permet de connaître le rang de l'harmonique prépondérant. Signalons, en effet, que les signaux déformés par un amplificateur AF comportent en général, soit une forte proportion d'harmoniques deux (et paires) soit un grand pourcentage d'harmoniques trois (et impaires). Imaginons l'emploi d'un filtre réjecteur quelconque mais ayant un côté des entrée et sortie à la masse (un double T par exemple, voir fig. 15).

Là encore, on accorde la fréquence du générateur sur celle de réjection du double T ; à la sortie du filtre il ne reste que les harmoniques qu'on applique sur l'entrée Y.

Par contre, on branche sur l'entrée horizontale (base de temps arrêtée) le signal d'entrée. Une figure de Lissajous doit apparaître et, d'après le rapport des points de tangence, on retrouvera aisément le rapport de fréquence (voir précédent article). Certes, il faudra interpréter les résultats car, avec le premier harmonique prépondérant, se mélangent toutes les autres composantes de rang supérieur mais d'amplitudes plus faibles, fort heureusement.

DISTORSION D'INTERMODULATION

Le phénomène d'intermodulation résulte de la non linéarité des étages d'entrée des amplificateurs. Cela se traduit par une modulation d'amplitude des signaux les plus élevés en fréquence par ceux de fréquences plus faibles.

Pour vérifier ce défaut fort gênant à l'oreille, on met en présence à l'entrée de l'amplificateur deux fréquences très différentes :

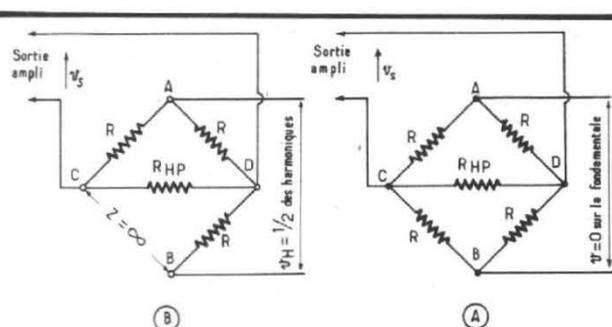


Fig. 14. - Comportement du pont de Barkausen sur la fondamentale (A) et sur les harmoniques (B).

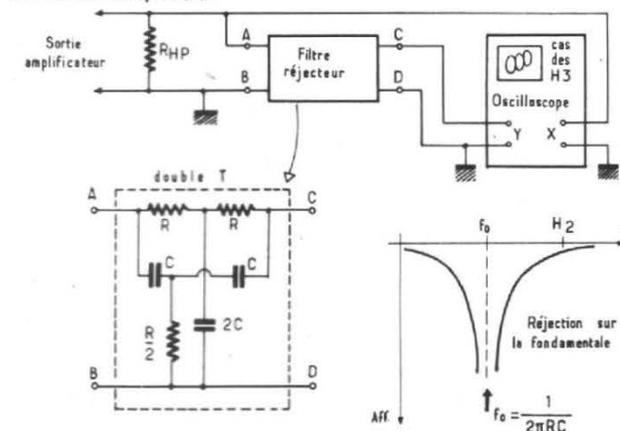


Fig. 15. - Système réjecteur permettant de repérer le rang de l'harmonique principal d'un signal déformé.

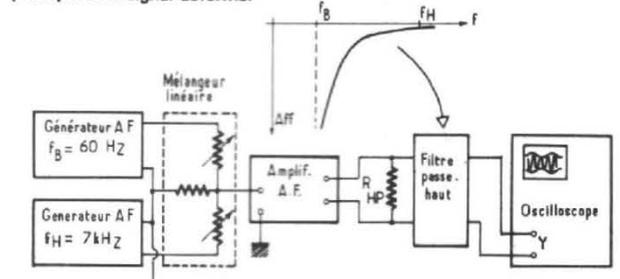


Fig. 16. - Montage permettant l'appréciation de l'intermodulation.

$$I_M = \frac{AB}{AH} \cdot 100$$

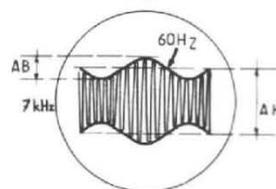


Fig. 17. - La fréquence f_B étant supprimée, il reste la fréquence la plus forte, mais modulée en amplitude en cas d'intermodulation.

par exemple : 60 et 7 000 Hz, chiffres habituellement choisis parce que assez éloignés de la fréquence du réseau et n'ayant pas de rapport entre eux (l'un n'est pas l'harmonique de l'autre).

A la sortie de l'amplificateur, un filtre passe-haut interdit le transfert de la fréquence la plus faible : il reste la plus élevée et, si une intermodulation existe, celle-ci apparaît modulée à l'oscilloscope.

Le taux d'intermodulation se

définit comme étant le rapport existant entre la composante modulante et celle modulée. En observant l'amplitude des courbes enveloppes - voir figure 17 - il vient l'évidente relation :

$$I_m = \frac{A_B}{A_H} \cdot 100$$

appréciation faite des longueurs à l'oscilloscope.

Roger Ch. HOUZE
Professeur à l'E.C.E.

LE MAGNETOPHONE PORTATIF



NAKAMICHI 550

PRÉSENTÉ pour la première fois en Europe au Salon de la Haute Fidélité de Milan, le Nakamichi 550 le fut en France quelques mois avant le festival du Son. Troisième appareil d'une série de prestige, le 550 se distingue de ses aînés, 1000 et 700 par sa fonction, il est portable et de ce fait autonome, et par ses deux têtes, alors que les 1000 et 700 en possédaient trois. Le fait de ne posséder que deux têtes se traduit par un prix qui rend le 550 compétitif sur le marché des appareils à cassette de haut de gamme. La cassette fut, dans ses débuts, réservée à des appareils bon marché aux caractéristiques acoustiques équivalentes à celles des appareils radio à transistors. Les progrès en matière de bande et de tête ont permis de fabriquer des magnétophones à cassettes dont les performances se rapprochent de celles des appareils à bande. Le 550 est l'un de ces appareils, original à beaucoup de points de vue.

CARACTÉRISTIQUES

Alimentation : 12 V par 8 piles, alimentation voiture et bloc secteur.

Vitesse de défilement : 4,76 cm/s \pm 1,5 %.

Pleurage et scintillement : 0,13 % pondéré.

Réponse en fréquence : 40-17 000 Hz \pm 3 dB (bande haute densité et faible bruit) ; 40-16 000 Hz \pm 3 dB (bande au chrome).

Rapport signal/bruit : meilleur que 60 dB, Dolby en service, pondération CCITT, 3 % de distorsion à 400 Hz.

Distorsion harmonique totale inférieure à 2 % (à 1 kHz, 0 dB).

Effacement : meilleur que 60 dB. Séparation des canaux : meilleure que 35 dB (1 kHz, 0 dB).

Diaphonie : meilleure que 60 dB (1 kHz, 0 dB).

Fréquence de prémagnétisation : 105 kHz.

Sensibilité d'entrée :

0,2 mV/600 Ω (micro) - 70 mV/150 k Ω (ligne).

Niveau de sortie : ligne : 580 mV - Casque : 100 mV (1 kHz, 0 dB).

Autonomie : 15 heures d'utilisation permanente.

Dimensions : 311 x 89 x 350 mm.

Poids : 5,1 kg sans piles.

PRÉSENTATION

Bien que la cassette en elle-même soit un support magnétique de très petites dimensions, le magnétophone Nakamichi 550 est un appareil aux dimensions imposantes. Ce type d'appareil, portable est très rare sur le marché, Uher, avec son 124 étant le précurseur, avec plusieurs années d'avance et une miniaturisation poussée, tandis que Sony, avec son 152 précédait, de quelques mois le 550.

Ses grandes dimensions, il le doit en partie à sa façade garnie de Vumètres de grande taille ; la place restant inoccupée à l'intérieur permet de penser qu'il eut

été possible de réaliser une réduction de l'encombrement. Le poids de l'appareil est lui aussi imposant, rien à voir avec les quelques 700 grammes des petits magnéto-cassettes. Pour supporter ce poids (5,1 kg), une large bretelle (large comme une ceinture de sécurité automobile) se fixe de chaque côté du 550. Deux vis aux têtes massives se chargent de cette fixation.

L'ensemble de l'appareil est noir, les faces avant et arrière sont en matière plastique moulée noire tandis que les faces latérales sont constituées de deux demi-coquilles de tôle recouverte d'une matière plastique matelassée, fixée par une bonne douzaine de vis.

Donc, en résumé, un aspect très sérieux, presque professionnel. La cassette vient se loger à la partie supérieure du 550 et devra être installée avant l'utilisation. Une fois l'appareil en bandoulière, la face avant est parfaitement accessible, mais les touches

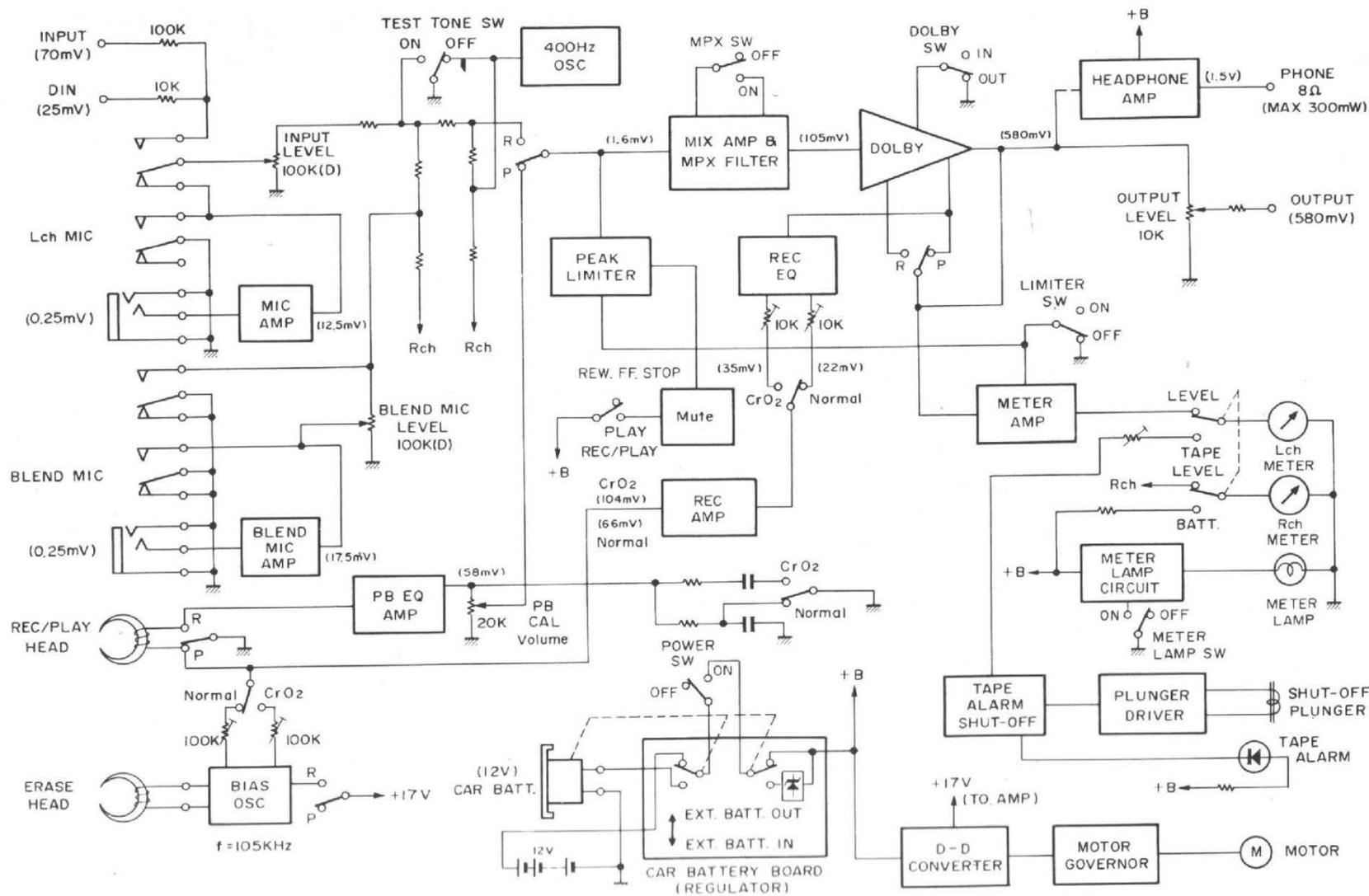


Fig. 1 : synoptique.

Input : entrée.
 L ch Mic : entrée micro gauche.
 Blend Mic : entrée mixée.
 Rec/play Head : tête enregistrement lecture.
 Erase head : tête d'effacement.
 Amp. : amplificateur.
 Bias osc : oscillateur d'effacement.

Level : niveau.
 PB : lecture.
 EQ : correction de courbe.
 Peak limiter : limiteur de crête.
 Mix and et MPX filter : amplificateur de mélange et filtre multiplex.
 REC : enregistrement.
 Mute : silencieux.

Rew : reboinage.
 FF : avance rapide.
 Car batt. : alimentation voiture.
 D-D converter : convertisseur continu-continu.
 Motor governor : asservissement du moteur.
 Tape alarm/shut off : alarme de bande, arrêt automatique.

Plunger driver : commande d'électroaimant.
 Meter amp : amplificateur de crête mètre.
 Headphone amp. : amplificateur de casque.

de commandes devront être recherchées à tâtons. Un rappel de la position des touches en façade est le bienvenu, ainsi d'ailleurs qu'un repérage en relief des touches. Le compteur est bien entendu invisible, mais le constructeur a placé, sur l'un des galvanomètres une échelle graduée de 0 à 100% permettant, en appuyant sur une touche de savoir où est la cassette, de plus, un dispositif d'alarme réglé avant la mise en service du 550 avertit l'utilisateur qu'un certain temps s'est écoulé depuis la mise en route. Nous reviendrons sur la technique de ces dispositifs originaux.

Les prises micros sont en façade, ce sont trois jacks de 6,35 mm, robustes. Un clavier à touches assure certaines fonctions comme la mise en route du Dolby B, celle d'un limiteur, le choix des circuits d'égalisation en fonction du type de bande et aussi l'allumage des cadrans des galvanomètres. Le contrôle auditif est possible sur la façade, il ne s'agit pas, comme sur beaucoup d'appareils, d'un vague contrôle à peine audible mais d'une prise reliée à un ampli, avec niveau de sortie élevé, réglable par un potentiomètre spécial n'agissant pas sur les sorties. Donc, pour l'enregistrement autonome, où les sources sont des micros, tout est disponible en façade.

L'arrière est réservé à l'utilisation dans un local, qu'il s'agisse d'un véhicule ou d'une maison. Prise d'alimentation, potentiomètres de réglage du niveau d'enregistrement, poussoir « Dolby

tone », prises d'entrée et de sortie ligne, réglage du niveau de ces sorties, et aussi accès au casier à piles. Des pieds en caoutchouc assurent la stabilité verticale du 550.

POSSIBILITÉS

Le Nakamichi 550 est incontestablement un appareil très différent des platines à cassette HiFi d'un prix équivalent. Bien sûr, son esthétique particulière ne s'accommodera que difficilement du voisinage d'autres appareils prévus pour s'intégrer au mobilier, mais ce n'est pas la seule différence.

Nous allons voir ici ce qui distingue ce 550.

LES INDICATEURS DE MODULATION

Leur taille est très convenable et les aiguilles, suffisamment grosses, se distinguent bien. Ces indicateurs travaillent en crête, ils enregistrent, non pas une valeur moyenne suivant la loi des Vu-mètres habituels mais la valeur des pointes de tension. Ainsi, aucune saturation de la bande n'est possible si la surveillance est vigilante. Autre particularité, leur échelle, qui est de 20 dB sur un appareil conventionnel a été étendue à près de 45 dB exploitable. La graduation existe et commence à -40 dB pour aller à +5. Cette disposition permet de vérifier la présence de modulation même lors de pianissimi, ce

qui n'est pas possible avec les moyens conventionnels. Même si cette graduation n'est pas d'une précision exemplaire, elle permet néanmoins ce contrôle.

Chaque galvanomètre porte une échelle auxiliaire. Celui de droite permet le contrôle de l'état des piles, celui de gauche la position de la bande dans la cassette. Cette indication analogique est associée à un système d'alerte automatique qui signale que l'on a atteint un certain pourcentage de bande, précaution utile pour certaines utilisations.

Les prises micro. Comme sur les Nakamichi 1000 et 700, on dispose de trois prises, une pour le micro de droite, l'autre pour celui de gauche et la troisième pour celui du centre. Le signal issu de ce micro est équitablement réparti entre les deux voies gauche et droite si bien que le signal semble provenir du centre. Le niveau de chaque canal micro est bien entendu réglable.

Le limiteur. Ce dispositif, que l'on peut ou non mettre en service est un système qui réduit automatiquement le gain en présence d'une pointe susceptible de créer une distorsion excessive. Son niveau d'action se situe aux environs de +2, +3 dB.

L'amplificateur de casque. Autonome, le 550 devait disposer d'un système de contrôle auditif efficace. Cette section est souvent négligée sur les magnétophones à cassette HiFi, ces appareils étant destinés à être reliés à une chaîne. Ici, la puissance disponible est de 300 mW sur 8 Ω , une petite enceinte de rendement élevé peut

être reliée à chaque sortie. Pour un casque, le niveau est très élevé, même si son impédance est de 400 Ω alors que celle d'utilisation normale est de 8 Ω .

ETUDE TECHNIQUE

Le schéma de principe figure 1 montre l'ensemble des circuits électroniques et leur interconnexion, pour une seule voie, les deux voies étant bien entendu identiques.

Ce schéma est relativement complexe, et de multiples liaisons existent entre les circuits pour assurer le mélange des voies, l'adaptation de la bande (chrome ou oxyde de fer), le « muting », la suppression du bruit de fond par Dolby, l'indication de la longueur de bande, la limitation du niveau, etc.

ENREGISTREMENT

Le signal issu des micros, entre sur un préamplificateur (MICAMP), passe par des contacts commandés par la présence du jack dans la prise (quand il n'y a pas de jack, les entrées « ligne » sont en service) puis entre sur le curseur d'un potentiomètre (Input Level), configuration peu courante qui permet d'assurer une dynamique très élevée, en effet, il est possible d'appliquer à l'entrée micro un signal d'amplitude comprise entre 0,2 mV et 400 mV sans saturation. Un réseau de résistances permet ensuite de mélanger au

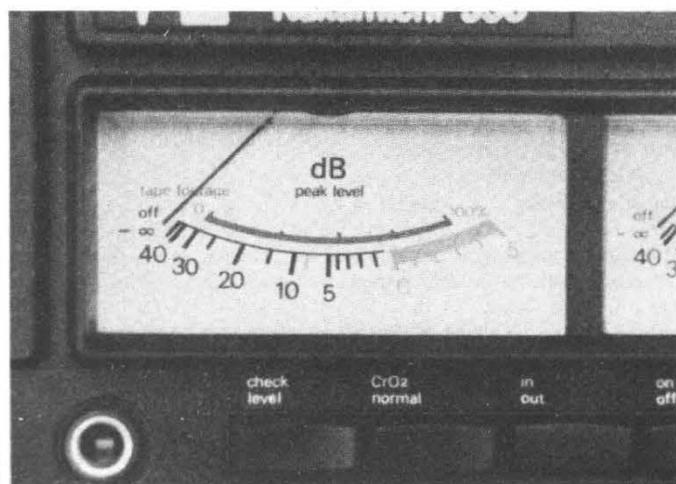


Photo 1 - Cadrans de l'indicateur de crête. Noter que la graduation va jusqu'à -40 dB, chiffre inscrit là où figure -20 dB sur un vu-mètre conventionnel. La seconde échelle permet de connaître le temps d'enregistrement restant.

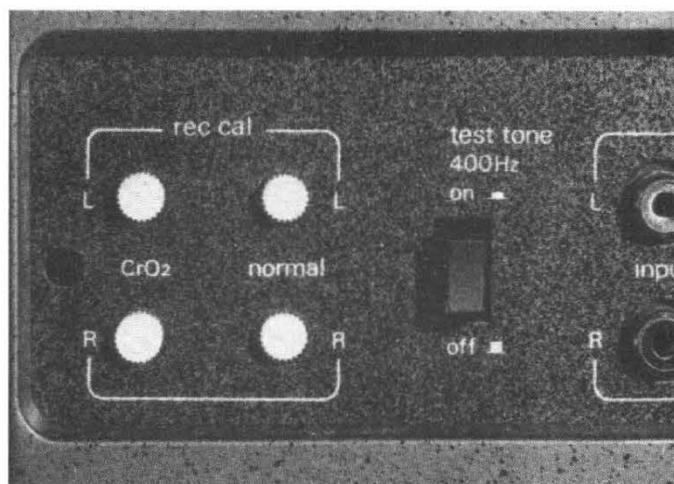


Photo 2 - La face arrière est réservée aux prises utilisées le plus souvent en intérieur. A côté de ces prises sont installés les réglages d'enregistrement. Le trou de gauche donne accès au réglage de la vitesse.

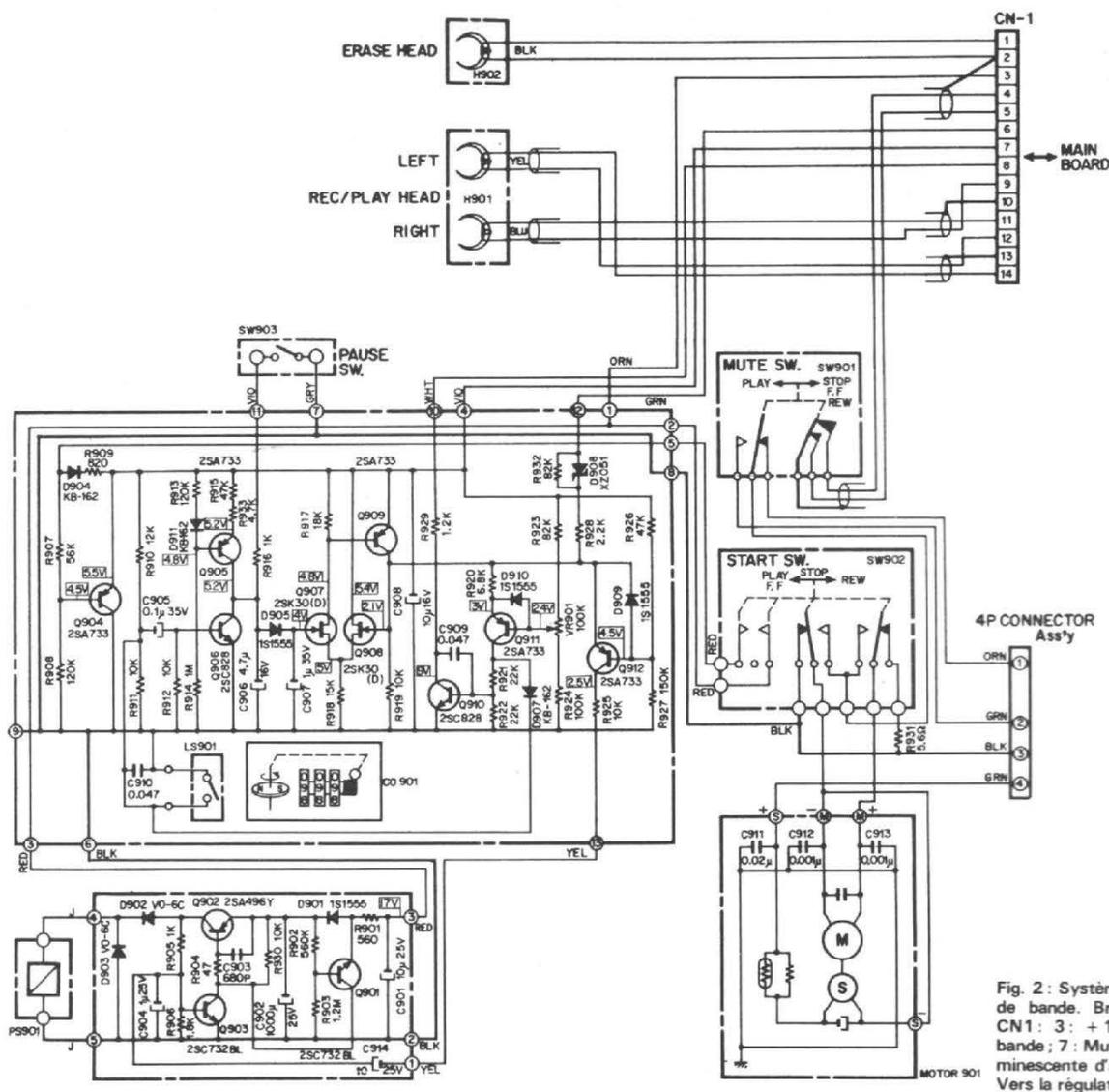


Fig. 2: Système d'indication de durée de bande. Brochage du connecteur CN1: 3: +17 V; 6: indicateur de bande; 7: Muting; 8: Diode électroluminescente d'alarme. Connecteur 4P: Vers la régulation du moteur.

signal d'entrée celui du micro central (Blend Mic), ou le signal à 400 Hz destiné au réglage du Dolby en fonction de la bande utilisée.

Le signal issu de ce réseau est ensuite dirigé sur un amplificateur MIX AMP) équipé d'un filtre Multiplex destiné à éliminer les résidus des émissions stéréophoniques. Un étage de limitation shunte une partie du signal lorsque ce dernier a une amplitude supérieure à celle tolérée par l'appareil. Le circuit Dolby assure la préaccentuation des signaux haute fréquence de faible amplitude. Le signal de sortie du Dolby est envoyé alors vers l'amplificateur correcteur d'enregistrement (REC EQ) puis vers les enroulements de la tête après injection du courant HF de polarisation. Deux valeurs de courant sont choisies,

l'une pour la bande à l'oxyde de fer, l'autre pour celle au chrome.

La sortie de l'amplificateur Dolby est dirigée également vers l'amplificateur de casque, vers les prises de sortie, vers l'indicateur de crête.

LA LECTURE

En position lecture, c'est la même tête que celle qui assure l'enregistrement. Le préamplificateur de lecture assure la correction de courbe, là encore, deux positions sont prévues, l'une pour la bande chrome, l'autre pour la bande à l'oxyde de fer. Le signal est encore dirigé vers le Dolby qui cette fois travaille en désaccentuateur. Les indicateurs de niveau, les amplis casques sont également en service.

LES CIRCUITS AUXILIAIRES

Les circuits auxiliaires figurant sur ce schéma concernent l'alimentation. Les circuits électroniques que régulent, un convertisseur continu/continu délivre une tension supérieure à celle que donnent les piles, ce qui permet aux circuits d'amplification de travailler avec une marge de saturation élevée. Même le circuit d'alimentation des lampes d'éclairage des indicateurs de crête est transistorisé, ainsi, l'intensité croît lentement dans les filaments et il n'y a aucun risque de création de parasites, qui pourraient, en l'absence de ce dispositif être enregistrés sur la bande. Les autres circuits électroniques com-

mandent le moteur d'entraînement de la mécanique, l'électroaimant de l'arrêt automatique et l'indicateur de bande.

INDICATEUR DE DURÉE DE BANDE

Le schéma de principe détaillé, figure 2 comprend une série de dispositifs liés à la mécanique. En bas à droite, sont représentés le moteur et sa génératrice tachymétrique. Tous deux sont liés mécaniquement, et reliés au circuit de régulation par l'intermédiaire des contacts du clavier de fonctions.

Le détecteur de mouvement de la bande est un interrupteur à lame souple LS 901 monté devant un aimant circulaire et rotatif entraîné par la bobine réceptrice.

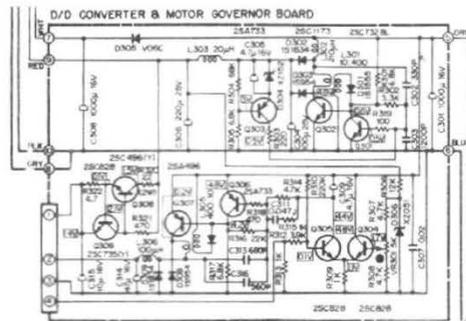


Fig. 3 : Régulation de vitesse du moteur et convertisseur d'alimentation. Brochage : 1 : Avance rapide ; 2 : Moteur, lecture ; 3 : masse moteur ; 4 : génératrice tachymétrique ; 5 : + 10 V ; 6 : masse alim. ; 7 : + 10 V, sortie ; 8, 10 : masse ; 9 : sortie 17 V régulée.

Cet interrupteur met périodiquement à la masse le condensateur C 905. Ce condensateur, chargé au travers du pont de résistances R 910 et R 911 et de la jonction base-émetteur de Q 906 se décharge au travers de ce contact et de la résistance R 912. Pendant que C 905 se charge, le condensateur C 906 est court-circuité par Q 906. C 905 chargé, le transistor Q 906 se bloque et le condensateur C 906 se charge à courant constant, courant délivré par le transistor Q 905. La tension aux bornes de C 906 croît linéairement, et dès que le seuil de conduction de D 905 est dépassé, C 907 se charge à son tour. Ensuite, l'interrupteur à lame se referme, puis s'ouvre, C 906 se décharge à nouveau. Plus l'interrupteur travaille lentement, plus C 906 a le temps de se charger. Comme cet interrupteur est commandé par la bobine réceptrice, la tension de charge de C 907 sera faible au début, l'axe tournant rapidement, elle augmentera progressivement lorsque la bobine se remplira. Il est ainsi possible, par ce discriminateur de fréquence, de connaître la vitesse de rotation de la bobine, donc son diamètre et d'en extraire l'information coefficient

de remplissage, donc le pourcentage de bande utilisé. Cette méthode permet de s'affranchir de l'épaisseur de la bande, à condition toutefois qu'une bobine C 60 soit remplie avec de la bande pour C 60 et non de la bande plus fine pour C 90, donc que le diamètre de la bobine pleine soit maximal. Les deux transistors à effet de champ Q 907 et 908 ainsi que le transistor Q 909 sont montés en différentiel, si bien que l'on recueille sur le collecteur de Q 909 une tension représentative du remplissage de la bobine réceptrice. Cette tension est transmise à un galvanomètre par l'intermédiaire de la diode Zener D 908 qui assure le décalage en tension nécessaire à une lecture correspondante à la graduation imprimée et assurant une linéarité satisfaisante, donc une bonne précision. La tension de collecteur de Q 909 est également envoyée sur deux comparateurs. Le premier, équipé du transistor Q 911 à son potentiel de référence (base) fixé par le potentiomètre VR 901, la tension d'entrée est prise sur l'émetteur. Lorsque la tension d'entrée du comparateur atteint la valeur fixée, Q 911 se met à conduire et commande Q 910 qui à son tour

allume une diode électroluminescente. Ce circuit constitue l'alarme de bande qui permet de repérer un endroit présélectionné. La diode D 907 bloque périodiquement Q 910 pour assurer le clignotement du voyant. Le second comparateur, Q 912 commande l'arrêt automatique. Lorsque l'interrupteur à lame souple ne travaille plus, la tension d'émetteur de Q 912 augmente, comme sa tension de base est fixe, ce transistor se met à conduire à un moment donné. Le condensateur C 914 transmet à la base de Q 903 un ordre de saturation, Q 902 se met à conduire et le condensateur C 902, de 1 000 μ F se décharge dans la bobine PS 901 qui n'est autre que l'électroaimant libérant les touches. Le galet presseur est aussitôt dégagé du cabestan. Le transistor Q 901 commande l'électroaimant lors de l'arrêt ou d'une coupure de l'alimentation.

RÉGULATION DE VITESSE DU MOTEUR ET ALIMENTATION

Le moteur unique d'entraînement du cabestan est à courant

continu. Il est asservi en vitesse par un dispositif dont la qualité essentielle est de ne pas dissiper d'énergie. L'alimentation par piles d'un appareil est coûteuse, de plus, il est intéressant d'avoir une autonomie de marche importante. Le bloc d'alimentation du moteur est divisé en deux parties, l'une est constituée du régulateur proprement dit, l'autre, d'un limiteur de courant (figure 3).

Le régulateur reçoit, sur la base du transistor Q 305 la tension de sortie de la génératrice tachymétrique. Cette tension est comparée par un étage différentiel à une tension de référence ajustable par le potentiomètre VR 301. La tension de sortie du régulateur commande le transistor Q 306 qui shunte la jonction base-émetteur du transistor du convertisseur. Ce convertisseur, transistor Q 307 est un oscillateur de puissance dont la tension de sortie, alimentée, après redressement et filtrage le moteur du cabestan. La régulation consiste, en fonction de la vitesse à brider l'oscillateur Q 307. Divers réseaux servent de contre-réaction. Ce type de régulation, contrairement à celle qui consiste à faire varier la tension d'un moteur de façon continue possède un rendement élevé, la perte d'énergie se situant au niveau de la jonction base-émetteur du transistor du convertisseur, il s'agit en quelque sorte d'une alimentation à découpage.

Les transistors Q 308 et Q 309 sont montés en limiteur de courant, ils sont en service lors des opérations d'avance ou de retour rapide. Le démarrage du moteur est très progressif et évite les détériorations de la bande même si elle est très fine.

Les trois transistors Q 301, 302 et 303 constituent une alimentation à tension constante. On

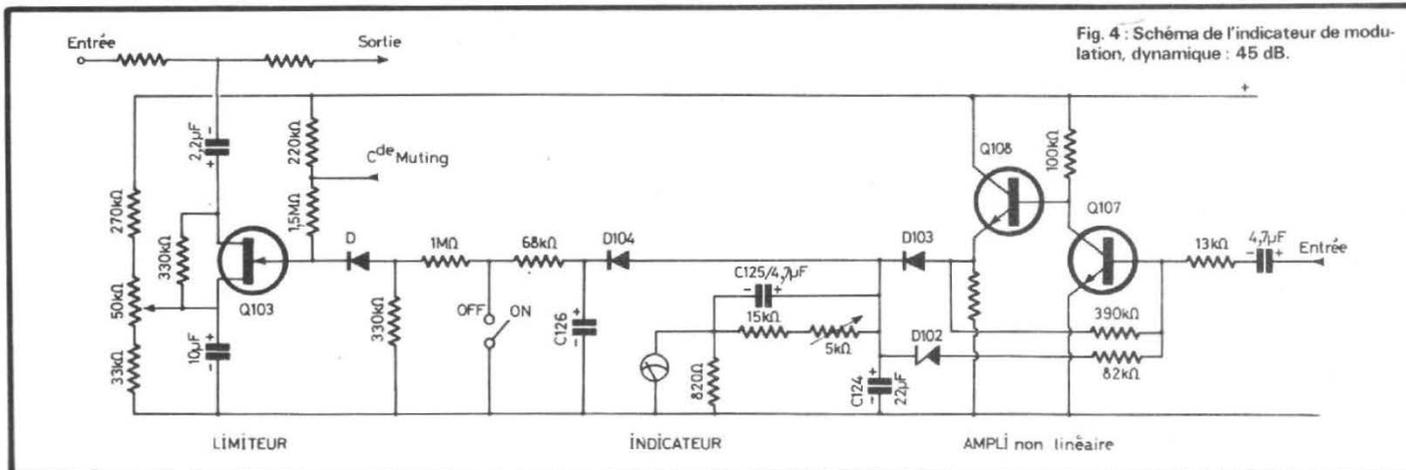


Fig. 4 : Schéma de l'indicateur de modulation, dynamique : 45 dB.

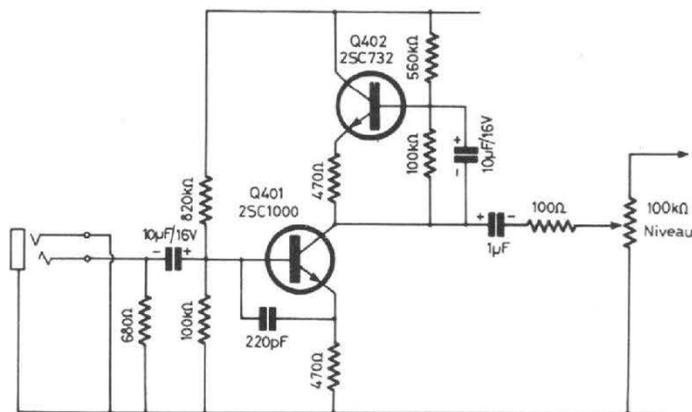


Fig. 5 : Préamplificateur de micro, sensibilité 0,2 à 400 mV.

retrouve le même principe que précédemment, un étage oscillateur à un seul transistor dont la base a été shuntée par la jonction collecteur-émetteur d'un transistor. Le transistor Q 303 joue le rôle de capteur de tension et commande Q 301.

INDICATEUR DE CRÊTE

Deux principes (indication de crête et dynamique élevée) sont à considérer dans ces indicateurs de modulation qui ont pris ici la place des Vu-mètres habituels simplement constitués d'un galvanomètre avec pont redresseur et résistance chutrice incorporée.

L'amplificateur de commande (figure 4) est d'abord un amplificateur de crête, il permet donc de saisir, par la rapidité de sa réponse et son temps de retombée élevé, les pointes du signal et de les visualiser. Le montage est relativement simple et utilise un amplificateur à deux étages à contre-réaction non linéaire. Ce type de contre-réaction est destiné à augmenter la dynamique de l'indicateur. En présence d'un faible signal, le transistor Q 107 est utilisé à son gain maximal, la tension de collecteur est reprise par un étage à collecteur commun (Q 108) qui alimente une diode de redressement. La polarisation du premier étage est prise sur l'émetteur de Q 108. Le redressement est à simple alternance. Le condensateur C 124 se charge et met en mémoire les crêtes. Le condensateur C 125 améliore la rapidité de la réponse du galvanomètre. En présence d'un signal d'amplitude plus élevée, la diode Zener D 102 entre en service et modifie le point de fonctionnement de Q 107 qui voit

son gain diminuer. La sensibilité d'un tel montage est telle qu'à la lecture d'une bande effacée, l'aiguille accuse de faibles mouvements, mouvements qui disparaissent lorsque le réducteur de bruit Dolby est mis en service. Comme le rapport signal/bruit est d'environ une cinquantaine de décibels, on peut se rendre compte de l'efficacité de cet indicateur à bas niveau. La tension de sortie continue de l'indicateur est détectée une seconde fois par la diode D 104. La tension de cathode commande la conduction d'un transistor à effet de champ Q 103 monté en résistance variable. Lorsque le niveau sera trop élevé, le limiteur entrera en action, sans apporter de distorsion notable. Par contre, sa mise en service se signale par des bruits sourds.

Le circuit de limitation constitue simplement la branche inférieure d'un diviseur de tension.

LES PRÉAMPLIFICATEURS MICROPHONIQUES (figure 5)

Ces préamplificateurs, composés simplement de deux transistors ont la particularité d'accepter des signaux d'une dynamique très élevée. Leur sensibilité est en effet de 0,2 mV et ils peuvent recevoir une tension de 400 mV, ce qui correspond à une surcharge possible de 66 dB. Cette particularité, ils la doivent à une charge variable. La charge normale du transistor est constituée d'une source de courant constant en parallèle sur une résistance variable, résistance située entre la masse et le curseur du potentiomètre de réglage de niveau.

AUTRES CIRCUITS

Les autres circuits sont plus classiques mais ont bénéficié de beaucoup de soins. Par exemple, l'oscillateur à 400 Hz servant au calibrage du Dolby est à T ponté, la régulation du niveau de sortie se fait par transistor à effet de champ. Les amplificateurs de casque sont à symétrie complémentaire, ils utilisent chacun cinq transistors. Le réducteur de bruit est conçu comme tous les Dolby B, c'est-à-dire avec un transistor à effet de champ dans le circuit de désaccentuation et de préaccentuation variable.

FABRICATION

L'électronique est raccordée le plus souvent par connecteurs. Un grand circuit est placé au-dessous de la mécanique tandis que l'ensemble convertisseur/régulation du moteur est enfermé dans un coffret en tôle servant de blindage. Il y a en tout 14 circuits imprimés certains d'entre eux étant tout petits et placés directement sur les prises ou les potentiomètres concernés.

La commande des touches est directe et mécanique, pas d'auxiliaires électromécaniques qui auraient facilités la manipulation, au détriment sans doute de la consommation. Le moteur, unique sert pour le bobinage rapide dans les deux sens, l'inversion du sens de rotation est assurée électriquement par inversion des fils d'alimentation du moteur. La qualité des connecteurs est très bonne, les contacts du circuit imprimé sont dorés, les soudures

sont elles aussi de bonne facture, pas de reproche majeur à adresser.

ESSAIS

Les essais mécaniques commencent évidemment par une manipulation de l'appareil. La tenue en bandoulière est bonne, il ne manque qu'un système de repérage de la position des touches. Ces touches sont relativement dures à manœuvrer, peut-être pour éviter les fausses manipulations.

La vitesse de défilement est précise, elle est de +0,4 % en début de bande, passe à +0,3 % au milieu de la cassette pour atteindre +0,1 % en fin de cassette. Le taux de pleurage et de scintillement est de 0,1 % valeur très bonne compte tenu du faible diamètre du cabestan.

Le temps de bobinage rapide est relativement long, il est en effet un peu supérieur à deux minutes pour une cassette C60. Par contre, on notera à l'actif du 550 un démarrage lent de cette opération, lenteur favorable à la conservation du ruban magnétique. Le compteur, pour une cassette C60 indique le chiffre de 520, ces chiffres sont donc correctement employés et assurent une précision satisfaisante.

La sensibilité d'entrée est voisine de celle annoncée, 0,2 mV pour les entrées micros et 60 mV pour les entrées ligne. La saturation des entrées micro, comme nous l'avons vu plus haut est atteinte (écrêtage) pour 400 mV.

Le limiteur agit vers 2 à 3 dB, une augmentation de 3 dB à l'entrée se traduit par une variation de 0,5 dB sur le crête-mètre.

La bande passante d'un appareil à cassette se mesure à un niveau de -20 dB pour un magnétophone normal, à bande, à -30 dB pour un appareil à cassette. Avec une bande au chrome, la bande passante est de 30 Hz à 18 000 Hz, à ± 3 dB. On note une remontée des fréquences élevées.

Nous avons également fait des essais avec d'autres bandes, cette fois à l'oxyde de fer. Nous avons pris ce magnétophone tel qu'il avait été réglé en usine, au Japon. Les meilleurs résultats ont été obtenus, sur 5 bandes, avec la nouvelle bande Philips Hi Ferro présentée au dernier Festival du Son. La bande passante est d'environ 17 500 Hz, elle tient dans une fourchette de ± 1 dB

MINI_MIRE GM 50

La plus petite d'Europe - 145mm/m x 75mm/m
et aussi la plus légère : 350 grammes.

GEOMETRIE - CONVERGENCE - PURETE noir/blanc - couleur

CARACTERISTIQUES :

- Circuits intégrés et transistors
- Standard 625 et 819 lignes
- Modulation vidéo positive et négative
- Image blanche pour pureté
- 18 barres V et 14 H sur grille de convergence
- Sortie VHF canal 5
- Alimentation par 4 piles de 1,5 V
(garantie totale 1 an)

Publipress



960F T.T.C.

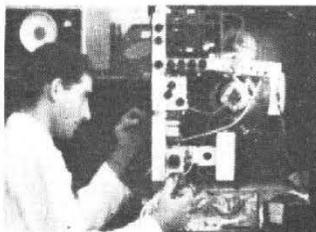
EXPEDITION GRATUITE DANS TOUTE LA FRANCE DES RECEPTIONS DE LA COMMANDE ACCOMPAGNEE DU REGLEMENT (pour quantité ou tous autres renseignements, nous consulter)



CERATEM électronique

6 Allée Robert Schmitt 93320 PAVILLONS SOUS BOIS
Tél : (1) 738.11.19

MAITRISE DE L'ÉLECTRONIQUE



COURS PROGRESSIFS
PAR CORRESPONDANCE

L'INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE

24, rue Jean-Mermoz - Paris (8^e)
École privée d'enseignement à distance

FORME **l'élite** DES
RADIO-ÉLECTRONICIENS

MONTEUR - CHEF MONTEUR
SOUS-INGÉNIEUR - INGÉNIEUR
TRAVAUX PRATIQUES

**PRÉPARATION AUX
EXAMENS DE L'ÉTAT**

(FORMATION
THÉORIQUE)
PLACEMENT

Documentation HRB
sur demande



BON à découper et à retourner, mentionner le numéro
sans engagement de documentation gratuite
à l'adresse ci-dessous pour plus de détails

HRB23
Nom _____
Prénom _____
Adresse _____

infra

AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT : Dessin Industriel, Aviation, Automobile

POUR TOUS VOS TRAVAUX MINUTIEUX UNIVERSA IV



Cette loupe a été étudiée et expérimentée pour les divers travaux effectués dans les industries électroniques : bobinage, câblage, soudure, assemblage et vérifications diverses.

- Optique de grossissement 4 X, composée de 2 lentilles aplanétiques.
- Grand champ de vision (90 mm de large x 210 mm de long).
- Distance de travail variant de 16 à 30 cm sous la lentille.
- Aucune déformation d'image.
- Adaptation à toutes les vues (avec ou sans verres correcteurs) et rigoureusement sans fatigue.
- Éclairage en lumière blanche masquée par un déflecteur.
- Manipulation extrêmement libre (rotation, allongement).
- Mise au point rigoureuse.
- Indispensable pour l'exécution de tous travaux avec rendement et qualité.

CONSTRUCTION ROBUSTE
Documentation gratuite sur demande

ÉTUDES SPÉCIALES SUR DEMANDE

JOUVEL

OPTIQUE, LOUPES
DE PRÉCISION

BUREAU
EXPOSITION et VENTE

89, rue Cardinet, PARIS (17^e)
Téléphone : CAR. 27-56

USINE : 42, avenue du Général-Leclerc
91-BALLANCOURT
Téléphone : 498-21-42

GALLUS

CONCLUSION

Magnétophone à cassette sortant de l'ordinaire, qui semble solide et aux performances excellentes, le 550 se prête particulièrement aux prises de son dans la nature. On regrettera peut-être le peu de protection vis-à-vis de la pluie qui limitera son usage. Le constructeur livre bien son appareil avec un sac en plastique, ce dernier ne permet pas la manipulation et servira uniquement pour le rangement. Quant au prix du 550, compte tenu des solutions utilisées, de la qualité du montage, il reste raisonnable par rapport à celui d'autres appareils du marché. La cassette HiFi est chère, le fait est bien connu.

E.L.

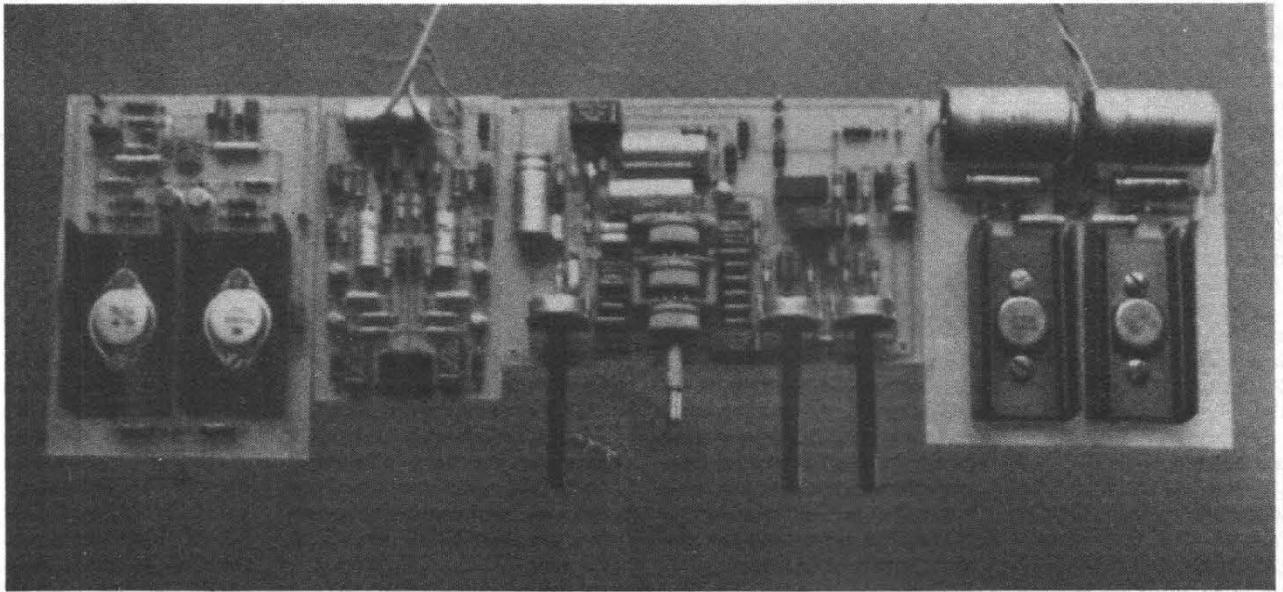
entre 50 Hz et 17 000 Hz. La bande standard de ce même fabricant donne des résultats inférieurs : 30 Hz à 7 000 Hz à ± 3 dB. Les autres bandes testées donnent cependant une bande passante allant toujours au-delà de 15 000 Hz, avec une atténuation de quelques 3 dB par rapport à 1 000 Hz au-dessus de 6 000 Hz. Un réglage de la pré-magnétisation permettrait sans doute une amélioration des performances. Le choix de la cassette est donc un point important, si l'on désire exploiter au maximum les possibilités du 550, d'autant plus que le nombre de revendeurs disposant du matériel pour régler un magnétophone pour une bande donnée est limité.

Le taux de distorsion harmonique est un paramètre qui dépend également du réglage du magnétophone. La bande au chrome, comme toujours est ici défavorisée avec 2,6 % pour 0 dB au crête-mètre, elle admet une surcharge de 1 dB (distorsion 3 % à 1 000 Hz). Les autres bandes à l'oxyde de fer ont donné 0,9 % et une surcharge de + 7 dB pour la cassette Philips Hi-Ferro, 1,2 à 1,3 % et une surcharge de + 6 à 7 dB pour les autres cassettes.

Le rapport signal/bruit d'un magnétophone peut se mesurer de diverses façons : pour 0 dB au vumètre, ou pour une distorsion harmonique de 3 %. Connaissant la surmodulation possible des bandes, la conversion est simple. La bande au chrome a permis d'atteindre un rapport S/B de 52 dB en mesure non pondérée sans Dolby, 56 dB non pondéré avec Dolby, 52 dB pondéré sans Dolby et 61 dB avec Dolby. Si l'on veut le rapport S/B pour une distorsion de 3 %, il suffit d'ajouter 1 dB.

Pour la bande à l'oxyde de fer, les valeurs sont de 47,54 en mesure non pondérée, sans et avec Dolby, 46 et 55 dB en mesure pondérée avec et sans Dolby. Pour connaître la valeur pour 3 % de distorsion, on peut ajouter les 7 dB de surcharge. La bande à l'oxyde de fer se porte donc au niveau de la bande au chrome pour un taux de distorsion donné, elle est inférieure à celle au chrome, pour 0 dB à l'indicateur de niveau !

4 modules pour un ampli B.F. de classe HI-FI



LES modules que nous allons présenter dans cet article permettent, mis bout à bout, de réaliser un amplificateur Basse Fréquence de bonne qualité.

Ces 4 modules se présentent comme suit :

- module A : préamplificateur-correcteur RIAA (module stéréophonique),
- Module B : préamplificateur-correcteur de tonalité et volume + filtre actif commutable (6 fréquences de coupures),
- module C : amplificateur de puissance de 15 Weff,
- module D : alimentation symétrique ± 24 volts.

Le synoptique fig. 1 donne la vue d'ensemble de cette réalisation et les interconnexions à réaliser autour de ces quatre modules.

Seul le module A est stéréophonique. Si on désire monter un amplificateur stéréophonique, il suffit de câbler deux cartes B ainsi que deux cartes C.

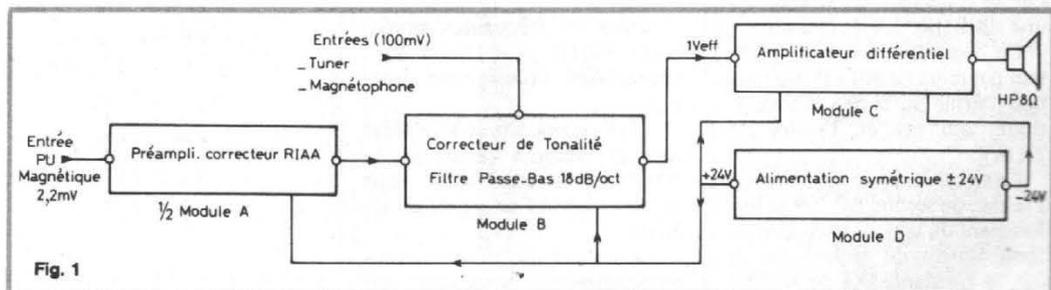


Fig. 1

I. - LE MODULE A : PRÉAMPLIFICATEUR RIAA

Volontairement, nous avons séparé pour cette partie préamplificatrice le correcteur de tonalité du préamplificateur pour cellule magnétique.

Cela permet, si on le désire, d'inclure ce correcteur RIAA dans le socle de la platine tourne-disques. Les risques de rayonnement magnétique sont ainsi évités et le rapport signal/bruit ne peut qu'y gagner, ce qui est appréciable pour une entrée à bas-niveau.

Par contre, si ce module est destiné à être inclus dans l'amplificateur, on peut très bien enfermer celui-ci dans un petit boîtier métallique, le plus éloigné possible du transformateur.

Tout a été fait pour éviter les risques de rayonnement ; la prise DIN d'entrée est soudée directement sur le circuit imprimé et la commutation de cette source ne se fait qu'après amplification du signal à bas niveau (de l'ordre de 2,2 mV).

A) Le schéma

Ce préamplificateur RIAA est de conception classique. Il utilise pour chaque canal deux transistors à faible bruit du type BC 109.

Le schéma de principe fig. 2 permet de comprendre le fonctionnement de ce module A.

Le raccordement de la platine PU au module se fait au niveau de la prise DIN soudée au circuit imprimé.

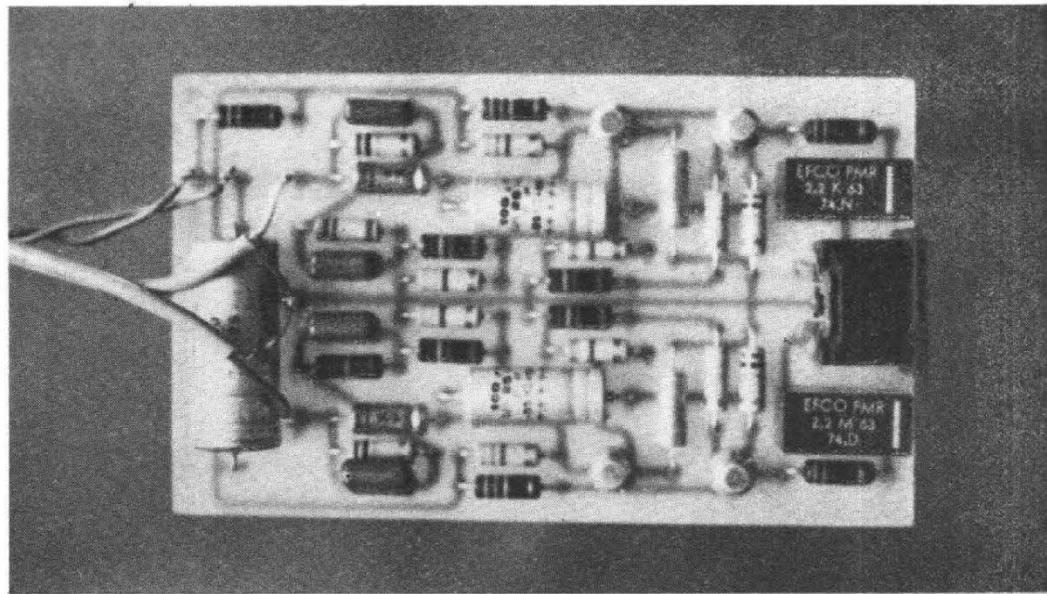
La modulation est ensuite transmise au travers du condensateur C1 de 2,2 μ F (condensateur non polarisé) et de la résistance R1 de 3,3 k Ω , tous deux en série, à la base du premier transistor Q1 - BC 109.

La base de celui-ci est polarisée par la résistance R2 de 47 k Ω , qui est l'impédance d'entrée du module s'adaptant ainsi parfaitement à l'impédance de la cellule magnétique.

L'émetteur est polarisé par la résistance R3 de 10 k Ω , tandis que le collecteur est chargé par une résistance R4 de 680 k Ω .

Ce transistor monté en émetteur commun amplifie la modulation fournie par la cellule magnétique, qui est de l'ordre de 2,2 mV.

Le signal amplifié est transmis à la base du second BC 109, la liaison étant du type continu (pas de condensateur de liaison). De ce fait, la résistance R4 de 680 k Ω



est commune aux deux semi-conducteurs. Le potentiel au collecteur de Q1 est identique à celui de la base de Q2. La liaison continue entre deux étages est pratique courante, ceci étant un avantage offert par les transistors au silicium qui présentent des courants inverses très faibles.

Chaque émetteur est soumis à une contre-réaction :

- R8 - R3 et C2 pour Q1.
- R6 - R7 et C3 pour Q2.

La contre-réaction sélective (RIAA) est composée des deux cellules série R10 de 10 k Ω - C5 de 10 nF et R11 de 150 k Ω - C6 de 22 nF.

La tolérance de ces 4 composants devra être la plus faible possible, $\pm 2\%$ (max $\pm 5\%$) pour les résistances et $\pm 5\%$ (max $\pm 10\%$) pour les condensateurs.

Ainsi, on sera certain de suivre au mieux la courbe RIAA.

Le réseau de contre-réaction sélective est destiné, rappelons-le à compenser la courbe utilisée lors de la gravure des disques, les fréquences élevées étant amplifiées et les basses fréquences atténuées.

Seules les fréquences situées entre 500 Hz et 2 121 Hz sont enregistrées linéairement (gain nul).

À la fréquence de 20 kHz, nous devons atténuer le signal de 20 dB tandis qu'à 50 Hz nous devons amplifier celui-ci de 20 dB.

La somme des deux courbes enregistrement + lecture doit

donner une réponse linéaire en fonction de la fréquence.

La résistance de charge de Q2, R5 de 6,8 k Ω étant le 1/10 de R4 pour une résistance d'émetteur de 4,4 k Ω , le gain de ce deuxième étage est beaucoup moins important que pour Q1 (68 pour Q1 et 1,5 pour Q2).

Le condensateur électrochimique

que C4 de 10 μ F transmet le signal amplifié au commutateur de fonction qui sert d'intermédiaire entre les modules A et B.

La tension d'alimentation est de + 24 V. Une cellule RC composée de R12 - 47 Ω et C7 - 470 μ F filtre énergiquement le potentiel et assure une stabilité parfaite au module.

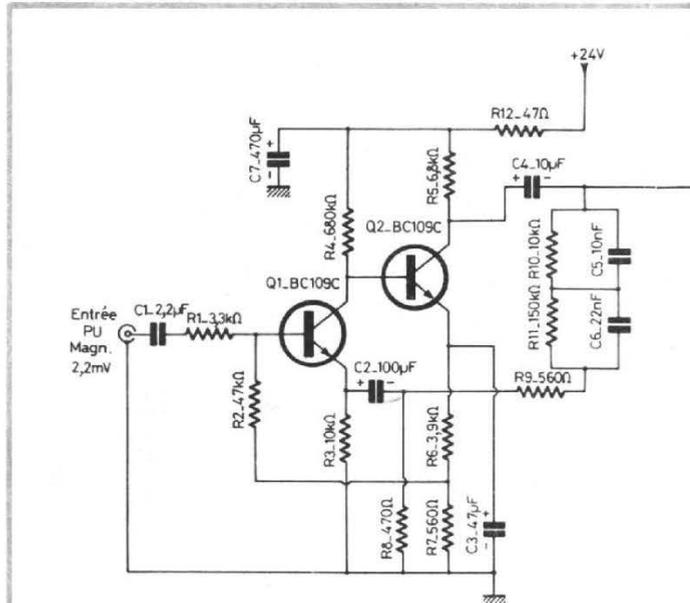


Fig. 2

2-3et 4 : Entrées "Haut niveau" (100mV)
 - Tuner
 - Magnétophone

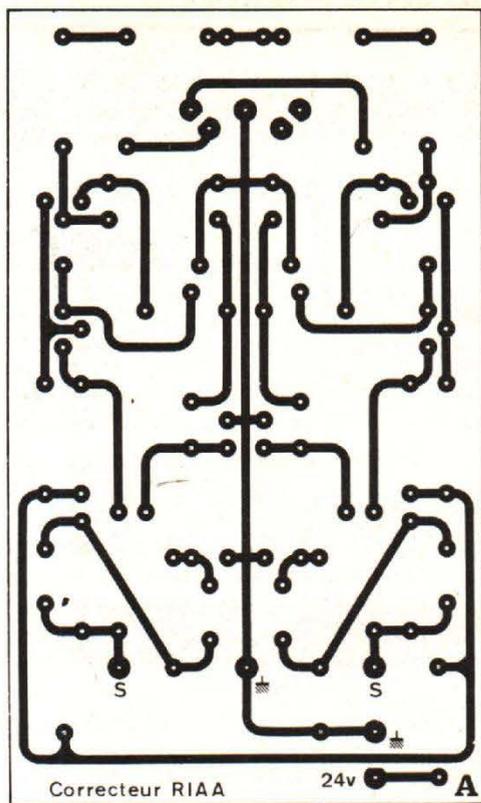


Fig. 3

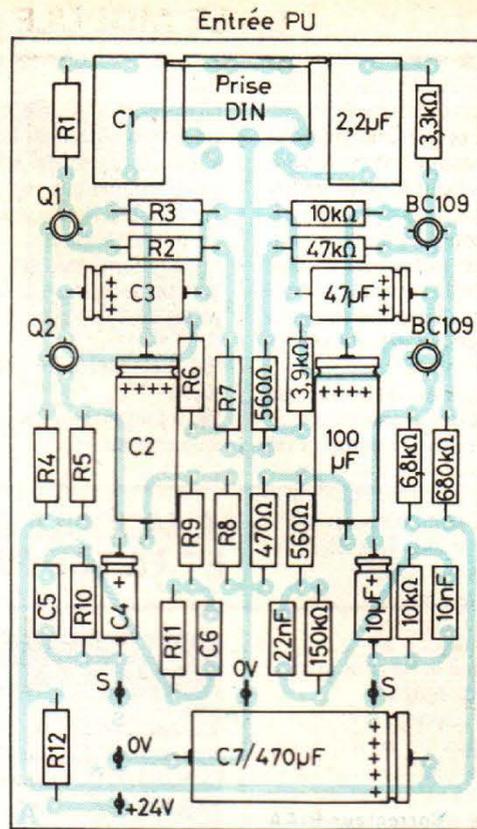
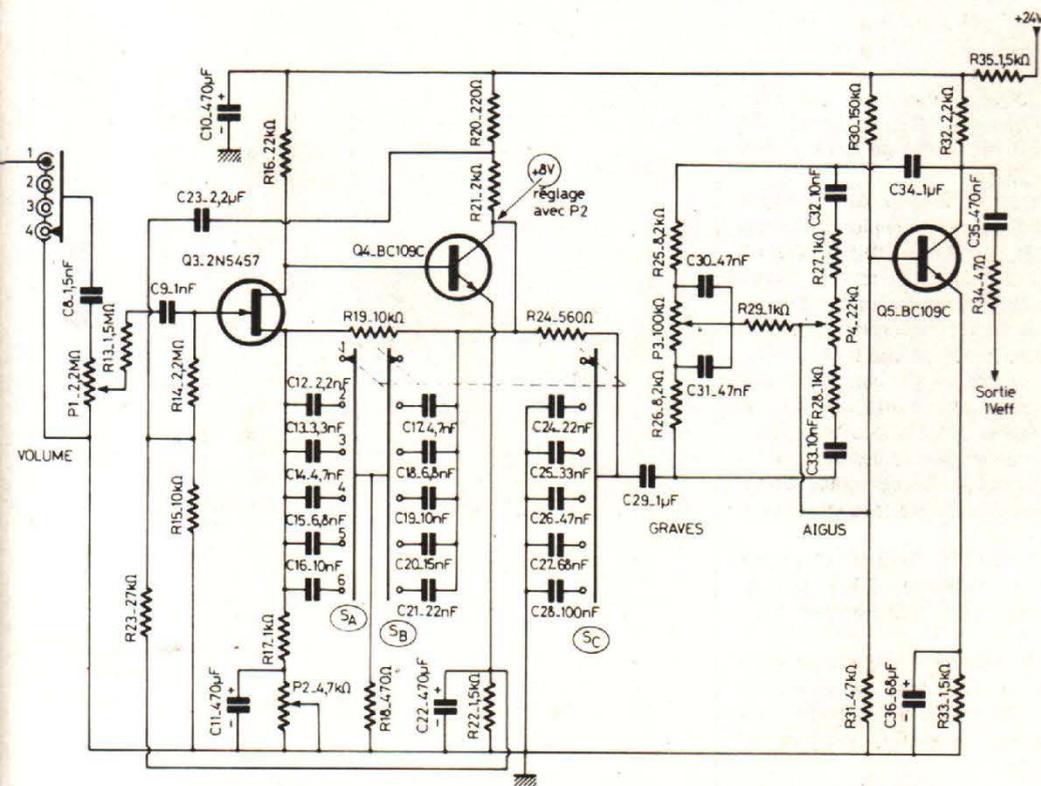


Fig. 4



B) Le circuit imprimé

Celui-ci est donné fig. 3 à l'échelle 1, afin de faciliter le travail des lecteurs.

Les dimensions sont de 66 x 110 mm. Les liaisons étant peu nombreuses, une carte est facilement réalisable quel que soit le procédé de gravure adopté.

Personnellement, nous avons utilisé pour les liaisons inter-composants de la bande de 1,27 mm de largeur et pour la majorité des pastilles, des 2,54 mm de diamètre.

Toutes les pastilles de $\phi = 2,54$ mm seront percées avec un foret de 10/10 mm. Les autres de $\phi = 3,31$ mm seront percées avec un foret de 13/10 mm.

Vu la très faible consommation de ce module, on peut bien entendu utiliser de la bande beaucoup moins large (jusqu'à 0,5 mm).

Avant d'entreprendre le câblage de cette plaquette imprimée, frotter le cuivre avec un tampon JEX afin d'éliminer toute trace d'oxyde sur les pistes, cela facilitera l'adhérence de la soudure et permettra d'obtenir de belles soudures brillantes.

C) Le câblage

Le plan du câblage est donné fig. 4. Ce module étant stéréophonique, on retrouve sur la plaque une certaine symétrie des composants.

Par exemple: C5 = 10 nF et R5 = 6,8 k Ω .

On commencera le câblage par les résistances, puis les condensateurs au plastique métallisé, puis les électrochimiques, les transistors, les picots et la prise DIN.

Veiller à la bonne orientation des transistors et des électrochimiques.

Notons qu'il est intéressant de disposer entre transistor et circuit un intercalaire écarteur TO5

→ TO18 qui assure une bonne rigidité mécanique au montage.

Le raccordement de ce module se fera en soudant les fils sur des picots.

Le module A - câblé, on peut si on le désire décaper la résine des soudures avec du trichloréthylène, l'esthétique ne peut qu'y gagner. Les soudures sont alors propres et brillantes.

Pour terminer, pulvériser une couche de vernis qui évitera aux pistes de cuivre de se réoxyder.

D) Nomenclature des composants

● Résistances à couche (métallique si possible) $\pm 5\%$ - 0,5 W

- R1 - 3,3 k Ω
- R2 - 47 k Ω
- R3 - 10 k Ω
- R4 - 680 k Ω
- R5 - 6,8 k Ω
- R6 - 3,9 k Ω
- R7 - 560 Ω
- R8 - 470 Ω
- R9 - 560 Ω
- R10 - 10 k Ω
- R11 - 150 k Ω
- R12 - 47 Ω .

- Condensateurs à sorties radiales - plastique métallisé ou mylar
- C1 - 2,2 μ F/63 V
- C5 - 10 nF/100 V
- C6 - 22 nF/100 V.
- Condensateurs électrochimiques

- C2 - 100 μ F/25 V
- C3 - 47 μ F/25 V
- C4 - 10 μ F/35 V
- C7 - 470 μ F/25 V.

- Transistors
- Q1 et Q2 - BC 109 B ou C.
- Prise DIN 5 broches pour CI.
- Supports intercalaires.
- Picots à souder.

E) Caractéristiques du module A

- Impédance d'entrée : 47 k Ω .
- Sensibilité d'entrée : 2,2 mV.
- Tension de sortie : 100 mV.
- Distorsion harmonique : < 0,2 %.
- Tension d'alimentation : + 24 volts.

II. - LE MODULE B : CORRECTEUR DE TONALITÉ ET FILTRE PASSE BAS 18 dB/OCTAVE

A) Le schéma

Revenons à la fig. 2 et voyons la suite du montage.

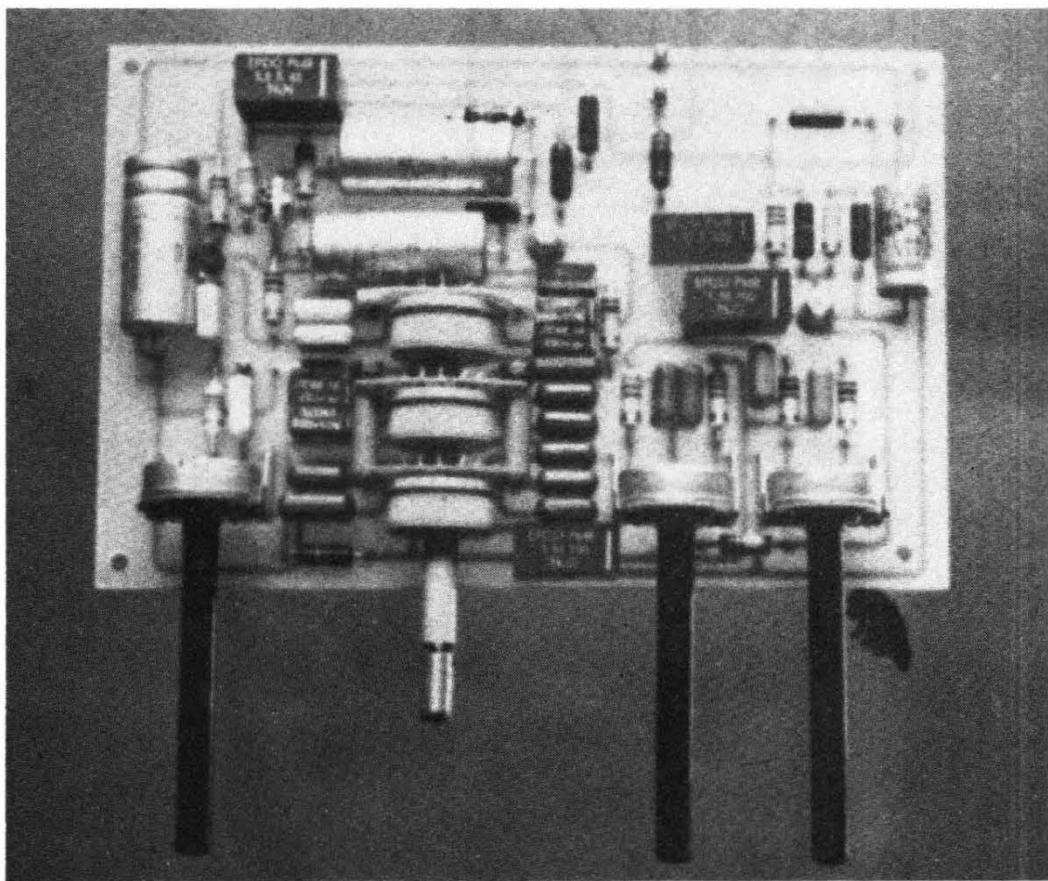
Après le sélecteur d'entrée, le point commun de celui-ci transmet la modulation à un condensateur C8 de 1,5 nF, qui lui, est relié à l'extrémité du potentiomètre de volume P1 de 2,2 M Ω logarithmique. C'est donc à ce niveau que sont injectées les sources dites à haut niveau : tuner, magnétophone, etc.

La sensibilité d'entrée (théorique) est de 100 mV pour obtenir en sortie de ce module B un signal de 1 Veff. Nous disons théorique, car en définitive cette entrée n'est pas saturable puisque le potentiomètre de volume se trouve placé en tête.

Le signal « dosé » est prélevé sur le curseur de P1 par la résistance R13 de 1,5 M Ω en série avec le condensateur C9 de 1 nF. Il est ensuite appliqué à la grille d'un transistor à effet de champ Q3 - 2N54 57.

L'impédance d'entrée est élevée puisque nous remarquons une résistance de polarisation de la grille R14 de 2,2 M Ω .

Bien que le point de fonctionnement en continu des deux étages d'entrée soit stabilisé d'une part par une contre-réaction en continu du collecteur de Q4 - BC 109 par l'intermédiaire de R19 - 10 k Ω , P2 - 4,7 k Ω et R14 - 2,2 M Ω et d'autre part de l'émetteur de Q4 par R23 - 27 k Ω renvoyée au point commun de R14 et R15, il est nécessaire de prévoir un réglage manuel des tensions de fonctionnement du circuit pour tenir compte des dispersions



de caractéristiques du transistor FET. Ce réglage est obtenu avec le potentiomètre ajustable P2 - 4,7 k Ω . Il doit être réglé de façon à obtenir une tension de + 8 V au collecteur de Q4.

Le gain du préamplificateur est de 10, il est déterminé par le rapport :

$$\frac{R19 + R17}{R17}$$

L'étage correcteur de tonalité est du type Baxandall. Il comprend un transistor Q5 - BC 109 de gain élevé et toute la tension de sortie est soumise à la contre-réaction. On obtient ainsi une distorsion inférieure à 0,1 % pour un signal de sortie de 1 Veff.

La fig. 5 donne les courbes montrant l'efficacité des correcteurs graves et aigus.

Le niveau de bruit dépend surtout du bruit du transistor FET. Une atténuation supplémentaire du souffle peut être obtenue en shuntant la résistance de contre-réaction R19 - 10 k Ω par un condensateur de 100 pF.

Des condensateurs de forte capacité sont employés sur les réseaux de découplage de source et d'émetteur des deux premiè-

res tranches pour éviter les déphasages indésirables dans la boucle du filtre passe-bas (C11 et C22 de 470 μ F).

Le point le plus important de ce module est le filtre passe-bas, déjà par sa pente d'atténuation de 18 dB/octave, et ensuite grâce au commutateur 6 positions qui permet de sélectionner 6 fréquences de coupure en fonction des signaux indésirables.

La fig. 6 donne l'allure des courbes pour 3 fréquences de coupure correspondant aux positions 3 - 4 et 6 du commutateur.

La position 1 mettant hors service le filtre permet de constater que la bande passante du module s'étend jusqu'à 100 kHz à -2 dB environ.

L'emploi de filtres RC en T ponté dans le réseau de contre-réaction permet d'obtenir un filtre passe-bas qui, suivi d'un simple filtre RC, permet d'obtenir une atténuation de 18 dB/octave.

B) Le circuit

Le circuit imprimé de ce module B est donné fig. 7 à l'échelle 1.

Les dimensions sont de 150 x 96 mm.

La reproduction d'une plaque de ce CI ne doit pas poser de problème, les liaisons ne sont pas très nombreuses.

Bien disposer les trois rangées de pastilles du commutateur, c'est le travail le plus délicat.

Les perçages, comme pour le module A, se feront avec les forets de 10/10 et 13/10 mm.

Ne pas oublier de désoxyder les pistes cuivrées en les frottant légèrement avec un tampon Jex.

C) Le câblage du module B

Le plan de câblage est celui de la fig. 8. Comme pour le module précédent, on commence par souder toutes les résistances.

Les composants étant repérés par leurs symboles, il suffit de se reporter à la nomenclature des éléments pour en connaître la valeur de chacun.

Après les résistances, continuer le câblage avec les condensateurs au plastique métallisé, en commençant par les petites valeurs (C13 - C12..., puis C35).

Mettre en plus ensuite les électrochimiques, le commutateur, les potentiomètres, les picots, les transistors.

Le câblage terminé, décaper les soudures et vernir le circuit imprimé.

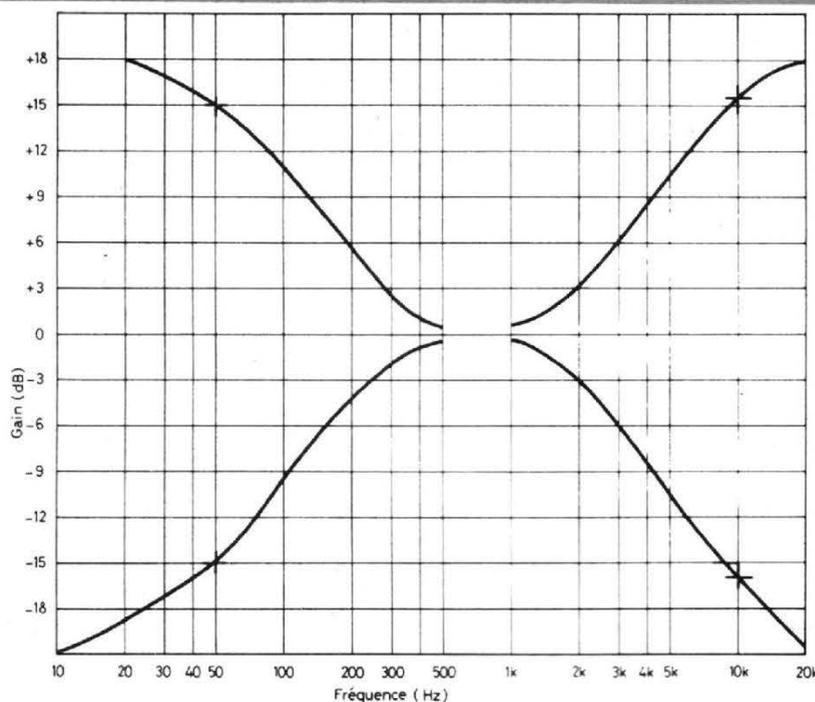


Fig. 5

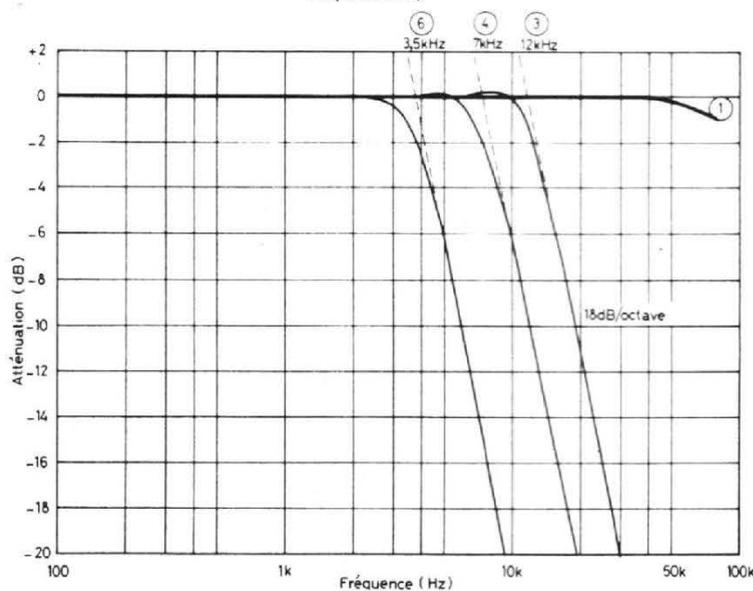


Fig. 6

D) Nomenclature des composants

● Résistances à couche (métallique si possible) $\pm 5\%$ - 0,5 W

- R13 - 1,5 M Ω
- R14 - 2,2 M Ω
- R15 - 10 k Ω
- R16 - 22 k Ω
- R17 - 1 k Ω
- R18 - 470 Ω
- R19 - 10 k Ω
- R20 - 220 Ω
- R21 - 2 k Ω
- R22 - 1,5 k Ω
- R23 - 27 k Ω
- R24 - 560 Ω
- R25 - 8,2 k Ω
- R26 - 8,2 k Ω
- R27 - 1 k Ω

- R28 - 1 k Ω
- R29 - 1 k Ω
- R30 - 150 k Ω
- R31 - 47 k Ω
- R32 - 2,2 k Ω
- R33 - 1,5 k Ω
- R34 - 47 Ω
- R35 - 1,5 k Ω

● Condensateurs à sorties radiales

- C8 - 1,5 nF/100 V
- C9 - 1 nF/100 V
- C12 - 2,2 nF/100 V
- C13 - 3,3 nF/100 V
- C14 - 4,7 nF/100 V
- C15 - 6,8 nF/100 V
- C16 - 10 nF/100 V
- C17 - 4,7 nF/100 V
- C18 - 6,8 nF/100 V

- C19 - 10 nF/100 V
- C20 - 15 nF/100 V
- C21 - 22 nF/100 V
- C23 - 2,2 μ F/63 V
- C24 - 22 nF/100 V
- C25 - 33 nF/100 V
- C26 - 47 nF/100 V
- C27 - 68 nF/100 V
- C28 - 0,1 μ F/100 V
- C29 - 1 μ F/63 V
- C30 - 47 nF/100 V
- C31 - 47 nF/100 V
- C32 - 10 nF/100 V
- C33 - 10 nF/100 V
- C34 - 1 μ F/63 V
- C35 - 470 nF/63 V.

● Condensateurs électrochimiques

- C10 - 470 μ F/25 V

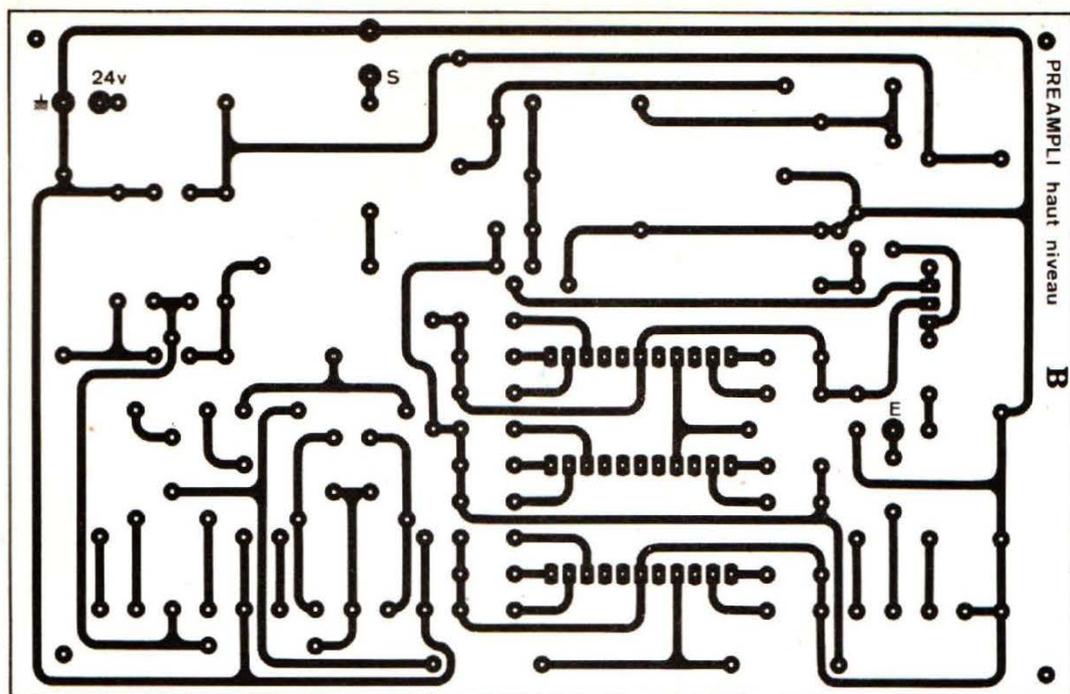


Fig. 7

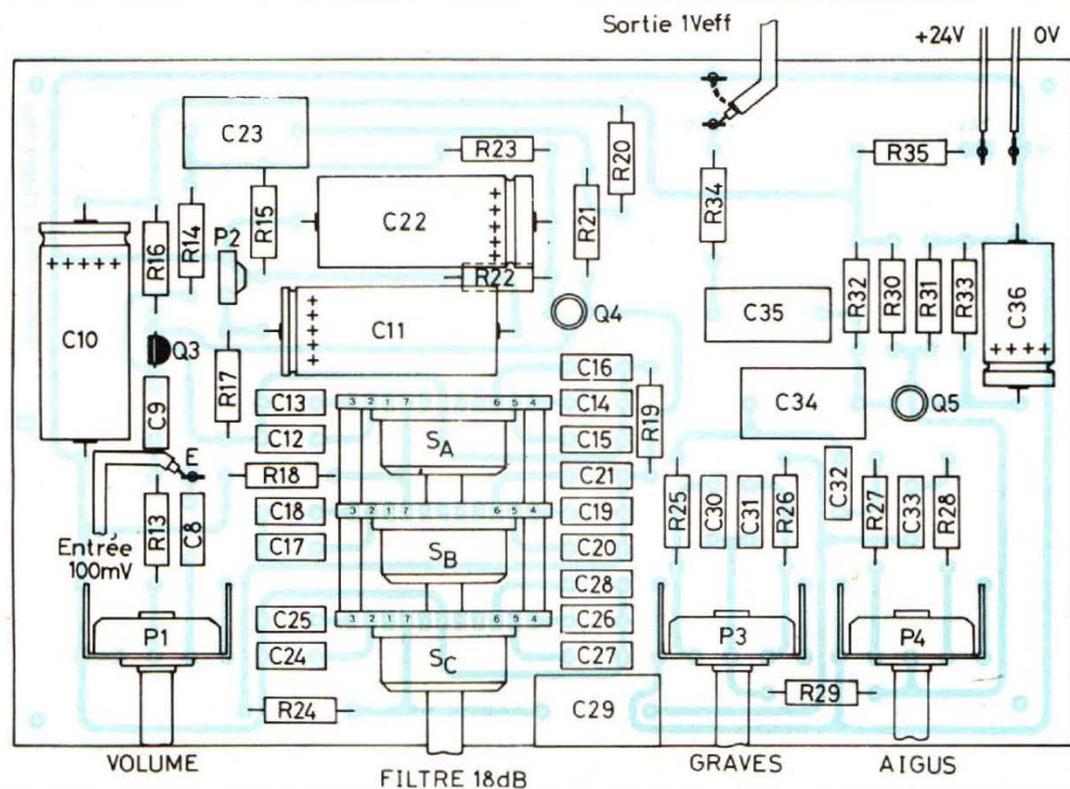


Fig. 8

C11 - 470 μ F/25 V
 C22 - 470 μ F/25 V
 C36 - 68 μ F/10 V.

● Transistors
 Q3 - 2N5457 Motorola
 Q4 et Q5 - BC 109 B ou C

● Potentiomètres
 P2 - ajustable VA05V ohmic
 P1 - 2,2 M Ω log Radhiom
 réf. P20S

P3 - 100 k Ω lin Radhiom
 réf. P20S
 P4 - 22 k Ω lin Radhiom réf. P20S.

● Commutateur Jeanrenaud
 Réf.: 1 RBP - 12 ADP + 2 RBP
 - 12SP
 1 circuit - 6 positions N/C/C.

● Divers
 Supports-écarteurs TO18 \rightarrow TO5
 Picots à souder
 Fil blindé.

E) Caractéristiques du Module B

- Correcteur de tonalité: Graves - ± 15 dB à 50 Hz. - Aigus - ± 16 dB à 10 kHz. - Plateau entre 500 Hz et 1 kHz.
 - Sensibilité d'entrée: 100 mV.
 - Tension de sortie: 1 Veff.
 - Filtre actif passe-bas 18 dB/octave. 6 positions commutables fréquences de coupure:

1 - linéaire
 2 - 15 kHz
 3 - 12 kHz
 4 - 7 kHz
 5 - 5 kHz
 6 - 3,5 kHz

- Distorsion harmonique: < 3,5 kHz.
 - Tension d'alimentation: + 24 volts.

B. DUVAL
 (à suivre)

11. L'ETALONNAGE des appareils de mesure

(Suite voir N° 1503)

IL ne saurait être question de traiter du laboratoire de l'amateur sans évoquer le problème de l'étalonnage ou de la calibration des appareils qui le composent. La précision des mesures en dépend et rien ne serait plus stupide que de prétendre faire des évaluations de performances, de contrôle de bon fonctionnement, voire même un simple dépannage avec un appareil de mesure largement hors de ses tolérances nominales : les conclusions que l'on pourrait en tirer risqueraient fort d'être totalement erronées.

L'opération qui permet de vérifier l'exactitude des indications d'un instrument par comparaison avec un étalon et/ou l'établissement éventuel des graduations correspondantes, a pour nom l'étalonnage (Petit Larousse). Cette opération requiert donc la présence d'éléments précis et stables servant de référence que sont les étalons ou les calibres (dans ce cas on désigne l'opération correspondante sous le nom de calibration).

Il existe des étalons pour chacune des grandeurs électriques courantes (tension, fréquence, résistance, capacité, inductance, etc.). La plupart de ces instruments est assez onéreuse, surtout si l'on s'attache à une très grande précision ; seuls les laboratoires spécialisés sont ainsi équipés.

Le laboratoire d'amateur se contentera de références moins précises pour ses besoins courants. Ces étalons d'amateur seront relativement faciles à constituer à partir de propriétés physiques connues de la matière : effet électrochimique pour les piles, effet Zener sur les semi-conducteurs ou résonance piezo-électrique d'un cristal de quartz. On se limitera, d'ailleurs aux mesures de tension et de fréquence, les autres mesures se déduisant des premières.

La calibration par comparaison avec des appareils de mesure de précision réputée tels que voltmètres ou fréquencemètres digitaux sera effectuée chaque fois que l'on en aura les moyens. Cette méthode a l'avantage de donner des indications précises sur une large plage de valeurs et permet ainsi de contrôler, par exemple, une linéarité d'échelle.

A propos des appareils digitaux, il convient d'ouvrir une parenthèse pour dissiper un malentendu fréquent : un voltmètre digital est un appareil qui donne, en général, et s'il est bien calibré, une précision supérieure à celle d'un bon appareil à aiguille mais, quel que soit son attrait, il ne saurait le remplacer dans bien des applications notamment lorsque le signal mesuré a des variations relativement rapides car la constante d'intégration d'un

appareil digital est relativement longue. Par contre si le paramètre mesuré est quasi invariant, comme cela est le cas des sources stabilisées, on peut faire appel très largement à la technique digitale, surtout en calibration.

L'étalonnage devra naturellement être réalisé une première fois après avoir construit l'appareil de mesure. Il sera répété avec une périodicité variant, suivant le type d'appareil et la fréquence de son utilisation, de 6 mois à 1 an au plus.

Cette dernière opération de contrôle systématique est nécessaire à la maintenance des appareils de mesure afin de permettre de conserver, dans le temps toutes leurs qualités opérationnelles.

Nous sommes certains que nombre de lecteurs ignorent tout des qualités de précision qu'ils doivent attendre de leurs appareils de mesure et les causes de détérioration de ces qualités. Ils ne se préoccupent donc guère de tenter d'y apporter un remède par une vérification et une correction périodiques.

Pendant une résistance finit par varier, un condensateur change de valeur, un oscillateur dérive, des fuites électriques peuvent apparaître, des chocs ou des vibrations peuvent avoir détruit un réglage, les effets des variations de température ou d'humidité, etc. peuvent faire évoluer

lentement mais sûrement la précision, voire la stabilité des appareils même non utilisés, quelle que soit leur origine et aussi élaborés fussent-ils.

C'est pour permettre à nos lecteurs de vérifier l'ampleur de cette dégradation sournoise et d'y remédier efficacement que nous avons conçu cet article, car si le phénomène de vieillissement peut apporter de la qualité au bon vin, il est à combattre systématiquement sur les équipements électroniques...

COMMENT ETALONNER

D'une façon générale, on peut classer les appareils de mesure en deux catégories :

La catégorie 1 comprend les mesureurs qui sont les appareils les plus répandus tels que les multimètres, voltmètres, ampèremètres, oscilloscopes. Ils sont utilisés pour quantifier une valeur de tension, de courant, de fréquence, de distorsion, etc.

La catégorie 2 comprend les générateurs qui ont, à l'inverse des premiers, un comportement actif : ils fournissent un signal électrique d'amplitude et de forme appropriées. Ce sont les générateurs BF, HF, les sources de tension continue, etc.

On pourrait même ajouter une troisième catégorie comprenant certains composants passifs :

résistances, condensateurs, inductances ainsi que les accessoires des appareils cités dans les catégories 1 et 2.

L'opération d'étalonnage peut se faire suivant plusieurs techniques :

Pour les appareils de la première catégorie, il est nécessaire de disposer d'une source de tension, courant, fréquence... **précise et stable** ou simplement stable si l'on pilote la valeur de la source en la mesurant, en permanence au moyen d'un mesureur précis, en même temps que l'on mesure la grandeur caractéristique avec l'appareil à étalonner (méthode de comparaison).

Les appareils de la seconde catégorie font appel, pour leurs étalonnages à un ou plusieurs mesureurs de précision, suivant le nombre de paramètres à contrôler. On peut également, comme précédemment, procéder par comparaison avec un autre générateur **précis** en utilisant un mesureur stable, mais pas forcément étalonné.

La classe de précision qui indique, le plus souvent en pourcentage, la marge d'erreur maximale que l'on peut tolérer sur un appareil particulier, est un paramètre essentiel qu'il est impératif de connaître préalablement à toute opération.

Il conviendra de choisir l'appareil de référence ou l'étalon d'une classe supérieure à celle de l'appareil à étalonner afin d'atteindre la précision nominale de ce dernier : le rapport de 1 à 10 est souhaitable. Soit, par exemple, à étalonner un générateur sortant une tension de $1\text{ V} \pm 10\%$: on choisira un voltmètre étalonné à $\pm 1\%$ pour

vérifier la précision de ce générateur.

Pour des précisions moyennes, ou très bonnes, cette précaution est indispensable. Mais il se peut que la disposition d'appareils ou d'étalons très précis ne soit pas facile à obtenir. Dans ce cas, on pourra se contenter d'un rapport de 1 à 5, ou de 1 à 2.

Dans le cas où l'on estime que la mesure d'un paramètre n'est pas très critique, s'agissant d'appareils courants, on pourra se contenter d'un appareil de référence de même classe que celle de l'équipement à étalonner.

Enfin, il faut savoir que l'ajustement ou l'évaluation de l'erreur par l'opérateur introduisent toujours une erreur d'appréciation, parfois non négligeable, dont il est bon de tenir compte.

Pour avoir un panorama complet des méthodes d'étalonnage préconisées ou références retenues, on consultera le tableau de la figure 1 qui résume, à peu près, le contenu de cet article.

LES TENSIONS CONTINUES

Ce chapitre intéresse les appareils mesureurs (voltmètres, multimètres, oscilloscopes...) autant que les générateurs (tensions de référence, sources stabilisées).

La méthode à utiliser consiste à comparer les indications données par le mesureur, ou la tension fournie par le générateur avec une source étalon bien connue (pile ou zener). La précision obtenue sera évidemment plus ou moins grande selon l'étalon et le processus d'étalonnage choisis.

Rappelons qu'il est capital d'associer à un appareil le bon étalon qui convient et de ne pas rechercher une précision illusoire qui ne correspondrait pas à la classe de l'appareil à étalonner.

L'étalonnage en tension continue est particulièrement important car d'autres paramètres peuvent être obtenus à partir de cette catégorie d'appareils : mesure de courant, mesure de tensions crête, mesure de résistances. La précision des multimètres est meilleure sur la gamme continue de sorte que l'on devra doubler de soin pour procéder à leur étalonnage sur cette fonction.

S'il s'agit d'un voltmètre à aiguille (cadre mobile), on s'assurera, avant toute opération, que le **zéro mécanique** de l'appareil est parfait. Pour cela on le mettra dans la position préconisée par le constructeur (généralement à plat sur une table), puis l'on réglera ce zéro en prenant soin de passer de part et d'autre de la graduation nulle. On agitera légèrement l'appareil dans le sens transversal pour s'assurer que l'aiguille revient bien à zéro sur sa position d'équilibre. L'observation se fera dans les meilleures conditions d'éclairage en s'aidant, s'il existe, du miroir antiparallaxe.

Les voltmètres électroniques seront, de plus, réglés en zéro électrique (entrée en court-circuit) après stabilisation.

Pour les générateurs de tension continue, il est préconisé de les mettre sous tension au moins 15 minutes avant de procéder à leur étalonnage afin de permettre aux circuits de se stabiliser après la montée en température. Si ces générateurs sont munis de volt-

mètres à cadre mobile, on procédera à un étalonnage séparé de ces appareils puis un contrôle global de fonctionnement.

L'étalonnage d'un voltmètre se fera en disposant ce dernier aux bornes de la source étalon en choisissant la sensibilité adéquate.

On déterminera la précision admissible pour le voltmètre en multipliant le pourcentage indiqué par le constructeur par la valeur de la tension pour une pleine déviation sur l'échelle considérée.

Par exemple, une tension à pleine échelle de 1,5 V donnera, avec une précision de $\pm 1\%$, une variation de 1,495 à 1,515 V soit $\pm 15\text{ mV}$. En utilisant une pile étalon au mercure de 1,345 V, on devra obtenir sur le voltmètre une lecture de $1,345\text{ V} \pm 15\text{ mV}$ soit de 1,33 à 1,36 V pour un étalonnage correct. Dans le cas où l'on observerait une différence supérieure à cette marge, il serait nécessaire de renvoyer l'appareil chez son constructeur pour nouvelle calibration (cette opération est à déconseiller à l'amateur).

Les opérations ci-dessus décrites ne concernent qu'une gamme. Pour élargir cet horizon, on fera appel à une alimentation très stable donnant une tension suffisamment élevée et à un jeu de résistances à 0,5 % ou mieux, montées en diviseur. Le schéma est celui de la figure 2.

Si le choix de la tension d'alimentation et de la valeur des résistances est judicieux, on obtiendra une annulation de courant entre le point A et la pile étalon (déviaton nulle d'un microampèremètre qui n'a nul

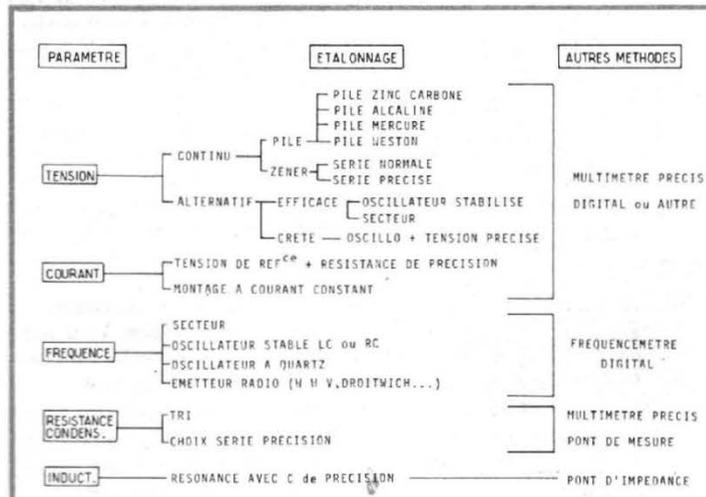


Fig. 1

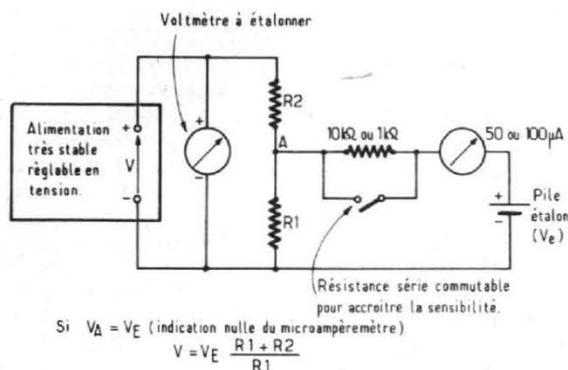


Fig. 2. — Montage à effectuer lorsque la tension de référence doit être supérieure à la tension de la pile étalon.

besoin d'être calibré). On figu-
lera l'équilibre ($V_A = V_E$) en
réglant la tension d'alimentation
pour un courant nul. On aura
alors : $V = V_E (R1 + R2)/R1$.
Ainsi, en utilisant une pile étalon
de 1,345 V, $R1 = 1\ 000\ \Omega$, on
aura $V = 13,45\ V$ avec $R2 = 9\ k\Omega$
et $V = 134,5\ V$ avec $R2 = 90\ k\Omega$.

Cette méthode de comparaison
est celle qui sera retenue pour
l'étalonnage des générateurs.
Dans ce cas, l'appareil à étalonner
est la source de tension continue.
Le diviseur à résistances peut être
remplacé par un potentiomètre
très linéaire à démultiplicateur
(type BOURNS KNOBPOT de
10 k Ω ou 100 k Ω).

LES PILES ÉTALON

Les étalons de tension continue
les plus connus sont constitués
par des piles. On a constaté que le
processus électrochimique produi-
sait, sur une pile **d'un type
donné**, une tension bien détermi-
née; on peut donc se servir de
cette propriété pour avoir une
référence précise. Il existe de
nombreux types de piles : nous
n'en retiendrons que quatre.

Les piles les plus courantes
sont du type carbone-zinc. Les
mesures que nous avons faites
montrent que, **pour une marque
donnée**, il n'existait pas de gran-
des différences entre deux élé-
ments neufs de même modèle.

C'est ainsi que nous avons
obtenu les résultats suivants pour
un courant débité inférieur ou
égal à 100 μA , à 20 °C :

Wonder TOP = 1,55 \pm 0,01 V
Mazda Plus = 1,62 \pm 0,01 V
Hellesens Motor = 1,53 \pm 0,01 V

Bien entendu, ces valeurs ne
sont pas garanties par les cons-
tructeurs. Elles correspondent à
une technologie adoptée à une
époque donnée (janvier 1975), et
en cas de changements impor-
tants dans les méthodes de fabri-
cation et surtout dans le condi-
tionnement de l'électrolyte et du
dépolarisant, il pourrait advenir
que les tensions citées soient
remises en question...

Une meilleure stabilité en fon-
ction du débit peut être obtenue au
moyen de piles alcalino-manga-
nèse. Ces éléments ont en effet
une résistance interne nettement
plus faible et vieillissent moins
vite que les piles carbone-zinc.
Nous avons noté sur des piles
bâton R6 Mazda neuves des ten-
sions de 1,518 \pm 0,03 V.

Une stabilité comparable a pu
être obtenue avec des piles au
mercure analogues à celles que
l'on met dans les appareils photo
pour l'alimentation de la cellule
(Mallory). C'est ainsi que l'on
obtient une tension de 1,345
 \pm 0,005 V.

Toutes ces piles sont suffisantes
pour vérifier l'étalonnage
d'appareils dont la précision
nominale est de 1%. Pour des
appareils plus précis, notamment
pour les voltmètre ou multimètre
digitaux, il faut recourir à une
véritable pile étalon telle que la
pile Weston dont la tension à
20 °C est de 1,0186 V \pm 0,5 10⁻⁶.
Mais on peut se douter que cette
pile est assez onéreuse et ne peut
donc être acquise que par les labo-
ratoires spécialisés dans la calibra-
tion.

La conservation des piles étalon
doit se faire dans des condi-
tions de température ($\leq 20\ ^\circ C$) et
d'humidité constantes. Pour un
usage de calibration il n'est pas
recommandé d'utiliser les piles
carbone-zinc plus de 6 mois et les
alcalino-manganèse et mercure
plus d'un an. On pourra, toutefois
récupérer les éléments périmés
pour la définition d'une tension
très précise, à d'autres fins telles
que l'alimentation d'un montage
d'essai, d'un récepteur radio,
d'une caméra, etc. On aura donc
intérêt à choisir des modèles récu-
pérables pour ces utilisations et à
s'approvisionner dans un magasin
à grand débit.

On notera que le courant d'utili-
sation d'une pile étalon devra

être réduit au maximum afin de
ne pas modifier la valeur de la
tension. Le courant requis pour
faire dévier un voltmètre de
20 k Ω/V est au maximum de
50 μA ; il ne doit pas être main-
tenu trop longtemps, particulière-
ment sur les piles carbone-zinc.
Si l'on en a la possibilité, on fera
certifier la valeur de la tension de
la pile par une mesure au moyen
d'un voltmètre digital récemment
calibré, peu avant d'utiliser cette
pile pour un étalonnage.

LES DIODES ZENER

Les précautions à prendre pour
une utilisation rationnelle des
piles étalon sont assez contra-
ignantes. On peut se passer de
piles en les remplaçant par une
source de tension stabilisée au
moyen de diodes zener.

Rappelons en rapidement le
principe de fonctionnement.

La figure 3a représente le mon-
tage typique d'une telle régula-
tion de tension. La diode zener
est, comme on le sait une diode
spéciale montée en inverse et par-
courue par un courant i_z .

Si l'on examine la courbe de la
figure 3b, on peut distinguer 3
régions de fonctionnement. Dans
la région A (sens direct), on a une
tension U négative. Le comporte-
ment de la diode est classique et le
courant est (à peu près) propor-
tionnel à la tension. Dans le sens
inverse, la région B fait apparaître
une très faible variation de cour-
ant si la tension U augmente.

Au-delà d'un seuil, variant sui-
vant le type de la diode, on aboutit
à la région C où le courant i_z
augmente **très rapidement**. C'est
dans cette région (dite d'avalanche)
que l'on fixera le point de fonc-
tionnement, car pour une
variation importante de U ou de
 i_z , la tension V_z variera très peu
et pourra donc être utilisée comme
une référence.

Pour bien montrer l'intérêt de
ce montage, il convient de consi-
dérer deux cas de variations :
celle de la tension U, non stabili-
sée et celle de la charge exté-
rieure.

Dans le premier cas, sans
charge extérieure, on tracera sur
le graphique la droite de pente 1/r
dont les points d'intersection sur
les axes sont U et U/r (voir
figure 3b). Si la tension U ne varie
pas le point de fonctionnement M
sera défini par la tension V_z et le
courant i_z .

Une variation de U entraîne
une translation de la droite et l'on
obtient les ordonnées $U \pm \Delta U$.
La construction géométrique
indique que la variation $\pm \Delta V_z$
correspondante est très réduite.

Dans le second cas, on suppose
U constant et l'on fait varier la
charge extérieure en disposant
une résistance R aux bornes de la
diode zener.

Les schémas de la figure 3c
indiquent l'équivalence à laquelle
on peut faire appel pour résoudre
algébriquement le problème.

Soient V et i la tension de réf-
érence et le courant traversant la
résistance R de façon que $V = Ri$.
Le schéma équivalent du circuit
de la diode zener correspond à
une tension constante V_z en série
avec une résistance interne r_z ,
valeur caractéristique de la diode.

En l'absence de R on a $V = V_z$.
Dans le cas d'une charge R on
aura :

$$V = V_z \frac{R}{R + r_z}$$

$$= V_z \frac{1}{1 + \frac{r_z}{R}}$$

On voit donc que la tension V
différera de la tension V_z d'une
quantité proportionnelle au rap-
port des résistances r_z et R.

D'une façon générale, r_z est
assez faible (de quelques ohms à
100 Ω); R correspondant à la
résistance interne d'un voltmètre
est élevée (plus de 10 k Ω/V) de
sorte que la variation de tension
de référence sera très faible.

Ainsi, par exemple, si $r_z = 20\ \Omega$

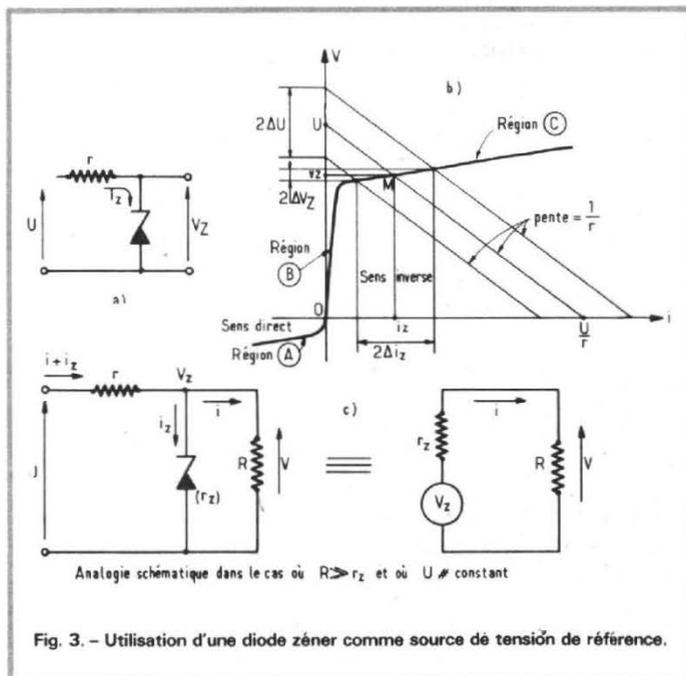


Fig. 3. - Utilisation d'une diode zener comme source de tension de référence.

et $R = 200 \text{ k}\Omega$ (20 $\text{k}\Omega/\text{V}$ sur sensibilité de 10 V), on aura :

$$\frac{r_z}{R} = 1/1000e$$

$$\text{et } V = V_z - 0,1 \%$$

Les constructeurs de semi-conducteurs offrent un très large choix de diodes zener aux utilisateurs. Les modèles peuvent se classer en deux groupes : les diodes de régulation utilisées le plus souvent dans les alimentations stabilisées et les diodes de référence de tension destinées à fournir une tension très stable en fonction des écarts de température. Si l'on tient compte du fait qu'une diode zener dissipe, en fonctionnement, une puissance égale à $V_z \times i_z$, on appréciera ce dernier avantage.

Une bonne source de référence comportera deux cellules de stabilisation : l'une équipée d'une diode de régulation qui maintiendra sensiblement constante la tension à l'entrée, la seconde faisant appel à une diode plus précise compensée en température.

La figure 4 représente une source de ce type. La tension non régulée de 17 V est obtenue après redressement par pont de diodes, d'une tension de 12 V eff. fournie par un transformateur 220 V/12 V 0,5 A. Un condensateur de 500 μF assure le filtrage. La première cellule comporte une résistance de 150 Ω et une diode BZX 85C12 (Sescosem) de 1,3 W

à 25°C ($V_z = 11,4$ à 12,7 V à 20 mA). La seconde cellule abaisse la tension à 6,2 V. Elle comprend une résistance de 270 Ω et une diode de référence de tension 1N829 (Sescosem, $V_z = 6,2 \text{ V} \pm 5 \%$, $r_z = 15 \Omega$, coefficient de température 0,0005 % par °C). Le fournisseur ne donne pas la tension de référence avec une très grande précision (les séries de haute précision sont plus onéreuses), aussi faudra-t-il mesurer cette valeur au moyen d'un voltmètre digital très précis (0,1 % ou mieux) une fois pour toutes, on inscrira ensuite la tension de référence sur le boîtier de l'appareil... En principe et dans des conditions normales d'utilisation, cette tension restera stable à mieux que 5 mV.

L'un des inconvénients des sources de référence à piles ou à diodes zener est que la valeur de la tension est unique ; par ailleurs, le branchement aux bornes de cette référence d'une charge dont les caractéristiques peuvent être mal connues, peut entraîner des écarts qu'il est difficile de chiffrer.

L'appareil de la figure 5 est prévu pour pallier ces inconvénients. Il comporte une source de tension de référence équipée de 2 diodes 1N829 montées en série (tension stabilisée vers 12,4 V) aux bornes desquelles sont disposés un potentiomètre 10 tours bobiné de précision et une résistance ajustable (bobinée de 5 $\text{k}\Omega$).

La valeur du potentiomètre est exactement de 10 $\text{k}\Omega$. Le courant est réglé par l'ajustable à 1 mA, de sorte que la tension est de 10 V aux bornes du potentiomètre : on réglera cette tension avec un voltmètre très précis.

Si l'on fait varier la position du curseur, on fait apparaître une tension exactement proportionnelle à la résistance comprise entre ce curseur et la masse. Un circuit intégré linéaire $\mu\text{A} 741$ monté en suiveur de tension reçoit cette tension et la transmet fidèlement à la sortie (gain = 1 ± 10^{-4}). Comme la résistance d'entrée est voisine de 10 M Ω , et la résistance de sortie est de quelques dizaines d'ohms, on comprend l'intérêt de ce montage qui permet de faire des calibrations précises sans perturbations sur la source avec une charge de sortie qui peut descendre jusqu'à 1 000 Ω . Le réglage de la tension de sortie de 0 à 10 V se fait en lisant directement le démultipliateur du potentiomètre de précision.

Pour parfaire le fonctionnement de ce montage, on a disposé une alimentation de $\pm 15 \text{ V}$ préalablement stabilisée pour alimenter le circuit intégré et la cellule de référence. On pourrait encore améliorer le système en disposant un inverseur pour obtenir des tensions négatives (0 à -10 V) à partir de la tension de -15 V ; il est nécessaire, dans ce cas,

d'inverser également le sens des diodes.

LES TENSIONS ALTERNATIVES

Les appareils mesureurs ou générateurs de tension alternative sont plutôt répandus dans le domaine des audiofréquences et un peu au-delà. On ne traitera pas le cas d'appareils faisant appel à des fréquences supérieures à 100 kHz.

La constitution d'un standard de tension alternative peut s'imaginer à partir de la tension du secteur préalablement stabilisée par un dispositif à fer saturé, et débarrassée de ses harmoniques et perturbations par un filtrage soigné. La précision obtenue peut difficilement dépasser 1 %, ce qui est tout de même fort honorable. Nous estimons toutefois qu'il est assez onéreux et encombrant de constituer un banc de calibration de ce type et nous préconisons plutôt l'utilisation d'un oscillateur à tension de sortie stabilisée, d'autant que l'on peut constituer, du même coup, une référence de fréquence.

Nous renvoyons le lecteur aux descriptions que nous avons faites de générateurs stabilisés BF à pont de Wien, comme le générateur à 5 fréquences (H.P. N° 1482, p. 224), l'oscillateur expérimental (N° 1486, p. 187) et le générateur

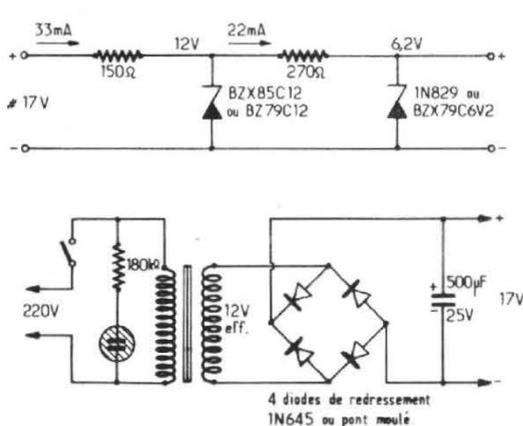


Fig. 4. - Source de tension de référence à double cellule zener.

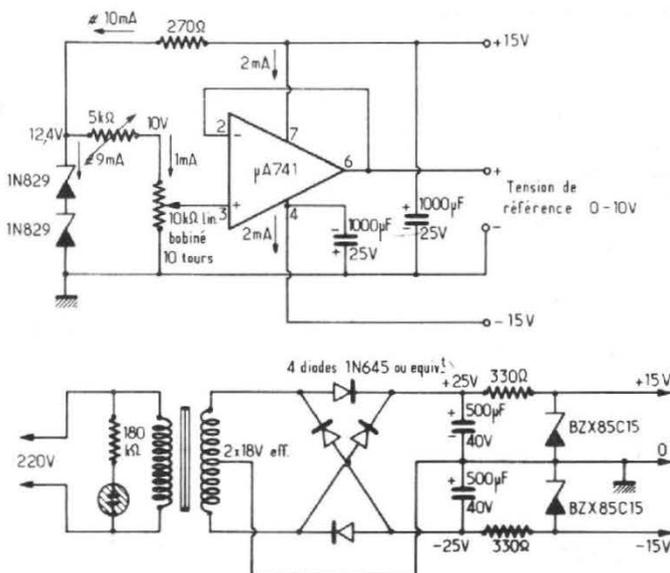


Fig. 5. - Source de tension de référence réglable entre 0 et 10 V à faible résistance de sortie.

BF (N° 1486 p. 189 et la suite). La stabilité que l'on peut espérer sur la tension fournie par ces montages est meilleure que 10^{-3} , surtout si l'on stabilise la ou les tensions d'alimentation.

On peut régler la tension de la source de référence à une valeur préalablement choisie. Pour obtenir un bon étalonnage de cette valeur, la meilleure solution consiste à la mesurer au moyen d'un oscilloscope étalonné en courant continu en déviation verticale (il est évidemment nécessaire d'utiliser un appareil passant le continu), ou d'un voltmètre alternatif précis ce qui n'est pas facile à obtenir.

Pour la méthode oscilloscopique, on rappellera que la tension efficace d'un signal sinusoïdal est liée à sa tension crête à crête par la relation :

$$V_{\text{eff.}} = \frac{V_{\text{crête à crête}}}{2\sqrt{2}}$$

$$= 0,3536 V_{\text{crête à crête}}$$

On ne peut guère espérer, par ces méthodes obtenir mieux que 2% sur la valeur efficace. Comme pour le continu, des précisions supérieures seront obtenues en employant des voltmètres alternatifs digitaux.

La valeur crête d'une tension de forme quelconque (triangulaire, carrée, à impulsions, etc.) se mesure avec un oscilloscope étalonné en continu. La précision sera de 3 à 5%.

LES COURANTS CONTINUS OU ALTERNATIFS

L'étalonnage des mesureurs de courant peut se faire de plusieurs façons. Le plus simple est de disposer, en série, l'appareil à étalonner et l'appareil de référence dans un circuit alimenté par une source stable débitant sur une charge de valeur constante. Nous n'insistons pas sur cette méthode assez évidente.

Une autre méthode consiste à faire circuler le courant à mesurer dans une résistance étalon et de

mesurer la tension aux bornes de la résistance au moyen d'un voltmètre précis à grande résistance interne. C'est une simple application de la loi d'Ohm $V = RI$ d'où $I = V/R$.

Ces méthodes s'appliquent indifféremment aux courants continus et alternatifs à basse fréquence.

Les précisions sont liées à celles des appareils de référence. Nous préférons la première méthode surtout pour les courants faibles car la stabilité et la précision d'un microampèremètre ou d'un milliampèremètre sont en général meilleures que celles d'un voltmètre.

On peut aussi faire circuler un courant programmé à partir d'un générateur à courant constant. Cette méthode assez précise, nécessite un équipement onéreux et n'est citée que pour mémoire.

L'utilisation d'instruments digitaux facilite grandement les opérations d'étalonnage.

LES FRÉQUENCES

Les fréquences des signaux utilisés par l'amateur électronicien vont de quelques Hertz à plusieurs centaines de MHz. En conséquence, suivant la valeur de la fréquence, les méthodes à utiliser peuvent être fort différentes. Nous ne prétendons pas donner toutes celles qu'il est possible d'utiliser mais les plus faciles à mettre en œuvre, pour couvrir les cas les plus courants.

Il existe deux façons de procéder : ou bien mesurer la fréquence par un compteur digital, toujours très précis mais onéreux, ou bien générer soi-même une source de référence que l'on comparera à la source à étalonner (méthode des battements). Comme la première méthode est assez évidente, nous n'insisterons pas sur sa mise en œuvre et nous ne nous attacherons qu'à la seconde, beaucoup plus à la portée des amateurs.

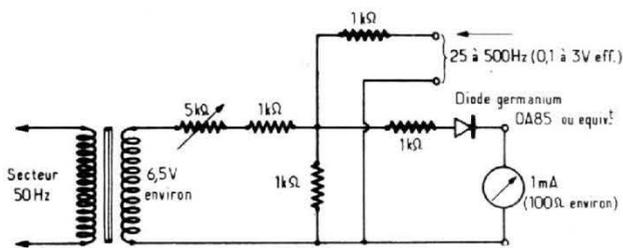


Fig. 6. - Dispositif d'étalonnage en fréquence utilisant le secteur 50 Hz.

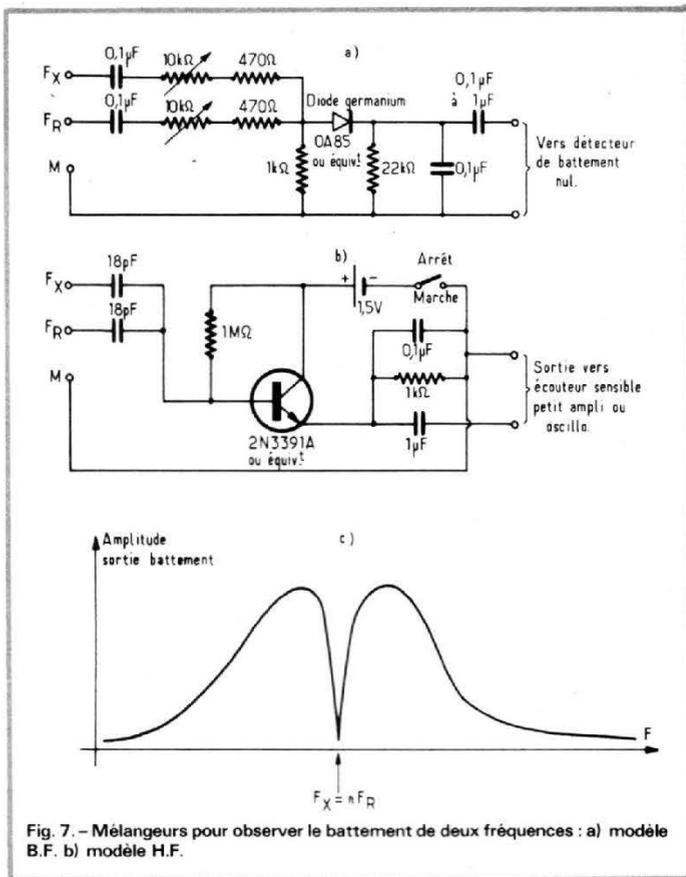


Fig. 7. - Mélangeurs pour observer le battement de deux fréquences : a) modèle B.F. b) modèle H.F.

UTILISATION DU SECTEUR

La fréquence du réseau de distribution d'énergie électrique est assez stable et peut servir de référence pour l'étalonnage d'un générateur BF par exemple.

A l'occasion de la description d'un générateur BF, nous avons indiqué une méthode d'étalonnage du cadran de cet appareil en utilisant le secteur (voir le H.P. N° 1486, p. 186 et 187). Nous en rappelons le principe sur le schéma de la figure 6.

On utilise un petit transformateur fournissant une tension voisine de 6,5 V eff. au secondaire. On réalise un mélange de cette tension avec celle qui provient de la source à étalonner (0,1 à 3 V eff. entre 25 et 500 Hz). Chaque fois qu'une relation harmonique est établie entre le secteur et la source, l'appareil de mesure indique un battement très caractéristique. L'article cité indique également le moyen d'élargir l'étalonnage aux autres gammes. Le lecteur intéressé pourra s'y reporter.

L'utilisation d'un générateur stable RC ou LC préalablement

étalonné permet, par comparaison, d'établir un battement que l'on peut déceler à l'oscilloscope ou au son. C'est ainsi que nous avons représenté sur la figure 7 des dispositifs mélangeurs autorisant cette performance.

En 7a, le système comporte un mélange passif sur une résistance de 1 kΩ, suivi d'une détection et d'un filtrage sommaire. On obtient avec ce montage un excellent fonctionnement jusqu'à plus de 1 MHz.

Le dispositif de mélange à transistor de la figure 7b est destiné aux fréquences plus élevées. On pourra l'utiliser jusqu'aux VHF. Il est recommandé de faire suivre le montage d'un petit amplificateur BF pour alimenter un casque.

L'allure de la tension de battement est représentée sur la figure 7c. L'amplitude croît très sensiblement lorsqu'on se rapproche du battement nul, pour s'annuler brusquement à la valeur exacte de ce battement.

Citons également la méthode bien connue de l'observation des figures de Lissajous obtenues sur l'écran d'un oscilloscope, qui fait apparaître des cercles, ellipses ou figures plus complexes lorsqu'une relation harmonique

existe entre les signaux envoyés sur les plaques horizontales et verticales.

La méthode oscilloscopique est précise et non ambiguë lorsque les signaux sont dans une relation harmonique d'ordre 1,2 ou 3. Elle devient difficile à exploiter au-delà et pour des fréquences élevées (> 100 kHz).

La construction d'un oscillateur de référence stable en fréquence entre 100 kHz et 10 MHz est assez facile en faisant appel à un quartz. Des oscillateurs de ce type ont été souvent décrits dans la presse spécialisée. Ils sont simples à réaliser, donnant une précision remarquable et ont une dérive négligeable. Nous en citons trois exemples sur la figure 8.

En 8a, on réalise un oscillateur à 100 kHz au moyen d'un FET alimenté par une pile de 4,5 V. Le prélèvement du signal s'effectue par un petit transformateur driver récupéré sur un récepteur à transistors. Le primaire sert d'inductance de charge pour le FET, le secondaire abaisse l'impédance et isole le circuit d'utilisation.

Le montage 8b utilise deux transistors montés en cascade. Le premier est du type base à la masse et le second émetteur follower. Le quartz de 100 kHz et sa capacité d'ajustement en série sont placés entre les émetteurs. Pour un fonctionnement correct, riche en harmoniques, il est nécessaire que les transistors aient un gain élevé. L'alimentation est, comme dans le cas précédent, assurée par une pile de 4,5 V ou 6 V et la sortie s'opère sur l'émetteur du second transistor à travers un condensateur de 10 nF.

Le troisième montage en 8c est très classique. Il n'utilise qu'un seul transistor dont la base et l'émetteur sont couplés par l'intermédiaire d'un diviseur capacitif. Le quartz est disposé entre base et masse. Le collecteur est réuni à la tension d'alimentation. Ce montage convient particulièrement bien aux oscillateurs à fréquence élevée (plus de 1 MHz). La seule précaution à prendre est de diminuer les valeurs des condensateurs du diviseur si l'on augmente la fréquence (le rapport des capacités doit être conservé).

Les oscillateurs à quartz donnent des précisions qui atteignent facilement 10^{-5} ou 10^{-6} , sans stabilisation de température. Au-delà,

il est nécessaire de disposer le cristal dans une enceinte thermostatée pour atteindre 10^{-7} et mieux.

Si l'on dispose d'un bon récepteur de radiodiffusion, on peut assez facilement réaliser un étalonnage d'oscillateur LC ou caler un oscillateur à quartz par comparaison, en réalisant un battement avec un émetteur de fréquence connue. Le plus utilisé est l'émetteur britannique de Droitwich, sur les grandes ondes, qui fonctionne sur $200 \text{ kHz} \pm 10^{-10}$. La précision remarquable de cet émetteur et le fait que sa fréquence porteuse soit une fréquence « ronde » le rendent très utile aux laboratoires européens qui disposent d'un récepteur accordé sur cette fréquence. Il existe également des fréquences étalon de valeur plus élevée (5, 10, 15 MHz...) envoyées par les émetteurs américains WWV qui ne peuvent être reçues que par des récepteurs professionnels.

Plus simplement, l'amateur pourra réaliser un battement

entre un oscillateur et un récepteur en approchant simplement le premier du second et à la condition que la fréquence de l'oscillateur soit voisine de celle d'un émetteur connu sur laquelle est accordé le récepteur. Un S-mètre favorise grandement le réglage fin au battement nul.

Avec un peu d'adresse cette dernière méthode est valable jusqu'aux VHF. La seule précaution à prendre est d'éviter de confondre le battement direct avec l'image de l'émission disposée de la valeur de la fréquence intermédiaire (ou de deux fois cette valeur). Il est donc nécessaire de savoir si l'oscillateur local est au-dessus ou en-dessous de l'émission.

LES COMPOSANTS PASSIFS

On classe dans cette catégorie les résistances, les condensateurs et les inductances de précision.

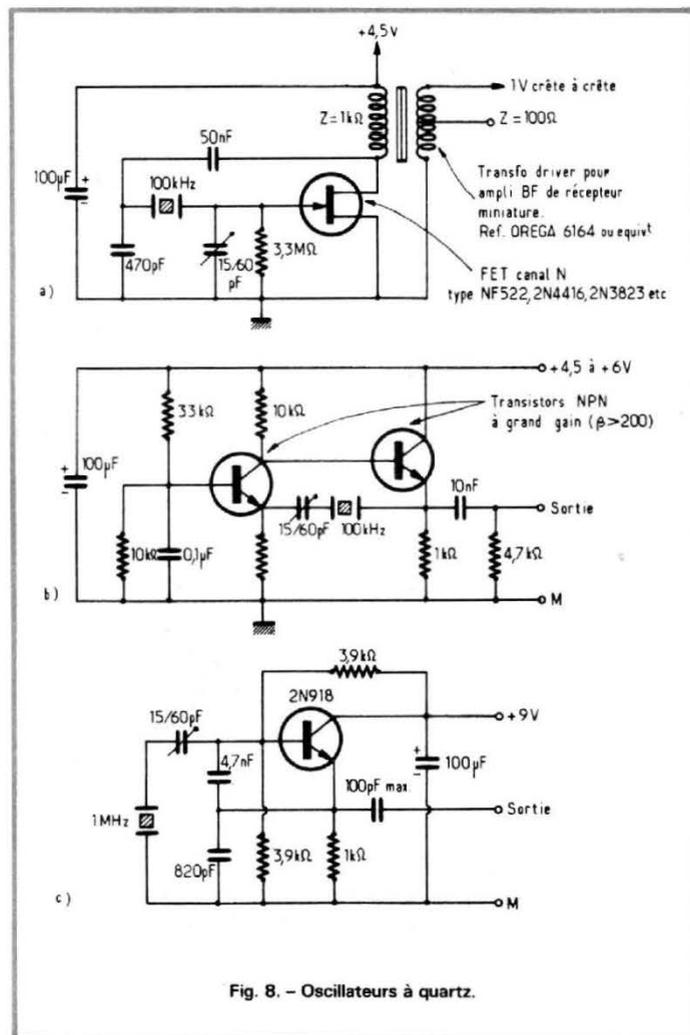


Fig. 8. - Oscillateurs à quartz.

Ces éléments sont plutôt des accessoires d'autres appareils et sont utilisés comme tels à l'occasion de mesures ou de calibrations.

Ce sont des éléments fixes qui ne peuvent être ajustés, mais il sera bon de vérifier périodiquement leur valeur afin de profiter au mieux de leur utilisation.

Les résistances à couche métallique sont les seuls éléments susceptibles de conserver leur valeur dans le temps. Il sera bon de disposer d'un jeu de ces résistances de valeurs déterminées par exemple 10, 100, 1 000 ohms, 10, 100 kΩ, 1 MΩ à 0,5 % ou mieux à 0,1 %. La possession d'un potentiomètre de précision 10 tours et de son démultiplicateur est souhaitable. On choisira une valeur de 1 000 ohms ou 10 kΩ.

Certains amateurs, cependant, n'ont pas les moyens d'acquérir des éléments de précision. Ils se contenteront de valeurs choisies dans la série 1 % qui est tout de même très accessible. Ils pourront, s'ils en ont la possibilité, trier les valeurs les plus précises d'un lot, au moyen d'un pont de Wheatstone ou d'un ohmmètre précis. L'utilisation d'un ohmmètre à aiguille ne permet guère de descendre en dessous de 2 %.

Nous conseillons vivement de réunir les éléments précis dans des boîtes de résistances spéciales telles que celles que nous avons décrites dans le H.P. (N° 1454, p. 232 et la suite) avec des bornes de branchement évitant l'inconvénient de la soudure pour l'utilisation.

Les conducteurs seront choisis dans une série à 1 %. Il est difficile de définir un assortiment idéal de valeurs. Il est sans doute suffisant de se limiter à une gamme comprise entre 100 pF et 100 000 pF.

Là aussi la disposition des composants en boîte avec commutation des valeurs est préconisée. Le contrôle de la valeur ne peut être effectué qu'au moyen d'un pont de mesure précis genre pont de Sauty.

Pour les inductances il n'est pas nécessaire d'en posséder une grande quantité car leur utilisation n'est pas fréquente. Il serait cependant utile de disposer d'un groupe de 4 valeurs soit : 100 μH (sur mandrin à air), 1 mH, 10 mH, 100 mH sur pots ferrite.

Il sort du cadre de cet article de donner des indications sur la

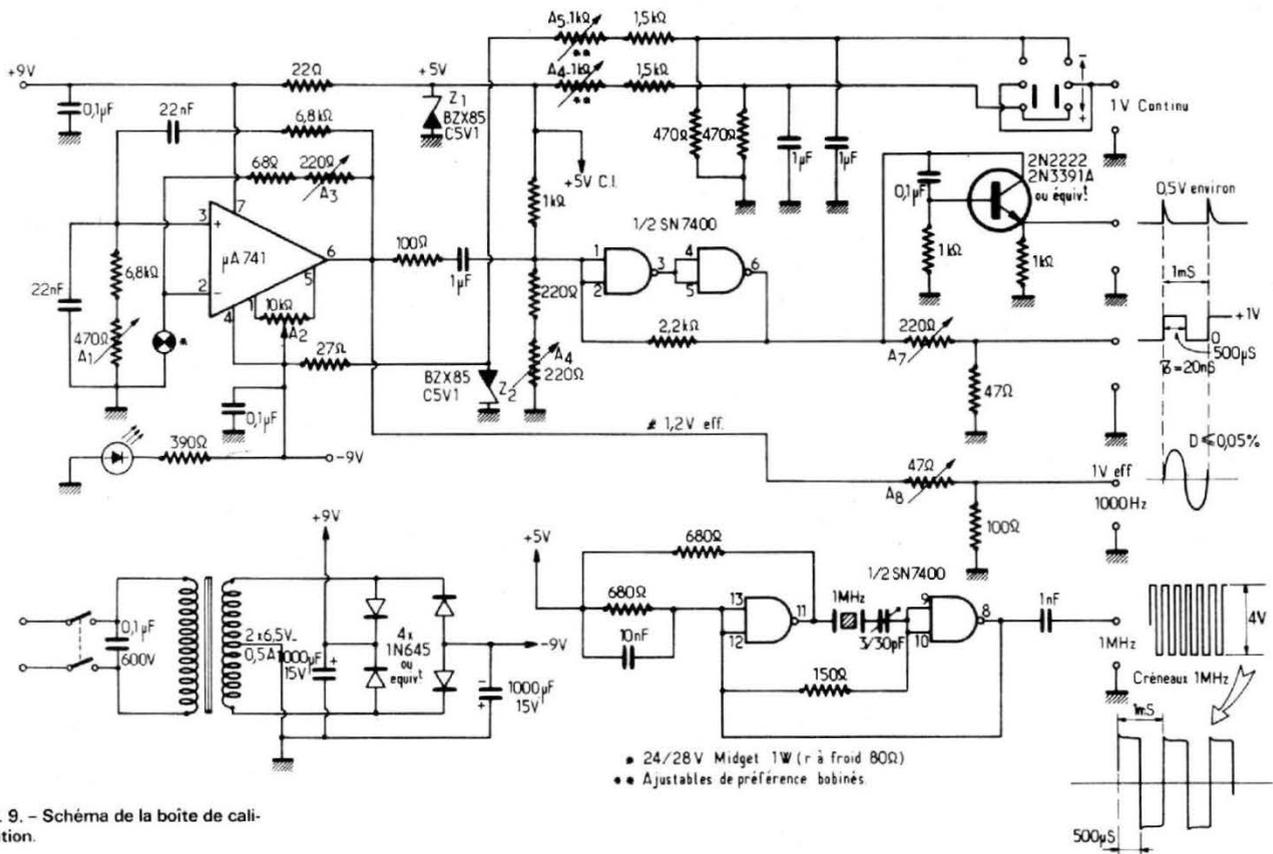


Fig. 9. - Schéma de la boîte de calibration.

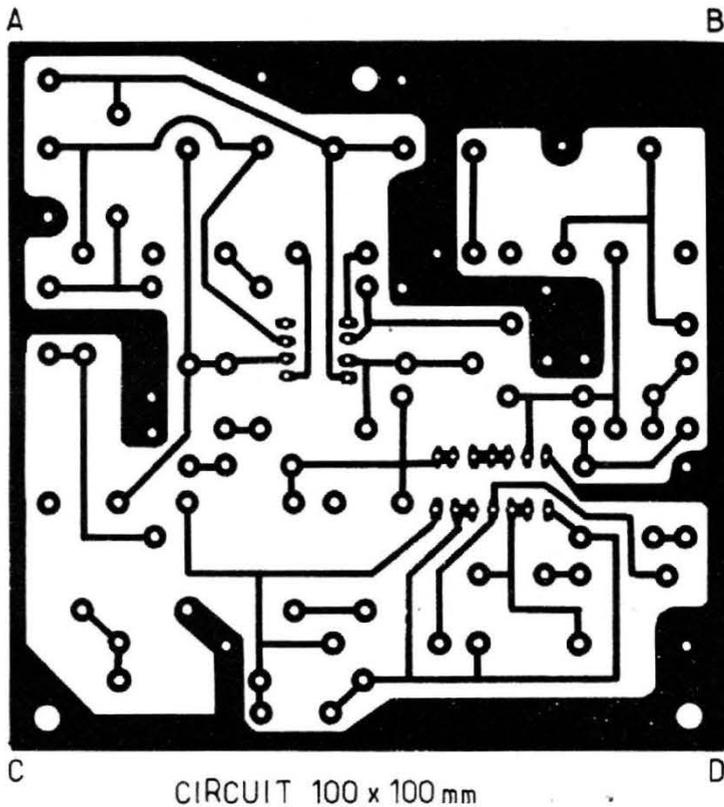


Fig. 10. - Carte imprimée côté cuivre.

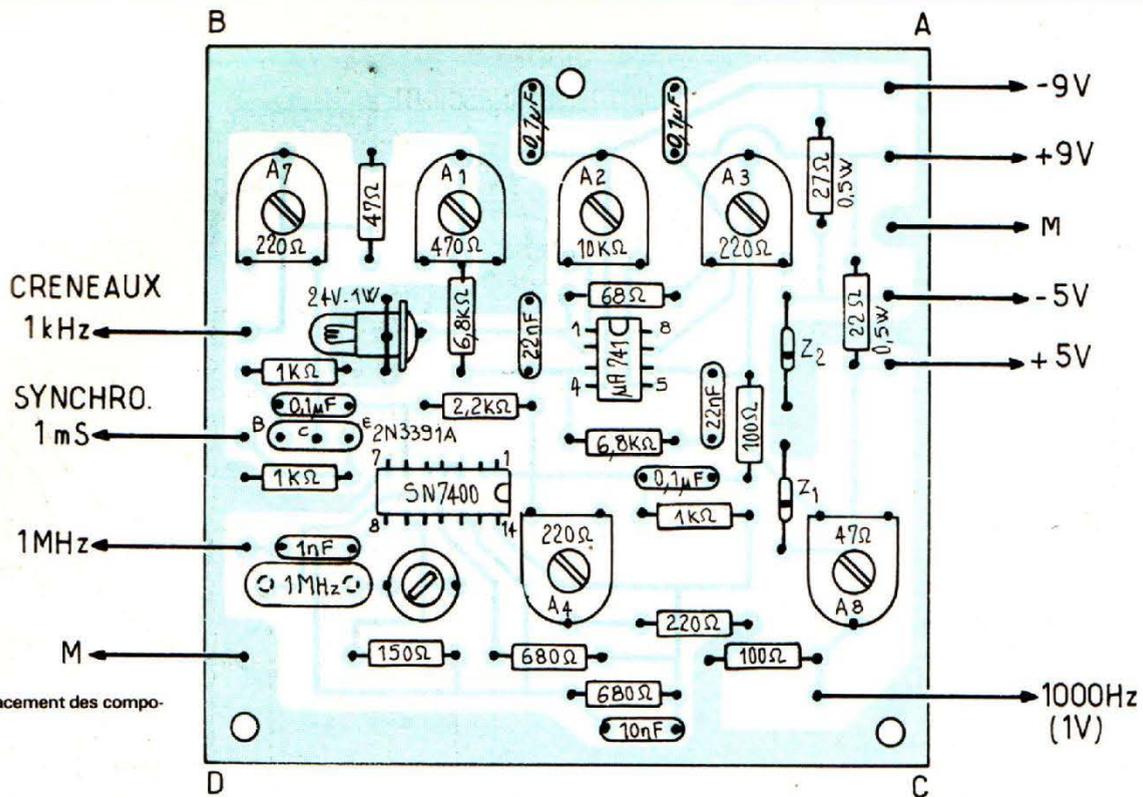


Fig. 11. - Emplacement des composants.

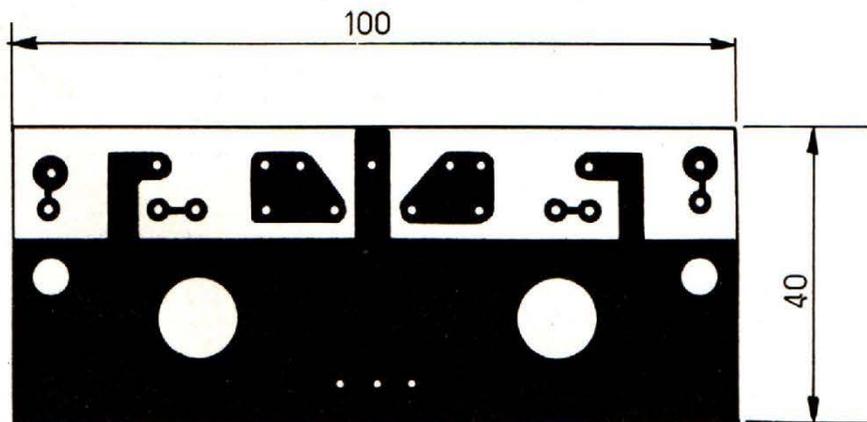
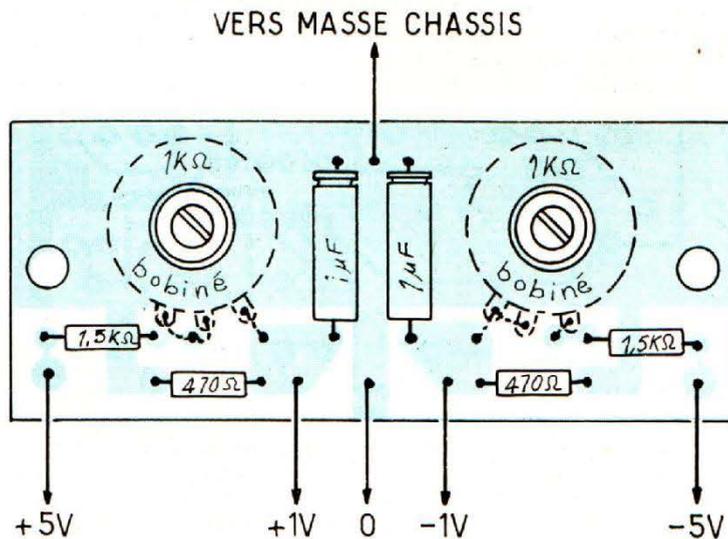


Fig. 12. - Plaque support des potentiomètres d'ajustement des tensions continues.



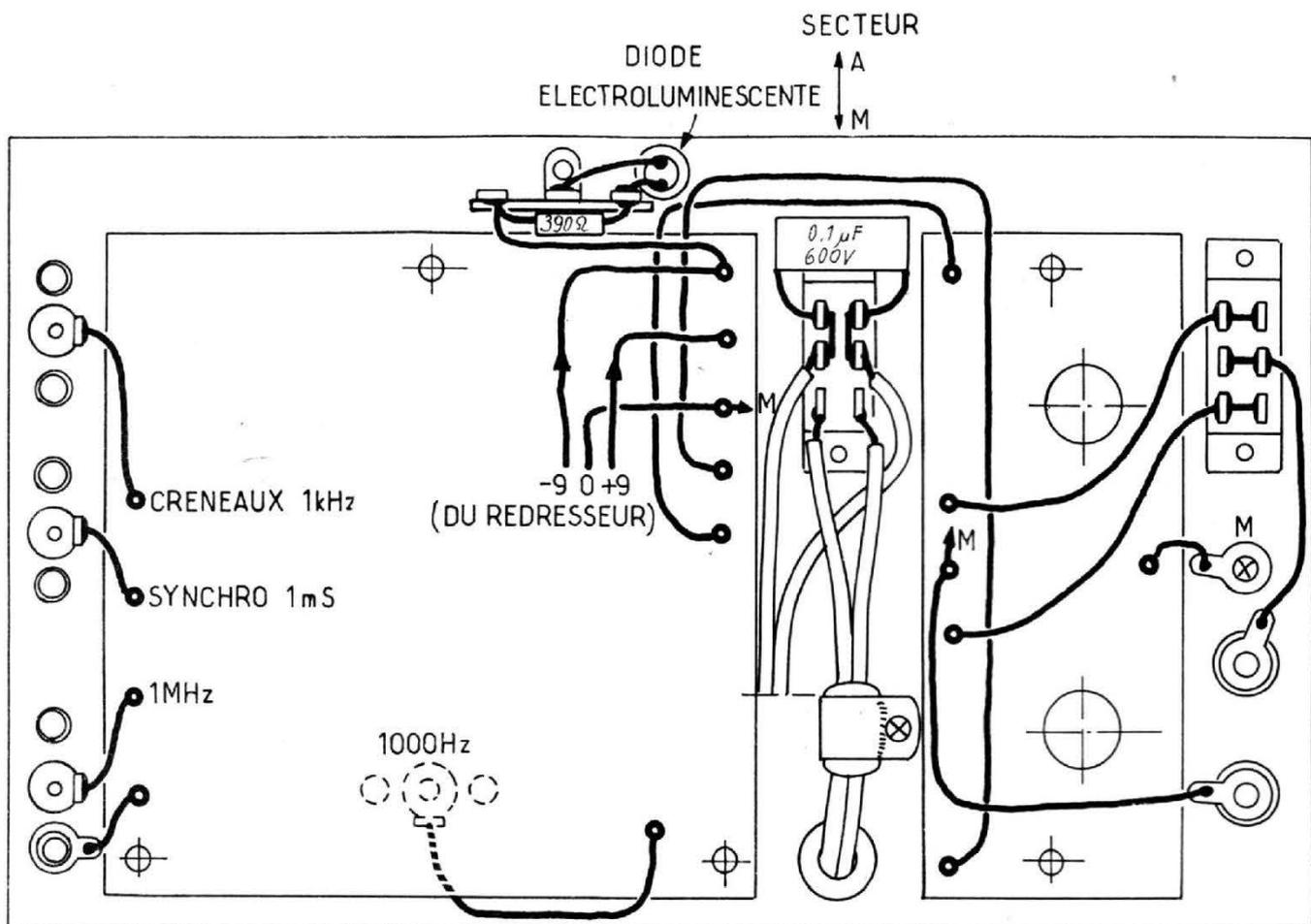


Fig. 13. - Câblage du coffret.

façon de réaliser des inductances. Si l'on n'a pas déjà fait ce genre de travail sur des éléments standard, il est inutile de tenter de réaliser des éléments de précision ayant une faible capacité répartie.

La mesure des inductances se fera, de préférence, au pont d'impédance à une fréquence aussi basse que possible, ou éventuellement en utilisant un générateur et un condensateur étalon. A la résonance la valeur de l'inductance sera :

$$L \text{ (en mH)} = \frac{253.10^2}{f^2 \text{ (en kHz)} \times C \text{ (en nF)}}$$

On prendra la précaution de coupler le générateur au circuit résonnant avec le condensateur le plus faible possible (le 1/50^e ou le 1/100^e de la valeur du condensateur étalon) et l'on mesurera la résonance avec un voltmètre alternatif à haute impédance d'entrée, à travers 100 kΩ en série.

UNE BOITE DE CALIBRATION « UNIVERSELLE »

On peut réunir dans un même coffret les principales références dont on a besoin pour assurer les vérifications périodiques d'appareils courants tels que multimètres, oscilloscopes, générateurs HF et BF, distorsionmètres...

Le schéma de la boîte de calibration que nous proposons aux lecteurs est représenté sur la figure 9.

Le circuit intégré $\mu A741$ est monté en oscillateur BF à tension et fréquence stabilisées. C'est l'un des générateurs à pont de Wien que nous avons déjà décrit. Le circuit RC série (6,8 kΩ, 22 nF) est monté entre la sortie et l'entrée (+). Celle-ci est reliée à la masse par 6,8 kΩ et 470 Ω (ajustable) avec 22 nF en parallèle, ce qui procure une réaction positive. La contre-réaction, assurée par

220 Ω (ajustable) en série avec 68 Ω entre la sortie et l'entrée (-) est automatiquement réglée par l'ampoule 24 V, 1 W de façon à se situer à la limite de l'accrochage. A ce point de fonctionnement correspond une tension de sortie de 1,2 V eff. et une distorsion très faible du signal (valeur typique 0,05 %).

Le potentiomètre de 10 kΩ assure l'équilibrage en continu (tension continue nulle sur la sortie 6 du circuit).

La sortie est réunie à un atténuateur ajustable A8 (100 ohms) qui permet d'obtenir exactement 1 V eff. à 1 000 Hz (réglage de fréquence par A1).

La tension d'oscillation à 1 kHz est envoyée sur une bascule de Schmitt (1/2 circuit intégré SN 7400) à travers une résistance et un condensateur d'isolement. La sortie est un créneau dont la symétrie peut être ajustée par A4.

Un dispositif à transistor permet de générer une synchronisation de 1 ms pour un usage exté-

rieur (oscilloscope). Le fonctionnement est le suivant le créneau de sortie est appliqué en positif sur le collecteur du transistor et en même temps est dérivé sur sa base, ce qui permet de retrouver une impulsion courte sur son émetteur. L'impulsion dérivée négative correspondant au retour du créneau est automatiquement éliminée par la coupure de l'alimentation collecteur et surtout la polarisation inverse de la jonction base-émetteur.

L'autre partie du circuit intégré SN 7400 est montée en oscillateur à quartz de 1 MHz dont la fréquence, très précise, peut être ajustée par le condensateur 3-30 pF, en utilisant un fréquence-mètre digital ou le battement avec un émetteur radio.

L'alimentation de l'appareil comprend un transformateur de 2 x 6,5 V eff. (0,5 A) à point milieu, un redresseur en pont fournissant les tensions symétriques de ± 9 V et un filtrage par deux condensateurs de 1 000 μF.

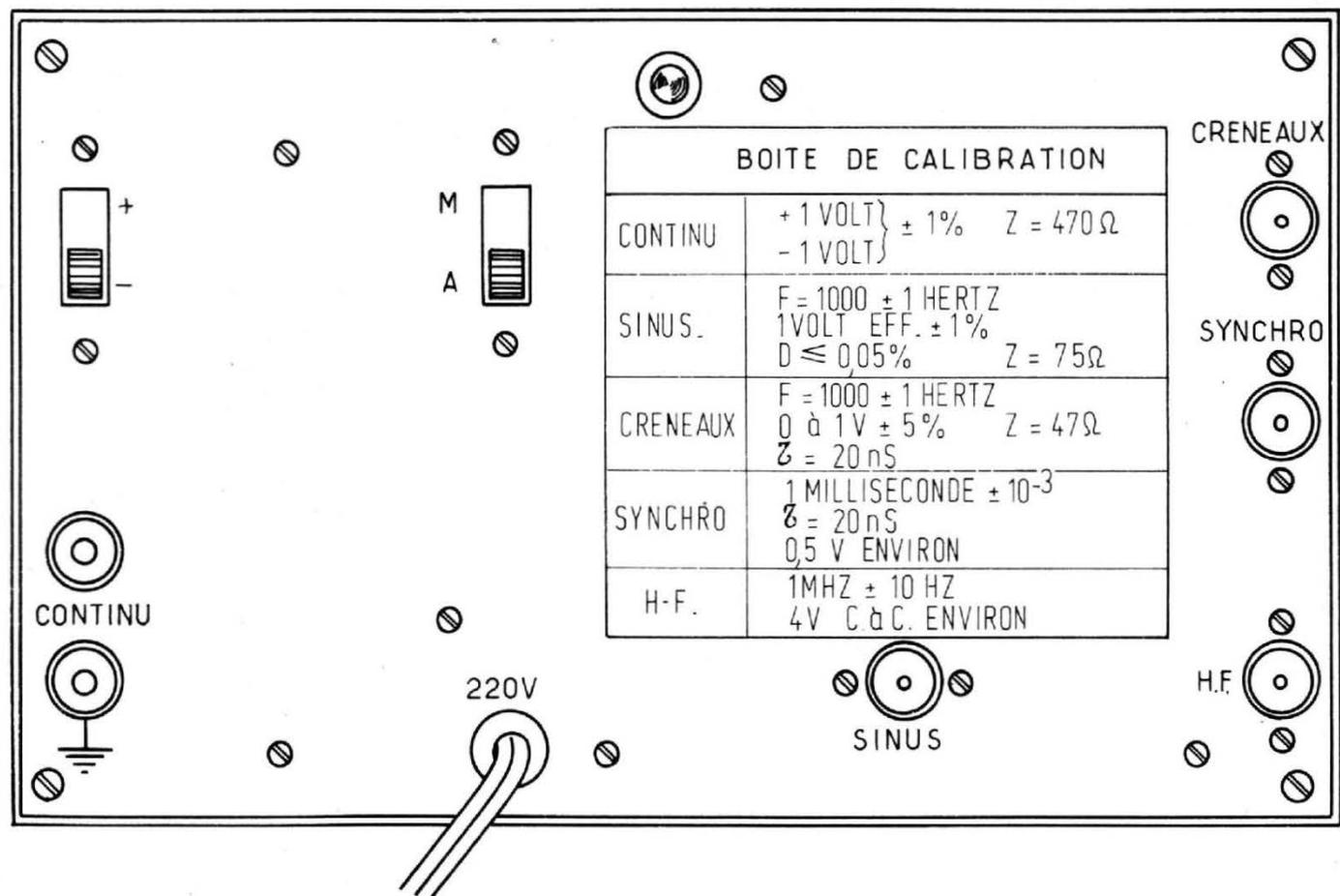


Fig. 14. - Face avant de la boîte de calibration.

Le circuit intégré linéaire utilise ces tensions symétriques pour son fonctionnement.

On utilise deux diodes zener pour obtenir des tensions de ± 5 V. La tension + 5 V alimente le SN 7400. Les deux tensions + et - 5 V sont utilisées pour obtenir une tension continue de + ou - 1 V exactement au moyen d'atténuateurs ajustables. Les condensateurs de $1 \mu\text{F}$ en parallèle sur les résistances de 470Ω sont destinés à éliminer les résidus de HF ou de BF. Un inverseur permet de choisir la polarité de la tension continue.

On trouvera sur les figures 10 à 14 tous les détails permettant la construction de cet appareil.

Le tableau ci-contre résume les différents réglages qu'il convient d'exécuter.

(*) au besoin, changer la valeur de $6,8 \text{ k}\Omega$ en série pour obtenir un réglage bien centré sur A1.

Les principales applications de cet appareil sont :

tensions continues : vérification

RÉFÉ-RENCE	VALEUR	ORIGINE	OPÉRATION
A1	470Ω	R.T.C.réf.411033 (AD)	Réglage de la fréquence à $1 \text{ kHz} \pm 1 \text{ Hz}$ (*)
A2	$10 \text{ k}\Omega$	R.T.C.réf.411033 (AD)	Réglage d'annulation de la tension continue en sortie 1000 Hz
A3	220Ω	R.T.C.réf.411033 (AD)	Réglage de l'amplitude de l'oscillateur ($1,2 \text{ Veff. en } 6$)
A4	220Ω	R.T.C.réf.411033 (AD)	Réglage de la symétrie du créneau de 1 kHz
A5 et A6	$1 \text{ k}\Omega$	minibob M.C.B.	Réglage des tensions continues à +1 V et -1 V
A7	220Ω	R.T.C.réf.411033 (AD)	Réglage de l'amplitude du créneau 1 kHz à +1 V
A8	47Ω	R.T.C.réf.411033 (AD)	Réglage de l'amplitude du signal sinus. à 1 V eff.
C ajustable	3 à 30 pF	R.T.C. ou équivalent	Réglage de la fréquence de l'oscillateur 1 MHz

de l'étalonnage des voltmètres et oscilloscopes passant le continu, éventuellement des microampèremètres et milliampèremètres.

tension sinusoïdale 1 kHz : vérification des générateurs BF (tension et fréquence), des voltmètres alternatifs, des distorsiomètres.

créneaux 1 kHz : étalonnage de la base de temps des oscilloscopes et de leur calibration verticale, examen de la réponse impulsionnelle des circuits, réglage des sondes d'oscilloscope (à compensation), contrôle sur ampli Hi-Fi.

synchro : réglage de la base de temps (1 ms) des oscilloscopes, synchronisation pour l'examen de phénomènes liés aux créneaux ou à la tension sinus de l'appareil.

H.F. 1 MHz : source de 1 MHz précise à utiliser pour la calibration des générateurs HF (nombreux harmoniques), réglage de la base de temps (500 ns ou $1 \mu\text{s}$) des oscilloscopes.

(à suivre)

J.C.

bon ou mauvais ?

un testeur simple de TRANSISTORS

RARES sont, à l'heure actuelle, les montages électroniques ne comportant pas de transistors. L'électronicien, qu'il soit professionnel ou bien amateur, se trouve donc confronté en permanence avec le problème du choix des transistors à employer. Pour le professionnel, disposant habituellement de moyens de contrôle et de vérification étendus, le choix d'un semi-conducteur est surtout guidé par des considérations de performances optimales dans telle ou telle condition, ainsi que par des impératifs de coût et de disponibilité par quantités importantes. Pour l'amateur, en revanche, les critères de choix sont tous différents : partant assez souvent d'un schéma déjà existant, il s'agit de sélectionner un dispositif qui convienne au montage en question.

Avant d'acheter un transistor dans le commerce, il faut s'assurer qu'il est bien conforme à ce que l'on en attend. Les constructeurs de semi-conducteurs publient des feuilles de spécifications qui contiennent les caractéristiques maximales et indiquent

les paramètres d'utilisation de ces dispositifs. Il est alors nécessaire de consulter le catalogue du fabricant pour pouvoir acheter, en toute connaissance de cause, le composant désiré. Ce dernier doit être marqué conformément à son type, et le sigle du constructeur être parfaitement visible. Ce dernier point est la garantie pour l'acheteur que le dispositif qu'il vient d'acquérir répond en tous points aux caractéristiques publiées : le fabricant se rend responsable de tout manquement à cet égard, et le dispositif reconnu défectueux (à condition que cela ne soit pas le fait d'une mauvaise utilisation) est en principe échangé. Dans le cas où aucune marque n'apparaît sur le boîtier, l'origine du transistor est incertaine, personne ne peut être rendu responsable et l'échange de la pièce défectueuse est rendu plus délicat.

Cependant, nombre de transistors sont commercialisés dans ces conditions. Il faut alors consulter les caractéristiques des types proposés et s'assurer que le dispositif est bien conforme aux normes. Si, pour différentes raisons, il n'est

pas possible de consulter ces caractéristiques, il faut alors essayer le transistor. Ce travail, s'il devait être effectué sur tous les paramètres spécifiés, nécessiterait un appareillage de mesure assez conséquent, en tout cas hors de portée de l'amateur moyen.

Les montages qui sont destinés aux électroniciens amateurs et qui sont décrits dans les revues spécialisées, ne demandent généralement pas des transistors dont les caractéristiques doivent être maintenues dans des tolérances étroites ; le contraire indiquerait, a priori, un schéma mal étudié. Le problème principal qui se pose au réalisateur amateur est donc de pouvoir essayer sommairement les transistors afin d'avoir une idée de l'ordre de grandeur de leurs principaux paramètres. Ces derniers peuvent même être réduits à deux dans la majorité des cas : gain en courant h_{21E} et courants de fuites I_{CES} et/ou I_{CFO} . Il est donc possible de concevoir un testeur de transistor simple qui permette de réaliser ces types d'essais ; de plus, il est souhaitable que cet appareil soit portatif, donc alimenté par pile, compact

et peu fragile, ce qui exclut l'emploi d'un galvanomètre. Nous nous proposons donc de décrire, ci-après, un testeur de transistor remplissant ces conditions. Il est alimenté par une seule pile plate de 4,5 volts et ne comporte pas de galvanomètre de lecture, celle-ci étant effectuée sur les cadrans de deux potentiomètres gradués. L'indicateur est constitué par une diode électroluminescente (L.E.D.). L'appareil permet d'essayer indifféremment des transistors de petits signaux NPN ou PNP. Sa réalisation en circuit imprimé rend le montage compact et peu encombrant.

On ne devra toutefois pas perdre de vue le fait qu'il s'agit ici d'un appareil de test très simplifié qui ne permet pas les mesures dans toutes les conditions possibles de polarisation, comme cela est le cas avec les appareils de contrôle de type professionnel.

RAPPELS SUR LE TRANSISTOR

Avant d'aborder la description proprement dite du testeur de transistor, nous pensons qu'il

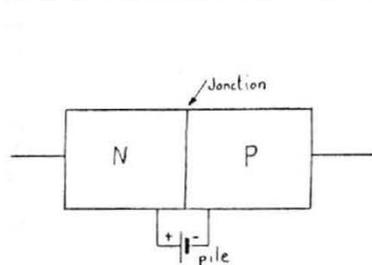
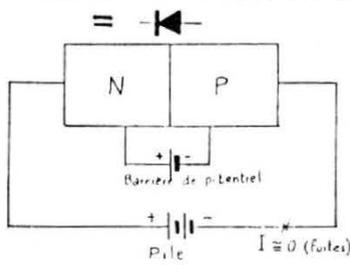
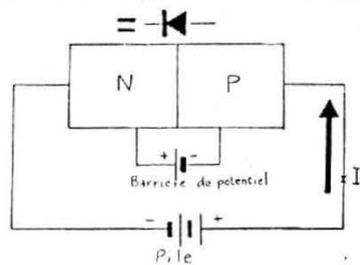


Fig. 1. - Représentation d'une jonction PN. La pile symbolise la barrière de potentiel qui s'oppose au passage du courant dans la jonction.



Polarisation inverse

Fig. 2a. - Une véritable pile est branchée aux bornes de la jonction PN, le pôle positif étant tourné vers la zone N. La tension de la pile s'ajoute à celle de la barrière de potentiel ; aucun courant, à l'exception du courant de fuite, ne circule dans la jonction.



Polarisation directe

Fig. 2b. - Si l'on inverse les polarités de la pile, le pôle positif étant réuni à la zone P, on constate qu'il circule un courant relativement important dans la jonction PN, courant limité presque uniquement par le circuit extérieur.

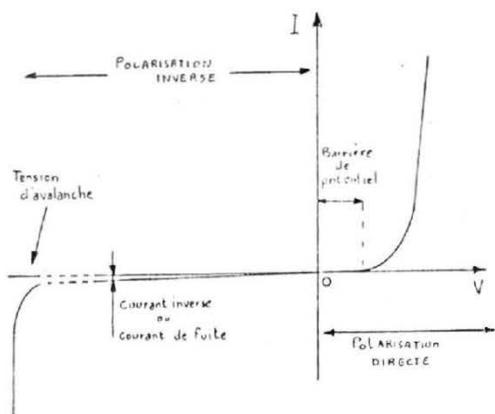


Fig. 3. - Caractéristiques d'une diode PN. A droite, zone de conduction en polarisation directe; à gauche, conduction en inverse.

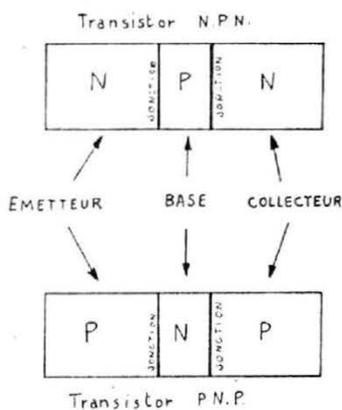


Fig. 4. - Représentation symbolique d'un transistor NPN et d'un transistor PNP.

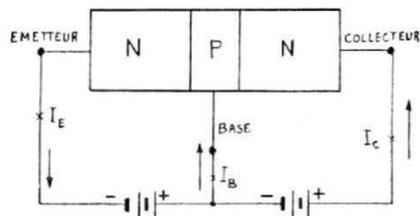


Fig. 5a. - Polarisations pour un fonctionnement normal d'un transistor NPN.

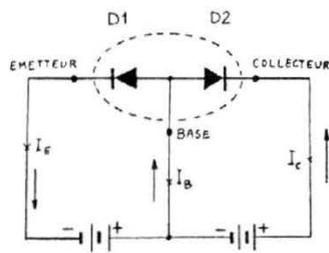


Fig. 5b. - On peut schématiser le fonctionnement d'un transistor à l'aide de la représentation ci-dessus, en assimilant les jonctions à deux diodes D1 et D2.

n'est peut-être pas inutile de rafraîchir quelques notions au sujet du transistor.

Il existe deux sortes de matériaux dans lesquels sont couramment réalisés les transistors: le Germanium et le Silicium. Le premier d'entre eux n'est plus guère utilisé à l'heure actuelle car il se prête mal à une fabrication en grande série. Le Silicium, de loin le plus employé dans les semi-conducteurs modernes, permet d'obtenir des transistors fiables et de caractéristiques reproductibles. De plus, le procédé de passivation des jonctions par oxyde de Silicium réduit les courants de fuite dans des proportions très appréciables. Enfin, la température de fonctionnement maximale permise est beaucoup plus élevée avec le Silicium qu'avec le Germanium.

La matière de départ de tout transistor est du silicium très pur dont le réseau cristallin est structuré en mailles parfaitement ordonnées. Cet arrangement moléculaire est volontairement perturbé par l'introduction, dans celui-ci, d'impuretés soigneusement dosées (doses infinitésimales) et de type parfaitement déterminé. Ces impuretés sont appelées dopants, P ou bien N suivant leur nature.

Si, dans un morceau de silicium cristallin, nous diffusons une région de type P et une région de type N avec une ligne de démarcation bien définie entre ces deux

régions, nous obtenons une jonction PN. Il existe, entre les deux régions, une barrière de potentiel qui entrave toute circulation de porteurs de charge de l'une à l'autre. Cette barrière de potentiel peut être assimilée à une pile qui serait placée aux bornes de la jonction PN dans le sens indiqué sur la figure 1.

Si l'on branche une véritable pile aux bornes de la jonction, avec les polarités indiquées sur la figure 2a, la tension de la pile s'ajoute à celle de la barrière de potentiel et aucun courant ne circule, hormis un très petit courant dit courant de fuite. On dit que la jonction est polarisée en inverse ou dans le sens non passant.

Si nous inversons les polarités de la pile (fig. 2b), à partir du moment où la tension de celle-ci est suffisante pour annuler la barrière de potentiel, nous constatons la circulation d'un courant. La jonction est alors polarisée dans le sens direct ou passant. Une telle jonction est aussi appelée diode; elle est capable de redresser une tension alternative puisque le courant ne peut y circuler que dans un seul sens.

Notons immédiatement une différence fondamentale entre le germanium et le silicium: la tension de la barrière de potentiel, appelée souvent tension de seuil, est plus faible pour le germanium, que pour le silicium (environ 0,1 à 0,3 volt pour le germanium; approximativement 0,5 à 0,7 volt

pour le silicium). La valeur de la tension de seuil de la diode émetteur-base ou collecteur-base d'un transistor permet donc de déterminer s'il s'agit d'un dispositif au germanium ou bien au silicium.

Cependant, si l'on polarise la diode en inverse avec une tension trop élevée, il arrive un moment où les quelques charges qui circulent à travers la jonction (courant de fuite) sont suffisamment accélérées par le champ électrique créé et acquièrent assez d'énergie pour libérer d'autres électrons par collision avec les atomes de silicium. La tension à laquelle se produit ce phénomène est nommée tension d'avalanche. Le courant inverse qui circule alors dans la diode, à moins d'être limité par le circuit extérieur, peut devenir très important et détruire la jonction PN. Les caractéristiques d'une diode PN sont indiquées sur la figure 3.

Le transistor est un dispositif semiconducteur qui comprend deux jonctions voisines dans un même monocristal. Il comprend trois électrodes qui sont: l'émetteur, la base et le collecteur. Le fonctionnement du transistor est basé sur la circulation des porteurs de charge (trous positifs ou électrons négatifs). Dans le matériau de type N, les électrons sont en excès ou majoritaires; dans un matériau de type P, ce sont les trous qui sont majoritaires.

Le transistor comporte trois régions; une région centrale,

appelée base, de mince épaisseur, qui peut être de type P ou N, et deux régions extérieures, l'émetteur et le collecteur, de type opposé à celui de la base. Le transistor peut donc être de polarités NPN ou bien PNP (voir fig. 4).

L'émetteur produit des porteurs de charge majoritaires (trous pour un matériau P, électrons pour un matériau N). La base est l'électrode de commande. Comme son nom pouvait le laisser supposer, le collecteur collecte les porteurs de charge.

Dans un transistor, pour un fonctionnement normal, la jonction émetteur-base est polarisée dans le sens direct, tandis que la jonction collecteur-base est polarisée en sens inverse (voir fig. 5a). On peut schématiser le fonctionnement du transistor à l'aide de la représentation de la fig. 5b, en assimilant les jonctions à deux diodes D1 et D2. La diode D1 est polarisée dans le sens passant et laisse circuler un courant I_E . La diode D2 est polarisée en sens inverse et son courant est I_C . Ce courant inverse (I_C) dépend des porteurs minoritaires présents aux environs de la jonction de D2. Le courant direct I_E de la diode D1 introduit des électrons porteurs minoritaires dans la zone P. Si une certaine quantité de ceux-ci se trouve au voisinage de la jonction de la diode D2, le courant inverse de cette même diode en sera considérablement augmenté, jusqu'à une valeur I_C peu

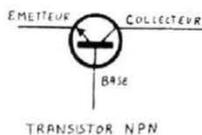


Fig. 6a. - Représentation couramment adoptée pour un transistor NPN.

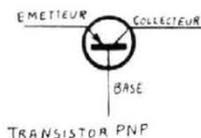


Fig. 6b. - Représentation couramment adoptée pour un transistor PNP.

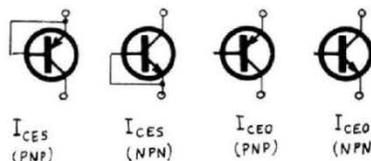


Fig. 7. - Schéma de principe du circuit de mesure des courants I_{CEO} et I_{CES} pour un transistor NPN et pour un PNP.

différente de I_E . Pour résumer simplement le fonctionnement d'un transistor, on pourrait dire que les porteurs minoritaires, introduits jusqu'au niveau de la jonction collecteur-base, dégradent la caractéristique inverse de cette diode, et la rendant plus mauvaise augmentent considérablement son courant de fuite I_C .

Le rapport entre le courant collecteur et le courant émetteur, que l'on appelle α est plus petit que l'unité : il est couramment de 0,99.

Les trous qui se sont recombinaés dans la base sont remplacés par d'autres trous provenant de la batterie base-émetteur à travers la connexion de base. Il circule donc un courant de base ; celui-ci est très inférieur au courant de collecteur. Le courant de collecteur est proportionnel au courant de base. Le rapport entre ces deux courants définit le gain en courant β ou h_{21E} du transistor. Ce paramètre est très employé ; il est couramment de l'ordre de 100 à 300, c'est-à-dire qu'une variation de courant base de 1 mA produira, par exemple, une variation de courant collecteur de 100 mA ($h_{21E} = 100$).

Le transistor PNP se traite comme le transistor NPN, mais il faut inverser les polarités des tensions appliquées. Par ailleurs, des trous sont injectés à la base (au lieu d'électrons) et recueillis par le collecteur. Les caractéristiques des transistors PNP ont un aspect semblable à celui des transistors NPN. Si ces caractéristiques sont exactement l'inverse l'une de l'autre, on dit que les transistors sont complémentaires.

La représentation symbolique d'un transistor NPN est donnée sur la fig. 6a, tandis que celle d'un dispositif PNP est indiquée sur la fig. 6b.

CARACTÉRISTIQUES D'UN TRANSISTOR

Les paramètres qui caractérisent un transistor sont très nombreux. On peut les classer en deux grandes catégories qui sont les paramètres statiques et les paramètres dynamiques. Ils renseignent sur le comportement du dispositif lorsque celui-ci est ou non en fonctionnement. Certains de ces paramètres sont indiqués dans les notices des constructeurs, d'autres ne le sont pas, selon que le semiconducteur est destiné à tel ou tel emploi.

Dans l'intérêt de l'utilisateur, des limites absolues sont fixées. Si ces limites sont dépassées, le transistor peut être endommagé ou il peut se produire une dégradation de ses performances. La durée de vie d'un semiconducteur, normalement fort longue, peut être écourtée de façon appréciable par une mauvaise utilisation. Lorsqu'on emploie des semiconducteurs, il faut toujours s'assurer qu'à aucun moment du fonctionnement, et pour quelque durée que ce soit, les limites absolues ne soient dépassées.

Les valeurs limites ne sont pas accessibles par une mesure. Le constructeur les fixe après de nombreux essais. Elles peuvent cependant donner lieu à des vérifications, mais tout dépassement risque d'entraîner la destruction du dispositif ou d'en altérer la fiabilité. Au contraire, les caractéristiques électriques peuvent être atteintes, et même dépassées, en cours de fonctionnement ; elles sont parfaitement mesurables. Il faut noter que le fabricant ne garantit pas une valeur exacte des caractéristiques électriques, mais une valeur maximale ou minimale et, éventuellement une fourchette.

D'autre part, certains paramètres sont parfois indiqués en valeur typique. Celle-ci ne constitue pas une garantie ; elle constitue simplement une indication et signale à l'utilisateur que ce paramètre est centré sur la valeur mentionnée, du moins pour une bonne partie des dispositifs. Cependant, cette indication n'est pas absolue, et l'on peut rencontrer un certain nombre de dispositifs qui s'écartent de cette valeur typique sans que cela puisse être considéré comme hors caractéristique et constituer un motif de refus. Les seules caractéristiques sur lesquelles le constructeur s'engage sont celles qui sont indiquées en valeurs maximales et/ou minimales.

Il n'est pas possible d'examiner ici toutes les spécifications qui régissent le comportement d'un transistor pour les petits signaux ; nous nous intéresserons seulement à celles qui nous paraissent les plus importantes.

Tout d'abord, il est bon de définir les termes et les symboles couramment utilisés dans les notices des constructeurs et dans la littérature technique.

Les tensions sont toujours notées V ; les intensités I et les puissances P . Ces lettres majuscules sont accompagnées d'autres lettres qui viennent en indice. Ce sont : E pour l'émetteur, B pour la base et C pour le collecteur. De plus, d'autres indices peuvent indiquer dans quelle condition est effectuée la mesure. Ce sont :

- O (pour open), qui veut dire que, la mesure étant effectuée entre deux électrodes, la troisième est laissée non connectée.
- S (pour short), qui signifie que la troisième électrode est reliée directement à l'une des deux autres.
- R (pour résistance), indique

que la troisième électrode est reliée, par l'intermédiaire d'une résistance dont on donne la valeur, à l'une des deux autres.

Quelques exemples feront mieux comprendre cette normalisation :

V_{CES} définit une tension continue appliquée entre collecteur et émetteur, la base étant réunie à l'émetteur.

I_{CES} définit un courant de fuite, circulant entre le collecteur et l'émetteur, la base étant réunie à l'émetteur.

V_{CEO} définit une tension continue appliquée entre collecteur et émetteur, la base étant laissée en l'air.

I_{CEO} définit un courant de fuite circulant entre le collecteur et l'émetteur, la base étant laissée non reliée.

La figure 7 indique le schéma de principe du circuit de mesure de ces paramètres. La figure 8 montre la façon de mesurer le gain en courant h_{21E} d'un transistor NPN.

Les notations I_{CEO} , I_{CES} indiquent la grandeur des courants de fuite entre le collecteur et l'émetteur, la base étant, ou non, reliée à l'émetteur, ainsi que nous l'avons déjà vu. L'indication d'un courant de fuite doit toujours être suivie de la valeur de la tension ainsi que de la température pour laquelle la mesure a été effectuée. L'importance de la température dans la mesure des courants de fuite sera mise en évidence si l'on sait que, grossièrement, le courant de fuite double de valeur tous les 10°C d'augmentation de température. Une indication correcte d'un courant de fuite sera, par exemple : $I_{CEO} = 0,1 \text{ mA max. pour } V_{CE} = 20 \text{ volts, à } 25^\circ\text{C}$ de température ambiante.

Le gain en courant, grandeur

caractéristique très importante, est défini, ainsi que nous l'avons déjà vu, par le rapport I_C/I_B . Pour être valable, cette indication doit être suivie des conditions de mesure, car le gain en courant d'un transistor varie en fonction du courant collecteur, de la tension qui existe entre le collecteur et l'émetteur, et de la température à laquelle a été effectuée la mesure. Habituellement, le gain passe par un maximum puis diminue vers les fortes et les faibles intensités. Une indication correcte sera donc, par exemple : h_{21E} compris entre 100 et 200 pour $I_C = 10 \text{ mA}$ et $V_{CE} = 24 \text{ volts}$, à 25°C de température ambiante. Il faut aussi savoir que le gain augmente lorsque la température de jonction s'élève, ce qui, assez souvent, oblige à prévoir dans les montages des circuits de stabilisation en température.

Une courbe typique montrant la variation du gain en courant en fonction du courant collecteur et de la température est donnée sur la fig. 9. La figure 10 est une représentation typique également, de l'évolution du courant

de fuite I_{CES} d'un transistor en fonction de la température.

MESURE DU GAIN EN COURANT

La mesure du gain est effectuée selon le principe exposé sur les figures 11 et 12, selon qu'il s'agit d'un transistor NPN ou d'un PNP. Le fonctionnement en est le suivant : Le potentiomètre P laisse circuler un courant de base dans le transistor à essayer ; ce courant est fonction de la tension E et de la valeur de P. La tension de seuil base-émetteur des transistors au silicium est un paramètre peu dispersé ; la tension E d'alimentation étant supposée constante (du moins en première approximation), le courant de base est donc uniquement fonction de la valeur de P, c'est-à-dire que celui-ci pourrait être gradué directement en valeur de courant base.

Ce courant de base détermine, par effet transistor, un courant collecteur $I_C = h_{21E} \times I_B$. Ce dernier circule également dans la résistance de charge R_L et y

détermine une chute de tension. On s'arrange pour que celle-ci soit égale à la moitié de la tension E, pour le courant collecteur de mesure choisi. On applique la tension présente sur le collecteur du transistor en essai à une des entrées d'un amplificateur opérationnel. La seconde entrée reçoit une tension de référence précisément égale à E/2. Si, en agissant sur le potentiomètre P, on fait varier le courant de base du transistor, on fait également varier le courant collecteur de ce dernier. Lorsque ce courant collecteur produira dans la résistance de charge R_L une chute de tension telle que la différence de potentiel existant sur le collecteur du transistor soit égale à E/2, l'amplificateur opérationnel basculera, c'est-à-dire que sa sortie changera d'état pour une différence de l'ordre du millivolt entre les deux tensions d'entrée. Ce basculement sera détecté par une diode électroluminescente qui s'illuminera, ou au contraire s'éteindra, suivant le sens dans lequel on tourne le potentiomètre. L'endroit précis du potentiomètre où l'amplificateur opérationnel

change d'état en sortie indique que le courant collecteur du transistor est $I_C = E/2R_L$. Cette valeur de courant est bien déterminée, puisqu'elle ne dépend que de la tension E et de la résistance R_L . Si, à ce moment, le courant de base est connu (il l'est par définition), il est facile de déterminer le gain en courant du transistor pour un courant $I_C = E/2R_L$ et pour une tension $V_{CE} = E/2$ en effectuant le rapport $I_C / I_B = h_{21E}$.

Pour mesurer le gain d'un transistor dans les conditions indiquées ci-dessus, il suffira de l'enficher dans le support correspondant et de tourner le potentiomètre P jusqu'à ce que la diode électroluminescente indique que l'équilibre des tensions est atteint, puis de lire sur le cadran la valeur correspondant au gain en courant. Dans le cas d'un transistor PNP, le procédé de mesure reste le même, le dispositif étant alors connecté comme l'indique la figure 12.

Ce procédé de mesure du gain, qui par ailleurs donne des indications assez précises, suppose que le courant de base est déterminé

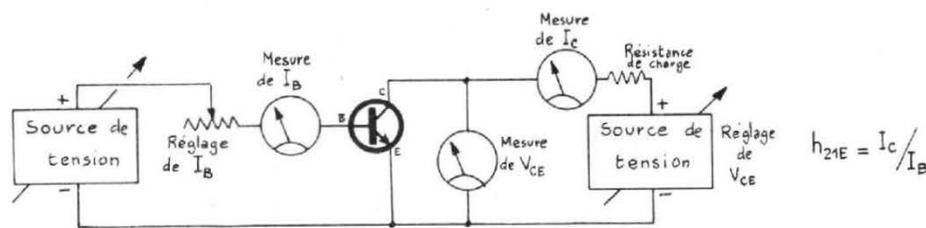


Fig. 8. - Schéma de principe du circuit de mesure du gain en courant h_{21E} d'un transistor NPN.

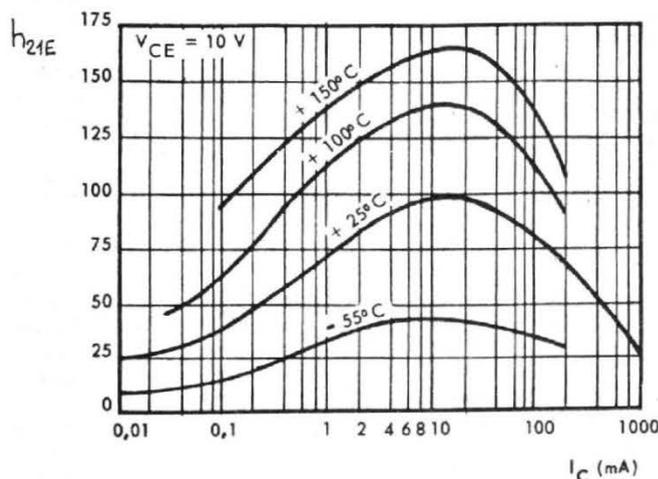


Fig. 9. - Courbe typique montrant la variation du gain en courant en fonction du courant collecteur et de la température.

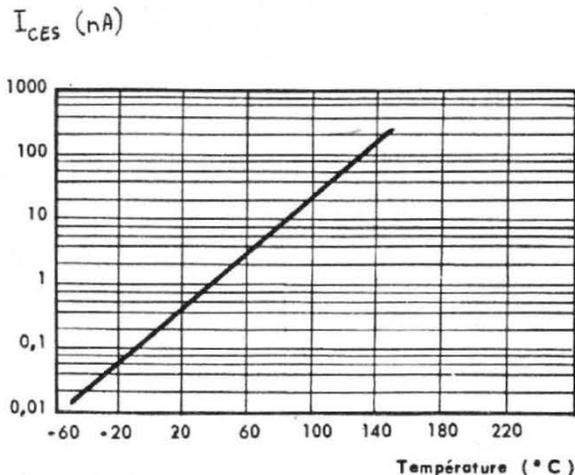


Fig. 10. - Courbe typique montrant l'évolution du courant de fuite I_{CES} d'un transistor au silicium en fonction de la température.

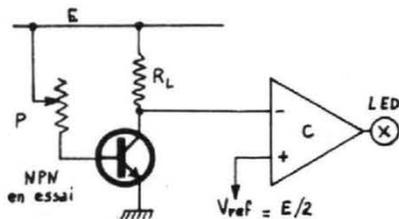


Fig. 11. - Schéma de principe de la mesure du gain en courant pour un transistor NPN.

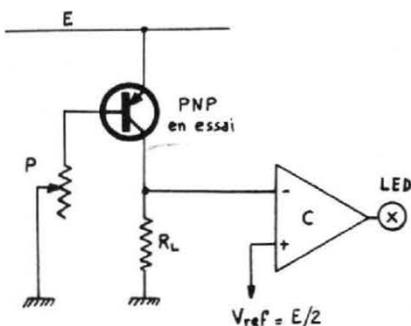


Fig. 12. - Schéma de principe de la mesure du gain en courant pour un transistor PNP.

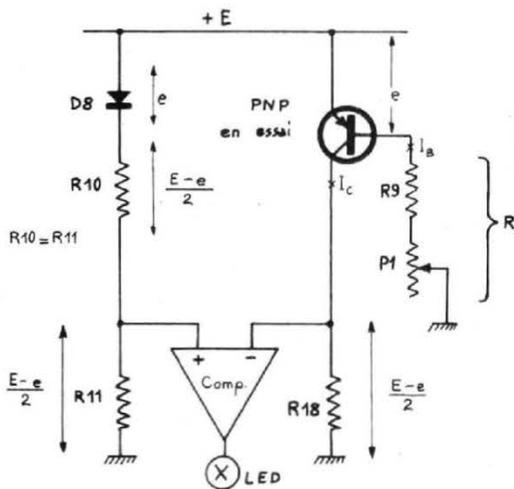


Fig. 13. - L'introduction d'une diode au silicium D8 permet de rendre la mesure du gain quasiment indépendante de la tension de la pile d'alimentation (cas d'un transistor PNP).

uniquement par le potentiomètre P, ce qui implique que la tension d'alimentation E demeure constante. Celle-ci est fournie par une pile plate de 4,5 volts au départ et dont la tension est, en définitive, fonction de l'état de décharge ce qui revient à dire que le courant de base varie quelque peu en fonction de l'état de la pile. On pourrait songer à réguler cette tension, par exemple au moyen d'une diode de Zener, mais, outre que la stabilisation obtenue de cette façon n'est pas excellente pour les faibles tensions, la chute de tension dans la résistance série à prévoir dans ce cas serait prohibitive et la tension d'alimentation ainsi stabilisée se révélerait trop faible. On a donc cherché un moyen de compenser automatiquement les variations de la tension E de telle sorte que la précision de la lecture du gain n'en soit pas affectée. Les montages des figures 11 et 12 sont alors modifiés et deviennent ceux représentés sur les figures 13 et 14 selon qu'il s'agit d'un dispositif PNP ou bien NPN.

L'introduction, dans le montage de mesure, d'une diode au silicium D8 permet de conserver à ses bornes une chute de tension (égale à sa tension de seuil) à peu près constante que nous appellerons e; cette tension de seuil e se retrouve d'ailleurs aux bornes de la jonction émetteur-base du tran-

sistor en essai. En se rapportant au schéma de la figure 13, on peut écrire que la valeur du courant de base est :

$$I_B = \frac{E - e}{R}$$

dans laquelle R est la somme de la résistance R9 et de la résistance présentée par le potentiomètre P. Puisqu'on admet que pour obtenir l'équilibre, la tension aux bornes de la résistance de charge R18 doit être égale à celle existant aux bornes de la résistance R11, et comme R10 = R11 (voir fig. 13) la différence de potentiel aux bornes de ces deux éléments peut s'écrire :

$$V = \frac{E - e}{2}$$

Le courant collecteur à l'équilibre est alors :

$$I_C = \frac{E - e}{2} / R18 = \frac{E - e}{2 \cdot R18}$$

Le gain en courant est :

$$h_{21E} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{E - e}{2 \cdot R18} \cdot \frac{R}{E - e} = \frac{R}{2 \cdot R18}$$

Ce résultat indique bien que le gain mesuré est indépendant de la tension d'alimentation puisque le terme E n'apparaît pas dans le résultat.

Dans le montage pratique, on

remarquera la présence de R9 qui est une résistance de garde et qui empêche d'appliquer la totalité de la tension d'alimentation E à la jonction émetteur-base, lorsque le potentiomètre P1 est à sa valeur minimale. Elle définit également le gain minimum mesurable par l'appareil; par exemple, on peut considérer que des gains en courant inférieurs à 10 indiquent que le transistor essayé est défectueux, et la résistance R9 sera alors calculée en conséquence. Inversement, la valeur du potentiomètre P1 impose la limite supérieure du gain mesurable lorsqu'il est à sa valeur maximale; dans la réalisation, nous avons estimé que les gains en courant de la majorité des transistors étant compris entre 50 et 300, un gain de 400 serait la valeur maximale mesurable avec le testeur.

Nous avons précédemment indiqué que l'indicateur d'équilibre était constitué par un amplificateur opérationnel. Il s'agit d'un dispositif à structure intégrée monolithique présentant un gain en tension élevé (12 000 au minimum). Il comporte une entrée inverseuse et une entrée non inverseuse, c'est-à-dire que le signal de sortie est en opposition de phase ou bien en phase avec le signal d'entrée, selon que l'on attaque telle ou telle entrée. L'amplificateur opérationnel choisi (SFC 2861 C de Sescosem)

peut être alimenté par des tensions aussi faibles que ± 2 volts; il est capable de fournir un courant de sortie pouvant aller jusqu'à 70 mA, c'est-à-dire qu'il n'a pas besoin d'étage intermédiaire pour commander la diode électroluminescente; cela se fait en réunissant directement la sortie de l'amplificateur opérationnel à la L.E.D. et l'autre extrémité de celle-ci à la résistance qui limitera le courant dans ce composant.

Du fait de son grand gain, l'amplificateur opérationnel basculera pour une différence de tension extrêmement faible entre ses deux entrées (de l'ordre du millivolt). Le courant consommé par l'entrée inverseuse et par l'entrée non inverseuse est également très faible, si bien que la présence de l'amplificateur opérationnel ne modifie pas le potentiel des tensions mesurées. La protection des entrées est assurée par deux diodes montées en configuration tête-bêche (D3 et D4 de la figure 16); de plus, l'entrée inverseuse, qui est accessible de l'extérieur est attaquée à travers une résistance R12 (10 k Ω) permettant de limiter tout courant accidentel à une valeur sans danger pour le circuit intégré. La présence de cette résistance ne perturbe en rien le fonctionnement du montage puisque l'impédance d'entrée de l'amplificateur opérationnel CI-1 est élevée.

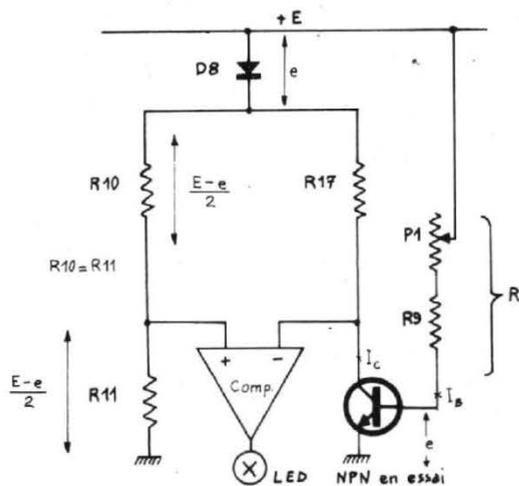


Fig. 14. - Compensation dans le cas d'un transistor NPN.

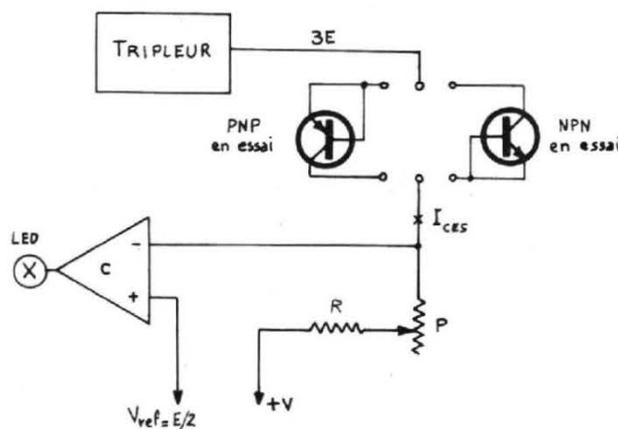


Fig. 15. - Schéma de principe du circuit de mesure du courant de fuite I_{CES} pour un transistor NPN et pour un PNP.

MESURE DU COURANT DE FUITE I_{CES}

La mesure du courant de fuite est effectuée selon le principe exposé sur la figure 15. Le transistor en essai, qu'il soit NPN ou bien PNP, est enfiché dans le support correspondant qui lui donne la configuration représentée sur la figure 15. La tension de mesure appliquée au transistor provient d'un montage tripleur de tension qui, comme son nom pouvait le laisser supposer, procure une tension de sortie dont la valeur est environ trois fois celle de la tension d'alimentation E , soit approximativement une douzaine de volts. Cette tension de sortie $3E$, de polarité positive, est envoyée sur l'électrode convenable du transistor à essayer (collecteur pour un NPN, émetteur base réunis pour un PNP). Le courant de fuite qui circule à travers le dispositif détermine une chute de tension aux bornes d'une résistance variable ($R + P$); cette tension est comparée à une tension de référence (la même que celle qui était utilisée dans la partie mesure du gain) par l'amplificateur opérationnel. Étant donné que la gamme des courants de fuite à mesurer s'étend de $1 \mu A$ à $100 \mu A$, on est conduit à des valeurs de résistance $R + P$ très élevées. Pour conserver à celles-ci des valeurs courantes, on ajoute, au pied de la résistance de mesure, une tension continue fixe ($+V$) qui s'additionne à la valeur de la chute de tension aux bornes des résistances $R + P$, de telle

façon que ces deux dernières résistances restent d'un calibre courant.

Le mode de branchement du transistor en essai indiqué sur la figure 15 permet de mesurer le courant de fuite I_{CES} . Si l'on enfiche le transistor dans le support adéquat sans introduire la connexion de base (celle du milieu) dans son logement, on peut alors vérifier le courant de fuite I_{CEO} , c'est-à-dire le courant de fuite du transistor base en l'air. Ce paramètre est souvent cité dans les notices des constructeurs. Le courant de fuite I_{CEO} est toujours plus élevé que le I_{CES} . Le courant I_{CEO} est, très grossièrement, égal au produit du I_{CES} par le gain en courant h_{21E} du transistor (gain pour le courant considéré). On peut aussi assimiler, en première approximation, le I_{CES} et le courant I_{CBO} qui lui aussi est une caractéristique assez souvent mentionnée dans les catalogues.

DESCRIPTION DE L'APPAREIL

Le schéma de détail du testeur de transistor est représenté sur la figure 16. On y trouve tous les éléments dont on vient de parler. L'amplificateur opérationnel CI-1 reçoit sur son entrée non inverseuse (broche N° 3) la tension de référence obtenue par le moyen des résistances R10 et R11 d'égales valeurs ($1\ 000 \Omega$). L'entrée inverseuse (broche N° 4) est attaquée à travers la résistance R12; le condensateur C8 est destiné à supprimer toute oscillation para-

site qui pourrait prendre naissance au fort gain ou à fréquence de transition élevée. Les diodes au silicium D3 et D4 protègent les entrées en empêchant que la tension différentielle qui leur est appliquée ne soit supérieure à 0,7 volts environ. La diode D8 rend la mesure du gain indépendante des variations de la tension d'alimentation, comme on l'a déjà expliqué. La capacité C9 est nécessaire pour éviter que, du fait du grand gain en tension de l'amplificateur opérationnel, celui-ci ne rentre en oscillation. La sortie du circuit intégré CI-1 (broche N° 7) commande directement la diode électroluminescente à travers la résistance de charge R13. Lors du montage, il faudra s'assurer que la L.E.D. est bien branchée avec les polarités indiquées sur le schéma.

Au point commun des résistances R14 et R15, on dispose d'une tension continue fixe, positive par rapport à la masse, dont la valeur est d'environ 1,5 volt. Il s'agit de la tension $+V$ dont on a parlé plus haut. La résistance R16 est la « butée électrique » du potentiomètre P2 servant à la mesure du courant I_{CES} . Elle détermine le courant de fuite maximal que l'on peut mesurer avec l'appareil ($100 \mu A$ dans notre cas).

La commutation NPN, PNP est effectuée par un inverseur double K1A et K1B. La résistance R17 est la charge collecteur du transistor NPN en essai, R18 celle du transistor PNP. Le potentiomètre P1 et la résistance R9 imposent le courant de base. L'entrée de l'amplificateur opérationnel est attaquée soit par le cir-

cuit de mesure du gain, soit par le circuit de mesure du courant I_{CES} ; la commutation est réalisée par l'inverseur K3. On remarquera que le testeur comporte quatre supports de mesure: les deux supérieurs se rapportent au gain, les deux autres au courant de fuite: pour chaque type de mesure, on trouve un support pour transistor NPN et un pour transistor PNP. Il est possible de concevoir l'appareil de telle sorte qu'un seul support puisse remplir les fonctions des quatre supports actuels: nous avons renoncé à ce mode de réalisation qui mettait en œuvre une commutation assez compliquée et faisait appel à un commutateur à cinq positions difficile à se procurer.

La partie mesure du courant de fuite peut être réalisée en utilisant directement le 4,5 volts de la pile comme tension d'essai. Cependant, cette mesure effectuée avec une tension si basse n'est pas significative. Il semble que la tension minimale pour faire cette mesure doit être au moins d'une dizaine de volts, puisque une grande partie des montages fonctionne avec une tension d'alimentation de cet ordre de grandeur. Or, il n'existe pas de telle tension dans l'appareil: il faut donc en fabriquer une. Cela est d'autant plus aisé que le courant positif consommé pour la mesure des courants de fuite est faible (de l'ordre de $100 \mu A$). Le moyen utilisé pour obtenir cette tension positive consiste à réaliser un multivibrateur suivi d'un montage tripleur de tension.

Les transistors T1 et T2 consti-

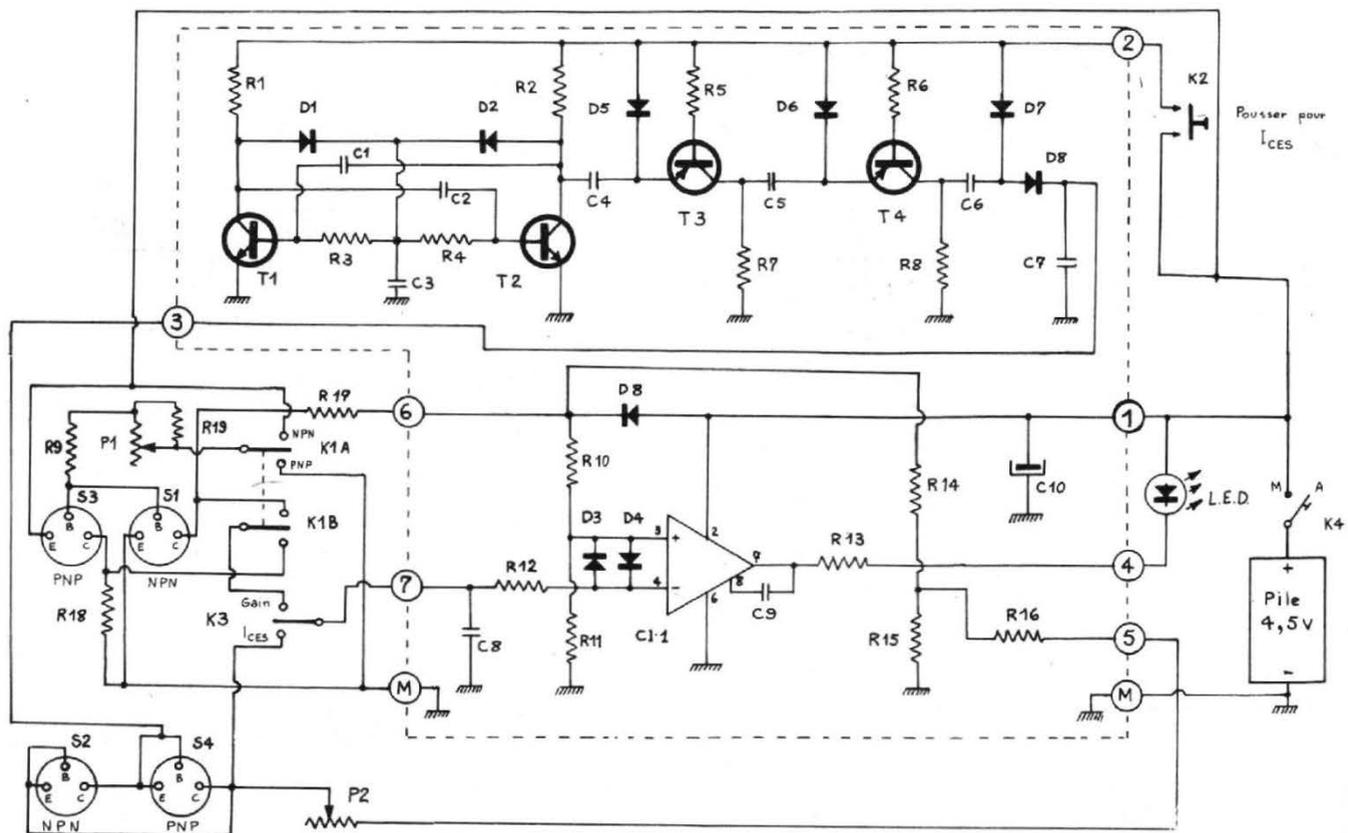


Fig. 16. - Schéma de détail du testeur de transistor.

SUPPORTS VUS
DE DESSOUS

NOMENCLATURE DES ÉLÉMENTS

R1 = 470 Ω 10% 1/2 watt
 R2 = 82 Ω 10% 1/2 watt
 R3 = 3900 Ω 10% 1/2 watt
 R4 = 3900 Ω 10% 1/2 watt
 R5 = 3300 Ω 10% 1/2 watt
 R6 = 10 k Ω 10% 1/2 watt
 R7 = 1200 Ω 10% 1/2 watt
 R8 = 1200 Ω 10% 1/2 watt
 R9 = 7500 Ω 5% 1/2 watt
 R10 = 1000 Ω 5% 1/2 watt
 R11 = 1000 Ω 5% 1/2 watt
 R12 = 10k Ω 10% 1/2 watt
 R13 = 270 Ω 10% 1/2 watt

R14 = 2400 Ω 5% 1/2 watt
 R15 = 1500 Ω 5% 1/2 watt
 R16 = 4700 Ω 5% 1/2 watt
 R17 = 390 Ω 5% 1/2 watt
 R18 = 390 Ω 5% 1/2 watt
 R19 = 910 k Ω 5% 1/2 watt.

P1 = 470 k Ω logarithmique
 P2 = 470 k Ω linéaire.

C1 = 47 nF 63 V
 C2 = 2200 pF 63 V
 C3 = 47 nF 63 V

C4 = 0,22 μ F 63 V
 C5 = 0,22 μ F 63 V
 C6 = 0,1 μ F 63 V
 C7 = 0,1 μ F 63 V
 C8 = 47 nF mylar 200 V
 C9 = 47 pF 63 V
 C10 = 10 μ F 15 V

T1, T2 = BCW 94 B Sescossem
 T3, T4 = BCW 96 B Sescossem.

D1, D2, D3, D4 = 1 N 4148 Sescossem

D5, D6, D7, D8 = 26 P 1 Sescossem
 L.E.D. = VR 209 Cofelec ou CQV 84 (R.T.C.)
 CI-1 = SFC 2861 C Sescossem.
 K1 = inverseur double.
 K2 = poussoir (contact quand appuyé).
 K3 = inverseur simple.
 K4 = interrupteur simple.
 S1, S2, S3, S4 = supports pour transistors en boîtier TO-5 ou TO-39.

ient un montage multivibrateur dont la réaction est assurée par le couplage croisé, à partir des collecteurs vers les bases opposées, des capacités C1 et C2. Les diodes D1 et D2, les résistances R3 et R4 ainsi que le condensateur C3 assurent un démarrage automatique des oscillations en empêchant, le cas échéant, les deux transistors d'être simultanément saturés. Avec les valeurs des éléments indiquées dans la nomenclature, la fréquence de récurrence des signaux produits est de l'ordre de 7 kHz environ. La tension présente sur le collecteur du transistor T2 est représentée sur la photographie de la figure 17.

Ce signal est appliqué sur une extrémité de la capacité C4; l'autre extrémité est réunie au pôle positif de la tension d'alimentation à travers la diode D5. Pour simplifier le raisonnement, on peut admettre que le potentiel du collecteur du transistor T2 est tantôt celui de la masse, tantôt celui de la tension d'alimentation E, ce qui en pratique n'est pas loin de la vérité.

Lorsque le collecteur de T2 est porté au potentiel de la masse, la capacité C4 se charge, à travers la diode D5, à une tension E, avec un + du côté de la diode et un - du côté du transistor (voir courant dans C4 sur la figure 18).

Quand le potentiel du collecteur du transistor T2 remonte brutalement à la tension E, le condensateur C4 applique sur l'émetteur du transistor PNP T3 une tension positive qui est la somme des deux précédentes, soit 2E. A ce moment, le transistor T3 a son émetteur porté à une tension 2E et sa base à une tension E, puisque cette dernière est réunie à la tension d'alimentation par la résistance R5. Il circule alors un courant de base dans ce dispositif qui le rend conducteur, transmettant ainsi une partie de la charge de la capacité C4 à la capacité C5. Lorsque la tension sur le collecteur du transistor T2 revient au potentiel

de la masse, le transistor T3 se bloque et le condensateur C4 se recharge comme précédemment. De même, la capacité C5 se charge à la tension E à travers la diode D6 et la résistance R7; de même, la capacité C6 se charge à la tension E à travers la diode D7 et la résistance R8. Quand le collecteur du transistor T2 retourne au potentiel E, les transistors T3 et T4 sont rendus simultanément conducteurs (voir fig. 19), déchargeant en série, à travers la diode D8, les capacités C4, C5 et C6 dans le condensateur C7. On récupère donc, aux bornes de la capacité C7, une tension théoriquement égale à 3E.

En résumé, on peut dire que ce montage permet de charger en parallèle le groupe des trois capacités C4, C5 et C6, et de les décharger en série dans la capacité réservoir C7. La tension continue positive obtenue en sortie de ce montage est évidemment fonction de la tension E de la pile : elle est également fonction du courant consommé en sortie. Pour un débit passant de $1 \mu\text{A}$ à $100 \mu\text{A}$, la tension de sortie varie de 12,5 à 11,5 volts, pour une tension d'alimentation E de 4 volts. Le courant fourni par la pile est d'environ 60 mA, c'est pourquoi le montage multiplicateur de tension est alimenté par l'intermédiaire d'un bouton poussoir K2. Celui-ci permet de ne consommer du courant à la pile que lors de la mesure, économisant de cette façon la durée de celle-ci.

Il existe d'autres moyens pour élever la tension d'une pile : le convertisseur est un de ceux-ci. Bien que demandant moins de composants que le tripleur de tension, nous n'avons pas retenu cette solution car elle nécessite l'emploi d'un circuit en ferrite, souvent difficile à approvisionner, et la confection du transformateur est toujours délicate.

RÉALISATION

Le testeur de transistor a été réalisé sous forme d'un circuit imprimé dont le dessin, à l'échelle 1/1, est donné sur la figure 20. Il est vu de l'arrière, côté cuivre, et les lignes sombres représentent le métal qui doit disparaître par attaque chimique. Ce circuit imprimé comporte tous les éléments du schéma de la figure 16 qui sont compris à l'intérieur de la surface délimitée par le trait en pointillé. Les numéros des sorties portés sur le circuit imprimé correspondent à ceux indiqués sur le schéma de la figure 16.

La figure 21 représente l'implantation des composants sur le circuit imprimé de la figure 20. Le circuit est également vu de l'arrière ; le stratifié est supposé transparent pour que l'on puisse voir l'emplacement des composants à travers lui. La figure 22 indique le branchement des différents composants semi-conducteurs utilisés.

Le potentiomètre P1 est à variation logarithmique, afin d'étaler la graduation vers les faibles gains. La résistance R19, située en parallèle sur le potenti-

mètre P1 comme indiqué sur le schéma de la figure 16, doit être montée entre le curseur de celui-ci et une des deux extrémités. Celle-ci est choisie de la façon suivante : on mesure avec un ohmmètre la résistance entre le curseur et une des extrémités, et l'on examine comment varie cette résistance, quand l'axe est près de sa fin de course dans le sens de la résistance minimale. Pour une des deux extrémités, la résistance (initialement nulle) varie plus lentement, pour une rotation donnée de l'axe, que si l'on avait fait le même essai avec l'autre extrémité. C'est cette première extrémité (variation lente) qui sera utilisée.

MISE AU POINT - ETALONNAGE

Une fois le câblage et les raccordements terminés, on vérifie soigneusement la conformité entre le montage et le schéma. On appuie ensuite sur le poussoir K2, après avoir mis un contrôleur universel entre la sortie 3 et la masse, le positif étant tourné vers la sortie 3. On doit lire une tension de l'ordre de 12 volts si l'appareil de mesure présente une résistance interne d'au moins $10 \text{ k}\Omega/\text{volt}$.

On positionne ensuite le contacteur K1 sur « NPN » et le contacteur K3 sur « Gain ». On branche un potentiomètre de 500Ω , monté en résistance variable, aux bornes du support S1, entre la broche collecteur et la broche émetteur ; entre ces mêmes broches, on connecte également un contrôleur universel. La résistance ajustable de 500Ω étant initialement à sa valeur minimale, on augmente progressivement celle-ci jusqu'à ce que la diode électroluminescente s'allume : à ce moment l'appareil de mesure doit indiquer une tension égale à $3,9/2 = 1,95$ volt si les deux résistances R10 et R11 sont bien égales ; c'est la raison pour laquelle il est souhaitable que la tolérance de ces deux composants soit au maximum de $\pm 5\%$. Au moment précis où la diode électroluminescente s'illumine, le courant dans la résistance de charge R17 est : $1,95/390 = 5 \text{ mA}$; c'est avec ce niveau de courant collecteur que sera mesuré le gain.

On procède ensuite à l'étalonnage du potentiomètre P1. On réalise pour cela, en câblage volant, le montage représenté sur

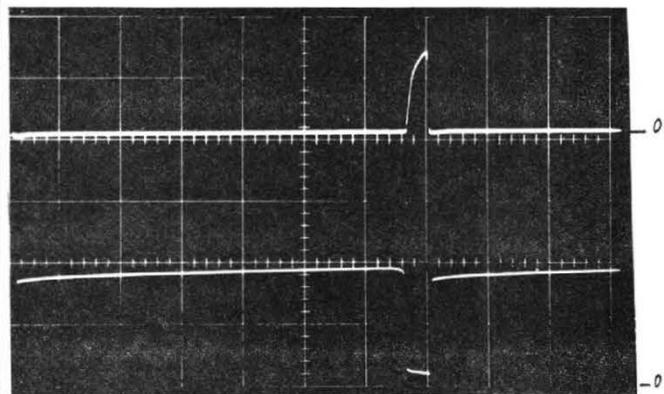


Fig. 17. - En haut : tension sur le collecteur du transistor T2 (2 V/div.).
En bas : tension sur le collecteur du transistor T1 (2 V/div.).
Echelle horizontale : $20 \mu\text{s}/\text{div.}$

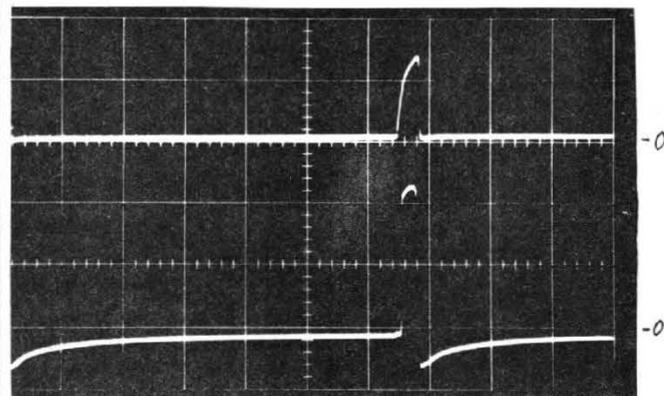


Fig. 18. - En haut : Tension sur le collecteur du transistor T2 (2 V/div.).
En bas : Courant dans le condensateur C4 (5 mA/div.).
Echelle horizontale : $20 \mu\text{s}/\text{div.}$

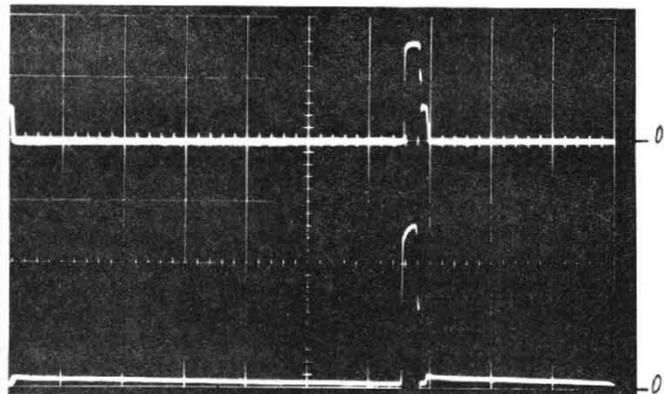


Fig. 19. - En haut : Tension sur le collecteur du transistor T4 (5 V/div.).
En bas : Tension sur le collecteur du transistor T3 (2 V/div.).
Echelle horizontale : $20 \mu\text{s}/\text{div.}$

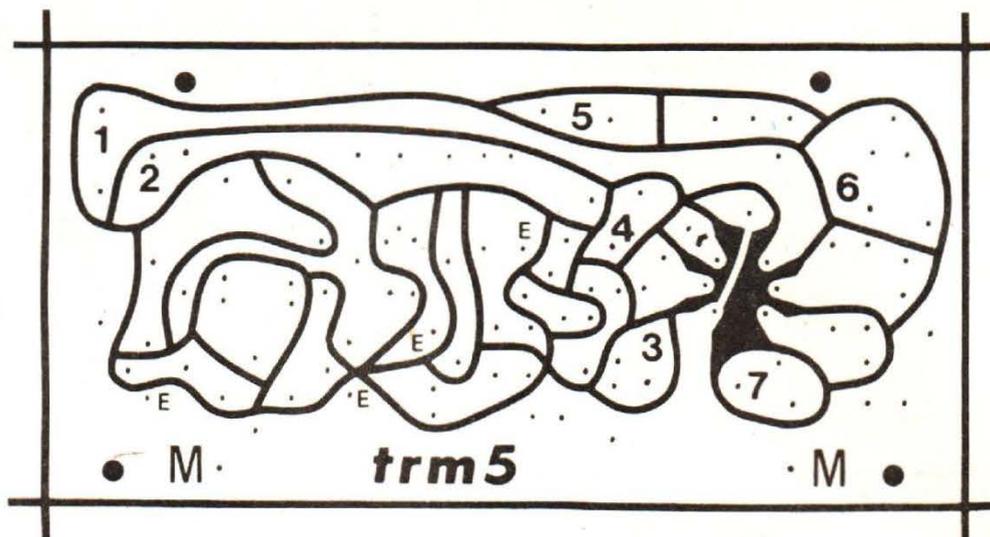


Fig. 20. - Circuit imprimé destiné à la réalisation du testeur de transistor (échelle 1/1). Les lignes sombres représentent le métal qui doit disparaître par attaque chimique.

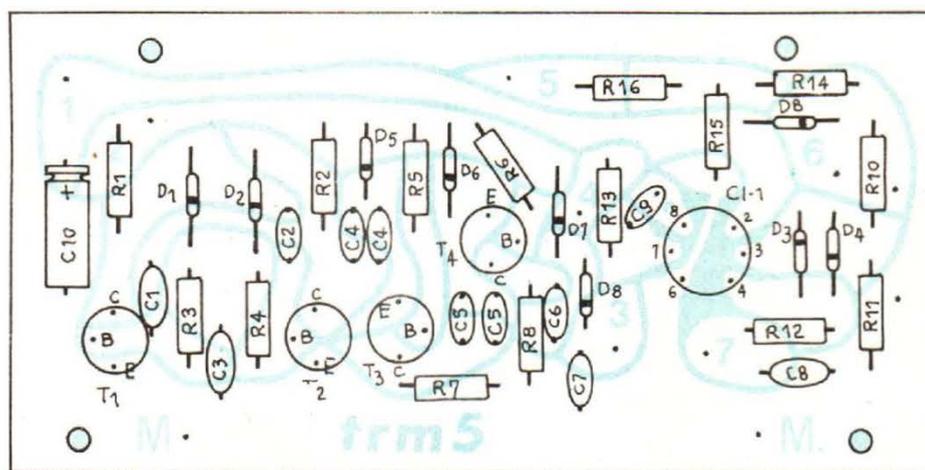


Fig. 21. - Implantation des composants sur le circuit imprimé de la fig. 20.

le schéma de la figure 25 dans lequel la tension de 22,5 volts est obtenue par la mise en série de cinq piles de 4,5 volts. Le point commun au curseur de P1 et à la résistance R19 est débranché du point commun de l'inverseur K1A et relié au pôle positif de la tension de 22,5 volts comme indiqué sur la figure 23. Le contact 2 de l'inverseur J est relié à la broche du support S1 qui correspond à l'électrode de base. L'inverseur

J est mis en position 1 et l'on place entre les points A et B une résistance R. On lit, sur le galvanomètre (contrôleur universel) un courant I que l'on note. Puis on bascule l'inverseur J en position 2 et l'on tourne P1 pour retrouver le même courant I dans le galvanomètre G. On inscrit alors sur le cadran du potentiomètre P1 la valeur correspondante du gain. On se servira du tableau suivant pour procéder à cet étalonnage.

Tableau 1

R	Gain	R	Gain
330 Ω	10	68 k Ω	96
4 300 Ω	15,1	75 k Ω	105
8 200 Ω	20,1	110 k Ω	150
15 k Ω	28,8	150 k Ω	202
15 k Ω +8 200 Ω	39,4	150 k Ω +39 k Ω	252
33 k Ω	52	150 k Ω + 75 k Ω	298
51 k Ω	75	150 k Ω + 110 k Ω + 4300 Ω	349

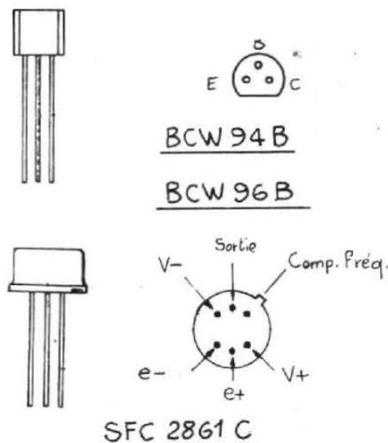


Fig. 22. - Branchement des différents semiconducteurs utilisés (vus de dessous).

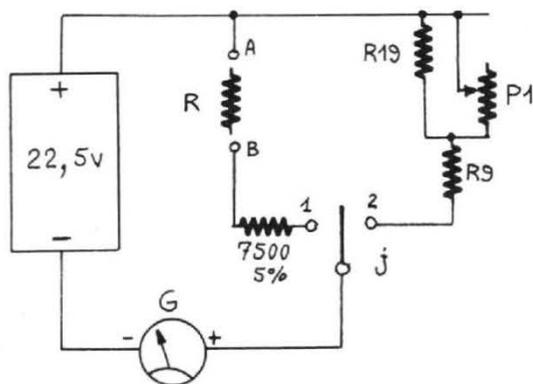


Fig. 23. - Montage permettant l'étalonnage du potentiomètre de gain P1.

Les valeurs de R indiquées ci-dessus peuvent être obtenues par n'importe quelle combinaison de résistance (série ou bien parallèle) pourvu que la valeur équivalente au groupement soit conforme à celle du tableau. Remarquons aussi que la précision de l'étalonnage est fonction de celle de R. Bien que le testeur de transistor ne soit pas un appareil de laboratoire, il doit néanmoins offrir une indication d'une certaine précision, c'est pourquoi une tolérance de $\pm 5\%$ sur les résistances d'étalonnage semble nécessaire.

Lorsque le potentiomètre P1 présente une résistance nulle, le gain correspondant est de 9,6 ; quand il est à sa valeur maximale (470 k Ω), le gain est de 400. La gamme des courants I mesurés par le galvanomètre G s'étend approximativement de 80 μ A à 3 mA.

L'étalonnage du courant de fuite I_{CES} est réalisé de la façon suivante : On alimente le testeur de transistor normalement à partir d'une pile de 4,5 volts et l'on commute l'inverseur K3 sur la position « I_{CES} ». On branche entre les broches correspondant à l'émetteur et au collecteur du support S2 (ou S4) une résistance R_0 ; on tourne le potentiomètre P2 jusqu'à ce que la L.E.D. s'allume ou bien s'éteigne. A l'endroit précis du potentiomètre où le changement s'opère, on notera la valeur correspondante du courant, en s'aidant du tableau 2.

Les mêmes remarques que précédemment s'appliquent au sujet de la précision des résistances R_0 . Lorsque le potentiomètre P2 (470

Tableau 2

R_0	I_{CES}
110 k Ω	95 μ A
110 k Ω + 33 k Ω	73,5 μ A
110 k Ω + 75 k Ω + 33 k Ω	48 μ A
150 k Ω + 110 k Ω	40 μ A
360 k Ω	29 μ A
360 k Ω + 150 k Ω	20,5 μ A
1 M Ω	10 μ A
2,2 M Ω	4,7 μ A
10 M Ω	1 μ A

k Ω) est à sa valeur minimale, le courant de fuite est de 95 μ A ; quand il est à sa valeur maximale, cela correspond à un courant d'environ 0,9 μ A. Pendant la durée de l'étalonnage, veiller à ce que la tension de la pile d'alimentation ne descende pas en-dessous de 4 volts.

UTILISATION

Tout d'abord, il faut rappeler que le testeur de transistor décrit au cours de cet article n'est pas un appareil de laboratoire ; il ne permet pas de faire les mesures de gain et des courants de fuite dans les mêmes conditions que celles spécifiées dans les notices, par exemple, les gains sont mesurés pour $I_C = 5$ mA et $V_{CE} = 2$ volts. Bien que les conditions de mesure indiquées dans les feuilles de spécification ne soient pas toujours identiques, l'indication fournie par le testeur permet de se rendre compte si le dispositif essayé est bon, moins bon, ou bien mauvais ; il est évident qu'un transistor présentant un gain peu différent de dix peut être considéré comme défectueux. D'autre part, la stabilisation du gain en fonction de la

tension de la pile, ainsi que l'étalonnage du potentiomètre de gain P1, ont été réalisés pour des transistors au silicium. On pourra donc constater de légères différences, affectant peu la précision de la mesure, lors de l'essai de transistors au germanium.

La mesure du courant de fuite I_{CES} est effectuée, par le testeur, sous une tension V_{CF} de l'ordre de 10,5 volts (12 - 1,5). Ici également, cette condition de tension n'est pas forcément celle qui est indiquée dans les conditions de mesure du dispositif essayé. Cependant l'indication du I_{CES} (ou du I_{CEO}) à 10,5 volts renseigne sur le comportement du transistor. Le courant de fuite I_{CES} ou I_{CEO} , mesuré sous une tension de 10,5 volts doit toujours être inférieur à la valeur spécifiée en notice pour une tension V_{CE} supérieure, par exemple 50 volts. La majorité des transistors au silicium présentent des courants de fuite extrêmement faibles qu'il ne sera pas possible de mesurer avec l'appareil, car ils sont notablement inférieurs à 1 μ A. Lorsqu'on tentera de mesurer de tels courants de fuite, on ne parviendra pas à faire s'allumer la diode électroluminescente, quelle que soit la position du potentiomètre P2. Dans ce cas, on a toutes les raisons d'être satisfait car le transistor essayé est excellent. Inversement, si l'on ne parvient pas à faire s'éteindre la L.E.D. en tournant P2, cela signifie que le dispositif en essai présente un courant de fuite supérieur à 100 μ A.

Signalons aussi que si l'on enfiche les trois fils du transistor dans

le support S2 ou S4, on mesure le courant I_{CES} ; si on laisse le fil de base non relié en gardant les deux autres en place dans le support, on mesure alors un I_{CEO} . Enfin, si on laisse le fil d'émetteur en l'air en conservant les deux autres enfoncés à leur place normale, on mesure le courant de fuite I_{CBO} .

L'appareil permet aussi de déterminer si un transistor inconnu est de polarité NPN ou bien PNP ; il suffit de mesurer le courant I_{CES} . Si l'on ne parvient pas à faire s'éteindre la diode électroluminescente en agissant sur P2, c'est qu'il s'agit d'un transistor dont la polarité est opposée à celle du support dans lequel il est enfoncé. On peut aussi être en présence d'un dispositif défectueux ; cela se vérifiera aisément en l'enfonçant dans l'autre support. Si la L.E.D. consent à s'éteindre en tournant P2, le transistor est de la polarité du support en question ; si elle ne s'éteint toujours pas, le dispositif est mauvais.

Avant de mesurer un transistor, s'assurer de son branchement ; l'ordre de ses connexions peut être différent de celui indiqué sur le schéma de la figure 16 bien que cette disposition soit la plus couramment rencontrée.

G.L.

UN GENERATEUR DE FONCTION A. F.

LE générateur de fonction que nous vous proposons ici a spécialement été conçu pour effectuer des opérations courantes dans le domaine de la basse fréquence. Il couvre, en une seule gamme la bande 20 Hz à 20 000 Hz, peut délivrer des signaux triangulaires, carrés ou sinusoïdaux d'amplitude constante, est alimenté à partir de trois piles de 4,5 V et permet en outre de disposer de la fréquence référence 1 000 Hz par la simple manœuvre d'un interrupteur. Dernière particularité de ce montage, son prix de revient qui est inférieur à 100 F... TTC!

Ce générateur est construit à partir d'un nouveau circuit intégré coûtant moins 50 F TTC et comportant tous les éléments d'un générateur. Il peut produire des sinusoïdes, des signaux rectangulaires, des rampes, des impulsions, le tout d'une grande précision et d'une haute stabilité. De plus, l'amplitude et la fréquence peuvent être modulées par une tension externe. La fréquence de fonctionnement peut être choisie à l'aide d'un potentiomètre et d'un condensateur externes sur une gamme allant de 0,01 Hz à 1 MHz. La fréquence peut aussi être balayée dans un rapport de 1 à 2 000 à partir d'une tension de commande externe, ce balayage n'entraînant pas d'augmentation élevée du taux de distorsion harmonique.

Les générateurs de fonctions à circuits intégrés sont des éléments actifs relativement récents. Ils sont nés en général des techniques d'asservissement de phase où l'on avait besoin d'un oscilla-

teur commandé par une tension variable. Ces circuits intégrés travaillent sur des principes identiques. On commence par charger un condensateur, à courant constant pour que la montée en tension soit linéaire, arrivé à un certain seuil, le condensateur est déchargé, toujours à courant constant, jusqu'à un second seuil à partir duquel on reprend le cycle de charge. Si le courant de charge et celui de décharge sont identiques, on obtiendra des dents de scie symétriques, s'ils

sont différents, la dent de scie sera dissymétrique. Pour obtenir une tension sinusoïdale, on écrête progressivement le signal triangulaire, si bien que l'on peut obtenir, comme la tension d'écrêtage est indépendante de la fréquence, une amplitude du signal de sortie indépendante de la fréquence, particularité dont nous bénéficierons dans le générateur proposé. D'autres procédés de mise en forme peuvent également être utilisés. Dans le cas présent, le constructeur du circuit intégré

reste d'une grande discrétion, comme vous pourrez le constater, ce qui est dommage car la configuration interne permet de découvrir de nouvelles applications.

LE CIRCUIT INTÉGRÉ XR 2206

Ce circuit intégré est fabriqué par Exar Integrated Systems aux Etats-Unis et importé en France par TEKELEC. Le diagramme fonctionnel de ce circuit est repré-

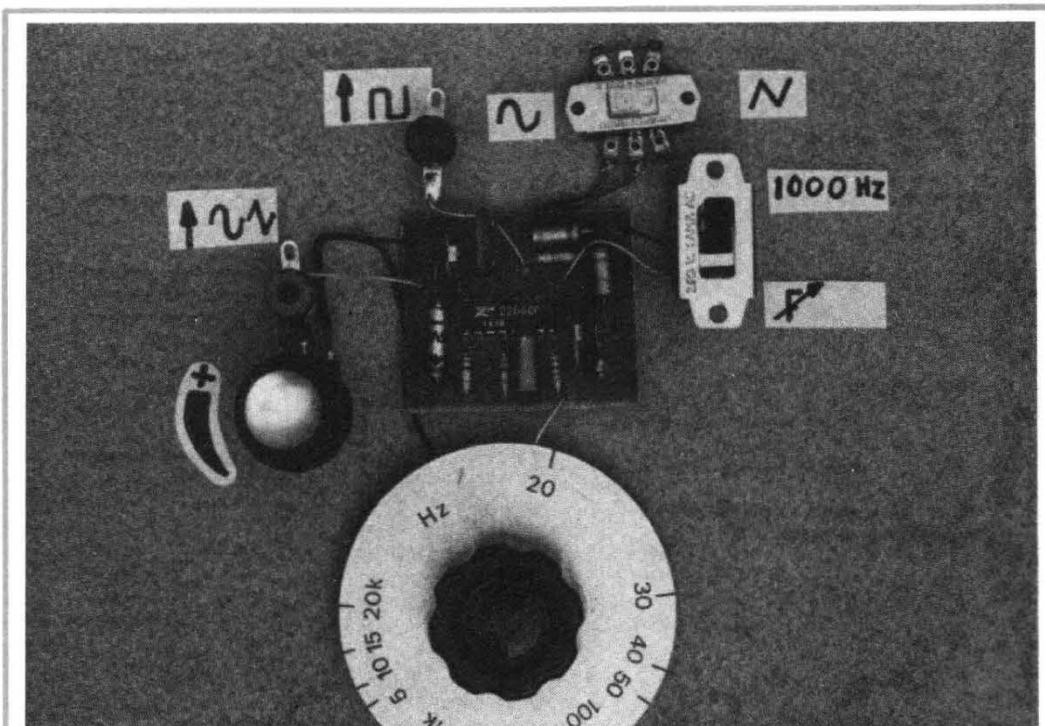


Photo 1. - Le petit circuit intégré, avec ses éléments périphériques permet de réaliser un générateur de signaux audiofréquences de haute qualité, avantage supplémentaire de ce montage, il coûte moins de 100 F.

senté sur la figure 1. L'oscillateur du système (VCO) — Voltage Controlled Oscillator (ou oscillateur commandé par tension) — a sa fréquence réglée par le condensateur branché entre les bornes 5 et 6 du circuit et l'une des résistances d'accord que l'on aura reliée entre la masse et l'une des bornes 7 ou 8. Le fait de mettre deux résistances d'accord permet d'utiliser ce circuit intégré dans un système de transmission à fréquences alternées, système appelé FSK (Frequency Shift Keying). Lorsque l'entrée FSK 9 est en l'air, ou à potentiel positif, c'est la résistance branchée en 7 qui est en service, lorsque ce point est à la masse, c'est au tour de la résistance R 8. On peut ainsi disposer de deux fréquences différentes sans discontinuité du signal, seule restriction, ces fréquences ne pourront être trop éloignées l'une de l'autre, car le condensateur C, branché entre 5 et 6, est unique. Cette possibilité a été exploitée dans notre générateur pour disposer de la fréquence 1 000 Hz, fréquence moyenne, par excellence de tous les systèmes B.F. L'une des sorties de l'oscillateur VCO délivre des signaux carrés d'amplitude crête, crête égale à la tension d'alimentation. Cette sortie ne dispose pas de charge de collecteur, elle peut donc être adaptée en fonction de

divers besoins comme la commande de signaux logiques pour circuits TTL ou autres. Cette sortie sera utile pour la commande d'un fréquencesmètre, la synchronisation d'un oscilloscope, ou une étude du temps de montée et de la réponse aux signaux rectangulaires d'un appareil. Les oscillogrammes montrent la phase relative du signal sinusoïdal et du signal rectangulaire. En effet, avec ce type de générateur, le signal rectangulaire est en quadrature avec le signal sinusoïdal car les temps de commutation, montée et descente coïncident avec la commutation de la charge ou de la décharge du condensateur (voir oscillogrammes).

L'oscillateur peut travailler entre 0,01 Hz et 1 MHz comme nous l'avons écrit plus haut ; en fait, les limitations sont imposées par la valeur minimale du condensateur d'accord, qui est de 1 000 pF, sa valeur maximale 100 μ F ; la valeur minimale de la résistance d'accord est de 1 000 Ω , sa valeur maximale de 3 M Ω . En dehors de ces valeurs, le constructeur ne garantit plus les performances de son circuit. Donc, on remarquera que la gamme couverte est importante et qu'en faisant varier la valeur de la résistance dans des proportions de 1 à 3 000, il est possible de faire varier, théoriquement dans les

mêmes proportions, la fréquence ; en dehors de ces limites, les capacités et résistances parasites interviennent.

Le signal de sortie triangulaire du VCO est dirigé vers un circuit de mise en forme sinusoïdale. Les bornes 15 et 16 ajustent la symétrie du signal tandis qu'une résistance variable insérée entre 13 et 14 permettra d'ajuster la forme de la sinusoïde. Le réglage de ces deux paramètres permettra de réduire le taux de distorsion harmonique, taux pouvant atteindre moins de 0,5 %, nous avons mesuré jusqu'à 0,35 %, valeur excellente pour ce type de circuit dont les prétentions sur ce plan ne sont pas aussi grandes que celles des oscillateurs à circuits RC conventionnels stabilisés par thermistance. Le multiplicateur analogique sert à la modulation en amplitude du signal. L'impédance d'entrée de modulation est de 200 k Ω , environ, l'amplitude du signal de sortie varie linéairement dans les limites de ± 4 volts par rapport à la demi-tension d'alimentation. Au-dessus de V/2, la phase du signal de sortie est inversée, à V/2, la tension de sortie est nulle, le taux de modulation maximale est de 100 %, le taux de suppression de la porteuse est de 55 dB. L'application d'une tension continue sur cette borne peut être mise à profit pour

contrôler le niveau de sortie du générateur. Il existe une autre méthode qui consiste à mettre, du point de vue alternatif, c'est à dire avec une capacité de découplage, une résistance entre la borne 3 et la masse. Cette borne sera polarisée à V/2, par un pont de résistances, ce dernier fixant en effet le potentiel de sortie du générateur. L'étage tampon sert à délivrer le signal de sortie sous une faible impédance : 600 Ω .

Plusieurs versions de ce circuit existent, avec boîtier céramique DIL (16 bornes en ligne) ou boîtier plastique. Le modèle XR 2206 M peut fonctionner de - 65 à + 125 °C, les XR 2206 et XR 2206 C de 0 à + 75 °C. Les modèles XR 2206 M et 2206 ont des performances identiques tandis que le XR 2206 C a des performances légèrement différentes sur certains points (distorsion harmonique de 0,5 % au lieu de 0,4 pour les premiers, courant d'alimentation légèrement supérieur. Les caractéristiques de ce circuit sont résumées tableau 1. Le modèle le moins cher est le XR 2206 CP, 0 à + 75 °C, boîtier plastique.

APPLICATIONS

Outre les applications de tous les générateurs de fonction, le 2206 peut être utilisé en conver-

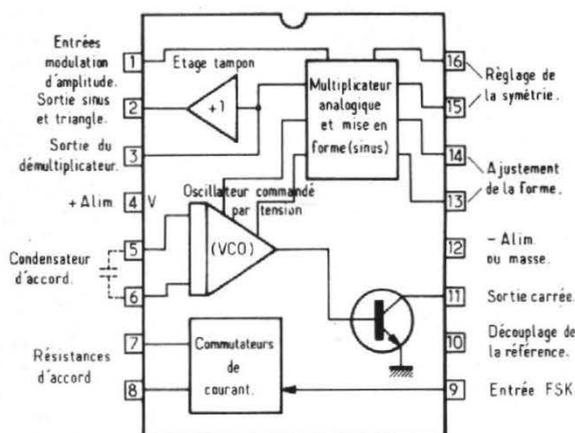


Fig. 1 : Configuration interne du circuit intégré et son brochage, vue de dessus.

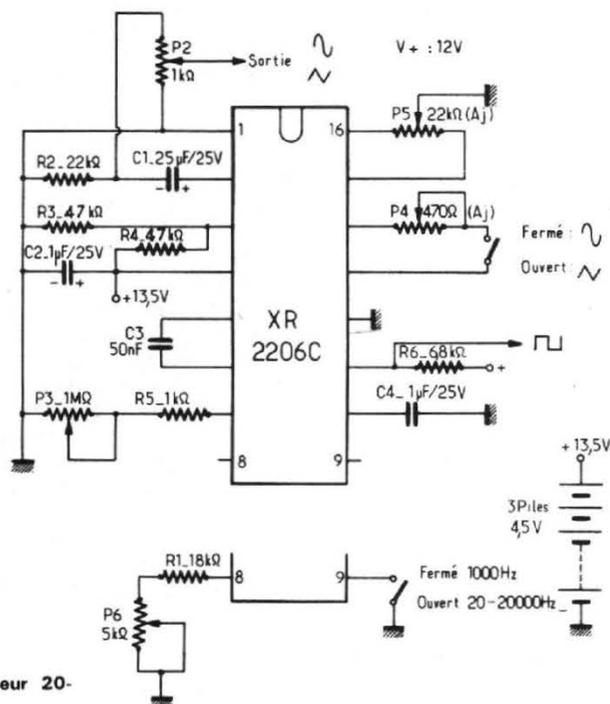


Fig. 2 : Schéma de principe du générateur 20-20 000 Hz triangle - sinus - carrés.

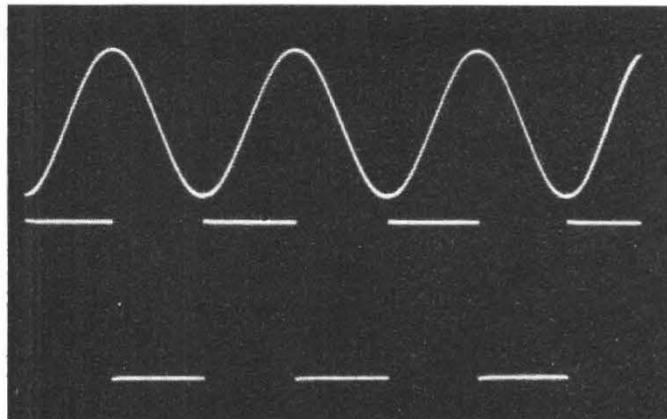


Photo 2. - Signaux de sortie du générateur à 1000 Hz. La trace inférieure représente la sortie des signaux carrés, celle du haut la sinusoïde. On notera la relation de phase entre ces deux signaux, la commutation du signal carré ayant lieu au sommet de la sinusoïde.

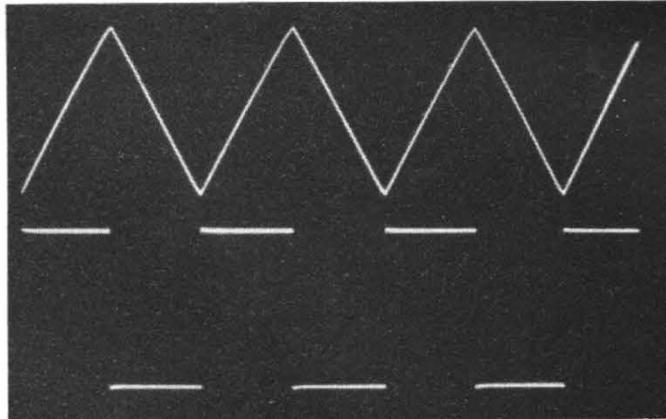


Photo 3. - Signaux de sortie du générateur à 1000 Hz en signaux triangulaires.

tisseur tension-fréquence, en générateur FSK ou PSK (Fréquence Shift Keying ou Phase Shift Keying : codage par décalage de fréquence de phase), en générateur de balayage et de rampes. L'application que nous avons réalisée concerne une application générale qui est celle d'un appareil de laboratoire de maintenance. Toutes les possibilités de ce circuit intégré n'ont pas été exploitées, elles sont trop nombreuses et entraîneraient la réalisation d'un montage beaucoup plus complexe. Partant de ce montage de base, il vous sera possible de le modifier suivant vos besoins. Le schéma de principe du générateur est représenté figure 2, on remarquera le nombre réduit de composants annexes nécessaires à la réalisation.

CARACTÉRISTIQUES

Fréquence : 20 Hz à 20 000 Hz en une seule gamme.
 Stabilité du niveau de sortie : meilleure que $\pm 0,15$ dB sur toute la gamme.
 Stabilité du niveau en fonction de la tension d'alimentation : meilleure que 0,1 dB de 10 à 20 V.
 Taux de distorsion harmonique : 1 % à 20 Hz, 0,48 % à 1 000 Hz, 1,25 % à 20 kHz.
 Tension de sortie : 0,776 V (0 dB) efficaces, en sinusoïdal.
 Stabilité en fréquence : meilleure que 0,1 % de 10 à 15 V.
 Alimentation : 3 piles de 4,5 V.
 Consommation : 14 mA à 20 Hz, 23 mA à 20 kHz.
 Sortie : signaux rectangulaires, triangulaires ou sinus. Fré-

quence étalon 1 000 Hz par commutation.

Générateur simplifié, le réglage de la tension de sortie se fait par un potentiomètre sur le curseur duquel on prélève la tension de sortie. Pour des mesures de sensibilités, par exemple ampli micro sur un magnétophone, il est possible de mettre un atténuateur plus précis qu'un simple potentiomètre. Une résistance de 9 k Ω entre le condensateur C1 et le point chaud du potentiomètre permet d'atténuer de 20 dB le niveau de sortie.

La polarisation de la borne 3 du circuit intégré est faite par un pont de deux résistances de 47 k Ω dont la résistance équivalente par rapport à la masse est de 25 k Ω . Cette valeur de résistance permet d'avoir un niveau de sortie de 0,8 V efficaces. Lorsque la résistance résultante est nulle où que l'on met un condensateur entre la borne 3 et la masse, la tension de sortie est de 30 mV. L'alimentation se fait sur la borne 4, cette borne est découplée par un condensateur dont la valeur pourra être comprise entre 1 μ F et 100 μ F. Le condensateur placé entre les bornes 5 et 6 a une valeur de 50 nF. Les condensateurs du commerce ont une valeur théorique de 47 nF, si les fréquences ne sont pas rigoureusement celles calculées, on pourra ajuster la valeur de la fréquence en plaçant un condensateur de faible valeur en parallèle sur C3.

La fréquence de travail de l'oscillateur est donnée par la formule :

$$F_0 = \frac{1}{RC} \text{ Hz}$$

R en ohms et C en farads, le

constructeur garantit sa formule à 2 % près.

La valeur minimale de la résistance d'accord étant de 1 kHz et celle de la fréquence maximale de 20 kHz, on peut en déduire la valeur du condensateur C. Comme on veut balayer la gamme 20—20 000 Hz, il faut que le potentiomètre d'accord ait une résistance 1 000 fois supérieure à celle de la résistance minimale, donc on prendra un potentiomètre de 1 M Ω . La courbe de ce potentiomètre est d'une grande importance. En effet, il faut que la gamme de fréquence soit étalée le long du cadran. Si l'on utilise un potentiomètre linéaire, pour la moitié de sa course, sa résistance variera dans un rapport de 1 à 2, donc la graduation 20 Hz serait à une extrémité du cadran, la graduation 40 Hz au milieu, il resterait peu de place (135°) de 40 Hz à 20 000 Hz. L'utilisation d'un potentiomètre logarithmique permet d'obtenir une courbe qui, si elle n'étale pas encore suffisamment les fréquences hautes permet néanmoins de les exploiter (20—40 Hz sur 90°). L'une des photos permet de se rendre compte de la graduation obtenue. Les potentiomètres dits logarithmiques ont une courbe qui en ont simplement l'allure, un potentiomètre à courbe réellement logarithmique et de grande précision reviendrait très cher, compte tenu du but recherché avec ce générateur de fonction.

Nous vous proposons une gamme de fréquence limitée de 20 à 20 000 Hz, comme vous connaissez maintenant la formule du calcul, plus rien ne vous empêche de choisir d'autres gammes.

La partie inférieure du schéma montre la façon dont peut être adaptée la fréquence pré-réglée. Les valeurs sont ici calculées pour 1 000 Hz. Si vous adoptez d'autres gammes de fréquence, rappelez-vous qu'il n'y a qu'un seul condensateur et que par conséquent la fréquence de référence sera modifiée si on change la valeur de C3. La mise en service de cette référence se fait simplement en mettant l'entrée 9 à la masse. La borne 10 est réservée au découplage d'une résistance interne.

La borne suivante (n° 11) est une sortie de signaux carrés. Le temps de montée du signal dépend de la valeur de la résistance R6 et de la capacité parasite que l'on placera en parallèle sur la sortie. Ce niveau de sortie n'est pas réglable, contrairement à celui de l'autre sortie. Cette sortie sera utile pour la synchronisation d'un oscilloscope. Autre détail concernant cette sortie, elle délivre des créneaux positifs d'amplitude égale à celle de la tension d'alimentation. Pour effectuer une mesure sur un amplificateur, il conviendra donc de mettre un condensateur de liaison entre la sortie et l'entrée du montage à essayer. Un potentiomètre permettra de régler le niveau de sortie.

La sortie sur la borne 2 délivre soit des signaux triangulaires soit des signaux sinusoïdaux, ce type de circuit, contrairement à d'autres ne permet pas de disposer simultanément des deux types de signaux. Lorsque l'interrupteur sera ouvert, les signaux seront triangulaires, lorsqu'il sera fermé, le signal sera sinusoïdal. Le potentiomètre P4 sert en liai-

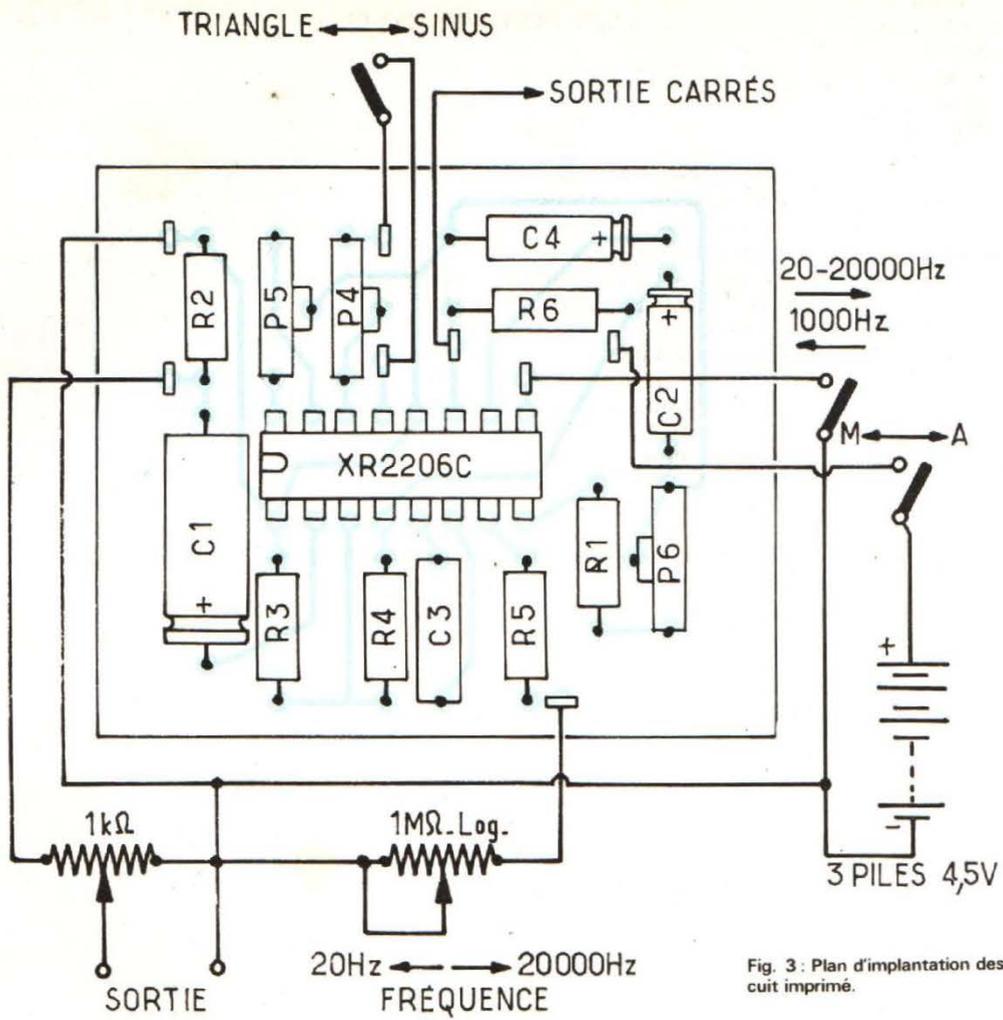


Fig. 3 : Plan d'implantation des composants sur le circuit imprimé.

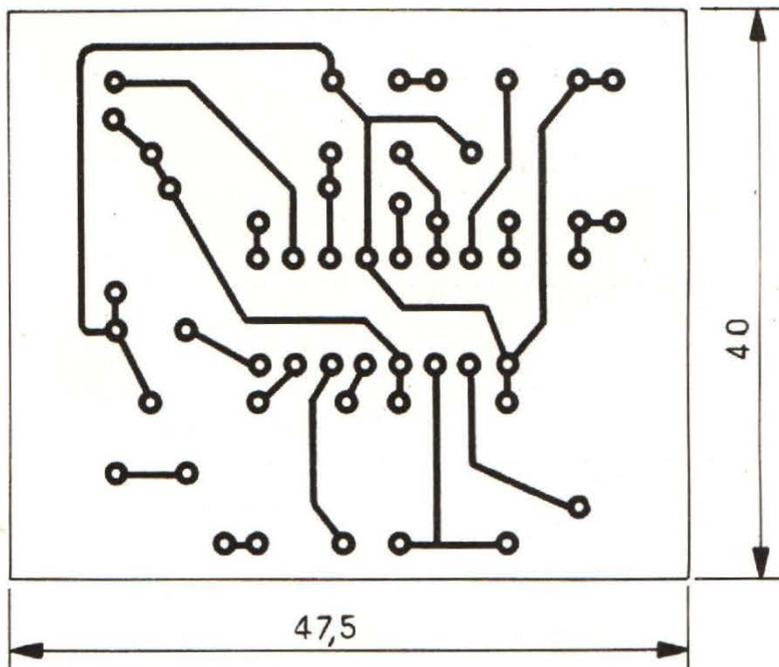


Fig. 4 : Circuit imprimé.

son avec P 5 à ajuster le taux de distorsion à sa valeur minimale. Si l'on ne dispose pas de moyen de contrôle de la distorsion, on pourra remplacer P 4 par une résistance de 200 Ω tandis que les bornes 16 et 15 seront laissées en l'air. Ces réglages sont les seuls qui soient nécessaires.

RÉALISATION

Le plan d'implantation des composants est représenté figure 3, le dessin du circuit imprimé figure 4. Ce plan a été prévu avec les éléments destinés à la fréquence pré-réglée. Les potentiomètres ajustables sont des modèles standards, ils peuvent, sauf P 5 être remplacés par des résistances ajustables genre Matéra. Ce plan permet de réaliser un générateur de très petites dimensions, dimensions que l'on pourra modifier en fonction des

LISTE DES COMPOSANTS

1 circuit intégré XR 2206 CP
 1 potentiomètre 1 k Ω linéaire
 1 potentiomètre 1 M Ω log.
 1 potentiomètre ajustable 22 k Ω
 1 potentiomètre ou résistance ajustable 470 ohms
 1 potentiomètre ou résistance ajustable 5 k Ω
 1 résistance 1 k Ω
 1 résistance 6,8 k Ω
 1 résistance 18 k Ω
 1 résistance 22 k Ω
 2 résistances 47 k Ω
 1 condensateur mylar 50 nF
 1 chimique 25 μ F 25 V
 2 chimiques 1 μ F 25 V
 3 interrupteurs simples
 Circuit imprimé, piles, cadran, boutons, visserie, douilles.

CONCLUSIONS

Ce nouveau type de circuit intégré, présenté au dernier Salon des composants semble particulièrement intéressant. Nous étudions, à l'heure actuelle d'autres montages basés sur ce type de circuit, entre autres un générateur pour essais d'appareils hifi, la grande régularité du niveau de sortie permet de faire un contrôle rapide des bandes passantes, la stabilisation du niveau étant instantanée. Trois gammes de fréquence ont été prévues, l'une de 1 à 500 Hz, l'autre de 200 Hz à 100 000 Hz et la troisième, gamme étalée de 5 000 à 40 000 Hz. Cette dernière gamme étant spécialement destinée au contrôle de la bande passante des magnétophones, en particulier de la fréquence de coupure supérieure. Une touche permet d'accéder immédiatement au 1 000 Hz de référence. Deux sorties rectangulaires sont prévues, l'une est réservée au fréquence-mètre, l'autre à la synchronisation de l'oscilloscope. Un atténuateur à trois positions, 0 dB, - 20 dB et - 30 dB permet d'adapter automatiquement le niveau d'entrée lors de la mesure de la bande passante d'un magnétophone. Il reste un point noir pour que ce générateur puisse être considéré comme universel pour les mesures HiFi, son taux de distorsion est trop élevé. Heureusement, et ce sera notre conclusion, il reste des générateurs RC, moins stables en amplitude, dont le niveau oscille entre deux changements de fréquence, il faut souvent manœuvrer les commutateurs de gamme, seulement, ces générateurs n'ont pas de distorsion, alors, la solution est simple, il est préférable d'avoir deux générateurs économiques, l'un stable en amplitude, le générateur de fonction, l'autre sans distorsion, le générateur RC...

TABLEAU 1 : Résumé des caractéristiques du XR 2206 CP.
 Tension d'alimentation maximale: 26 V.
 Dissipation : 750 mW

CARACTÉRISTIQUES POUR V = 12 V, T = 25°C.

Fréquence max.	1 MHz	C = 1000 pF R = 1 000 ohms
Fréquence min.	0,01 Hz	C = 50 μ F, R = 2 M Ω
Précision en fréquence	\pm 2 % de Fo	Fo = 1/RC
Balayage	2 000 : 1	R : 1 k Ω à 2 M Ω
Linéarité du balayage 10 : 1	2 %	1 kHz à 10 kHz
1 000 : 1	8 %	100 Hz à 100 kHz
Distorsion MF	0,1 %	excursion \pm 10 %

SORTIE SINUS, TRIANGLE

Impédance	600 ohms	
Tension max.	6 V crête à crête	
Linéarité du triangle	1 %	
Stabilité en amplitude	0,5 dB	balayage 1 000 : 1
Distorsion	{ 2,5 % { 0,5 %	sans réglage avec réglage

MODULATION EN AMPLITUDE

Impédance d'entrée	100 k Ω	
Profondeur	100 %	
Suppression de la porteuse	55 dB	
Linéarité	2 %	pour 95 % de modulation

SIGNAUX CARRÉS

Amplitude	12 V crête à crête	
Temps de montée	250 ns	sur 10 pF
Temps de descente	50 ns	sur 10 pF
Tension de saturation	0,2 à 0,4 V	I = 2 mA
Courant de fuite	0,1 μ A	

UNE SONNERIE ELECTRONIQUE

POUR

POSTE TELEPHONIQUE

AVEC LE LM3900 « QUAD » DE NATIONAL SEMI CONDUCTOR

Le montage ci-dessous est basé sur un principe très simple. Son principal intérêt est le faible prix de revient, ce qui entre tout à fait dans les contraintes pécuniaires de la téléphonie commerciale.

Rappelons que les P.T.T. interdisent au particulier toute modification de son récepteur téléphonique et donc que cette réalisation n'est envisageable que sur un réseau privé.

PRINCIPE

Il s'agit de réaliser un oscillateur qui génère sur un haut-parleur un signal suffisamment important en puissance et suffisamment agréable à l'oreille : la sonnerie électronique doit apporter un élément de confort supplémentaire.

Les contraintes de prix de revient conduisent à n'utiliser qu'un seul circuit intégré à la fois oscillateur et amplificateur de sortie.

L'amplificateur opérationnel classique ne convient pas. L'amplificateur dit de « Norton » : LM 3900, au contraire, présente pour un coût bas, la possibilité d'être monté en oscillateur pour un courant de sortie typique de 20 mA.

Réalisons donc, par exemple, un oscillateur OSC 1 (fig. 1) centré à 800 Hz (1/4 LM 3900) puis un oscillateur OSC 2 (fig. 2) centré à 2 Hz (1/4 LM 3900).

Note : On se référera pour plus de détails à la feuille de spécifications du LM 3900 et à la note d'application AN 72.

Réalisons maintenant une modulation de fréquence par tout ou rien en modifiant la charge de la capacité d'accord de $0,047 \mu\text{F}$ de OSC 1 : on connecte la sortie de OSC 2 à cette capacité à travers une résistance de $470 \text{ k}\Omega$ et, selon l'état haut de la sortie de OSC 2 ou l'état bas, la charge (ou la décharge) est accélérée ou ralentie (fig. 3).

Connectons alors la sortie de OSC 1 à un haut-parleur avec une résistance de limitation du courant : nous avons réalisé un générateur simple et agréable à l'oreille (fig. 4).

ALIMENTATION : INSERTION DANS LE POSTE TELEPHONIQUE

L'alimentation de ce montage doit se faire à partir du signal alternatif de sonnerie provenant du central et à travers une capacité d'isolement pour ne pas perturber le courant boucle.

Si le signal de sonnerie est continu, le problème est simple ; s'il est haché (par exemple, présence pendant 1,6 seconde, absence pendant 3,3 secondes), il faut étudier un filtre en conséquence en notant que tout effet de pleurage peut être désagréable à l'oreille.

Proposons le montage de la figure 5 qui répond correctement aux contraintes précédentes : un condensateur de $16 \mu\text{F}$ est chargé pendant les deux alternances par deux diodes, le tout organisé comme un filtre RC en T.

CONCLUSIONS

A partir d'une idée simple et de composants peu onéreux, on peut apporter un supplément de confort au poste téléphonique qui reste réglable au gré de l'utilisateur. On note, par ailleurs, que le LM 3900 possède deux autres amplificateurs inutilisés, ce qui peut permettre d'augmenter le

degré de sophistication du montage.

J. GRALL

BIBLIOGRAPHIE

- National Semiconductor Linear integrated Circuits catalog.
- National semiconductor Linear applications Manual - AN 72.

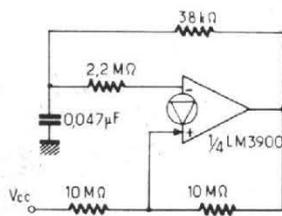


Fig. 1 : oscillateur 1.

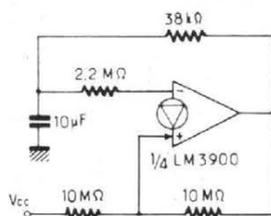


Fig. 2 : oscillateur 2.

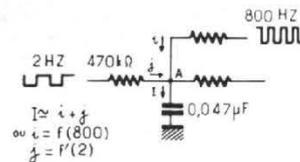


Fig. 3 : superposition des courants au nœud A.

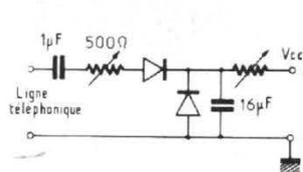


Fig. 5 : circuit d'alimentation.

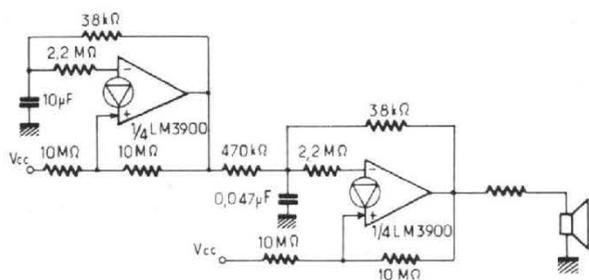


Fig. 4 : oscillateur complet.

PROGRES ET TRANSFORMATIONS DES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES

PARMI les composants passifs signalés précédemment, les condensateurs offrent toujours le plus grand intérêt et leur croissance est plus rapide que celle des autres éléments, puisqu'à long terme le taux d'expansion peut être évalué à 12 % par an.

Il ne s'agit plus seulement de les utiliser, comme nous l'avons noté, dans les montages électroniques proprement dits, en particulier, « grand public » radio et télévision, mais dans les circuits digitaux de toutes sortes, dans les circuits d'allumage des automobiles, dans les circuits d'alimentation, et même, comme on l'a vu plus récemment, sous des formes miniatures pour la construction des pendules et montres digitales.

Pour chacune de ces applications, il faut envisager des caractéristiques différentes, et améliorer des résultats obtenus suivant les buts considérés, tels que le découplage et le filtrage.

L'emploi de nouveaux matériaux diélectriques et l'amélioration des matériaux anciens permettent aux constructeurs de choisir les meilleurs diélectriques pour les condensateurs à réaliser ; c'est ainsi que les condensateurs au tantale solide les plus récents permettent d'obtenir des tolérances inférieures à $\pm 5\%$.

La connaissance des principaux paramètres, tels que les coefficients de températures et les facteurs de pertes permet aux fabricants de caractériser les éléments utilisables dans les circuits et le choix est, en particulier, critique

pour les applications à haute fréquence, dans lesquelles un condensateur peut jouer le rôle d'une inductance ou d'une résistance, ce qui rend plus difficile le résultat des calculs, si l'on suppose l'emploi d'impédances purement capacitives.

En général, nous l'avons noté, les paramètres à considérer pour le choix d'un condensateur sont, d'abord, la capacité mesurée en microfarads et picofarads, pour permettre le calcul des caractéristiques convenables de réactance, et ensuite la tolérance de capacité, c'est-à-dire la variation maximale exprimée en pourcentage de la valeur de la capacité nominale pour des températures, les fréquences et les tensions standard.

Il y a, ensuite, à considérer le coefficient de température ou changement de capacité par degré centigrade exprimé en parties par millions, et la tolérance correspondante, c'est-à-dire le pourcentage maximal de possibilité de variation de ce coefficient.

Il en est de même de la résistance d'isolement rapporté en quelque sorte de la tension continue traversant un condensateur au courant continu, qui est appliqué sur lui ; la stabilité et le vieillissement ont aussi un grand intérêt, c'est-à-dire la variation de capacité pendant un certain temps, lorsqu'on applique sur le condensateur la tension nominale. L'absorption diélectrique est aussi la charge rémanente après une charge totale du condensateur et une décharge, exprimée comme un pourcentage de la charge initiale.

Le coefficient de tension du condensateur est aussi, rappelons-le, la variation de capacité, sous l'action d'une tension continue ou alternative appliquée, déterminant une déformation diélectrique et une variation de polarisation.

Les variations de la capacité sous l'action de la fréquence sont souvent à considérer. Le phénomène diffère de la diminution habituelle de réactance suivant la fréquence, et on constate généralement une réactance plus faible que celle prévue. Ce phénomène

tournez la page

infra vous informe

The advertisement features a large graphic of a man in a white shirt and tie talking on a telephone. To his right, a large electrolytic capacitor is mounted on a stand. The capacitor has the 'infra' logo on its top surface. The background is dark with several 'infra' logos scattered around. The text 'tournez la page' is written in a stylized font above the capacitor, and 'infra vous informe' is written in a bold, sans-serif font below it.

De nombreux techniciens considèrent que l'amélioration du formage et du traitement des feuilles d'aluminium rendus possibles par les progrès de la pureté des métaux de base, permet l'emploi d'oxydes d'aluminium qui sont résistants, à la fois, au courant continu et alternatif.

Jusqu'ici les condensateurs de cette catégorie ont été établis pour fonctionner avec des courants continus et alternatifs, et ce n'est que dans des conditions fortuites qu'ils pouvaient être utilisés avec les deux genres de courants.

Pendant ces années récentes, les fabricants de condensateurs électrolytiques en aluminium se sont efforcés de réduire les résistances et les impédances-série de façon à étendre la fréquence de fonctionnement, comme on le voit sur la figure 1, depuis des dizaines de kHz jusqu'à la zone des MHz.

Un autre effort technique concerne maintenant la production de condensateurs plus réduits, pour des applications telles que les circuits d'alimentation à régulation.

Examinons maintenant ainsi les caractéristiques essentielles de fonctionnement et de réalisation des condensateurs électrolytiques actuels, et leurs progrès essentiels.

LES DIFFÉRENTS TYPES DE CONDENSATEURS ÉLECTROLYTIQUES MODERNES ET LEURS CARACTÉRISTIQUES

Il existe quatre types principaux de condensateurs électrolytiques actuels à l'aluminium à électrolyte liquide et depuis peu électrolyte solide, au tantale à électrolyte liquide ou solide, et, dans ce dernier cas, on distingue, d'autre part, les condensateurs à anode frittée et les condensateurs à anode en feuilles.

Les éléments constituant des condensateurs électrolytiques à l'aluminium sont le diélectrique, constitué par l'oxyde d'aluminium les armatures en aluminium très pur, et l'électrolyte, formé par du glycol ou du tétraborate d'ammonium (fig. 2).

Bien que la construction d'un tel condensateur soit très voisine de celle d'un condensateur au papier, le principe en est fort différent. Une des armatures est constituée d'une feuille d'aluminium très pur (50 à 100 μm d'épaisseur) laminée (anode lisse)

ou préalablement rongée à l'acide pour accroître artificiellement la surface (anode gravée), qui est revêtue d'une mince couche (inférieure à 1 μm) d'alumine.

C'est l'alumine qui constitue le diélectrique. L'électrolyte constitue l'électrode négative. Il est contenu dans des bandes de papier buvard qui séparent le film anodique d'une deuxième bande d'aluminium très pur et plus mince que l'anode, dont le seul rôle est de constituer un intermédiaire entre l'électrolyte et les connexions de sortie. Le condensateur est, d'abord, élaboré sans son électrolyte, le buvard est imbibé d'électrolyte au cours de la phase d'imprégnation.

Les connexions internes côté bandes métalliques sont assurées par des tiges d'aluminium, rivetées ou soudées électriquement. Le condensateur ainsi constitué est disposé dans un boîtier étanche d'aluminium, lui-même parfois protégé par un second boîtier de verre ou de céramique.

La gamme courante de capacités s'étend de 1 μF à 40 000 μF et les valeurs de capacités nominales sont choisies dans la série R₁₀, c'est-à-dire une série géométrique de raison $\sqrt[10]{10}$ et de premier terme 1.

Les tolérances associées dépendent de la tension nominale (-10% + 100%) pour une tension inférieure à 25 V, et de -10% + 50% pour une tension nominale supérieure à 25 V. La tension nominale est, d'ailleurs, comprise entre 2,5 et 400 volts.

Une nouvelle caractéristique doit être considérée : la tension de pointe, valeur maximale de la tension appliquée, qui ne doit être dépassée en aucun cas. Quant à l'angle de pertes, ou tangente V à 50 Hz il varie par un condensateur à anode lisse de 2 à 6 $\times 10^{-2}$, pour un élément à anode gravée basse tension de 5 à 25 $\times 10^{-2}$, à anode gravée haute tension, de 2 à 10 $\times 10^{-2}$.

La résistance interne est remplacée par le courant de fuite I_f qui doit être toujours inférieure à 1 ou 3 μs pour les condensateurs à basse tension, et à 10 μs pour les tensions nominales comprises entre 200 et 400 V.

La rigidité diélectrique, de l'ordre de 1 000 V/ μ et l'épaisseur de la couche d'alumine qui détermine les tensions nominales, et la stabilité assez faible varie de 5 à 20%, après essai de vieillissement.

La gamme de températures d'emploi s'étend de -40° à

+ 85 °C, et pour les capacités élevées de -20° à + 70 °C.

Le coefficient de température dans la plage de -20° à + 70 °C est sensiblement constant et compris entre 1 000 et 4 000 10^{-6} par degré C.

Pour les basses températures, les pertes augmentent car l'électrolyte se congèle vers -40 °C, le courant de fuite augmente également au-dessus de 20 °C; sa valeur est dix fois plus grande à 70 °C qu'à 20 °C.

Comme nous le savons, le comportement de ces éléments varie avec la fréquence. Entre 0 et 10 kHz, la capacité diminue de 10 à 60% suivant les valeurs nominales de capacité et de tension, les pertes augmentent et l'angle de pertes atteint 50 $\times 10^{-2}$.

LES QUALITÉS DES ÉLÉMENTS DES CONDENSATEURS À L'ALUMINIUM

Le condensateur électrolytique à l'aluminium, sauf dans le cas du type dit « sec », a ainsi la forme d'une cellule électrolytique constituée par une chaîne comportant pour un élément polarisé; l'aluminium anodique, l'alumine diélectrique, l'électrolyte, l'alumine naturelle, l'aluminium cathodique.

Pour l'aluminium anodique, la pratique a généralisé, sauf cas particuliers, l'utilisation de feuilles de pureté 99,99%, pour lesquelles l'abaissement des teneurs en cuivre et surtout en fer a permis d'obtenir une réduction du courant de fuite et une plus grande résistance à la corrosion.

Ces feuilles, sont gravées en général (« etchées »), pour en augmenter la surface active, leur épaisseur peut varier de 50 à 100 μm environ.

Les efforts entrepris par les fabricants de métal gravé, leur ont permis d'accroître progressivement et de régulariser le grain des feuilles aussi bien les gravures basse que haute tension; une surface active correspondant à 20 fois celle du métal lisse est courante aujourd'hui pour les feuilles basse tension.

L'alumine diélectrique est formée sur les deux faces de l'aluminium anodique par oxydation dans un bain dit « de formation », composé, en général, d'une solution aqueuse d'acide borique en combinaison avec l'ammoniaque.

La tension de formation appliquée à la cuve est en relation avec

la tension nominale de service du condensateur, et est égale à 1,2 à 1,5 fois cette dernière.

Dans cette opération, l'alumine formée a une épaisseur de 13 à 14 Å/volt appliqué, soit un champ d'environ 700 V/ μm , une constante diélectrique de 10, et un facteur de pertes de 0,5%.

La valeur élevée du champ supporté ainsi que son caractère unidirectionnel sont dus à la dissymétrie des porteurs de charge, électrons et ions, se trouvant directement côté métal et côté électrolyte de la couche d'alumine.

La nature de cette couche d'alumine et sa formation sont discutés mais plusieurs faits sont importants pour la compréhension de son fonctionnement.

Ce n'est pas un diélectrique parfait : quoique la majeure partie en soit reconstituée par de l'alumine amorphe et anhydre, on y trouve en faible quantité des fractions cristallisées, surtout par des tensions de formation élevées et certains constituants des bains de formation.

D'autre part, il subsiste une couche hydratée dans l'intervalle oxyde-bain de formation; enfin, il semble à peu près évident qu'aux tensions de formation élevées, cette couche est fissurée par endroits.

C'est un diélectrique très mince; les couches les plus épaisses formées à 600 V, ont une épaisseur un peu inférieure au micron, soit moins de 1/100 de l'épaisseur de la feuille anodique. La pureté de l'aluminium anodique est donc plus une notion concernant la surface qu'une notion applicable à la masse.

C'est un diélectrique généralement très sensible à l'eau; il peut fixer l'eau en perdant tout ou partie de ses propriétés diélectriques. L'eau attaque l'aluminium lui-même à température assez élevée; comme pour tous les diélectriques, l'eau est donc nuisible, mais sa présence est indispensable.

L'aluminium cathodique est une feuille, en général, gravée de 20 à 50 μm d'épaisseur environ, et qui peut être d'une pureté moins élevée que celle de la feuille anodique avec des qualités courantes en aluminium A 5 par exemple.

L'alumine naturelle est une couche très mince de 20 Å au maximum c'est-à-dire correspondant à une formation de 1,5 V environ, se trouvant sur l'aluminium cathodique.

La fonction de cathode de

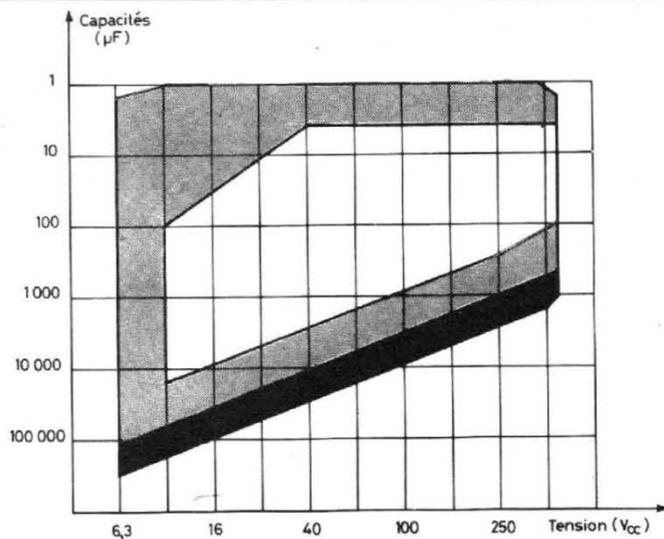


Fig. 3

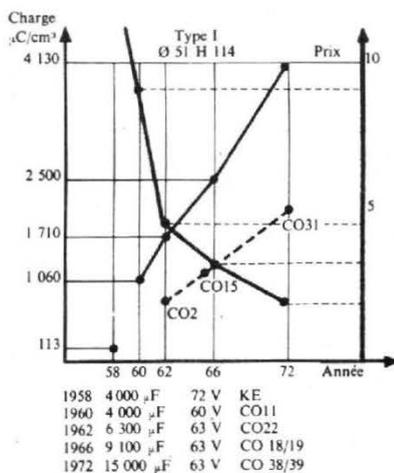


Fig. 4

l'électrolyte dans la cellule impose des limitations au fonctionnement du condensateur. Cet électrolyte peut réagir chimiquement, soit avec l'alumine diélectrique, soit avec l'aluminium sous-jacent ; cette possibilité augmente évidemment avec la température et la teneur en eau.

L'électrolyte peut permettre des réactions parasites sur les électrodes, pouvant amener une dissolution du métal plutôt qu'un dépôt d'oxyde. C'est le cas, par exemple, quand des traces de chlorures se trouvent présentes dans le condensateur, malgré les habituelles précautions de fabrication. Le résultat apparaît sous forme d'une corrosion pouvant aller jusqu'à la coupure de la connexion anodique.

L'électrolyte délimite le domaine des températures en service du condensateur, ne serait-ce que par son point d'ébullition et son point de congélation ou, du moins, la forme de la courbe résistivité-température.

Un électrolyte donné ne peut être employé qu'à des tensions inférieures à sa tension, dite de scintillation.

L'ÉLECTROLYTE IDÉAL

Quel serait l'électrolyte idéal ?

Il devrait être capable d'oxyder anodiquement l'aluminium à l'exclusion de toute autre réaction parasite, dans des conditions analogues à celles de la formation et jusqu'à la tension la plus élevée possible.

Il ne devrait contenir que très peu d'eau, puisque d'une part, l'élimination totale de l'eau est

pratiquement irréalisable et que, d'autre part, sa présence sous forme libre ou temporairement liée, est nécessaire à la formation de l'alumine diélectrique.

Il devrait par contre, être très conducteur dans un large domaine de températures, le coefficient de température de sa conductivité restant faible dans tout ce domaine.

Ces exigences difficilement compatibles montrent que le problème n'est pas simple et que, malgré la grande quantité de brevets présentés en dehors du système classique éthylène-glycol-borate d'ammonium peu de réalisations nouvelles ont fait l'objet d'une application industrielle. Il n'est d'ailleurs pas possible de couvrir toute la gamme des tensions nominales de service avec une seule formule d'électrolyte.

LES PROGRÈS PRATIQUES DU CONDENSATEUR ÉLECTROLYTIQUE

Par définition, un condensateur est formé de deux surfaces conductrices séparées par un diélectrique. Le plus souvent, les conducteurs sont métalliques et le diélectrique peut être de l'air, de l'huile, du mica, etc. Dans le type électrolytique, l'une des électrodes est bien métallique, mais l'autre est un électrolyte, qui peut être, soit liquide soit visqueux, soit une pâte humide. C'est cet électrolyte qui forme la deuxième électrode conductrice du condensateur, le diélectrique est constitué par une pellicule très fine, qui se forme par dépôt sur l'électrode métallique.

Il y a ainsi trois parties fondamentales dans un condensateur électrolytique : la plaque métallique, la pellicule diélectrique et l'électrolyte. L'une des connexions au circuit extérieur s'effectue directement sur la feuille métallique. Pour effectuer la jonction avec l'électrolyte, on introduit dans ce dernier une bande métallique. Afin de maintenir l'électrolyte en place, et aussi pour séparer les deux parties métalliques, on introduit une matière absorbante, telle que du papier ou de la gaze.

C'est dans cette matière que l'on fait pénétrer l'électrolyte par une imprégnation (le plus souvent par la force centrifuge) ; la pellicule qui a été formée par électrolyse peut avoir subi des déformations ou des chocs au cours du montage. Ainsi, pour la reformer après l'imprégnation, on soumet les condensateurs à une tension continue légèrement supérieure à la tension du travail normal. Lorsque ceci est terminé, l'ensemble est placé dans un boîtier en métal ou en plastique.

Tout comme dans un condensateur classique, la capacité est directement proportionnelle à la surface et en raison inverse de l'épaisseur du diélectrique. L'épaisseur de la pellicule varie proportionnellement avec la tension appliquée au moment de la formation ; donc pour une tension de formation donnée, le seul paramètre sur lequel on peut jouer pour faire varier la capacité est la surface des électrodes.

C'est ainsi que pour une tension de formation de 200 volts, il faut une surface de 20 centimètres carrés, pour obtenir une capa-

acité de 1 microfarad. Si, au lieu d'utiliser une surface métallique plane, on emploie la même surface sous une forme plus rugueuse ou striée, on constate que la surface de la pellicule est considérablement augmentée et, par suite, on peut obtenir des capacités allant jusqu'à 6 et même 10 microfarads.

Ceci est extrêmement important au point de vue pratique ; les dimensions extérieures n'ont, en effet, subi aucun changement, et la capacité a été considérablement augmentée.

Cela tient au fait que la pellicule suit toutes les aspérités de la surface métallique et, par suite, il en est de même de l'électrolyte. On peut donc, par le procédé des stries et des aspérités, à la fois, réduire l'encombrement, pour une valeur de capacité préalablement fixée, ou augmenter cette capacité pour une dimension déterminée. Pour créer ces aspérités, on peut utiliser des procédés particuliers, soit l'action de l'acide chlorhydrique, soit des procédés électrochimiques ; des perfectionnements ont été également réalisés dans ce domaine et nous les précisons.

Les caractéristiques du condensateur dépendent beaucoup de la formation de la pellicule diélectrique, qui s'effectue, en faisant passer les feuilles métalliques à recouvrir dans un bain contenant la solution de formation, et un courant électrique permet d'obtenir un dépôt très fin sur le métal. La feuille métallique passera sur des rouleaux de contact reliés au côté positif d'un générateur, tandis que la borne négative est connectée à des pla-

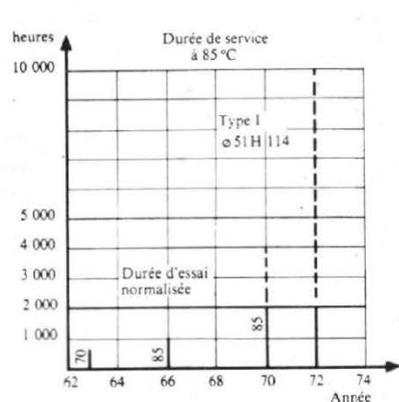


Fig. 5

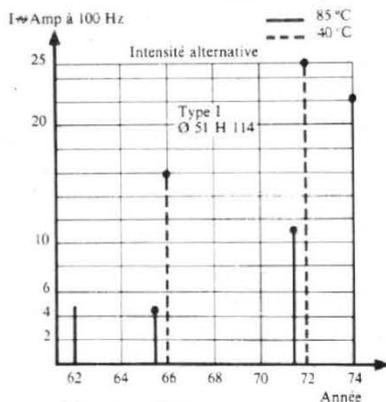


Fig. 6

1962 CO 22 70°C
1966 CO 18/19
1972 CO 38/39
1974 FELSIC TFRS

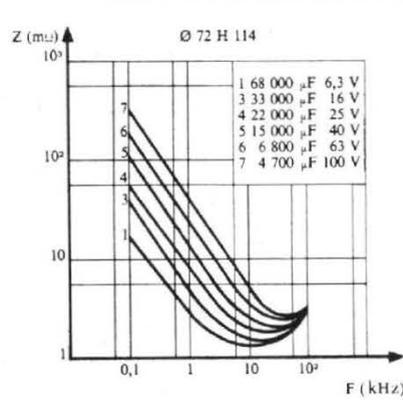


Fig. 7

1 68 000 μF 6,3 V
3 33 000 μF 16 V
4 22 000 μF 25 V
5 15 000 μF 40 V
6 6 800 μF 63 V
7 4 700 μF 100 V

ques métalliques placées aussi dans le bain.

On règle, à la fois, la tension et la vitesse de déplacement de la feuille, en étudiant soigneusement la densité de courant au point où la feuille pénètre dans le bain ; à ce moment, la densité est élevée puisqu'il n'y a pas de dépôt et, par suite, elle s'accroît régulièrement jusqu'au moment où l'épaisseur désirée est atteinte. Il faut surtout prendre des précautions pour des feuilles striées.

L'électrolyte utilisé pour la formation est constitué, en général, comme nous l'avons indiqué par une solution d'acide borique ou de borate de sodium ou d'ammonium ; la tension de formation varie entre 15 et 100 volts au-dessus de la tension de service prévue. Un condensateur devant fonctionner normalement à 450 volts a une pellicule formée sous une tension d'environ 550 volts.

La pellicule diélectrique n'est pas un isolant parfait, mais se laisse traverser par un courant continu, et c'est pourquoi le courant de fuite est beaucoup plus important que dans les autres condensateurs, et peut varier avec le temps. La caractéristique de remise en marche est impor-

tante ; au point de vue de la fabrication, il faut chercher à réduire le plus possible le courant de fuite, surtout après un repos prolongé, grâce à une étude soignée de la formation de la pellicule.

L'électrolyte joue aussi un rôle essentiel, en formant une électrode et en maintenant la formation de la pellicule ; ce processus de formation a fait depuis longtemps l'objet d'un grand nombre de recherches et les résultats obtenus au cours de ces dernières années sont remarquables.

LES NOUVEAUX CONDENSATEURS ÉLECTROLYTIQUES ALUMINIUM

En dix ans, les condensateurs électrolytiques aluminium ont ainsi évolué de façon continue, à un point tel que l'on peut dire aujourd'hui qu'une nouvelle génération est apparue. Les caractères les plus marquants de cette évolution concernant l'encombrement, les conditions de service, la capacité et la fiabilité.

La gamme couverte s'est répandue, d'une part, vers des capacités de plus en plus élevées, passant de 22 000 μF - 10 V à 470 000 μF - 6 V d'autre part,

vers les capacités de faibles valeurs (fig. 3).

La réduction de l'encombrement a atteint un rapport de 3 à 4, comme le montre la figure 4. La capacité atteinte en 1960 dans un boîtier de 51 x 114 était de 4 000 μF - 60 V (1 060 μC/cm³) ; actuellement un élément de mêmes dimensions a une capacité de 15 000 μF sous 63 V (4 130 μC/cm³).

Le prix moyen de vente en Francs courants correspond, en même temps, à une réduction de l'ordre de 2,5. Ces résultats soulignent les progrès réalisés dans la mise en valeur des matières premières de base : aluminium - papier - électrolyte.

Il y a une dizaine d'années, la plage des températures d'emploi possibles était généralement de -10° à +70°C ; elle est maintenant de -55° à +85°C, et atteint couramment +125°C.

Grâce à la stabilité des électrolytes et des traitements spéciaux de la couche d'oxyde, il est maintenant possible d'obtenir une bonne stabilité à haute et basse température, et une faible résistance-série même aux températures les plus basses.

La durée du service a été multipliée par 10 environ. Le graphi-

que de la figure 5 communiqué par M.C.R. montre qu'elle est passée de 1 000 à 10 000 heures à 85°C dans les modèles de longue durée. Une réduction de 10°C de la température de service entraîne un accroissement de la durée de vie dans un rapport 2, ce qui conduit à des durées de vie supérieures à 100 000 heures, soit 10 ans pour une température de 40°C.

Le courant de fuite était important, et sa valeur élevée indiquait souvent la présence d'impuretés dans la couche diélectrique ; il s'abaisse maintenant en service à des valeurs de l'ordre du 1/1 000, sinon du 1/10 000 de CV (1 A pour 1 000 μF - 10 V).

La diminution de la résistance interne a permis d'accroître l'intensité alternative admissible dans un rapport de 10 environ.

Le graphique de la figure 6 montre que l'intensité est passée de 2,5 à 22 A pour un condensateur 51 x 114.

La fonction capacité est encore présente pour les fréquences allant de 30 à 100 kHz répondant, en particulier, à l'utilisation sur courant haché ; les modèles les plus performants présentent une résistance-série très faible de l'ordre de 1 mΩ pour un modèle 72 x 114 (fig. 7).

Les défauts majeurs : court-circuits, coupures, dessiccations du diélectrique, ont été pratiquement éliminés.

La multiplication des essais de longue durée a permis depuis une dizaine d'années de déterminer le taux de défaillance et les durées de vie possibles des matériels en fonction de la température.

Les résultats obtenus sont résumés dans le tableau 1.

Classe des matériels	- 55 à + 85°C Usage général		- 55 à + 85°C Longue durée		- 55 à + 125°C Longue durée	
	Durée	λ	Durée	λ	Durée	λ
+ 40 à + 50°C	100 000 H	10 ⁻⁷	200 000 H	5.10 ⁻⁸	200 000 H	< 5.10 ⁻⁷
+ 70°	5 000	2.10 ⁻⁶	40 000	2.5.10 ⁻⁷	100 000	1.10 ⁻⁷
+ 85°	2 000	5.10 ⁻⁶	10 000	10 ⁻⁶	40 000	5.10 ⁻⁷
+ 95°	—	—	5 000	2.10 ⁻⁶	15 000	1.2.10 ⁻⁶
+ 125°	—	—	—	—	2 000	10 ⁻⁵

λ : Taux de défaillance à 60 % de confiance.

R.S.

— mise au point sur les TRANSISTORS

PARAMÈTRES ET CARACTÉRISTIQUES ESSENTIELLES DES T.E.C. ET DES M.O.S.

(Suite voir N° 1503)

3.3 EXAMEN DES COURANTS

3.3-1 GENERALITES

L'HABITUDE s'est imposée dans le domaine des semi-conducteurs de parler de champs E et de densités de courant j, plutôt que de tensions V et d'intensités I. Cette manière de procéder se justifie par le fait qu'elle permet de ne pas tenir compte des dimensions des volumes où les processus se déroulent. En effet, un **champ E**, nous ne l'ignorons plus, est une grandeur telle qu'une tension, en volts [V], se trouve rapportée à une distance d, en mètres [m] :

$$E = \frac{V}{d} \quad [V/m]$$

Une densité de courant j est une intensité I circulant au travers d'une surface S, mesurée en unité d'aire, soit, dans le système M.K.S.A., en mètres carrés [m²]:

$$j = \frac{I}{S} \quad [A/m^2]$$

Un **volume unitaire** s'appelle une **cellule**. Elle se mesure en [m³], ou en sous-multiples bien sûr.

Nous allons écrire la loi d'Ohm sous une forme moins habituelle que :

$$U = R.I.$$

en décomposant R :

$$U = \rho \cdot l \cdot \frac{1}{S} \cdot I$$

et en posant :

$$\frac{U}{l} = E = \rho \cdot \frac{I}{S} = \rho \cdot j$$

donc :

$$E = \rho \cdot j \text{ ou } j = \sigma \cdot E$$

puisque :

$$\rho \cdot \sigma = 1$$

La physique du solide traite, en conséquence des variations ($\pm \Delta j$) de la densité de courant, en fonction des variations du champ électrique ($\pm \Delta E$) et des variations de la conductivité ($\pm \Delta \sigma$). Si ces variations de grandeurs finies, mesurables, Δj , ΔE , $\Delta \sigma$, deviennent de plus en plus faibles, on les écrit dj, dE, d σ .

Dans le n° 1478 de cette revue, nous avions établi que :

$$j = k \cdot n \cdot q^2 \cdot E$$

(voir paragraphe 2, page 241).

Le facteur k est le quotient de la **mobilité** μ des charges libres (ou « vitesse tangentielle »),

$$\mu = v_{ig} = \frac{v}{E} = \frac{v \cdot l}{V}$$

avec v, vitesse de déplacement des corpuscules mobiles au sein du matériau) par la valeur de la

charge électrique élémentaire $\pm q$. Comme la mobilité μ est de la forme :

$$\mu = q \cdot \frac{\tau}{m^*}$$

avec τ , temps de relaxation, ou durée de vie, des porteurs entre deux collisions et m^* (lire m étoilé) la « masse réelle » (dite aussi « effective ») de ces charges sous l'influence des nombreuses forces qui règnent dans le milieu cristallin (attraction, répulsion, capture, etc.) et y créent des **états énergétiques** particuliers.

Il vient :

$$k = \frac{\mu}{q} = \frac{q}{q} \cdot \frac{\tau}{m^*} = \frac{\tau}{m^*}$$

ainsi k est-il un **facteur d'amortissement** (visco-élastique). Il s'ensuit que :

$$\sigma = n \cdot q^2 \cdot \frac{\tau}{m^*}$$

et comme deux types de porteurs différents co-existent dans le semi-conducteur, on a :

$$\sigma_n = n \cdot q^2 \cdot \frac{\tau_n}{m_n^*}$$

pour les électrons de densité volumique n (quantité de négatons par cellule du cristal) et

$$\sigma_p = p \cdot q^2 \cdot \frac{\tau_p}{m_p^*}$$

pour les trous de densité p.

Les quantités de particules négatives (n) et de trous (p) varient avec la température (repérée en degrés Kelvin absolus [°K]), donc :

$$n = n_0 + \Delta n f(T)$$

$$p = p_0 + \Delta p f(T)$$

d'où :

$$\sigma = \sigma_0 \pm \Delta \sigma = f(n, \mu_n, p, \mu_p, T, E)$$

La présence du champ E se justifiant surtout dans les comportements hyper-énergétisés. La température est aussi capable d'activer l'ionisation des impuretés (voir fig. A-4, p. 242 n° 1478).

Le courant global reflète les variations du nombre des porteurs générés par échauffement : $j \pm \Delta j = g(n_0 \pm \Delta n, p_0 \pm \Delta p)$

Les fonctions f et g ont été étudiées mais se révèlent peu intéressantes pour notre pratique aussi les passerons-nous sous silence.

Deux densités de courant dans les semi-conducteurs intrinsèques sont connues. L'une est relative aux négatons et se désigne par j_n , l'autre se rattache aux trous et s'écrit j_p ; en fonction du champ électrique E :

$$j_n(E) = q \cdot \mu_n \cdot n \cdot E$$

$$j_p(E) = q \cdot \mu_p \cdot p \cdot E$$

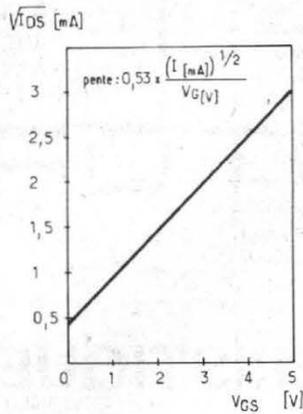


Fig. 3.3-1 : Variation de la racine carrée du courant de drain-source en fonction de la tension grille-source mettant en évidence la linéarité de la pente (ou g selon les auteurs). Cette courbe a le mérite d'aider à la détermination de la mobilité des porteurs de charge.

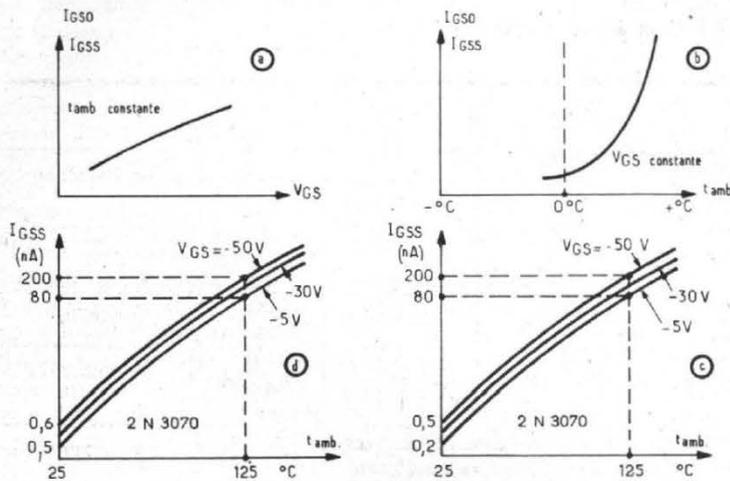


Fig. 3.3-4 : Variations de I_{GSS} en fonction de la tension V_{GS} , à température ambiante constante (a), puis à température variable, pour $V_{GS} =$ constante (b) et pour différentes valeurs de la tension grille-source (c); allure de la variation de $I_{GSS} = f(t_{amb})$ paramétré par diverses grandeurs de V_{GS} (d).

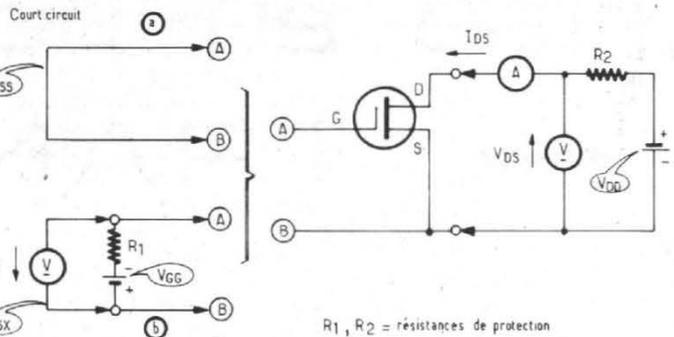


Fig. 3.3-2 : Mesures de I_{DSS} (a) et de I_{DSX} (b).

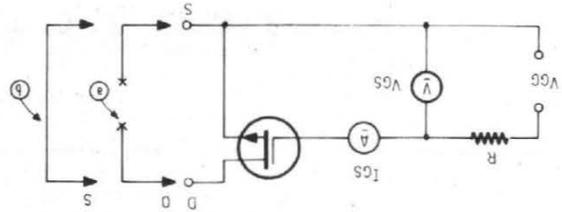


Fig. 3.3-3 : Mesures de I_{GSO} (a) et de I_{GSS} (b).

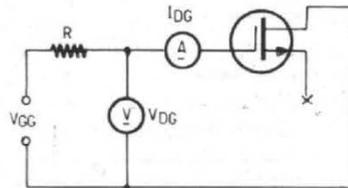


Fig. 3.3-5 : Schéma d'évaluation de I_{DGO} .

avec μ_n, μ_p , mobilités des charges négatives (n) et positives (p), dont les quantités dénombrées dans les cellules élémentaires concernées, sont, respectivement, n négatons et p trous. Ces quantités sont nommées densités des charges mobiles et ne doivent pas être confondues avec des densités de courant.

Comme le courant total est constitué par les deux flux de porteurs mobiles, sa densité j s'exprime par :

$$j = j_n + j_p \\ = q \cdot \mu_n \cdot n \cdot E + q \cdot \mu_p \cdot p \cdot E \\ = \sigma \cdot E$$

avec σ conductibilité intrinsèque du matériau (caractéristique propre du semi-conducteur non dopé).

La conductibilité extrinsèque σ^* (lire « sigma étoilé ») tient compte, pour sa part, du nombre

des atomes dopeurs N_d (pour les donneurs) N_a (pour les accepteurs) entraînant n (ou p) porteurs surnuméraires par leur ionisation.

Mais le champ électrique E n'est pas la seule force génératrice de courant. Il existe d'autres sources capables de déclencher un mouvement de charges mobiles, ne serait-ce que leur propre densité (ou concentration). Les charges, en s'accumulant, dans un volume trop restreint, ont tendance alors à se repousser mutuellement avec d'autant plus d'énergie qu'elles sont en sur-nombre. Elles se mettent alors à diffuser, d'elles-mêmes, dans les mailles cristallines. Leur aptitude à s'échapper ainsi est caractérisée par un facteur de diffusion D (ou diffusivité) différent pour les électrons D_n et pour les trous D_p . Einstein a montré que :

$$D_n = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \mu_n$$

et

$$D_p = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \mu_p$$

Nous avons trouvé pour l'expression de la densité de courant j (en $[A/m^2]$).

$$j(E) = \sigma \cdot E$$

il faut donc ajouter à cette conductibilité l'apport de la diffusion, dépendant des diffusivités D_n et D_p et des forces la mettant en œuvre, ou concentrations C_n et C_p des corpuscules n et p dans une cellule donnée. Ecrivons simplement que :

$$j(D) = j_{diffusion}$$

$$= \lambda (D_n, D_p, C_n, C_p) = \lambda (\text{dif.})$$

sans entrer dans le détail mathématique de cette relation (qui est, rappelons-le aux initiés, une différentielle).

Finalement, la densité totale de courant souvent nommée de manière impropre « courant » par abus de langage devient :

$$j_t = j(E) + j(D) \\ = \sigma \cdot E + \lambda \cdot D = j$$

3.3-2 DONNEES PHYSIQUES

La mobilité des électrons dans un canal n est de la forme :

$$\mu_n = 56,6 \frac{L \cdot t_{ox} \cdot S^2}{e}$$

avec :

L = longueur du canal.

t_{ox} = épaisseur de la couche d'oxyde.

e = épaisseur du substrat.

S^2 = carré de la pente s , définie par la courbe $\sqrt{I_{DS}}$ en fonction de V_G (fig. 33-1) (voir § 3.7).

Si $V_D = +5 V$, $s = 0,53$, $L/e = 0,032$, $t_{ox} = 1\ 500 \text{ \AA}$ (150 nm), il vient :

$$\mu_n = 760 \text{ [cm}^2\text{] / [V.s]}$$

Dans le matériau semi-conducteur les porteurs ne circulent pas « à la vitesse de la lumière », contrairement à l'opinion habituelle. Au contraire, ils sont animés d'une « vitesse limite » v_L qui varie entre 10 000 et 100 000 [m/s] selon les procédés de fabrication retenus. Avouons que ce n'est déjà pas si mal, cependant, il

y a loin, de ces 40 000 à 400 000 [km-h], aux 300 000 [km/s] de la lumière. Mais les photons, ou « grains de lumière », à la fois, onde et corpuscule (dualité), n'ont pas de masse et se meuvent avec cette célérité c , dans un **espace libre**. Ce n'est pas le cas d'un **réseau cristallin**. La vitesse v_L change de grandeur avec la valeur de la résistivité :

$$\rho_1 = 10[\Omega.\text{cm}],$$

$$v_{L1} = \frac{3}{2} \cdot 10^6 \text{ [cm} \cdot \text{s}^{-1}\text{]}$$

$$\rho_2 = 2[\Omega.\text{cm}],$$

$$v_{L2} \approx 8 \cdot 10^6 \text{ [cm} \cdot \text{s}^{-1}\text{]}$$

pour du **silicium dopé N**. L'arséniure de gallium présente des trous de moindre vitesse ; pour eux, alors, v_L vaut environ 10^5 [cm.s⁻¹], ce qui est normal, l'inertie d'une « lacune d'électron » étant supérieure à celle de la particule (les masses apparentes m^* des électrons et des trous sont différentes : m^* est moins lourde que m_p^* ; de surcroît, certains trous, en se déplaçant ont une inertie qui augmente à cause des énergies de ralentissement qui leur sont imposées par la structure cristalline du matériau ; on parle alors de « trous lourds »).

3.3-3 PRINCIPAUX COURANTS DANS LES T.E.C. ET DANS LES M.O.S.T.

Le tableau V rassemble les définitions utiles à conserver.

Dans le cas des F.E.T., on peut, en première approximation, écrire que :

$$j = \sigma \cdot E \\ = \sigma (V_G, V_p, V(x), T) \cdot \frac{\Delta V}{\Delta e}$$

qui correspond à une densité ponctuelle (en fait à l'intérieur d'une cellule de dimensions res-

TABLEAU V
Intensités dans les T.E.C. et dans les M.O.S.T.

Symboles	Définitions	Symboles	Définitions
I_{DS}	Courant continu drain source, parfois noté I_D (T.E.C.).	I_{DDH}	Courant de l'alimentation V_{DD} par boîtier sortie à l'état haut
I_{DS-S} (T.E.C.)	Courant de drain en polarisation nulle, $V_{GS} = 0$, à V_{DS} spécifié par le constructeur $V_{DS\text{ sat}}$	I_{DDL}	Courant de l'alimentation V_{DD} par boîtier sortie à l'état bas
$I_{DS(sat)}$	Courant de drain à tension de saturation $V_{D\text{ sat}}$	I_{GG}	Courant de l'alimentation V_{GG} par boîtier
$I_{DS(on)}$	Courant de drain à l'état conducteur (circuit logique)	I_{GGH}	Courant de l'alimentation V_{GG} par boîtier sortie à l'état haut
$I_{DS(off)}$	Courant de drain à l'état bloqué (circuit logique)	I_{GGL}	Courant de l'alimentation V_{GG} par boîtier sortie à l'état bas
I_{DSX} (T.E.C.)	Courant résiduel de drain, avec V_{GSX} de blocage et V_{DS} spécifiées	I_{SS}	Courant d'alimentation substrat
I_{DSB}	Courant de fuite entre le drain et le substrat semi-conducteur	I_{QSB}	Courant de fuite horloge/substrat
I_{GS}	Courant continu grille source parfois noté I_G (T.E.C.)	I_I	Courant d'entrée ($I = \text{input}$)
I_{GSS}	Courant de fuite total de grille (d'un T.E.C.), avec $V_{DS} = 0$ et V_{GS} spécifié	I_{IH}	Courant d'entrée à V_{IH}
I_{GSO}	Courant de fuite de grille avec $I_S = 0$ et V_{GD} spécifié.	I_{IL}	Courant d'entrée à V_{IL}
I_{GSX}	Courant de fuite de grille à I_{GSS} nul	I_{ISB}	Courant de fuite entrée/substrat
I_{GSB}	Courant de fuite grille substrat	I_O	Courant de sortie
$I_{GS(off)}$	Courant d'écart I_e , à l'état logique bloqué, fuyant par la couche d'oxyde recouvrant la grille du T.E.C.	I_{OH}	Courant de sortie à V_{OH}
I_{GDO}	Courant de grille avec I_D nul et V_{GS} spécifié (T.E.C.)	I_{OHZ}	Courant maximal de sortie à l'état haute impédance
I_S	Courant de source	I_{OL}	Courant de sortie à V_{OL}
I_{DD}	Courant de l'alimentation V_{DD} par boîtier	I_{OS}	Courant de sortie en court-circuit
		I_{OSB}	Courant de fuite sortie/substrat

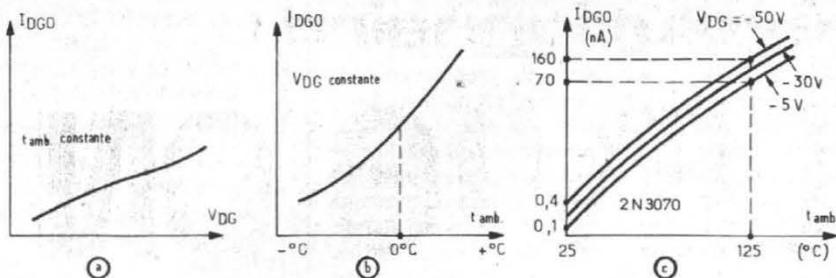
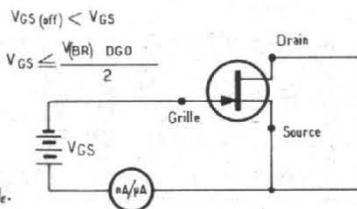


Fig. 3.3-6 : Variations de I_{DGO} en fonction de V_{DG} pour une température ambiante constante (a), en fonction de la température ambiante pour un V_{DG} invariable (b), puis pour plusieurs valeurs de V_{DG} (c).

Fig. 3.3-7 : Circuit de mesure du courant d'écart I_e .



treintés entourant un point volumique x , considéré comme seule concernée dans le canal).

Nous avons :

- V_G = tension de grille ;
- v_p = tension de pincement
- $V(x)$ = tension au point x (isolé dans le canal)
- T = température en $^{\circ}K$;
- $\Delta V = V_2 - V_1 =$ d.d.p. entre l'entrée et la sortie de la cellule, fonction du potentiel interne (potentiel de Fermi, potentiel d'ionisation...).

$\Delta l = l_2 - l_1 =$ distance intracellulaire, mesurée entre les deux faces traversées (approximativement de manière perpendiculaire) par les charges.

L'équation fondamentale décrivant le courant dans un canal M.O.S.T. a été établie par Sah. Le courant de drain I_{DS} s'écrit :

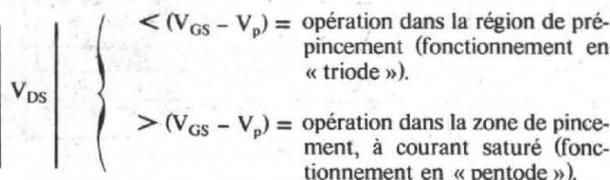
$$I_{DS} = K \cdot V_{DS} \left(V_{GS} - \frac{V_{DS}}{2} \right)$$

et le courant de saturation s'exprime par :

$$I_{DS(sat)} = K' \cdot V_{DS(sat)}^2$$

où $K' = 1/2 K$, constante du dispositif liée à la mobilité des porteurs, à l'épaisseur et à la longueur du canal, et au dopage des impuretés.

Nous observerons que :



3.3-4 MESURES DES COURANTS RESIDUELS DRAIN-SOURCE

Pour les T.E.C. à jonction du type striction, $1[mA] \ll I_{DSS} \ll 15[mA]$; pour un transistor à grille isolée, les catalogues indiquent $0,1 mA \ll I_{DSS} \ll 2,5 mA$ et $I_{DSX} \approx 1[\mu A]$; quant aux transistors à grille isolée, bi-mode (déplétion - enrichissement), ils affichent pour I_{DSS} des valeurs voisines de $10[nA]$. La figure 3.3-2 montre quel est le schéma de mesure à réaliser. Pour effectuer la mesure, il convient de glisser dans le circuit des résistances de protection R_1 (côté grille), R_2 (côté drain) et d'opérer comme suit (recommandations d'Arciszewski, voir bibliographie) :

- Régler les tensions des sources V_{GG} et V_{DD} au minimum.
- Placer le transistor dans le circuit de mesure.

Puis entreprendre :

- La mesure de I_{DSS} .
— Brancher le dipôle S entre grille et source.
— Augmenter progressivement V_{DD} jusqu'à ce que la tension V_{DS} spécifiée soit atteinte.
— La lecture de l'ampèremètre correspond au courant I_{DSS} .
Et achever par celle,
- de I_{DSX} .
— Régler de nouveau V_{DD} au minimum.

— Brancher le dipôle X entre grille et source.

Régler V_{GG} pour obtenir la tension de blocage $-V_{GS}$ spécifiée.

— Augmenter V_{DD} pour obtenir la tension V_{DS} spécifiée.

— La lecture de l'ampèremètre I_D correspond à I_{DSX} .

3.3-5 MESURE DES COURANTS RESIDUELS GRILLE-SOURCE

Sachant que, d'une part :

3.3-5.1 I_{GSO} est le courant résiduel grille-source à une tension V_{GS} spécifiée, avec drain en circuit ouvert : $I_D = 0$.

et que d'autre part :

3.3-5.2 I_{GSS} est le courant résiduel grille-source à une tension V_{GS} spécifiée, avec drain et source en court-circuit : $V_{DS} = 0$.

On réalise le circuit de la figure 3.3-3, grâce auquel, on se rendra compte que pour des T.E.C. à jonction du type striction, on obtient :

$$I_{GSS} < -0,1 [nA]$$

avec $V_{GS} = -0,30 [V]$, V_{DS} étant nul.

En revanche pour des T.E.C. à G.I. à enrichissement-déplétion :

I_{GSS} est de l'ordre de quelques picoampères avec $V_{GS} = -10 V$ et $V_{DS} = 0$. Il en est de même avec les dispositifs à enrichissement.

Comme toujours une résistance de protection R est à brancher dans le circuit de source. Le processus de mesure est classique :

- Régler l'alimentation V_{GG} au minimum.
- Placer le transistor dans le support de mesure.
- Brancher le dipôle S ou O aux bornes D et S.

— Augmenter progressivement la tension de V_{GG} jusqu'à ce que V_{GS} spécifiée soit atteinte.

— La lecture de l'ampèremètre I_{GS} correspond à I_{GSS} ou à I_{GSO} selon le dipôle branché.

On obtient différentes courbes en variant les conditions expérimentales (fig. 3.3-4).

3.3-6 MESURE DU COURANT RESIDUEL DRAIN-GRILLE I_{DGO}

I_{DGO} est le courant résiduel drain-grille à une tension V_{DG} spécifiée, avec source en circuit ouvert $I_S = 0$.

Le montage est celui de la figure 3.3-5 qui requiert toujours l'insertion d'une résistance de protection R .

Le processus opératoire est le suivant :

— Régler la tension de la source V_{GG} au minimum.

— Placer le transistor dans le circuit de mesure.

— Augmenter progressivement V_{GG} pour obtenir la tension V_{DG} spécifiée.

— La lecture de l'ampèremètre I_{DG} correspond à I_{DGO} , qui aboutit à diverses courbes représentatives reproduites figure 3.3-6.

3.3-7 COURANT D'ECART A L'ETAT BLOQUE

Le courant d'écart apparaît dans l'état bloqué (OFF) du découpage et il est dû à une transmission parasite vers la sortie de la tension de commutation. Dans le cas d'un transistor bipolaire, le trajet d'une telle conduction est la diode collecteur-émetteur, polarisée dans le sens inverse. Elle peut fournir à $25^{\circ}C$, un courant parasite de $1 nA$ en présence d'un signal de commutation de $1 V$, mais ce courant subit une croissance exponentielle avec la température. Dans un transistor MOS, le trajet de cette conduction est seulement la couche d'oxyde de silicium. Pour toute fuite en surface, sur le substrat, le boîtier sert d'« anneau de garde » car il est relié au substrat et, normalement, à la source. Cette résistance de fuite peut avoir une valeur courante de $10^{12} \Omega$ et elle ne diminue pas notablement lorsque la température augmente.

On le mesure à l'aide du circuit présenté figure 3.3-7.

un procédé révolutionnaire :

LA TELEVISION NUMERIQUE

LES images de télévision sont transmises ou enregistrées, la plupart du temps, non pas en blocs, en considérant simultanément tous les éléments, mais successivement, en raison des principes d'analyse et de restitution de la télévision elle-même.

Ces différents éléments d'images, ces « points » théoriques plus ou moins fins, ont chacun une tonalité lumineuse, sinon une couleur propre. Cette tonalité varie progressivement d'un élément à l'autre et les signaux qui permettent de les transmettre ou de les enregistrer ont des niveaux progressivement variables suivant la modulation appliquée. On peut dire qu'il s'agit de signaux « analogiques » et la télévision actuelle est « analogique ».

On envisage désormais une technique nouvelle, dont les applications pourront être révolutionnaires, et qui consiste à remplacer cette télévision analogique par une télévision « digitale » ou « numérique », dont les possibilités seront très différentes.

L'idée initiale, qui a présidé aux recherches de télévision comme, d'ailleurs, de la radiophonie ou de la « télégraphie sans fil », a été basée sur la nécessité de reproduire, au moment de la réception, l'onde utilisée pour l'émission et servant de support aux signaux.

Dans la télévision analogique, comme dans les autres formes de télécommunications, on cherche à obtenir au moment de la réception une modulation analogue à celle qui a été utilisée au moment de la transmission à l'origine de la chaîne. Ce principe logique a permis d'aboutir aux résultats pratiques actuels de haute qualité ; mais, en fait, il est bien difficile,

dans de nombreux cas, d'éviter les déformations et les effets parasites vidéo de toutes sortes.

Pour diminuer les distorsions, les techniciens des télécommunications ont étudié de nombreux dispositifs ingénieux et plus ou moins efficaces, mais qui ont permis des améliorations de détails. Ils ont maintenant envisagé une nouvelle solution, plus complète et plus radicale ; elle consiste dans l'abandon des signaux dans le remplacement par des signaux digitaux « tout ou rien », des « tops » assez rapides pour qu'on puisse reconstituer à l'arrivée les signaux de départ avec une fidélité absolue ;

L'image est ainsi analysée en un grand nombre de petites surfaces, et la tonalité de chaque élément est indiquée par une lettre ou en chiffre de **code**, appartenant à un système défini d'une manière quelconque.

Après réception, les différents signes codés sont décodés et permettent la restitution de l'image

originale ; cette méthode ingénieuse ne permettait primitivement que des résultats très imparfaits, mais des procédés plus récents offrent déjà de grandes possibilités.

La technique numérique permet ainsi d'utiliser des signaux non modulés, « tout ou rien », des tops rapides pouvant être reconstitués avec une grande fidélité, et transmis avec des vitesses fantastiques. Pour permettre de reproduire une image couleur, on peut ainsi faire défiler 4 millions de « tops », soit, à raison de 25 images à la seconde, 100 millions à la seconde.

Comment se pose simplement le problème ? Considérons une courbe de graphique quelconque, traçons des niveaux horizontaux, par exemple, 4 en valeurs positives et 4 en valeurs négatives, mais, dans la réalité, il y en a beaucoup plus.

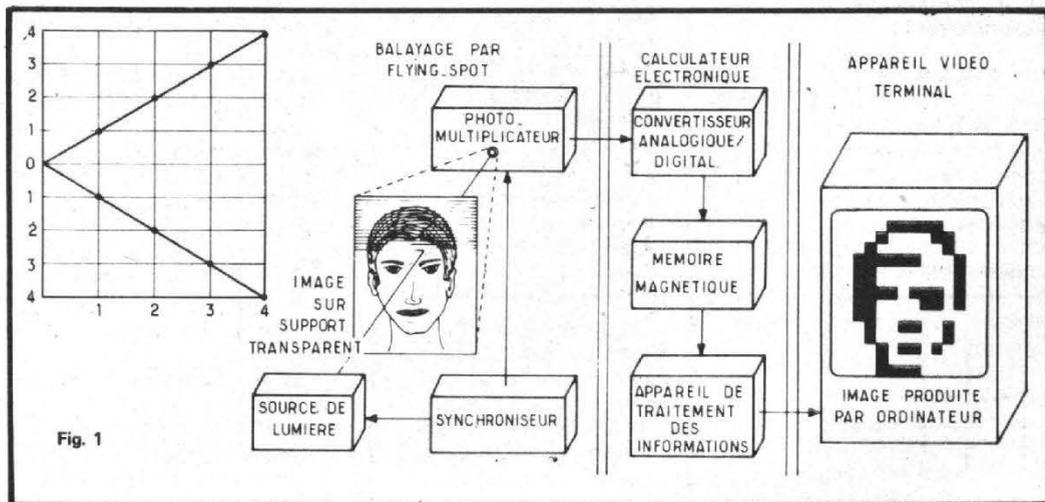
A tout instant, un dispositif électronique permettrait de mesurer à quel niveau se trouve

le graphique ; il y a ainsi une suite de niveaux 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 etc. Si nous transmettons ces chiffres, nous pourrions avoir à l'arrivée les éléments nécessaires pour reconstituer complètement le graphique par points (fig. 1).

Comment transmettre électroniquement des nombres à notre époque d'informatique ? Nous savons qu'ils sont exprimés dans le système **binaire**, qui ne comporte que deux chiffres 0 et 1 ; ainsi, le nombre 19 est exprimé par 1011. Tout nombre est formé par une suite de 1, constitués par autant de tops séparés par des silences, qui sont autant de zéros.

Une image nuancée aux formes et aux teintes progressives, douces et artistiques, peut être ainsi réduite à une succession d'un nombre impressionnant d'impulsions, et la « télévision numérique » peut ainsi transmettre des images en transmettant des **nombres**.

Les avantages sont évidents, car ces signaux numériques



« tout ou rien » ne peuvent être déformés ou troublés, si l'on prend la précaution de leur assurer une puissance supérieure à celle des parasites. Ils ne risquent plus d'être déformés ; on peut les transmettre à grande distance, directement ou au moyen de relais, effectuer des copies directes, ou à plusieurs reprises indéfiniment, sans diminution de la qualité.

Tous ces nouveaux appareillages de télévision pourraient ainsi fonctionner avec des impulsions, ou des absences d'impulsions, suivant la méthode utilisée en informatique ; ils pourraient ainsi être moins coûteux et plus sûrs.

En France, le nouveau laboratoire commun de l'Ex-O.R.T.F. et P.T.T. à Rennes, ou C.C.E.T. étudie attentivement ce problème, et déjà on envisage la fixation de normes européennes de transmission de télévision numérique. Cette normalisation permettra d'échanger des émissions entre les différentes régions, sans utiliser des faisceaux hertziens, car la caractéristique essentielle de la télévision numérique consistera dans la transmission possible à très grandes distances au moyen de câbles.

Ces transformations sont possibles dans un avenir rapproché, tout au moins, dans quelques années ; mais, déjà des méthodes numériques sont prévues pour la fin de 1975, pour la transmission des images en couleurs suivant le standard Secam, qui doivent être transmises sur la première chaîne, et par une méthode que nous indiquerons plus loin.

LES AVANTAGES PRATIQUES DE LA TÉLÉVISION DIGITALE

Ces avantages de la télévision digitale ou numérique ont été reconnus depuis longtemps, mais les problèmes de réalisation et les prix de revient élevés ont empêché pendant longtemps leur développement et leur emploi. La télévision digitale permet, en effet, le traitement des images par les ordinateurs, de la même façon que celui des signaux habituels digitaux ; le procédé évite donc les risques de distorsions et de troubles inévitables avec les récepteurs analogiques ; il est plus simple et moins coûteux.

Bien entendu, la télévision commerciale, qui emploie des transmissions analogiques, ne sera pas remplacée prochainement par les techniques digitales, d'abord, en raison du nombre énorme des appareils utilisés ou en fabrication, et de la difficulté de mise au point des nouveaux procédés de réception. Pour l'usage habituel « grand public », le récepteur analogique normal restera encore le plus simple et le moins coûteux.

Mais, il n'en est pas de même pour les problèmes de transmissions et d'enregistrements des images, qui se posent dans un très grand nombre de cas de transmission ou de diffusion.

Le principal obstacle, qui s'opposait à la télévision digitale, consistait dans la largeur de la bande de transmission. Pour une image comparable, la largeur de bande d'un système digital est de

8 à 12 fois plus large que pour un système analogique.

Mais les recherches les plus récentes ont permis de réduire cette largeur de bande, puisqu'un signal de télévision présente un certain nombre de « redondances », c'est-à-dire de répétitions, déterminées par des absences de modifications par une certaine partie de l'image. Les efforts effectués pour réduire la largeur de bande ont permis la suppression des informations superflues, et la transmission seulement des informations nécessaires pour définir les mouvements des sujets représentés.

Les premières applications immédiates de la télévision digitale sont ainsi au nombre de trois : la transmission secrète des messages militaires, les signaux digitaux peuvent être envoyés en utilisant un code complexe permettant d'éviter toute possibilité d'interception et de compréhension du signal par l'ennemi.

Les émissions digitales ont aussi déjà permis de transmettre les images spatiales, telles que celles qui provenaient de la Lune ou de la planète Mars ; le récepteur terrestre peut recevoir des signaux faibles, et les restituer sous une forme utilisable en fournissant des images sans parasites, et suffisamment nettes malgré les distances énormes de transmission.

Il y a, enfin, la possibilité de transmission des images au moyen de câbles et même de lignes téléphoniques ordinaires, dans les circuits fermés.

La télévision digitale, ou DTV, transforme donc les informations vidéo en nombres binaires, qui peuvent être transmis facilement, et rend possible des méthodes

pratiques et élégantes permettant d'éviter les redondances. Le système peut assurer la transmission des images animées ou fixes avec ou sans compression du nombre des signaux, avec des définitions élevées ou limitées. La télévision commerciale américaine, par exemple, avec un standard de 30 images par seconde, et une définition de 525 lignes, a pu être « numérisée » avec 5 ou 6 informations numériques (bits = abréviation de binary digits).

Des images animées de télévision digitale de qualité suffisante ont été obtenues avec une transmission de 10 images par seconde, une définition de 250 lignes, avec un code à quatre informations ; des images animées utilisables, mais d'une qualité minimale, peuvent même être obtenues avec une cadence de 3 à 5 images par seconde, une définition de 125 lignes, avec un système de codage à trois informations.

Le développement de la télévision digitale pour la transmission des images fixes exige un compromis entre la définition et la numération ; les définitions varient de 125 à 3 000 lignes par image et la numération de 2 à 7 bits ; des numérations plus élevées sont utilisées pour des transmissions particulières.

LES FORMES DE TÉLÉVISION DIGITALE

Il y a deux formes de télévision digitale ; la plus utilisée est un système dans lequel la caméra de télévision fonctionne suivant le procédé analogique normal, et le signal vidéo passe à travers un convertisseur analogique-digital.

Ce type constitue un appareil de télévision à modulation par

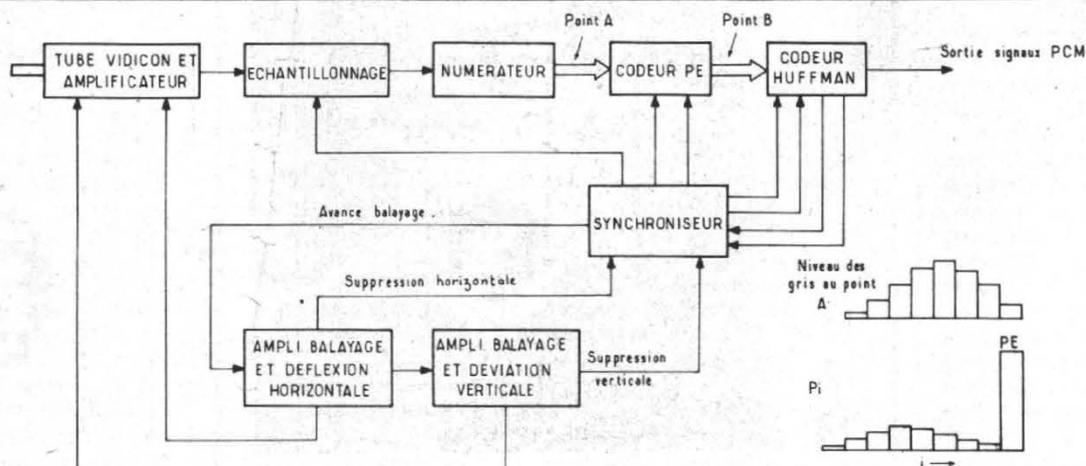


Fig. 2

impulsions codées ou PCM ; dans le second, le pinceau électronique de balayage de la caméra est indexé digitalement d'une façon asynchrone, sous le contrôle d'un système digital de contrôle de temps.

Le signal vidéo provenant d'une caméra électronique commandée de cette façon est également traité par un convertisseur analogique-digital. Cependant, ce système est supérieur au premier, parce que la cadence de transmission peut être réglée d'une manière continue en agissant sur le dispositif qui contrôle la base de temps digitale.

De même, la définition peut être modifiée en agissant sur l'efficacité des compteurs de balayage horizontal et vertical. Le pinceau électronique de balayage de télévision n'est pas nécessairement indexé à une vitesse constante, mais il peut s'arrêter sur des éléments d'image.

La construction d'un appareil de télévision digitale dépend de la résolution désirée, de la numérisation du code et de la cadence de transmission des images. Ces quantités correspondent d'une manière approximative à la résolution verticale, au rapport signal/bruit, et à la cadence de transmission dans la télévision analogique.

La numérisation indique que dans la télévision digitale le signal vidéo pour chaque élément d'image est déterminé pour assurer seulement des valeurs distinctes,

avec différence entre le signal vidéo instantané et le niveau distinct le plus proche considéré avec le bruit de fond intégré.

Des images de qualité acceptable sont obtenues à partir d'une résolution de 512 x 512 éléments d'images, et d'une numération de 6 bits, correspondant à 64 niveaux de signaux vidéo distincts.

Dans le standard américain, une cadence de transmission de 30 images/seconde peut déjà permettre d'obtenir des images animées de qualité égale à celle de la télévision commerciale actuelle, et l'emploi de l'analyse entrelacée évite le scintillement, comme pour la télévision commerciale.

LA SUPPRESSION DES TROUBLES DE TRANSMISSION

Les signaux d'images provenant d'un système de télévision digitale peuvent être traités directement par des ordinateurs et transmis par des systèmes digitaux d'informatique établis pour d'autres usagers. L'image numérique peut ainsi être diffusée par un système de transmission comportant un grand nombre d'amplificateurs relais ; l'enregistrement et la reproduction de l'image digitale peuvent aussi être obtenus sans les troubles de pleurage et de scintillement constatés dans les techniques d'enregistrement analogique.

Un système de télévision digitale établi pour assurer un balayage asynchrone présente aussi une grande souplesse et la modification de la définition suivant la cadence de transmission peut être obtenue en agissant sur un inverseur.

Le codage de l'image numérique est adapté à la précision du capteur d'image. Ce fait est important, non seulement lorsque le capteur est utilisé pour des images de reportage, mais lorsqu'il est employé pour des applications plus particulières, par exemple, pour des études de luminance et, lorsque l'image est convertie sous la forme digitale, elle peut être traitée de façon à assurer le secret, grâce à de nombreuses techniques de codage cryptographique.

COMPRESSION DE L'IMAGE

Les systèmes de télévision numériques peuvent être divisés en deux catégories, ceux dans lesquels on emploie les techniques de compression et ceux dans lesquels on n'en utilise pas. Les systèmes sans compression permettent souvent le stockage des informations digitales pour une lecture à vitesse ralentie, permettant la transmission sur des réseaux de transmission à largeur de bande de fréquence réduite.

Les systèmes de compression permettent, soit de préserver, soit

de détruire l'information ; un système de préservation emploie une compression complètement réversible entre le convertisseur transmetteur analogique-digital et le convertisseur de réception digital-analogique.

Un système de ce genre retient toutes les informations sur le signal analogique, excepté une petite quantité perdue au cours de la conversion analogique-digital.

Il existe de nombreux exemples de systèmes de compression concernant la résolution, la numération, et la cadence de transmission. On a pu ainsi réduire, par exemple, le nombre des éléments d'images approximativement à 45 000 correspondant au nombre d'éléments observés avec un récepteur « grand public » peu coûteux, avec une largeur de bande de 2 MHz seulement et un entrelacement élémentaire.

Il a été possible de réduire la cadence de transmission de 30 par seconde à 0,375 par seconde, avec un balayage spécial, et un écran fluorescent de kinescope, qui réduit le scintillement et permet de reproduire certains mouvements su sujet représenté.

Il est ainsi possible d'obtenir une largeur de bande de 10 kHz seulement, ce qui représente une compression remarquable, puisqu'elle correspond à celle des premières images de télévision à très basse définition, qui pouvaient être transmises au moyen des postes de radiophonie ordinaires et reçues également avec des radio-récepteurs normaux.

Les systèmes de compression peuvent être classés en trois catégories ; à approximation, statistique et hybride. Les systèmes à approximation ont pour but de représenter le signal vidéo instantané par une forme d'onde plus ou moins analogue, dont la transmission exige une largeur de bande plus faible, ou une puissance plus faible ou un nombre de bits plus réduit par élément d'image.

Les systèmes de compression statistique tendent à produire et à transmettre un signal digital réduit de redondance, c'est à dire de répétition, qui peut être décodé d'une manière réversible, de façon à fournir une réplique exacte du signal numérique original.

Les systèmes hybrides séparent les signaux vidéo en composants à fréquence élevée et basse, en appliquant, par exemple, une technique d'approximation aux



Fig. 3

composants à fréquence faible et une technique statistique aux composants à fréquence élevée.

Une compression, même modérée assure des avantages techniques et économiques importants ; l'économie réalisée peut être démontrée en considérant, par exemple, un système présentant un rapport de compression de seulement 2 à 1. Par exemple, un réseau de transmission troposphérique pour une distance de quelque trois cents kilomètres coûte environ 4 millions de dollars ; en ajoutant un système de compression de 400 000 dollars le même réseau peut permettre d'assurer un trafic vidéo double.

Pour les transmissions spatiales dans lesquelles la durée de transmission des images est limitée, le système de compression peut constituer un avantage technique important puisqu'on peut transmettre deux fois plus d'images pendant le même temps.

COMMENT ON RÉALISE LA COMPRESSION

Un système à codage prévisionnel, ou P.E.C., (Previous Element Coding), établi suivant le principe de la compression statistique, emploie la redondance des images élément à élément combiné avec un procédé de codage efficace, pour produire des signaux de sortie digitaux, comportant deux bits par élément d'image, alors que le signal vidéo original comporte quatre informations par élément d'image, tout en assurant une définition satisfaisante.

La compression de l'image de télévision est réalisée suivant le schéma indiqué sur la figure 2. Au point A, il est possible d'accumuler des éléments statistiques de premier ordre sur le niveau des signaux vidéo, qui apparaissent.

Par exemple, considérons une source à 8 niveaux avec un codage à trois « bits » ; un diagramme à 8 bandes sur le signal vidéo est réalisé à ce moment, comme on le voit à droite du schéma. Il montre la distribution des niveaux de tonalités grises au point A avant le codage ; au-dessous, on voit le même diagramme montrant comment l'addition des éléments prévisionnels diminue la redondance ce qui peut être observé au point B.

Tous les niveaux vidéo entrent en ligne de compte dans ce dia-

gramme ; en fait, cependant 70 % ou 80 % de ces niveaux vidéo sont exactement les mêmes que ceux des éléments voisins précédents. Un second codeur, appelé codeur d'éléments précédents, ou « P.E. », a été réalisé de façon à émettre un neuvième signal, ou signal d'élément précédent, lorsqu'un élément d'image déterminé est égal à celui qu'il précède immédiatement.

La photographie de femme représentée sur la figure 3 à gauche montre comment des transitions de banalités peuvent être enregistrées pour des éléments d'images différents des éléments d'images précédents voisins.

Chaque point ou tache blanche à droite représente un élément d'image dans le tracé original différent de l'élément précédent voisin mais chaque tache noire correspond à un élément d'image du document original semblable à

celui qui se trouve à la place contiguë voisine.

La grande quantité de surfaces noires que l'on voit à droite montre l'importance des redondances d'éléments d'image.

L'opération de codage dans ce système en tenant compte de l'élément précédent permet de conserver 70 % ou 80 % des éléments du premier diagramme, et de les superposer, tandis que l'importance des autres signaux est réduite en conséquence.

Ce dispositif de réduction par un procédé réversible en définissant l'image originale par des signaux conservés ou non constitués, en fait, une compression véritable des signaux de la source originale, de l'ordre de la moitié.

Un dispositif de codage permettant d'obtenir un résultat efficace suivant ce principe a été mis au point par D.A. Huffman, depuis déjà quelques années. Il

est basé sur l'emploi de signaux de code plus courts pour les signaux qui sont les plus transmissibles, en réduisant la longueur moyenne de transmission.

En principe, le procédé de codage Huffman consiste à classer les messages à envoyer dans l'ordre de probabilité décroissante de production. Les deux derniers messages probables sont codés suivant le procédé binaire, en signes 1 ou 0 ; il y a ainsi un groupement des probabilités des messages codés. Finalement, les messages sont reclassés dans une nouvelle séquence, en suivant un ordre de probabilité décroissante. Ce traitement est continué jusqu'au moment où la probabilité du dernier groupement est égale à l'unité.

Le codeur de base PE est ainsi indiqué sur la figure 4. Ce dispositif reçoit les informations provenant d'un codeur analogique-digi-

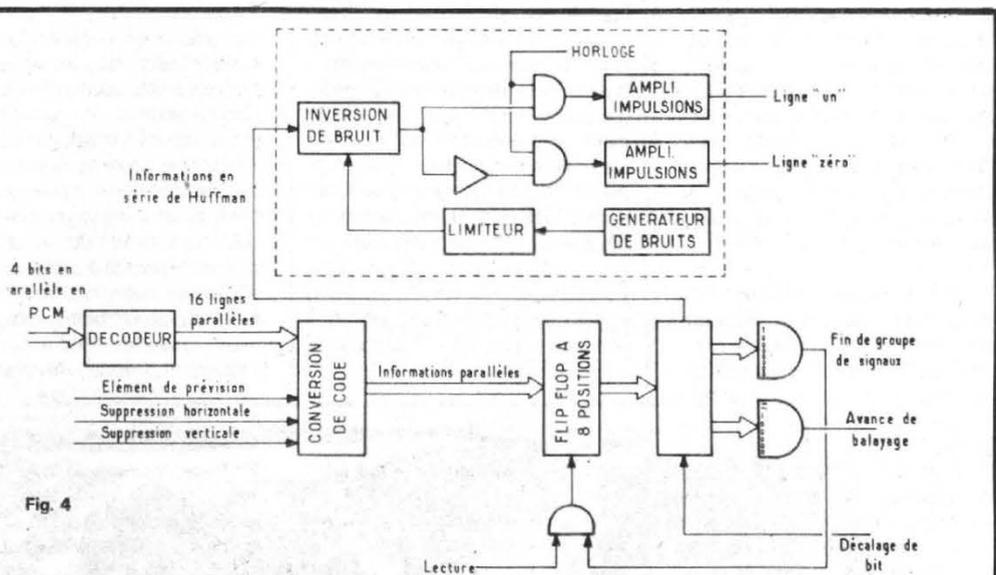


Fig. 4

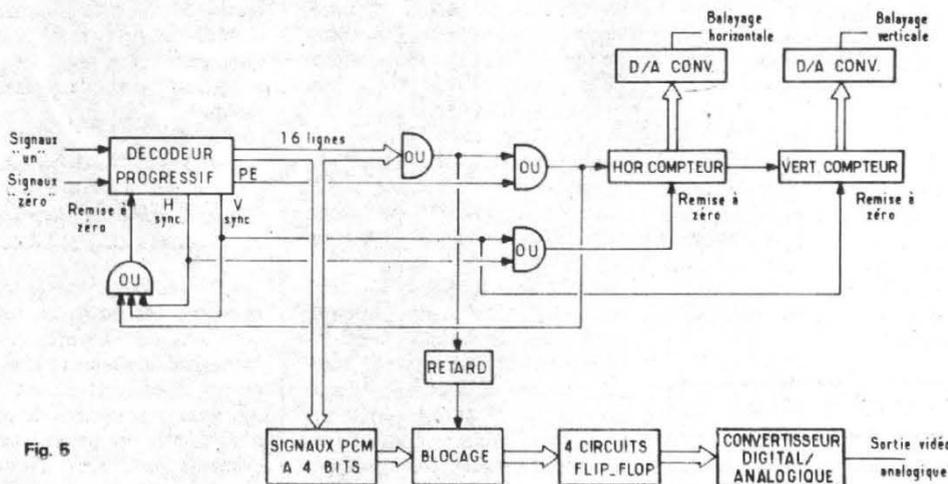


Fig. 5

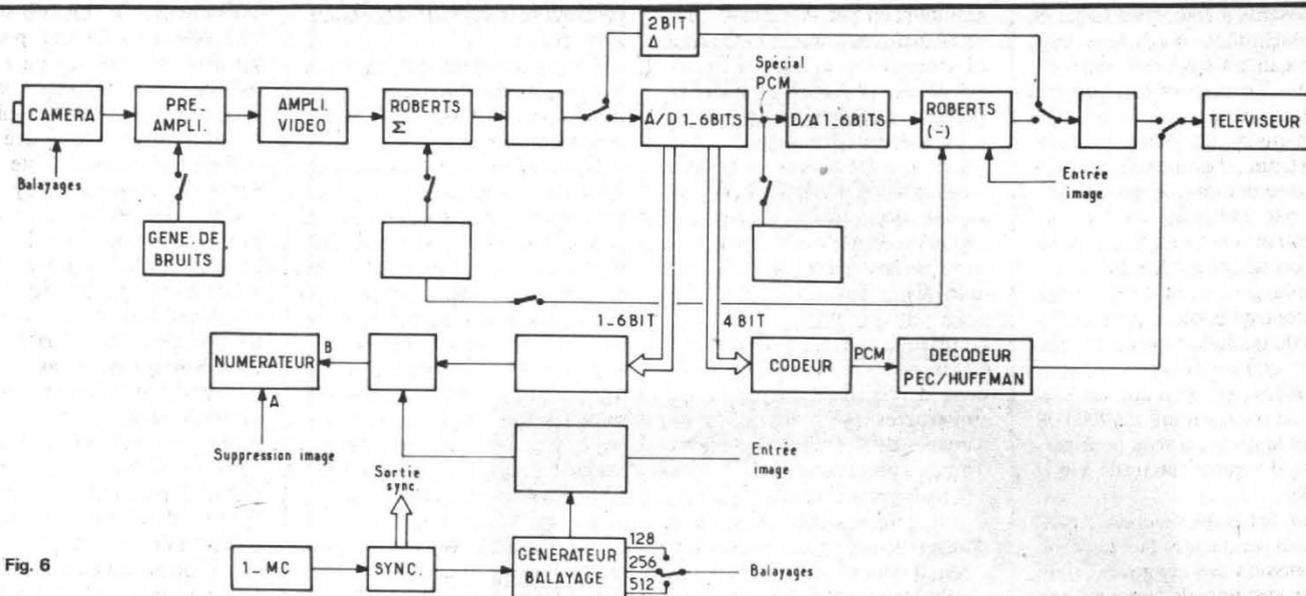


Fig. 6

tal sous la forme d'informations de 4 bits en impulsions PCM. L'information est stockée pendant une durée élémentaire dans le codeur du système, et elle est ensuite comparée avec l'élément précédent lorsqu'il est produit par le codeur analogique digital. Un circuit de comparateur digital décide alors si l'élément considéré est identique à l'élément précédent et, s'il en est ainsi, la ligne de transmission PE le laisse passer.

Dans le codeur Huffman représenté sur la figure 4, il passe ainsi des signaux d'informations à 4 bits, les signaux d'effacement horizontal et vertical; ces données sont converties suivant un code Huffman.

Le groupe de signaux Huffman convenables codés, avec un bit supplémentaire à l'extrémité est envoyé en parallèle dans un montage flip-flop à 8 positions par un dispositif actionné par une impulsion de lecture provenant du synchroniseur du système, et un signal de fin de groupe provenant du codeur.

Un tube Vidicon à balayage digital est capable d'un fonctionnement asynchrone; la cadence des images présente de légères irrégularités, mais, dans la plupart des cas, spécialement pour la transmission image par image, l'inconvénient est complètement imperceptible.

LE DÉCODEUR

Le décodeur indiqué sur la figure 5 reçoit des informations provenant du codeur en deux

lignes parallèles. Il y a une impulsion sur une ligne pour un élément digital, et une impulsion sur la ligne 0 pour un zéro logique.

La réception des groupes de signaux de synchronisation horizontale ou de synchronisation verticale détermine la mise en service des compteurs de balayage appropriés. Ce système de synchronisation élémentaire est suffisant pour les cadences présentant de faibles erreurs.

D'AUTRES SYSTÈMES DE TÉLÉVISION NUMÉRIQUE

Les premiers systèmes de télévision numérique ont été réalisés pour les usages militaires, l'industrie, la publicité, la commande ou le contrôle.

Le système **Digilink** emploie ainsi un convertisseur analogique-digital pour transformer un signal vidéo en un train d'impulsions binaires utilisant un système de modulation delta modifié. Les images de télévision en couleurs de qualité commerciale peuvent ainsi être transmises en employant une cadence de transmission de 30 mégabits; la largeur de bande de transmission binaire correspondante est de 7,5 MHz.

La **Philco Corporation** a étudié un certain nombre de techniques comportant un système de modulation à 2 bits permettant deux états positifs et deux négatifs, ce qui assure de petites variations pour une variation graduelle et des modifications plus importantes pour des variations rapides. Les images à 5 MHz sont ainsi

échantillonnées à 10 mégabits, avec une précision de 2 bits, soit une cadence de production de 20 mégabits.

Dans le procédé de la **Radio Corporation of America**, les signaux analogiques de télévision en couleurs sont convertis en signaux digitaux binaires envoyés dans un codeur, transmis et reconvertis en signaux analogiques, pour permettre une reproduction normale des images. Un compresseur de largeur de bande réduit le canal de transmission à 10 MHz; le signal est compatible avec le standard N.T.S.C.

Dans le procédé **Raytheon**, un système de modulation est utilisé pour produire des images satisfaisantes avec des cadences d'échantillonnage, et une bande de fréquences de 7 MHz. Bien que le procédé soit établi pour 10 MHz, le système est compatible avec les matériels de studio et les canaux de transmission de TV habituels; l'information concernant la parole est envoyée avec des impulsions de synchronisation normales.

LA PRATIQUE DE LA TÉLÉVISION NUMÉRIQUE

La transmission et la mise en conserve des images à variation continue de tonalités sous la forme digitale ont fait le sujet de nombreuses recherches effectuées par un nombre de plus en plus grand de techniciens. Un domaine particulier d'investigation qui a attiré le plus l'attention est le codage des images. En géné-

ral, le but de cette recherche consiste à déterminer les moyens par lesquels l'image peut être codée pour réduire le nombre total d'informations exigées pour représenter l'image.

La plupart des techniques permettent de produire une faible altération, tout en assurant des réductions importantes du nombre des informations nécessaires. Plus grande est l'altération admissible, plus le rapport de compression, ou BCR, (bit compression Ratio) peut lui-même être élevé.

Une image représentée par un nombre $N \times M$ de rangées d'éléments d'images peut être divisée en $N \times n$ parties élémentaires; un nombre $N \times M$ d'images contient ainsi des parties élémentaires au nombre de $N \times M/n^2$ ($n \times n$).

Le choix des dimensions des parties élémentaires peut varier suivant les études entreprises. Les dimensions de ces éléments primaires peuvent ainsi varier de 4 à 16, pour obtenir déjà des résultats convenables; une disposition de 8×8 est déjà assez grande pour effectuer des études, mais, si un stockage additionnel est acceptable, une division de 16×16 permet de produire de meilleurs résultats avec une cadence de transmission déterminée.

Les résultats des essais effectués montrent qu'une réduction de 10 à 1 du nombre des informations ou « bits » nécessaires pour représenter une image avec seulement une faible altération est réalisable avec ces techniques. Les effets des parasites de transmissions variant suivant les procédés de codage utilisés, n'ont pas d'action très gênante.

Etats-Unis, ces appareils sont employés en spectroscopie, en astronomie, pour la recherche médicale sur les cellules, l'analyse des hologrammes, l'inspection et la mesure des petites pièces, la reconnaissance des formes et des caractères des objets ou des points, la numérisation de tracés ou de courbes.

UN SYNTHÉTISEUR ET UN ANALYSEUR D'IMAGES NUMÉRIQUES FRANÇAIS

Dans un domaine analogue, le Centre d'Informatique de l'Université de Toulouse a étudié un appareil assurant l'analyse des images par numérisation, et la restitution ou synthèse de ces images. Cet appareil permet aussi de nombreuses applications pour le traitement des images par ordinateur, et la reconnaissance des formes.

Les deux fonctions d'analyse et de synthèse sont aussi regroupées dans un même ensemble dont la disposition schématique est indiquée sur la figure 9.

Le système fonctionne en mode autonome, ce qui permet d'éviter des durées d'occupations trop longues de l'ordinateur, et les données sont inscrites sur bande magnétique dans un format standard.

Il est réalisé sous la forme modulaire, ce qui permet des applications très diverses avec adaptation facile ; il ne fonctionne pas en temps réel c'est-à-dire en fournissant des indications immédiates, pour assurer une plus grande qualité optique des images traitées.

L'affichage de l'image est effectué point par point sur l'écran d'un tube cathodique suivant la méthode du « flying spot » avec un adressage digital ; les coordonnées des points sont calculées par un organe du calcul numérique, le balayage peut être régulier ou aléatoire.

Lorsqu'on emploie l'appareil en synthétiseur, on enregistre sur une surface photosensible une image dont on connaît pour chaque point l'exposition désirée. A cette valeur numérique fournie par le calculateur et inscrite sur la bande magnétique correspond après développement un niveau de gris sur le film photographique. La synthèse consiste à calculer l'exposition reçue sur le film à chaque instant, et à maintenir une durée d'enregistrement plus ou moins longue, suivant le niveau désiré.

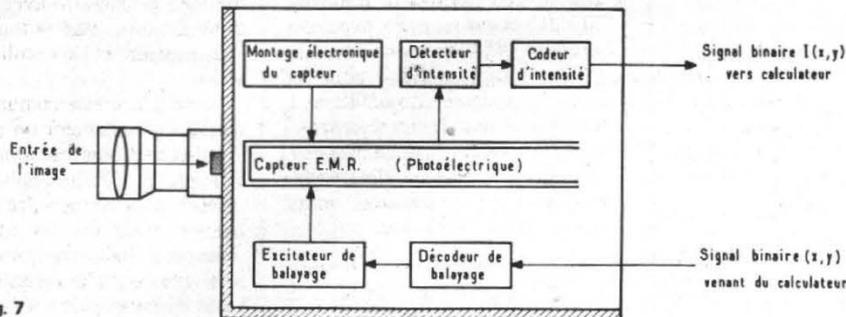
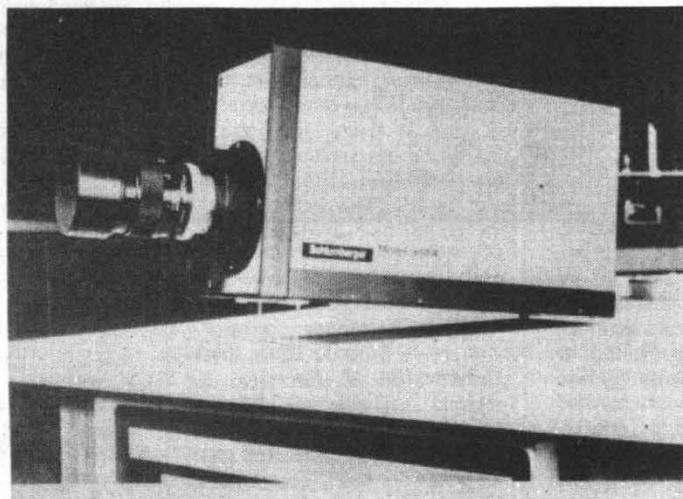


Fig. 7



LA CAMÉRA DE CONVERSION ANALOGIQUE-DIGITALE

Les images analogiques peuvent être codées et transformées en signaux numériques à l'aide d'un appareil électro-optique constitué par un dissecteur d'images, une caméra digitale, « Optical Data Digitizer » ou « ODD », qui fournit directement les informations binaires que l'on peut transmettre à un calculateur électronique.

Un dispositif de ce genre transforme les possibilités du calculateur, en ce qui concerne les applications visuelles, d'une manière presque illimitée, qui dépend seulement des désirs et de l'imagination de l'utilisateur.

Cet appareil produit, en effet, des éléments binaires équivalents de l'image optique à deux dimensions, et rend possible leur utilisation immédiate sans traitement préalable dans le calculateur. Le contrôle complet du balayage de la caméra le long des coordonnées X et Y permet au calculateur de choisir les dimensions de cha-

que surface de balayage, la direction du balayage, de déterminer le temps d'arrêt par élément et toutes les possibilités d'accès aléatoire (fig. 7 et 8).

Le calculateur, qui peut avoir reçu un programme déterminé à l'avance, peut effectuer les traitements en accord avec le genre d'informations qu'il reçoit. Il peut aussi assurer des fonctions arithmétiques et permettre des additions, la détermination de valeurs moyennes sur un certain nombre de cycles de fonctionnement, ou assurer la modification des formes des signaux, pour permettre la liaison avec un enregistreur magnétique.

Pour adapter la gamme très large des applications pour lesquelles l'appareil peut être utilisé, on peut choisir différents types de capteurs d'images, en particulier, un dissecteur d'images E.M.R. et un certain nombre de types de tube Vidicons.

Le dissecteur d'images est réalisé à partir d'un photo-multiplicateur capable de résister aux conditions sévères d'utilisation et disponible avec différentes fenêtres, de fluorure de lithium, fluorure

de magnésium, saphir, etc. et divers revêtements de photocathode.

Ce dissecteur est contrôlé obligatoirement par un minicalculateur, qui envoie l'ordre de mesure d'intensité lumineuse d'un élément de l'image à l'aide d'une adresse X et Y, avec 12 bits, soit 4 096 x 4 096. Après un temps d'intégration, qui peut être contrôlé, le système retransmet le niveau d'intensité en 8 bits ; il peut y avoir 256 niveaux, et on peut choisir le système à 10 ou 12 bits, différents systèmes de capteur peuvent être adoptés 10 secteurs d'images ou vidicon au silicium avec ou sans intensificateur.

La particularité essentielle du système consiste dans l'accès direct à un endroit quelconque de l'image, ce qui permet d'augmenter la rapidité d'opération, et il est possible de scruter seulement les points intéressants désirés ; pour effectuer le traitement complet d'une image avec une résolution de 4 096 x 4 096, la capacité de la mémoire devait être importante.

Les applications de ce système ne sont limitées que par la complexité possible d'utilisation. Aux

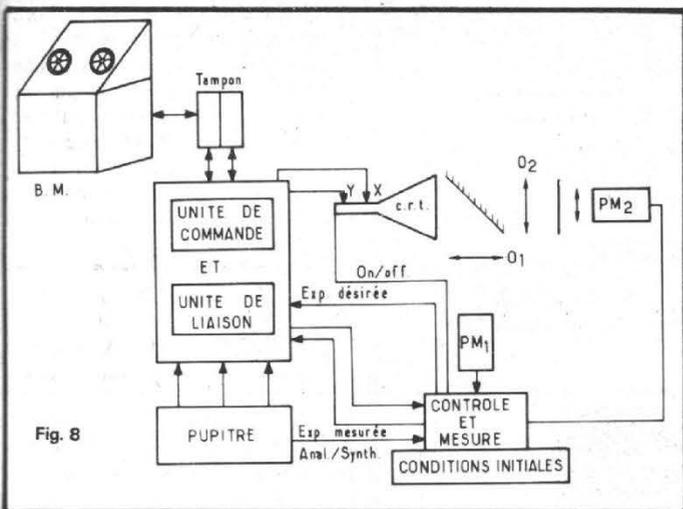


Fig. 8

LES IMAGES NUMÉRIQUES SPATIALES

La transmission des images à travers l'espace à des distances de plusieurs centaines de milliers de kilomètres ont frappé l'imagination, mais les difficultés immenses du problème ont été résolues grâce, pour la première fois, à l'emploi des images numériques reçues à terre et simultanément enregistrées sur bandes magnétiques et sur films 35 mm, par l'intermédiaire d'un tube cathodique.

Il en a été ainsi pour la transmission des images, en particulier, de la planète Mars, à 240 000 000 de kilomètres de distance, trajet parcouru en 13 minutes. A l'émission, il suffisait pourtant d'une puissance de 10 watts et d'une antenne de grande directivité; la station de réception terrestre captait des signaux d'un centième de milliardième de milliardième de watt. Sur Mars, une prise de vue se faisait en 0,2 seconde, et l'analyse électronique exigeait 24 secondes.

Il ne s'agissait plus évidemment de photo-télégraphie habituelle, mais de transmission codée, suivant le principe exposé plus haut, avec une onde modulée par impulsions codées. Le récepteur n'évaluait plus la valeur du signal, comme dans la modulation habituelle, et vérifiait seulement si le signal existait ou non, en comptant les signaux reçus sous forme d'impulsions.

Le balayage d'une image s'effectuait avec une trame de 200 lignes, en distinguant 200 éléments par ligne, soit 40 000 points

ou éléments à transmettre par image complète, en traduisant en impulsions les valeurs lumineuses respectives.

On a établi dans ce but une échelle de gris en 64 nuances, allant du noir pur au blanc pur, chaque nuance étant caractérisée par un nombre entre zéro et 63 : 2 ou 3, par exemple, pour un élément presque complètement noir, 60 ou 61 pour un élément très blanc avec toutes les valeurs intermédiaires.

Le dispositif de codage traduit ces nombres dans le système de numération binaire. Comme 64 est 2^6 , tous s'y expriment avec six chiffres, des 0 et des 1. On a ainsi 000 000 correspondant à zéro pour le blanc pur, 111 111 correspondant à 63 pour le noir pur, et 001 101, par exemple, pour un gris intermédiaire.

Chaque élément de l'image est défini par six bits, et l'image entière par 240 000 bits. A la réception, les nombres sont traduits inversement en valeurs de gris, que l'on matérialise sur l'écran d'un tube cathodique de haute définition, qu'il ne reste plus qu'à photographier.

En pratique, comme une partie des signaux subissent, malgré tout, des déformations et des évanouissements aléatoires, chaque image doit être transmise au moins deux fois (fig. 10).

Dans l'appareil de prise de vues, le tube était un Vidicon, capable de conserver l'image pendant la durée du balayage par le faisceau électronique, et un dispositif d'amplification automatique réglait la sensibilité du tube en fonction de l'éclairage.

Les signaux codés étaient inscrits sur un ruban magnétique à

deux pistes, en boucle fermée longue de 100 mètres, à raison de 10 700 bits par seconde, avec une vitesse de défilement du ruban de 12,84 mètres/seconde; pour la lecture, la vitesse de défilement n'était plus que de 1 cm/seconde, avec un débit de 8,33 bits par seconde. A une seconde d'enregistrement correspondait ainsi 21,4 minutes de lecture.

UNE APPLICATION FRANÇAISE IMPORTANTE DE LA TÉLÉVISION NUMÉRIQUE

La télévision numérique permettra ainsi la transmission des images sous forme de nombres exprimant les modulations de l'onde, qui doit être reproduite dans les récepteurs; après fixation de normes internationales, cette technique nouvelle pourra assurer toutes les transmissions d'images à distance.

L'émission télévisée, transmise dans des contrées lointaines, sera reprise, recopiée, et retransmise sans diminution de ses qualités; le traitement des signaux en « tout ou rien » permettra une simplification des appareillages, puisqu'il n'y a plus à tenir compte des inflexions des courbes complexes des signaux. Il n'y aura

plus que des problèmes d'informatique à résoudre avec emploi d'impulsions, des « tops » de transmission, et de nombres abstraits.

En fait, la télévision numérique n'est plus seulement un procédé d'un avenir plus ou moins proche; elle a déjà été appliquée en particulier pour résoudre les problèmes posés par les modifications de la chaîne française N° 1 à 819 lignes, dont les émissions doivent être modifiées à la fin de 1975.

Le standard 819 lignes a permis sans doute d'obtenir les meilleures images et les plus fines du monde, alors qu'on se contentait de 525 lignes aux Etats-Unis et de 625 lignes en Grande-Bretagne. Mais, depuis l'apparition et le développement des images-couleurs à 625 lignes, les conditions ont été transformées. Les émissions à 819 lignes, malgré leurs qualités indéfinissables, étaient condamnées.

Le même phénomène s'est, d'ailleurs, produit pour d'autres techniques, en particulier, le cinéma où le format réduit de 9,5 mm a pratiquement disparu, ou même d'une manière plus limitée en électro-acoustique, dans laquelle les standards 78 tours/minute pour les disques et 77 cm/seconde pour les bandes

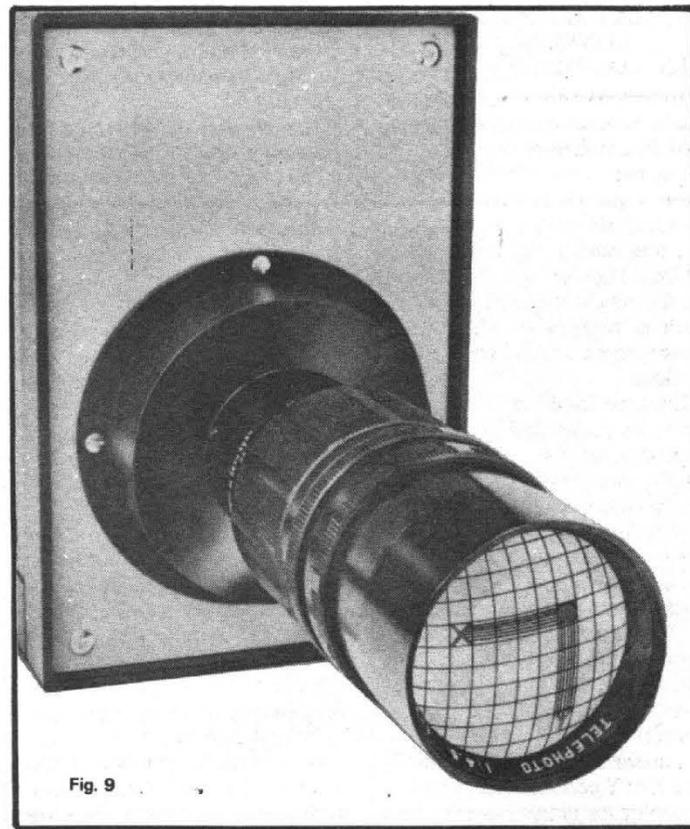


Fig. 9

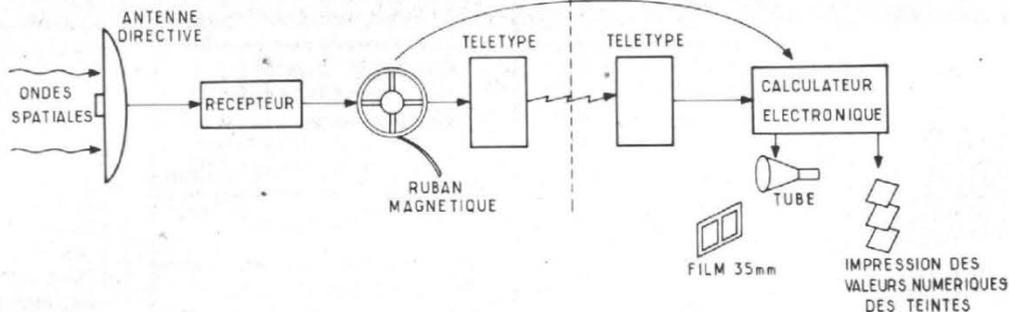


Fig. 10

magnétiques ont été pratiquement abandonnés.

La conversion prévue nécessite la transformation des images du standard 625 lignes en standard 819 lignes, pendant un certain temps parce qu'à l'heure actuelle, tous les enregistrements sont réalisés en 625 lignes seulement.

Cette conversion, ou translinage, peut s'effectuer par un procédé optique simple en recevant l'image 625 lignes sur l'écran d'un téléviseur, et en la réenregistrant en 819 lignes, au moyen d'une caméra électronique disposée en face de l'écran ; mais cette méthode nuit à la qualité.

Le nouveau Laboratoire de Recherches de Rennes, indiqué au début de cet article, et qui étudie, dès à présent, les possibilités de la télévision numérique de l'avenir, a mis au point un translinage numérique permettant la traduction des images d'un lignage dans l'autre, et la réalisation de cet appareil a été effectuée par la Thomson-CSF.

Il s'agit, en fait, d'un appareil très peu encombrant et très sûr, un codeur qui fournit des signaux « tout ou rien » à très grande vitesse.

Les images enregistrées en 625 lignes sont transmises à ce convertisseur, et ce dernier fournit immédiatement des images en 819 lignes, au fur et à mesure que l'émission a lieu. Il est constitué par un véritable ordinateur, qui doit calculer pour chaque ligne de la nouvelle image la luminosité convenable.

Pour la première ligne, il n'y a pas de problème, puisque la luminosité est la même dans les deux images, mais, en raison de différence de standard, la ligne 2 de l'image à 819 lignes tombe au 3/4 de l'intervalle séparant les deux premières lignes de l'image au standard 625 ; l'ordinateur choisit donc 75 % d'un signal d'une ligne, et 25 % du signal de la ligne suivante.

La ligne 3 du 819 lignes se reproduit alors à peu près à la

moitié de l'intervalle entre les lignes 2 et 3 de la trame 625 lignes ; l'ordinateur fournit la moyenne entre elles, et il en est ainsi pour la suite, avec un calcul différent pour les 819 lignes de l'image. Toutes ces images, qui défilent sur l'écran, sont ainsi converties et leurs éléments sont calculés à une vitesse énorme, presque à l'instant même où l'image est diffusée.

Dans ce même domaine du codage de l'image par les ordinateurs, la reconnaissance automatique des formes devient une question importante dans un grand nombre d'applications, et pour tous ceux qui s'intéressent à la transmission des images. Un problème fondamental consiste à évaluer la quantité d'informations contenue dans un graphique ou dessin quelconque et dans quelle proportion ce nombre d'informations est indispensable ; elle est, en général, très faible.

Les techniciens des Laboratoires Téléphoniques Bell ont ainsi récemment effectué une expérience probante. Le portrait de Lincoln, qui figure sur les billets américains de 5 dollars exige pour être transmis fidèlement plus de 1 million de bits d'informations ; ces chercheurs en ont extrait une image minimale, qui ne contient que 800 bits, et reste cependant reconnaissable, comme on le voit sur la figure 11.

Quand on la regarde, en effet, d'un peu loin, on peut identifier les formes à partir de très peu d'éléments. Les difficultés de transmission d'images que nous avons exposées consistent toujours dans les quantités d'informations contenues dans les images et la faible capacité des lignes diverses. Cet exemple du portrait de Lincoln montre qu'on peut réduire énormément la quantité

d'informations transmises tout en gardant pourtant le principal intérêt des applications envisagées, c'est-à-dire la possibilité d'identifications utiles.

P. HEMARDINQUER

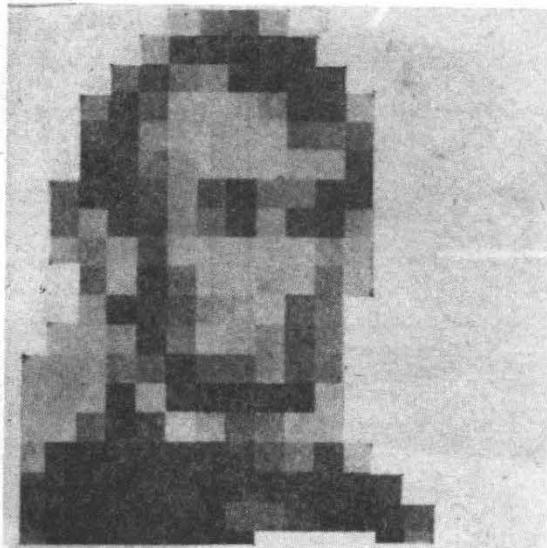
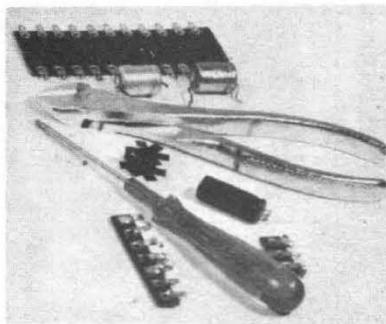


Fig. 11



ABC de L'ELECTRONIQUE

DETERMINATION GRAPHIQUE DES ELEMENTS HI-FI

ATTÉNUATEURS

La plupart des types d'atténuateurs sont choisis parmi ceux de la figure 1. En A atténuateur en T. En B atténuateur en H. En C atténuateur en π . En D atténuateur en O.

Ces atténuateurs sont tous symétriques, à entrée et sortie de résistance Z égales. Les atténuateurs A et C sont utilisables pour des circuits à sortie et entrée avec masse et les atténuateurs B et D pour des circuits à sortie et entrée à deux points chauds (respectivement, par exemple, à câbles coaxiaux ou bifilaires).

A l'aide d'un abaque, il est possible de déterminer rapidement les valeurs des résistances de ces atténuateurs. Voici comment procéder dans les quatre cas d'atténuateur de la figure 1.

Cas de l'atténuateur en T, figure 1 (A). Il y a lieu de connaître l'impédance Z (ici c'est une résistance) d'entrée et de sortie. Cette impédance figure sur l'échelle C de l'abaque de la figure 2, ce qui donne un point de départ pour la détermination de R_1 et R_3 .

Une autre donnée est l'atténuation désirée, exprimée en décibels. Lorsque le nombre N de décibels est connu, on le marque sur l'échelle D qui correspond à la détermination de R_1 . En joignant les deux points marqués, on obtient une droite qui coupe l'échelle des R_1 , échelle A en un point qui donne la valeur de R_1 .

Pour R_3 on procède de la même façon. On dispose déjà du point marqué sur l'échelle C des Z. Le nombre N des décibels, le même que celui donné plus haut est, cette fois, marqué sur l'échelle (B): décibels pour R_3 .

Les deux points déterminent une droite qui coupe l'échelle (E) des R_3 en un point qui donne la valeur de R_3 .

EXEMPLE NUMÉRIQUE POUR UN ATTÉNUATEUR EN T

Soit $Z = 500 \Omega$ et $N = 5$ dB. La droite « R_1 » de la figure 2, passant par $Z = 500 \Omega$ et $N = 5$ dB, coupe l'échelle des R_1 en un point $R_1 = 140 \Omega$.

De même, la droite « R_3 », passant par $Z = 500 \Omega$, $N = 5$ dB (sur l'échelle « dB de R_3 »), coupe l'échelle des R_3 au point $R_3 = 820 \Omega$.

EXEMPLE POUR UN ATTÉNUATEUR EN H

Prenons les mêmes données, $Z = 500 \Omega$, $N = 5$ dB.

On procède en deux étapes :
1) On détermine graphiquement les valeurs de R_1 et R_3 comme pour l'atténuateur en T,
2) Les valeurs des résistances du H sont alors :
 $1/2 R_1 = 60 \Omega$, $R_3 = 820 \Omega$.

CAS DES ATTÉNUATEURS EN π et O

On procède en deux étapes pour l'atténuateur en π :

1) On détermine R_1 et R_3 comme précédemment, pour l'atténuateur en T.
2) On calcule :
 $R_{12} = Z^2 / R_3$
 $R_{13} = Z^2 / R_1$

Exemple : on a trouvé $R_1 = 140 \Omega$, $R_3 = 820 \Omega$ avec $Z = 500 \Omega$ et $N = 5$ dB.

On aura :
 $R_{12} = Z^2 / R_3 = 500^2 / 820 = 304 \Omega$
 $R_{13} = Z^2 / R_1 = 500^2 / 140 = 1785 \Omega$

Lorsqu'il s'agit de l'atténuateur symétrique en O, on procède comme pour le π .

Connaissant R_{12} et R_{13} on calcule, 0,5 R_{12} .

OPÉRATIONS DIVERSES

On dispose d'un atténuateur en T, par exemple, dont on connaît, par examen ou mesure, les valeurs de R_1 et R_3 ainsi que l'impédance Z. On désire connaître l'atténuation N exprimée en décibels.

L'atténuateur étant correctement établi, la droite qui joint les points de l'échelle des R_1 et des Z, doit couper l'échelle des « décibels pour R_1 » en un point donnant la valeur de N.

Si l'atténuateur est correctement établi, la valeur de R_3 doit être telle que la droite joignant les points R_3 et Z sur leurs échelles respectives, coupera l'échelle des « décibels pour R_3 » au même point N.

Soit aussi le cas d'un atténuateur ayant une autre forme (on dit « configuration ») par exemple en π .

Connaissant les valeurs de R_{12} et R_{13} et de Z, on calcule d'abord $R_3 = Z^2 / R_{12}$ et $R_1 = Z^2 / R_{13}$.

Connaissant maintenant, R_1 , R_3 et Z, on procédera comme dans l'exemple précédent. Une

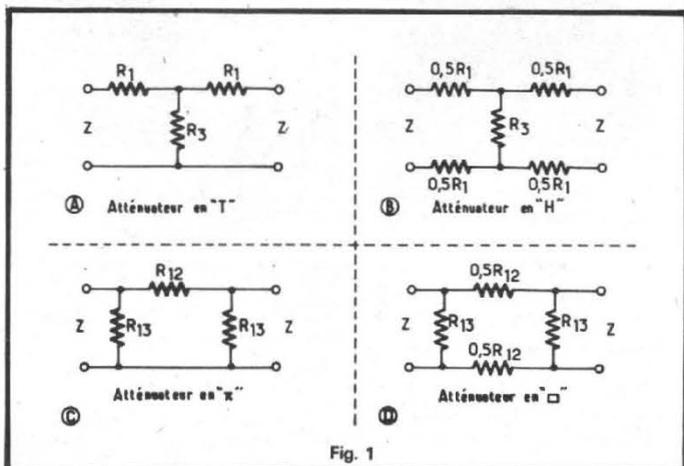


Fig. 1

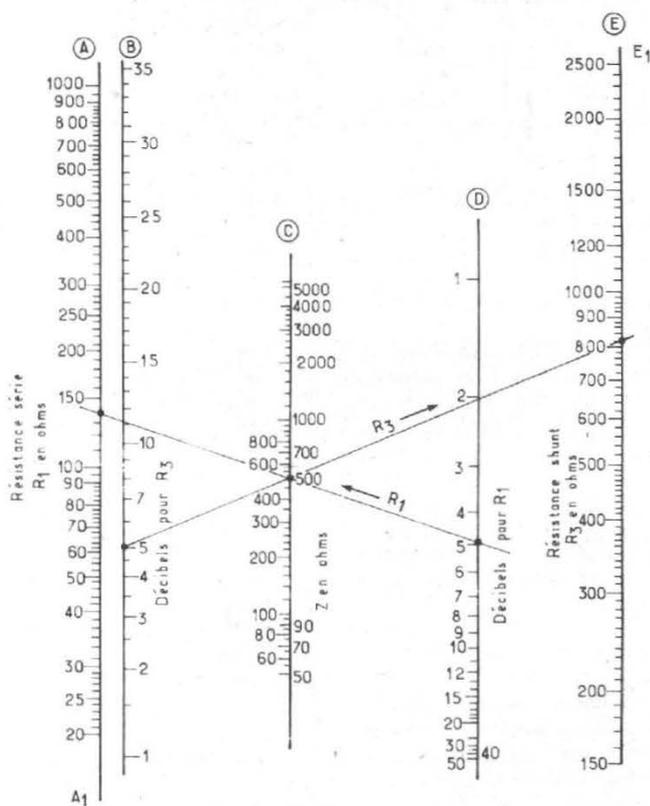


Fig. 2

seule opération, avec R_1 par exemple suffit, mais la deuxième opération, avec R_3 permettra de savoir si l'atténuateur est réellement valable pour la valeur donnée de Z .

Un autre problème pouvant se présenter en pratique est celui où on a relevé les valeurs des résistances et une inscription indiquant l'atténuation N décibels.

On voudrait connaître Z .

Le problème se résoud comme précédemment.

On joint les points R_1 et N décibels de R_1 ce qui donne une droite qui coupe l'échelle des Z à un point qui donne la valeur de Z . La deuxième opération permet de vérifier que l'atténuateur est correct.

CAS OU Z ET N SONT INCONNUS

On en connaît que R_1 et R_3 par lecture ou par mesure à l'ohmmètre si l'atténuateur peut être démonté. S'il ne le peut pas, on pourra encore déterminer R_1 et R_3 par deux mesures à l'ohmmètre et un petit calcul. Nous indiquons plus loin cette opération.

Donc, R_1 et R_3 sont connues. Il faut alors préparer deux règles

transparentes comme celles de la figure 3.

La longueur L de chacune de ces règles sera égale à la distance $A_1 - E_1$ relevée sur l'abaque de la figure 2.

Sur chaque règle, il y aura quelques trous comme x, y, z, a, b, c .

On placera l'abaque sur la table bien à plat. La règle R_1 sera fixée par une épingle, sur l'abaque, échelle des R_1 au point R_1 connu.

L'échelle pourra donc tourner autour de l'axe déterminé par l'épingle.

Même opération avec la règle R_3 .

Si tout va bien, les deux règles devront se rencontrer (tout comme les droites R_1 et R_3 de l'exemple de la figure 2) en un point Z , tel que les N des échelles des décibels soient égaux.

Il suffit de quelques secondes de recherche pour trouver Z et N .

MESURE DE R_1 ET R_3

Soit le cas d'un atténuateur en T que nous représentons à nouveau, comme un quadripôle, à la figure 4(A).

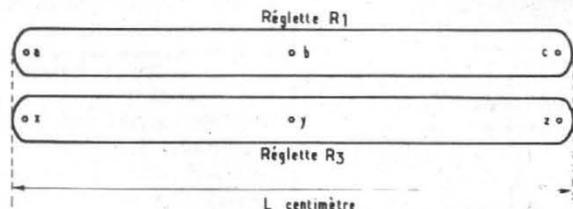


Fig. 3

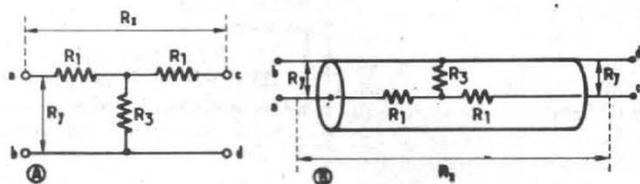


Fig. 4

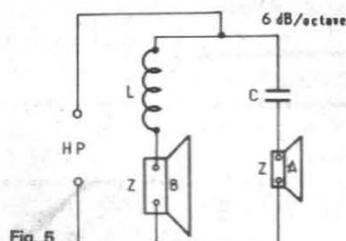


Fig. 5

La présentation d'un atténuateur est par exemple comme celle de la figure 4 (B).

Sont accessibles les points a, b, c, d , de plus, les points b et d sont réunis par le blindage extérieur.

On mesure R_{ac} . Il est clair que $R_{ac} = 2R_1$ ce qui donne $R_1 = R_{ac}/2$.

On mesure R_{ab} . Il est aussi clair que $R_{ab} = R_1 + R_3$.

Connaissant R_{ab} et R_1 on obtient $R_3 = R_{ab} - R_1$.

A remarquer que $R_{ab} = R_{cd}$.

FILTRES SÉPARATEURS POUR HAUT-PARLEURS

Des formules pour filtres séparateurs de haut-parleurs ont été données dans de précédents articles.

Un moyen graphique de détermination rapide est l'emploi des abaques et courbes. Les valeurs trouvées seront approximatives, mais suffisantes en pratique.

Considérons le cas d'une séparation en deux gammes, l'une pour les graves, l'autre pour les aigus.

Il s'agit le plus souvent d'un HP pour basses et médium et un HP dit tweeter, pour aigus.

Soit f , la fréquence frontière et le cas d'une chute de 6 dB par octave.

Le montage des haut-parleurs est donné à la figure 5. On les branchera avec les points HP à la sortie de l'amplificateur et il est entendu que cette sortie est prévue pour la même valeur Z que celle des deux haut-parleurs.

Il s'agira alors de déterminer L et C en fonction de Z et de la fréquence de séparation choisie.

Connaissant L et C , on se procurera ce dernier dans le commerce, tandis que L sera réalisée d'après les indications que nous donnons plus loin.

DÉTERMINATION DE L

On utilisera l'abaque de la figure 6. La détermination graphique est aisée en procédant comme suit :

- 1) Choisir la courbe qui correspond à la fréquence frontière choisie.
- 2) Marquer sur la courbe le point qui correspond à la valeur de Z requise, inscrite sur l'échelle des ordonnées.
- 3) Lire sur les échelles des abscisses, le nombre des couches de fil et, au-dessous, le nombre des spi-

res, en utilisant du fil émaillé de 1 mm de diamètre.

Il ne restera plus qu'à réaliser la bobine.

Pour cela, on confectionnera un mandrin en carton ou en matière isolante quelconque, comme celui schématisé à la figure 7.

La distance entre les deux flasques est 38 mm et le cylindre intérieur a un diamètre de 25 mm.

Dès lors, il est clair que chaque couche de fil de 1 mm de diamètre comprendra environ 32 spires, car il faut tenir compte de l'épaisseur de l'émail qui recouvre le fil de cuivre.

Les données de la figure 6 sont basées sur le rapport de 32 entre le nombre des spires et le nombre des couches. Après chaque couche, on effectuera un enroulement de papier.

EXEMPLE NUMÉRIQUE

Soit le cas de $Z = 15 \Omega$ et $f = 5\,000 \text{ Hz} = 5 \text{ kHz}$.

Sur la figure 6, on marque sur la courbe 5, le point X_1 qui correspond à $Z = 15 \Omega$.

Ce point donne, en abscisses :
 nombre des couches : 6,5
 nombre des spires : $6,5 \times 32 = 208$
 spires de fil de 1 mm de diamètre.

DÉTERMINATION DE LA CAPACITÉ

Pour trouver la valeur de la capacité C de la figure 5, on utilisera l'abaque de la figure 8.

L'échelle de gauche correspond à Z en ohms. Les échelles suivantes correspondent respectivement à C et à f .

Sur ces échelles, il y a deux séries, A et B.

EXEMPLE DE DÉTERMINATION DE C

Adoptons encore $Z = 15 \Omega$ et $f = 5\,000 \text{ Hz} = 5 \text{ kHz}$.

La droite D qui joint les points $Z = 15$ et $f = 5$ (échelle B) coupe l'échelle B des capacités, au point $C = 2 \mu\text{F}$.

Ne pas oublier la correspondance des échelles de C et f , toutes deux A, ou toutes deux B.

CAS DE CHUTE DE 12 dB PAR OCTAVE

Adopter le schéma de la figure 9.

Déterminer d'abord les valeurs de L et C comme dans le cas précédent, mais ne pas se précipiter chez le commerçant pour acheter

un condensateur car sa valeur est maintenant $C' = 0,707 C$.

Dans le cas de l'exemple :
 $C' = 0,707 \cdot 2 = 1,414 \mu\text{F}$
 et on prendra un condensateur de valeur standardisée (ou normalisée) aussi proche que celle calculée.

Pour la bobine, celle qui convient sera :
 $L' = 1,414 \text{ L}$

Comme nous ne connaissons pas la valeur en henrys de L , il conviendra de la déterminer.

A cet effet, on a établi la courbe de la figure 10. En abscisses, on indique en bas le nombre des couches et en haut le nombre des spires qui d'ailleurs, est toujours égal à 32 fois celui des couches.

On marquera alors le point correspondant à la bobine L (et non L') et on lira sur l'axe des ordonnées sa valeur en millihenrys. Celle de L' sera $1,414 L$.

Exemple : On a trouvé pour L le nombre de spires

$n_s = 208$ spires
 et le nombre des couches
 $n_c = 6,5$ couches

Ce point correspond à $0,6 \text{ mH}$.
 La valeur de L' est alors :

$L' = 1,414 \cdot 0,6 = 0,8484$
 que nous arrondirons à $0,85 \text{ mH}$.

Revenons ensuite à la courbe de la figure 10 en prenant en

ordonnées la valeur $0,85 \text{ mH}$. Le point correspondant donne le nombre des couches

$n_c = 7,6$ environ
 donc le nombre des spires sera :
 $n_s = 7,6 \times 32 = 243$ spires.

Remarquons au sujet de la dimension D de la figure 7, qu'elle est égale à un peu plus que le nombre des couches. En effet, le fil étant de 1 mm en comptant 1,1 par couche pour tenir compte de l'émail et du papier, on aura approximativement $D = 1,1 n_c$.

Dans un de nos exemples $n_c = 7,6$ donc :

$D = 7,6 \cdot 1,1 \text{ mm} = 8,36 \text{ mm}$
 et les flasques auront un diamètre égal à :

$d_1 = 2a + 2D + 25 \text{ mm}$
 ou $a = 10 \text{ mm}$ par exemple, ce qui donne un diamètre :

$d_1 = 20 + 16,72 + 25 = 51,72$,
 c'est-à-dire 52 mm environ.

Il sera toujours prudent de prendre d_1 un peu plus grand que calculé.

REMARQUE IMPORTANTE

Les abaques et courbes des figures 6 et 10 sont valables pour un fil de 1 mm de diamètre et le support de bobine de la figure 7, dans lequel il y aura 32 spires par

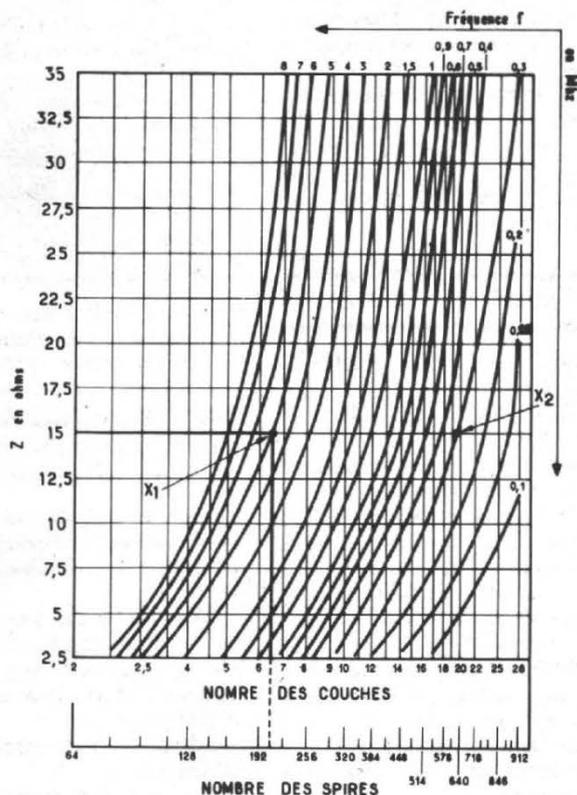


Fig. 6

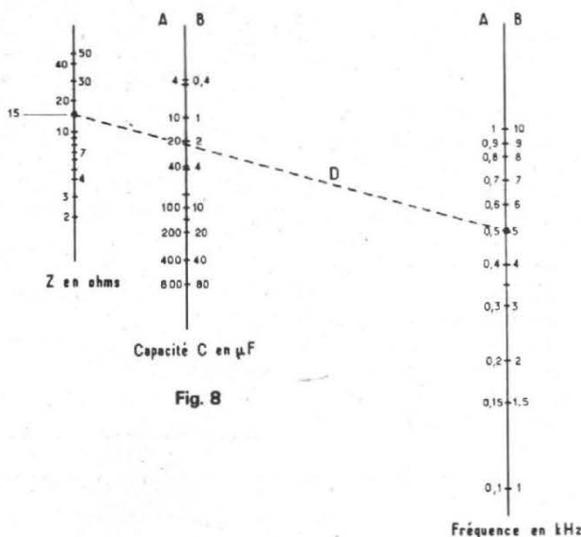


Fig. 8

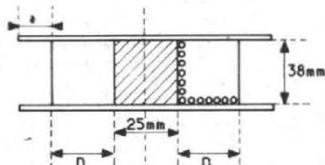


Fig. 7

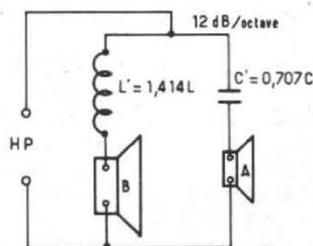


Fig. 9

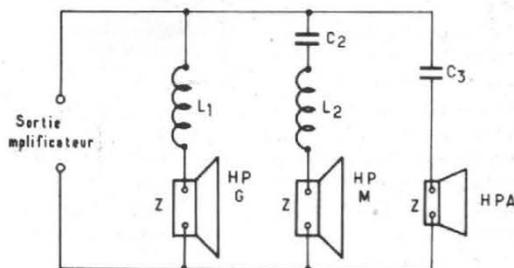


Fig. 11

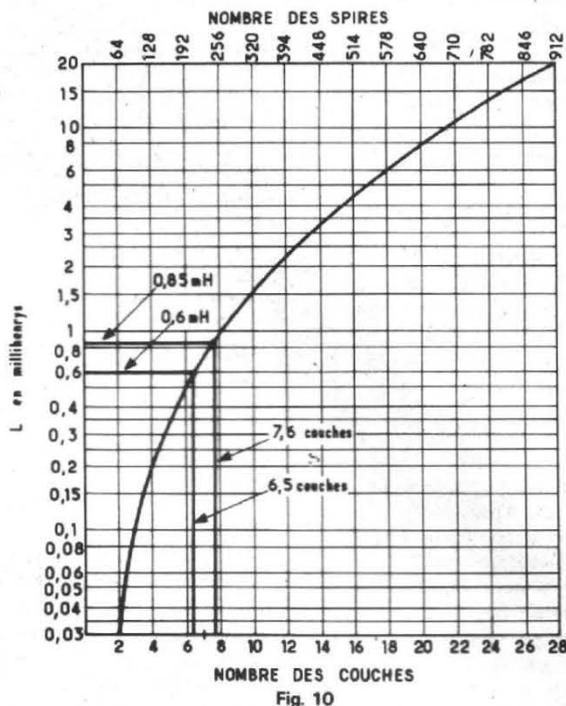


Fig. 10

couche. Toute modification de ces données donnerait des valeurs différentes des bobines L ou L', donc incorrectes, tandis que les capacités C resteront correctes.

LE FIL DE 1 mm DE DIAMÈTRE

Le fil de ce diamètre, a une section : $s = \pi D^2/4 = 0,78 \text{ mm}^2$ ce qui permet le passage d'un courant alternatif à déterminer selon la densité de courant adoptée, entre 2A et 4A. Il va de soi que la densité 2A/mm² sera la meilleure, assurant le minimum d'échauffement du fil.

Le courant admissible dans un fil de section s et pour une densité de courant d_c donnée est égal à : $I = s d_c$ avec I en ampères, s en mm² et d_c en A/mm²

Dans notre exemple, $s = 0,78$ ce qui donne :

$I = 0,78 d_c$
Si $d_c = 2\text{A/mm}^2$ on trouve :
 $I = 1,55 \text{ A}$
Si $d_c = 4\text{A/mm}^2$
 $I = 3,12 \text{ A}$

SÉPARATION EN TROIS CANAUX

On pourra utiliser les méthodes précédentes pour déterminer graphiquement les composants R et

C des filtres simples utilisés dans un ensemble de trois haut-parleurs spécialisés HPG, HPM et HPA.

Le schéma de l'ensemble est donné à la figure 11.

A la figure 12, on montre les trois bandes. Le choix de f_b et f_h est indifférent, mais il doit être connu et correspondre aux bandes reproduites par les haut-parleurs que l'on compte utiliser.

Prenons par exemple $f_b = 300 \text{ Hz}$, $f_h = 3000 \text{ Hz}$. En choisissant $f_h = 10 f_b$ on facilite la détermination de certaines valeurs, mais on aurait pu aussi bien adopter d'autres valeurs comme par exemple $f_b = 200 \text{ Hz}$ et $f_h = 5000 \text{ Hz}$.

Le schéma de la figure 11 est efficace, malgré sa simplicité lorsque $f_h \gg f_b$ ce qui sera, en général, le cas.

MÉTHODE DE DÉTERMINATION

Le filtre pour basses ne comporte que L_1 que l'on détermine comme L du filtre du HPG étudié précédemment, en prenant $f = f_b$ avec Z commune aux trois HP.

Le filtre pour aiguës, ne comportant que C_3 se détermine comme celui étudié mais avec $f = f_h$, donc f n'a pas la même valeur pour les deux, ce qui est parfaitement explicable car les frontières sont différentes.

Reste le filtre passe-bande.

A la fréquence relativement basse f_b , L_2 doit être sans influence sur le comportement du filtre donc seul C_2 compte. Sans L_2 , le filtre est comme celui qui le précède, un filtre passe-haut.

On déterminera, par conséquent C_2 comme C mais pour $f = f_b$. Cela se voit aisément sur la figure 12.

De même L_2 se déterminera comme les autres L, pour $f = f_h$, comme si le filtre était passe-bas.

Finalement, il n'y a rien de changé dans les procédés de détermination.

EXEMPLE NUMÉRIQUE

Soit $Z = 15$, $f_b = 300 \text{ Hz}$, $f_h = 3000 \text{ Hz}$.

Déterminons d'abord (voir figure 11) la valeur de L_1 .

On a $f = f_b = 300 \text{ Hz}$ et $Z = 15 \Omega$.

Utilisons l'abaque de la figure 6. La ligne horizontale $Z = 15$ coupe la courbe $f = 300 \text{ Hz}$, en un point X_2 qui correspond à 18,5 couches de fil et à 32 · 18,5 = 592 spires.

Si l'on veut connaître la valeur de L_1 on utilisera la courbe de la figure 10 qui donne :

pour 18,5 couches : 6,5 mH
Passons au filtre passe-bas à capacité C_3 .

Pour ce filtre, $f = f_h = 3000 \text{ Hz}$, $Z = 15 \Omega$. L'abaque

de la figure 8 donne, pour $Z = 15 \Omega$ et $f = 3000 \text{ Hz}$:

$C = 4 \mu\text{F}$.

Reste à trouver les valeurs de C_2 et L_2 du filtre passe-bande $L_2 C_2$.

On a : $Z = 15$ et $f = f_b$. L'abaque de la figure 8 donne $C_2 = 40 \mu\text{F}$.

Pour L_2 on a $Z = 15 \Omega$ et $f = f_h = 3000 \text{ Hz}$. L'abaque de la figure 6 donne 7,5 couches et 7,5 x 32 = 240 spires, tandis que la courbe de la figure 10 donne $L = L_2 = 0,7 \mu\text{H}$ environ.

CHOIX DES CONDENSATEURS

Ceux-ci seront non polarisés. Cela est facile à satisfaire tant que la capacité est de faible valeur, jusqu'à quelques microfarads. On trouve des condensateurs non indicatifs et à diélectrique plastique et à basse tension dans le commerce.

Pour de fortes valeurs, on pourra utiliser des modèles électrolytiques spéciaux non polarisés.

Remarquons que plus Z est faible, plus la capacité est grande. De même, plus la fréquence de coupure f est élevée, plus C sera réduite.

En fait, C est inversement proportionnelle à fZ.

D'autre part, L est proportionnelle à Z et inversement proportionnelle à f.

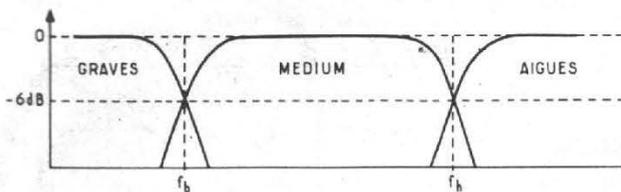


Fig. 12

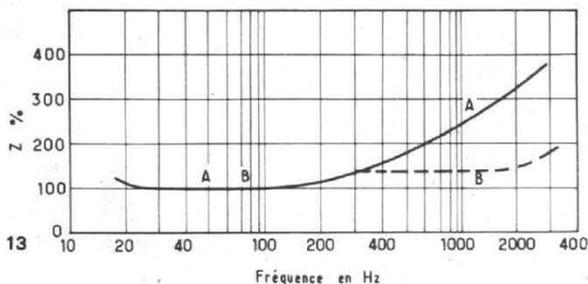


Fig. 13

Ces indications permettront d'économiser sur les capacités et les bobines par un choix judicieux de f , f_h , f_b et Z .

Il y a intérêt à ce que L soit aussi faible que possible, car dans ce cas, il y aura un fil moins long et par conséquent, une moindre résistance due au fil et faussant les résultats escomptés.

MISE AU POINT

Les meilleurs résultats seraient obtenus en mesurant les fréquences de coupure, mais une mesure précise est pratiquement impossible pour un amateur et laborieuse pour un professionnel.

En effet, la fréquence de coupure est déterminée aussi par l'impédance de chaque haut-parleur aux fréquences f_b et f_h considérées. La valeur de Z donnée

dans les notices est valable pour une fréquence déterminée et elle prend d'autres valeurs aux autres fréquences.

Voici, à titre d'exemple, à la figure 13, une courbe B donnant pour un certain excellent haut-parleur, la variation en pourcentage (en ordonnées) de Z en fonction de la fréquence f .

La courbe B est celle d'un HP à impédance presque constante, car si Z est 100 % à 30 Hz, elle est 150 % à 1 000 Hz. La courbe A est

celle d'un HP moins bon à ce point de vue. A $f = 2 000$ Hz, Z est à 300 % dont 3 fois plus élevée que la valeur nominale.

Interviennent aussi, la courbe de réponse de chaque HP et l'influence des enceintes acoustiques.

Finalement, après avoir bien déterminé les filtres, l'oreille indiquera, en fin de processus, si l'ensemble de HP donne de bons résultats.



ÉMETTEURS-RÉCEPTEURS WALKIES-TALKIES H.F. V.H.F.

par Pierre DURANTON (3^e édition)

Le très grand succès de l'ouvrage de M. Pierre DURANTON a permis à l'éditeur de proposer aux lecteurs cette troisième édition.

Rappelons que ce livre traite d'une manière détaillée des petits émetteurs-récepteurs permettant, en deux exemplaires, les communications par les ondes entre deux personnes.

Les walkies-talkies attirent un nombre croissant d'utilisateurs, qui seront heureux de trouver dans cet ouvrage une documentation complète, non seulement sur le fonctionnement de ces appareils, mais aussi sur leur réalisation rapide et économique.

L'auteur s'est efforcé d'éviter aux lecteurs d'avoir recours à des techniques de niveau élevé, ce qui met l'ouvrage à la portée de tous en raison de sa simplicité.

Ce livre intéressera également les techniciens de niveau plus élevé. Il est évident que tous les montages décrits sont à transistors et à circuits intégrés, ce qui simplifie considérablement les travaux de montage. On trouvera également dans ce livre tous les renseignements concernant les réglementations actuellement en vigueur.

Principaux chapitres :

Récepteurs portatifs - Émetteurs portatifs - Émetteurs et récepteurs portatifs - Antenne réglable - Taux d'ondes stationnaires - Conseils et tour de main - Codes internationaux.

Ouvrage de 208 pages, format 15 x 21 cm. Prix 30 F

En vente à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS

Tél. : 878.09.94/75

C.C.P. 4949-29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15% pour frais d'envoi à la commande. Tous nos envois sont en port recommandé).



VIENT DE PARAÎTRE

2^e ÉDITION DE

AMPLIFICATEURS ET PRÉAMPLIFICATEURS BF HI-FI STÉRÉO A CIRCUITS INTÉGRÉS

par F. JUSTER

Ce livre, dont la première édition a connu un grand succès, a été complètement révisé, les textes périmés ont été supprimés et de très nombreux textes nouveaux ont été ajoutés.

En plus des CI permettant d'obtenir des puissances de 200 mW à 400 W, on a traité des ensembles stéréo, jusqu'à 12 canaux.

Pour la quadraphonie (ou tétraphonie), on a une description spéciale du décodeur tétraphonique SQ, permettant de décoder les signaux stéréo obtenus à partir d'un disque tétraphonique et une platine normale, munie d'un P.U. stéréo stéréo de bonne qualité.

Ce livre, moderne et pratique, contribuera par conséquent à rendre encore plus intéressante l'installation haute fidélité de l'amateur et du technicien de la BF.

Un livre de 256 pages, format 15 x 21 cm, couverture laquée en couleurs 38 F

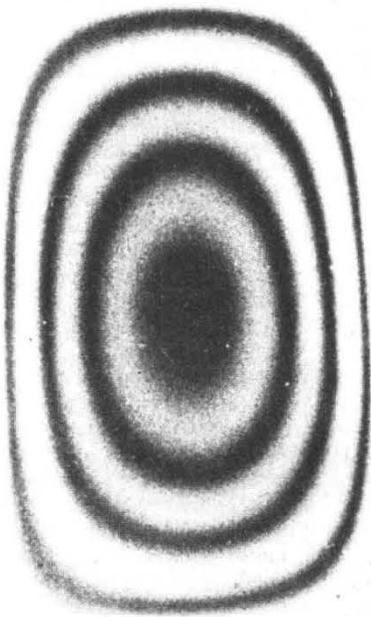
En vente à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS

Tél. : 878.09.94/95

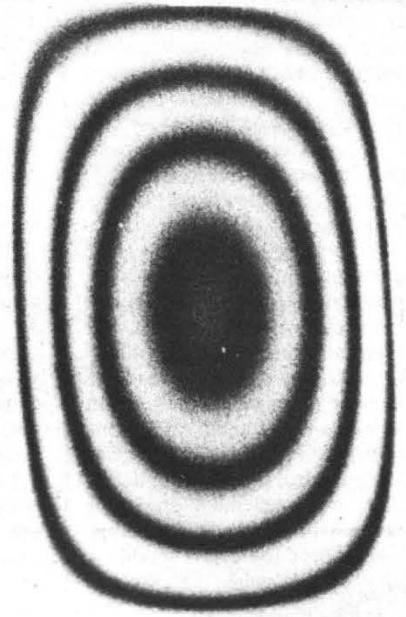
C.C.P. 4949.29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement. Ajouter 15% pour frais d'envoi à la commande. Tous nos envois sont en port recommandé).



LES LASERS

Marc FERRETTI



HOLOGRAPHIE ET AERODYNAMIQUE

CONSIDÉRONS un faisceau laser que l'on divise en deux sous-faisceaux à l'aide d'un miroir semi-réfléchissant (Fig. 1). L'un de ces sous-faisceaux sert à éclairer un objet et la lumière renvoyée par cet objet frappe une plaque photographique. L'autre sous-faisceau, dit faisceau de référence, est dirigé directement sur la même plaque photographique. Sur celle-ci, on enregistre donc les interférences de deux ondes : cet enregistrement est un hologramme.

Eclairons maintenant l'hologramme au moyen du faisceau de référence : une image de l'objet ayant été précédemment « holographiée » apparaît à l'utilisateur.

De nombreux laboratoires d'aérodynamique ont adopté l'holographie comme outil d'investigation des écoulements de fluide.

A l'O.N.E.R.A., par exemple, un banc d'holographie a été étudié pour l'étude des milieux transparents, constitués principalement par des écoulements gazeux

en souffleries aérodynamiques ; ce même montage peut servir pour l'analyse mécanique d'éprouvettes transparentes soumises à des contraintes. Ce banc est fabriqué sous licence par la Division optique de la société des Engins Matra (Fig. 3). Les caractéristiques principales sont les suivantes :

- champ d'étude circulaire de 180 mm de diamètre,
- angle fermé par les faisceaux d'étude et de référence : 16°,

— source lumineuse : laser à hélium-néon délivrant 2 milliwatts à la longueur d'onde de 0,6328 micron,

— durée d'exposition : environ un dixième de seconde.

Ce banc est employé dans des expériences d'interférométrie holographique : on réalise un hologramme sur une plaque photographique que l'on développe et que l'on replace, après développement, exactement à son emplacement initial, où l'hologramme a été réalisé. On reconstitue dès

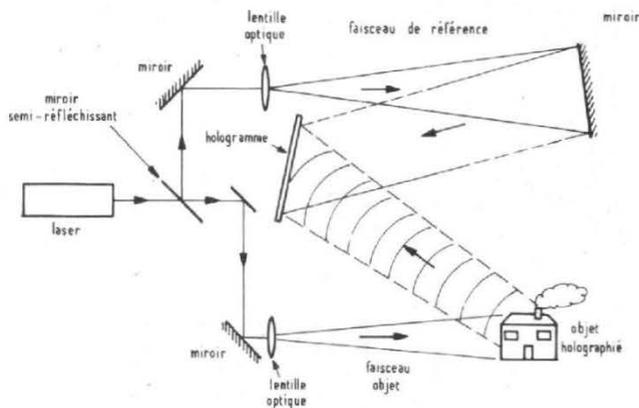


Fig. 1. - Enregistrement d'un hologramme.

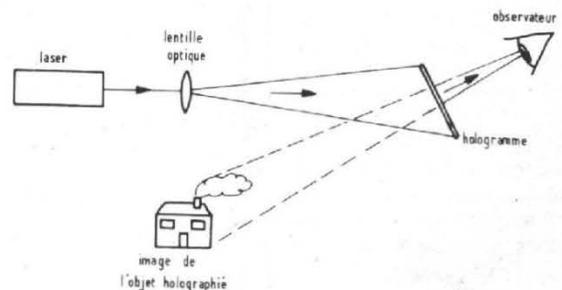


Fig. 2. - RECONSTITUTION : L'Hologramme est éclairé par le faisceau de référence de la figure 1. L'observateur perçoit l'image de l'objet qui a été holographié.

lors le même montage qui a servi à prendre l'hologramme : on refait donc l'hologramme et on compare ce nouvel hologramme à celui qui a été enregistré sur la plaque photographique.

Si le montage n'a absolument pas changé, on observe l'image reconstituée à travers l'hologramme, sans plus.

Mais s'il y a eu un très léger changement, par exemple, si la pression du gaz dans le milieu d'étude a varié légèrement, des franges d'interférences apparaissent à la reconstitution et la forme de ces franges ne dépend que du mode de changement de la constitution du milieu d'étude. Ces franges apparaissent, et se déforment éventuellement en temps réel, c'est-à-dire en même temps que se produisent des modifications dans le milieu d'étude.

C'est là la technique dite d'interférométrie en simple exposition.

On peut bien sûr opérer différemment : on ne développe pas la plaque après la première exposition ; on réalise deux hologrammes sur la même émulsion holographique. Lorsqu'on effectue le développement, on observe des franges d'interférences si la nature du milieu transparent d'étude a été légèrement modifiée.

C'est la technique de double exposition qui permet l'observation, en différé, de la modification des caractéristiques optiques du milieu d'étude.

UN BANC HOLOGRAPHIQUE POUR LES SOUFFLERIES AÉRODYNAMIQUES

La méthode holographique met en évidence, dans un milieu transparent d'indice de réfraction : n , et d'épaisseur : e , des variations du chemin optique L dont l'expression est : $L = n.e$.

Une variation dL du chemin optique peut résulter d'une variation d'épaisseurs (de) du milieu optique, ou encore d'une variation (dn) de son indice de réfraction. Pratiquement, ces diverses variations sont corrélées entre elles par l'expression :

$$dL = e.dn + n.de$$

Dans le cas d'une soufflerie aérodynamique à veine guidée, l'épaisseur e est constante et donc

le terme variationnel (de) est toujours nul, la présence de franges d'interférences dans un hologramme (qui dénote une variation de chemin optique) résulte, par conséquent d'une variation de l'indice de réfraction en un point de mesure. Or il existe une loi linéaire (la loi de Gladstone-Dale) qui lie l'indice de réfraction n à la masse volumique (c'est-à-dire la masse du gaz rapportée à son volume) du gaz : le dépouillement de l'interférogramme permet donc de déterminer localement la valeur de l'indice de réfraction, dans la valeur de la masse volumique locale dans l'écoulement.

Comment opère-t-on ?

La soufflerie étant à l'arrêt, un hologramme de référence est réalisé en procédant à une seule exposition de la plaque photographique : après développement, l'hologramme de référence est replacé sur le montage et illuminé simultanément par les deux faisceaux d'étude et de référence.

L'on établit le soufflage dans la veine aérodynamique. Dans ces conditions, il est possible d'observer à travers de l'hologramme de référence, l'aspect contemporain du champ de mesure et celui qu'il présentait au moment de l'exposition, lorsque la soufflerie était arrêtée. Les deux images interfèrent et les franges fournissent des informations sur la variation locale de masse volumique du gaz.

Il est ainsi possible de contrôler le bon amorçage d'une tuyère ; mais la technique précédente se prête mal à des études quantitatives : les limitations peuvent être dûes, par exemple, à un défaut, si minime soit-il de positionnement de l'hologramme de référence, après la première exposition et développement. Pour une étude quantitative précise, on préfère procéder par double exposition : deux expositions de la plaque photographique sont effectuées respectivement en l'absence et en

présence du phénomène étudié. Par exemple, on effectuera les expositions en l'absence et en présence du soufflage d'air dans la veine aérodynamique : cette méthode peut être perturbée par une source d'erreurs, constituée par les glaces de veine permettant l'observation ; en effet, il faut que leur qualité demeure identique entre les deux poses ; or l'établissement du soufflage implique que les pressions et températures, dans la veine d'essais, se modifient, et peuvent induire des variations d'épaisseurs des glaces ; la variation de chemin optique due à l'établissement du soufflage va donc être perturbée par cette variation d'épaisseurs des glaces de veine, et cette perturbation peut, vite, devenir importante.

Pour s'affranchir des modifications des glaces de veine dues au soufflage, on peut faire fonctionner la soufflerie pendant une durée suffisamment importante

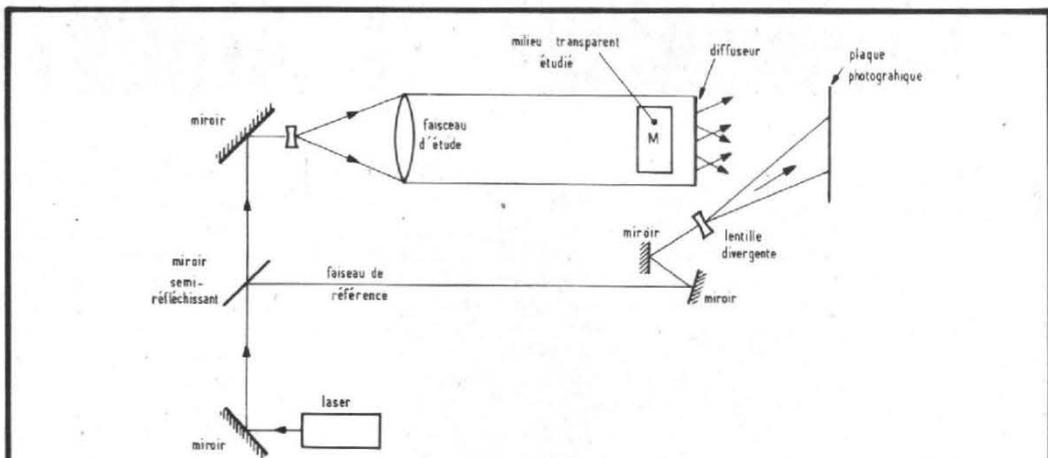


Fig. 3. - Le banc d'interférométrie holographique étudié à l'ONERA. Le faisceau laser est réparti entre les deux faisceaux d'étude et de référence ; le faisceau d'étude est composé de rayons parallèles attaquant sous la même incidence le milieu transparent M étudié ; l'ombre portée de M est reçue sur un diffuseur et la lumière qui est transmise par ce diffuseur va impressionner la plaque photographique (l'hologramme).

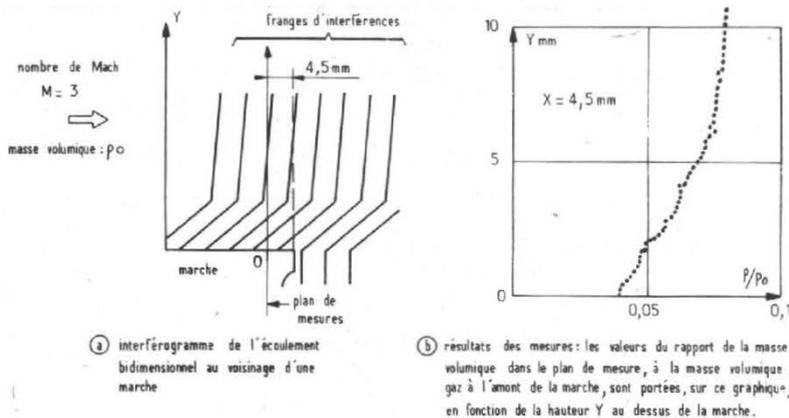


Fig. 4. - Les premiers essais d'interférométrie holographique, à l'ONERA, ont permis d'analyser la couche limite légèrement à l'amont d'une marche bidimensionnelle.

pour qu'un équilibre thermique et mécanique s'établisse dans les glaces. Les poses sont alors effectuées en cours de soufflage, en présence et en l'absence de maquette: il faut alors disposer d'un mécanisme d'escamotage de la maquette.

L'expérimentation a été menée, à l'O.N.E.R.A., dans un écoulement « turbulent »*, à un nombre de Mach égal à 3; une maquette est disposée dans l'écoulement. Dans une première série d'essais, cette maquette représentait une marche (Fig. 4).

Plusieurs conséquences s'imposent à la suite de cette expérience: en premier lieu, l'interférométrie holographique ne fournit des résultats quantitatifs que dans l'étude de phénomènes bidimensionnels ou présentant une symétrie de révolution; il en est d'ailleurs de même pour l'interféromètre classique et la

majorité des méthodes optiques. Compte tenu de cette réserve, il paraît que la validité de l'interférométrie holographique ne puisse faire de doute, en raison de la précision des mesures obtenues; l'expérience montre que l'interférométrie holographique constitue un procédé d'investigation bon marché, d'emploi relativement aisé et offrant une précision de mesure convenable lorsqu'il est mis en œuvre avec toutes les précautions nécessaires.

L'HOLOGRAPHIE À DEUX SOURCES DE RÉFÉRENCE

Dans une amélioration proposée à l'O.N.E.R.A., une seconde source de référence est ajoutée au montage. Cette source est mobile: elle peut être déplacée de quelques millimètres suivant

deux directions rectangulaires dans un plan normal à l'axe du faisceau lumineux incident; sur son trajet est placée une lame prismatique qui permet d'agir sur la phase du second trajet de référence, par une translation de la lame (Fig. 5).

Avec ce montage, un seul enregistrement holographique de l'onde lumineuse traversant le milieu étudié devient susceptible de fournir autant d'interférogrammes variés de ce milieu qu'il peut être désiré. Cette possibilité est particulièrement intéressante pour l'étude de phénomènes brefs non reproductibles; elle l'est aussi pour l'étude de phénomènes continus: il est en effet toujours souhaitable d'être en mesure d'enregistrer le maximum d'informations au cours d'une seule expérience et dans un minimum de temps.

Par ailleurs, il est possible de

réaliser des interférogrammes de milieux transparents, par holographie en lumière diffuse, même lorsque n'est pas remplie la condition normalement indispensable de constance de la position du diffuseur pour les deux poses.

On peut en effet compenser le déplacement du diffuseur. On peut dès lors envisager l'examen des écoulements gazeux dans les turbomachines: le diffuseur est alors constitué par un organe mécanique de l'appareillage étudié et ses déplacements sont, habituellement, considérés comme compromettant l'emploi de l'interférométrie holographique, l'interférométrie classique étant, par ailleurs, inapplicable.

L'INTERFÉROMÉTRIE HOLOGRAPHIQUE POUR LES TURBOMACHINES

L'emploi de l'interférométrie holographique a été préconisé au Lewis Research Center de la N.A.S.A., pour l'analyse de l'écoulement dans des rotors de turbomachines. Ces rotors sont transoniques: l'écoulement y atteint la vitesse du son et des ondes de choc se forment au sein du canal. Avec de tels rotors, on peut atteindre des taux de compression élevés, mais la présence d'ondes de choc est génératrice de pertes internes élevées. L'interférométrie holographique permet de visualiser et de localiser ces chocs.

Les premiers essais ont été menés avec un rotor contenant 38 aubes; le diamètre maximal du rotor (c'est-à-dire au sommet des aubes) est de 0,84 m et la vitesse de rotation maximale (c'est-à-dire la vitesse de rotation de la tête des aubes) atteint 548,6 m/s. Le débit qui traverse le rotor est de 78,8 kg/s; le rapport de pression dans le rotor atteint 2,28. Enfin, une dernière donnée géométrique est fournie par le rapport entre le diamètre de la tête de l'aube et le diamètre au pied de l'aube: il est de 0,5. Ce rotor a servi dans un programme d'holographie en lumière réfléchie (fig. 6): Un faisceau laser diffus est réfléchi en amont de l'aube, sur un moyeu central. Le laser émet 2 impulsions optiques en 10 microsecondes; deux hologrammes sont donc enregistrés en 10 microsecondes.

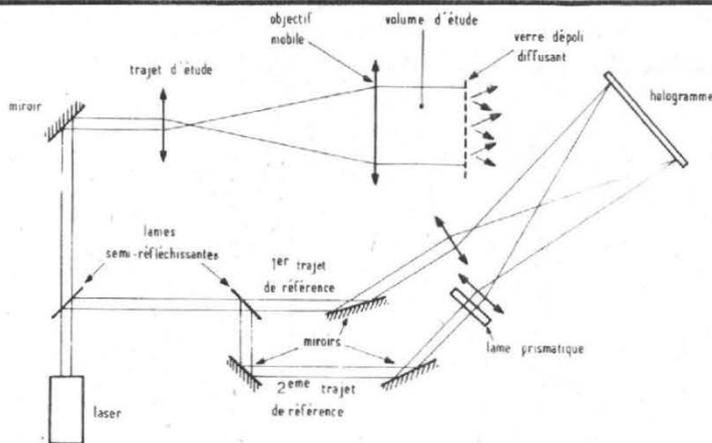


Fig. 5. - Le banc d'holographie ONERA à double source de référence.

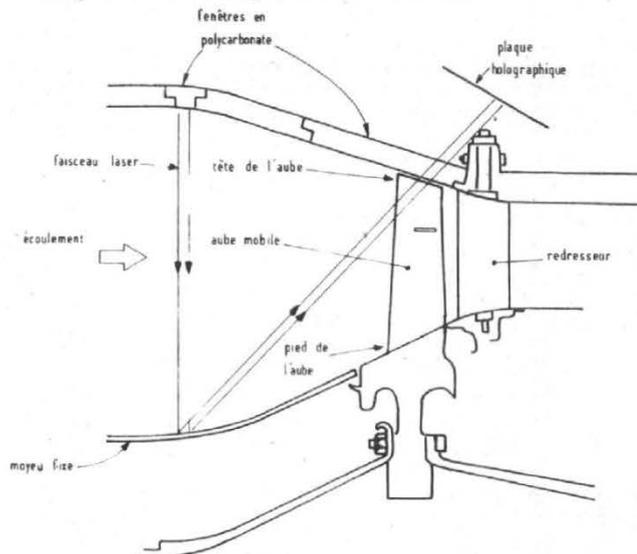


Fig. 6. - Un montage de la NASA (holographie en lumière réfléchie). On utilise un laser à impulsion, pour réaliser un interférogramme holographique, deux impulsions laser sont injectées dans le montage, en 10 microsecondes. On parvient ainsi à visualiser l'onde de choc créée par chaque aube.

AFFAIRES SPECIALES

ILLEL HIFI CENTER

106 AV. FELIX FAURE PARIS 15^e

**APPAREILS DE DÉMONSTRATION
SOLDES ET OCCASIONS PROVENANT
DE REPRISSES A NOS CLIENTS
● MATÉRIEL RÉVISÉ ET GARANTI ●**

**LISTE DU MATÉRIEL D'OCCASION
A LA DATE DU 25 MAI 75**

PLATINES

THORENS TD 125 MK II. Cellule ADC XLM avec bras Rabco (occasion)	2 500 F
THORENS TD 125 avec bras SME (occasion)	1 700 F
DUAL 1015 avec cellule Shure 55 (occasion)	450 F
LENCO L 75 avec cellule Shure (occasion)	650 F
B et O 610 LV (occasion)	450 F
B et O 1200 (démonstration)	850 F

AMPLI ET PRÉ-AMPLIS

SONY 1010 (occasion)	850 F
TRIO TK 400 (occasion)	900 F
SCIENTELEC MACK A 30 (démonst)	1 300 F
SCOTT 255S (démonstration)	1 450 F
PIONEER SA 500 (démonstration)	1 000 F
PHILIPS 22 RH 520 (occasion)	750 F
Boîte ambiance BST AE 4C (démonst)	150 F

AMPLIS-TUNERS

BRAUN RÉGIE 500 (occasion)	2 400 F
PIONEER SX 440 (occasion)	1 600 F
KENWOOD TK 88 (occasion)	1 400 F
KENWOOD TK 140X (occasion)	1 750 F
GRUNDIG RTV 900 (démonstration)	1 650 F
KORTING Stéréo 400 (occasion)	650 F

TUNERS

ERA TS2 (neuf)	1 790 F
ESART S 25C (démonstration)	1 500 F
TELEWATT FM 200 A (occasion)	1 000 F
SANSUI QS 500. Décodeur Quadri Synthétiseur avec ampli 2 x 30 W (démonstration)	1 500 F

LECTEUR ENREGISTREUR DE CARTOUCHE

PIONEER HR 82 (occasion)	1 100 F
--------------------------	---------

DIVERS

FIDELITY Radio AM/FM 2 x 10 W Baffles (occasion)	850 F
HIFIVOX	250 F

MAGNÉTOPHONES

SANSUI SD 7000 (démonstration)	4 500 F
UHER royal de luxe (occasion)	2 000 F
REVOX A 77 1104 (neuf)	3 500 F
REVOX A 77 1102 (occasion)	2 850 F
LOEWE OPTACORD 408 (à réparer)	300 F
CROWN CORDER CTW 5950	700 F
RADIOLA RA 9886/00 (à réparer)	150 F
PHILIPS EL 3514 (à réparer)	150 F

ÉLECTROPHONES

EUROPHON primavera	250 F
Claude PAZ	350 F
ERVAS	200 F

TRANSISTOR

GRUNDIG Satellit 1000	950 F
-----------------------	-------

TABLE DE MIXAGE UHER

(démonstration)	450 F
-----------------	-------

ENCEINTES

30/3 MONITOR (démonstration)	
La paire	1 850 F
RANK ARENAL 720CP (démonstration)	
La paire	800 F
ELIPSON Projecteur de son (démonstration). La paire	450 F
JBL Prima L 25 (démonstration)	
La paire	3 300 F
PLANSONOR (occasion)	
La paire	900 F
FILSON Studio 1 (démonstration)	
La paire	1 850 F
GRUNDIG 30 (occasion)	
La paire	1 000 F
EVENMOND (occasion)	
La paire	400 F
SCIENTELEC mach 503S (démonstration). La paire	2 700 F
BIFRON HOX22 (démonstration)	
La paire	1 600 F
B et O 1001 (occasion)	
La paire	900 F
ISOPHON 3504 (occasion)	
La paire	650 F
KEF Concerto (démonstration)	
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 — 12/10/72

NOV. DUVAL JACQUES

ILLEL HI-FI CENTER



ILLEL HIFI-CENTER

106, AV. FÉLIX-FAURE - PARIS-15^e

TÉL : VAU. 09-20

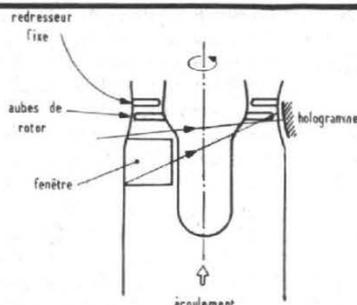


Fig. 7. - L'holographie interférométrique en « lumière transmise » permet aussi de visualiser les ondes de choc dans une turbomachine. Le faisceau laser pénètre dans la veine d'essai par une grande fenêtre, traverse le moyeu du rotor et se trouve focalisé au voisinage de la tête d'aubes mobiles de rotor, avant d'éclairer un hologramme.

D'autres essais holographiques ont été menés avec un faisceau lumineux transmis directement (Fig. 7) à travers la veine d'essais sans subir de réflexion sur le moyeu intérieur. Deux techniques de réalisation de l'interférogramme holographique ont été mises à l'essai. Dans la première, une première impulsion éclairait l'hologramme avec le rotor tournant à 60 % de sa vitesse nominale ; on accélère ensuite le rotor pour l'amener à sa vitesse nominale, et une seconde impulsion laser est envoyée dans la veine d'essai. Dans la seconde technique, qui s'est avérée être plus intéressante, deux impulsions laser, décalées de 5 microsecondes, sont injectées dans la veine où le rotor tourne à sa vitesse nominale, et réalisent l'interférogramme holographique. La mise au point de cette méthode holographique a nécessité la réalisation d'un rotor différent du premier : ce second rotor contient 40 aubes, avec pour diamètre en tête d'aube : 0,73 m (ce qui correspond à une vitesse, en tête d'aube, de 488,6 m/s) ; le débit d'air entrant dans le rotor est de 67,09 kg/s et le rapport de pression atteint 1,512.

Un troisième type d'essais a été réalisé à la N.A.S.A., en ensemençant l'écoulement de microsphères en verre, de 30 microns de diamètre, et en utilisant la technique d'interférométrie holographique par deux impulsions laser peu espacées dans le temps. La lumière laser diffusée par les microsphères est enregistrée, permettant de déterminer la vitesse de l'écoulement à partir de la connaissance du déplacement d'une microsphère et du temps séparant les deux impulsions laser successives. La durée d'une impulsion laser est de l'ordre de 50 nanosecondes environ ; il en résulte qu'il est possible d'effec-

tuer des mesures précises dans le seul cas de faibles vitesses d'écoulement. On peut par exemple, déterminer la vitesse individuelle des microsphères lorsque la vitesse du rotor est égale à 8 % seulement de la vitesse nominale, et que la durée séparant deux impulsions laser successives est de 40 microsecondes. Pour mettre à profit la méthode, avec des vitesses de rotation plus proches de la vitesse nominale, il faut réduire considérablement la durée d'une impulsion laser.

Marc FERRETTI

**À LIRE,
POUR EN SAVOIR
DAVANTAGE...**

Etude quantitative d'un écoulement aérodynamique par interférométrie holographique - par J. Surget - La Recherche Aéronautique, N° 1973-3 (mai-juin)
Banc d'holographie pour l'étude interférométrique des milieux transparents - par J. Surget, J.-R. Nicolas et G. de Closmadeux - Matériaux et Techniques, août-septembre 1974.
Schéma d'holographie à deux sources de référence - par J. Surget - Communication présentée au colloque Euromech 55 sur l'interféromètre optique en dynamique des gaz expérimentale (Bochum, 25-26 mars 1974)
Turbulent Boundary-Layer Flow Separation Measurements Using Holographic Interferometry - par A.-G. Havener et R.-J. Radley, Jr. - A.I.A.A. Journal, août 1974.
Holographic Studies of Shock Waves within Transonic Fan Rotors par W.A. Benser, E.E. Bailey et T.F. Gelder - ASME publication N° 74-GT-46.

* Voir les précédents articles dans les derniers numéros du Haut-Parleur pour la définition des caractéristiques des écoulements.

(Suite voir N° 1503)

MODULE ALIMENTATION M3

Compte tenu du fait que l'une des bornes du secondaire 24 V du transformateur de projection est reliée à la masse, nous sommes dans l'obligation de nous contenter d'un redressement mono alternance.

Il s'agit d'une alimentation tout à fait classique avec diodes stabilisatrices.

La figure 8 en donne le schéma. Les plans 8 et 9 donnent le câblage imprimé et l'implantation des composants.

Lors du montage, attention aux polarités. Les erreurs ne pardonnent pas !

Ne pas faire fonctionner l'alimentation à vide.

LES MODULES OSCILLATEURS M4

Nous nous proposons d'aborder maintenant l'étude du module M4, oscillateurs sinusoidaux.

La figure 9 nous montre deux oscillateurs à amplificateur opérationnel, du type double T, absolument classiques.

Les potentiomètres P9 et P14 servent à régler la réaction. Le circuit intégré Ci7 assure l'oscillation sur 600 Hz environ, et le circuit intégré Ci8, l'oscillation sur 6 000 Hz environ.

Il n'est pas nécessaire d'utiliser des composants à 1 %, la précision de la fréquence n'étant pas primordiale, pas plus d'ailleurs que le taux de distorsion.

Les potentiomètres P10 et P16 serviront à ajuster le niveau haut de la porteuse en fin de course des potentiomètres à curseur de pupitre, tandis que les potentiomètres P12 et P18 serviront à ajuster ce même niveau bas en fin de course.

Les plans 10 et 11 donnent respectivement le câblage et l'implantation des composants sur ce module.

Le câblage terminé et vérifié, alimenter le module en continu. Au moyen d'un oscilloscope, contrôler le bon fonctionnement des oscillateurs.

Les potentiomètres P10-P12-P16-P18 seront provisoirement calés à mi-course.

Ajuster les potentiomètres P9 et P14 juste à la limite de la nais-

sance des oscillations. Couper et rétablir plusieurs fois l'alimentation. Les oscillations doivent démarrer franchement et se stabiliser immédiatement. Si non, retoucher les réglages des potentiomètres P9 (et) P14 quitte à tolérer une légère saturation ou déformation de la sinusoïde, ceci n'étant en rien préjudiciable au bon fonctionnement.

Le module est terminé, bon pour le service !

LE MODULE AMPLIFICATEURS ET FILTRES F5

Entreprenez maintenant le module M5, dont le schéma est donné figure 10.

Nous remarquons en entrée un filtre passe-haut constitué par l'association C1-R68. Ce dispositif a pour but d'éliminer les tensions de ronflement à 50 ou 100 Hz qui pourraient exister à l'entrée et que l'on retrouverait inévitablement en sortie du filtre passe-bas (Ci2).

Le potentiomètre ajustable Po, sert à adapter le niveau d'entrée de l'amplificateur, au niveau de sortie du magnétophone utilisé.

Le potentiomètre P1 sert à compenser les écarts de niveau à la lecture des bandes d'une marque ou d'une qualité à l'autre. Au début que nous nous servions de ce montage, ce potentiomètre P1

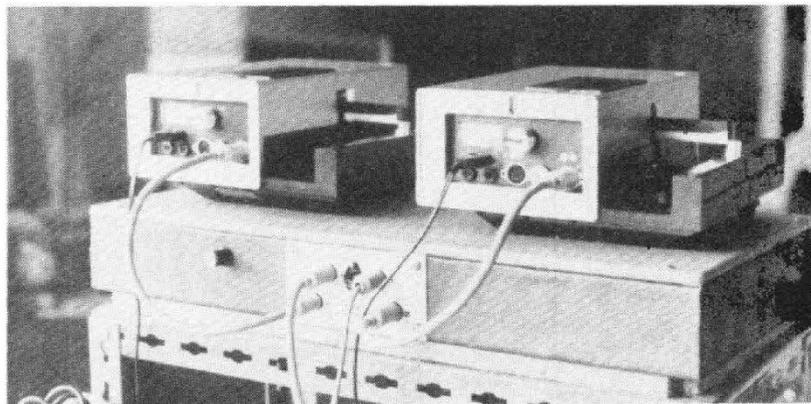
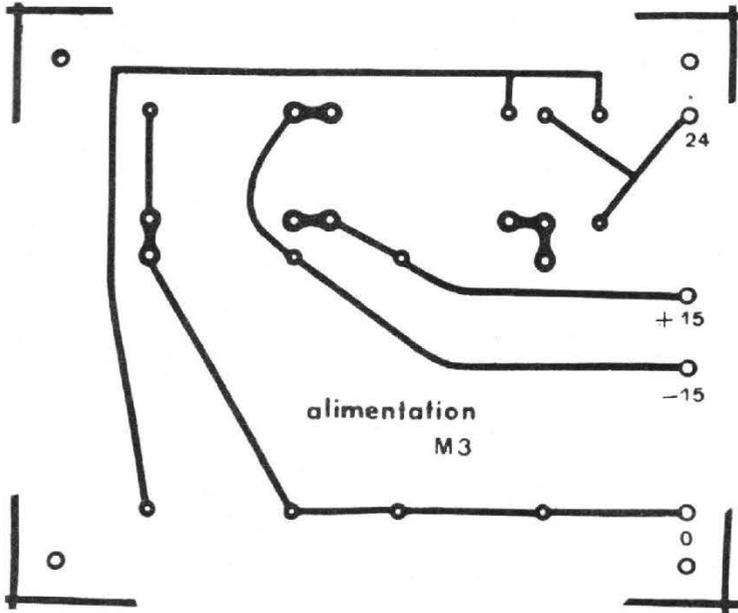
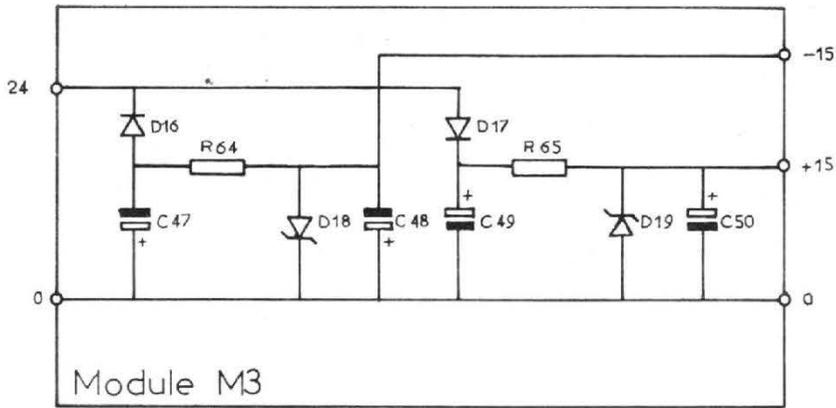
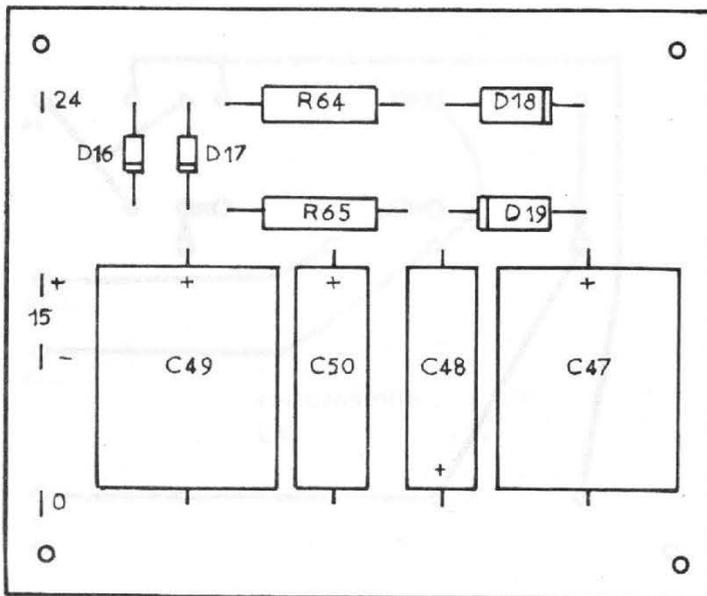


Photo A

Fig. 8 - Schéma de câblage module M3.



Plan 8 - Typon M3.



Plan 9 - Implantation M3.

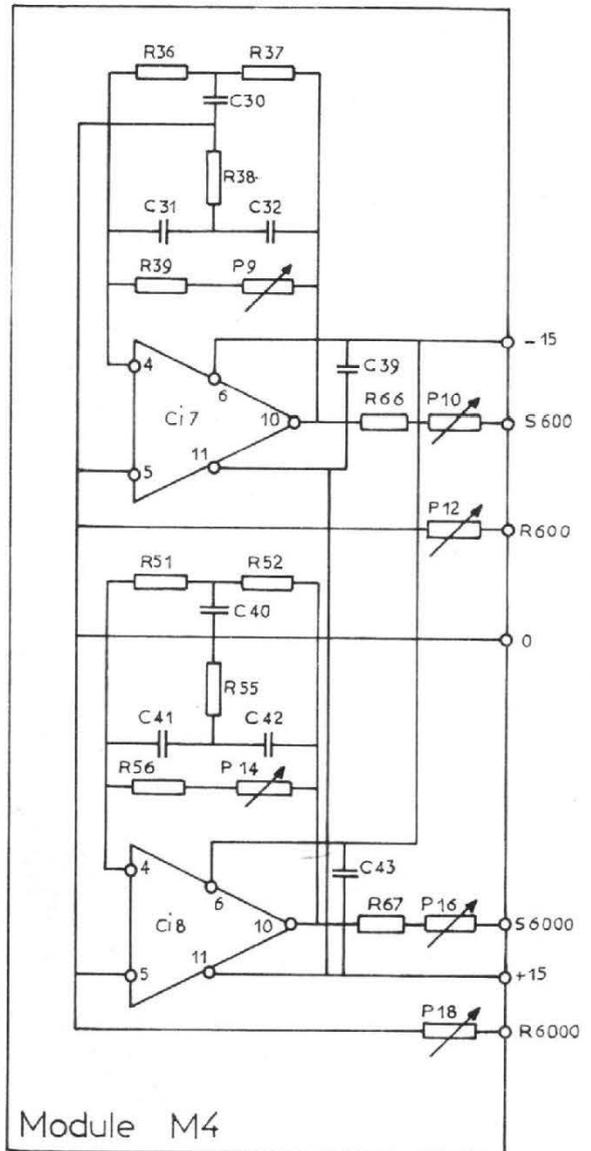
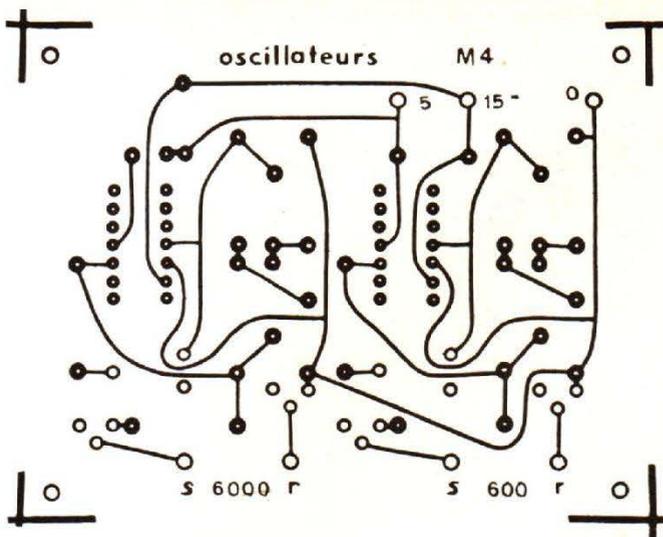
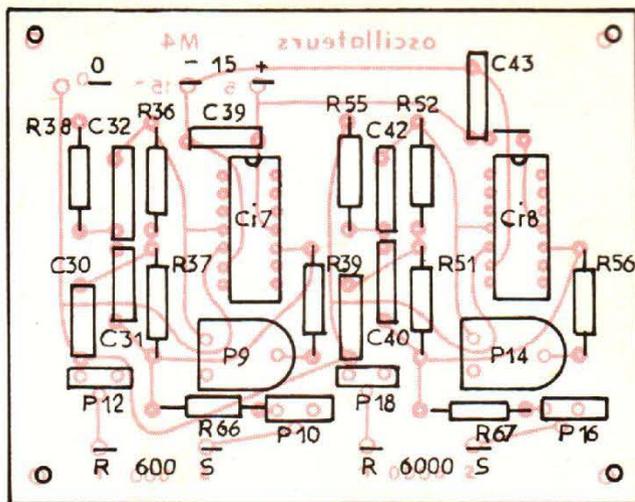


Fig. 9 - Schéma de câblage module M4.



Plan 10 - Typon M4.



Plan 11 - Implantation M4.

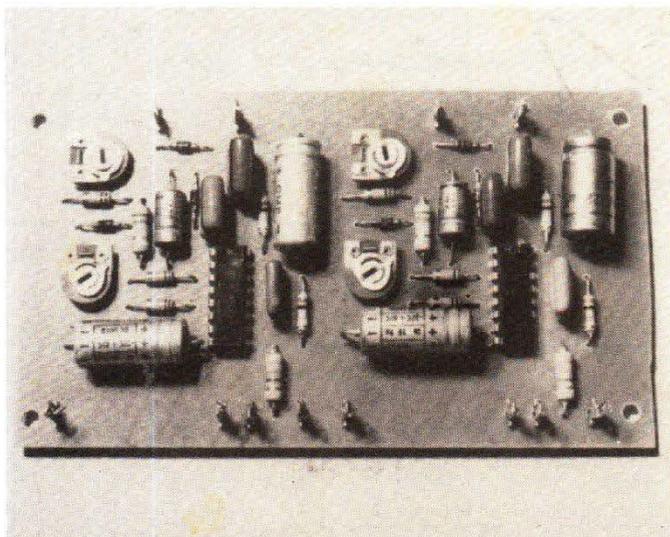


Photo B - Module M1 côté composants.

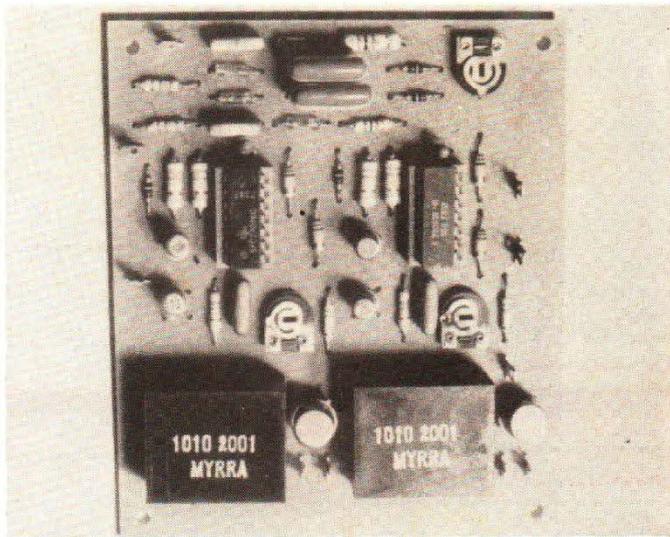


Photo C - Module M2 côté composants.

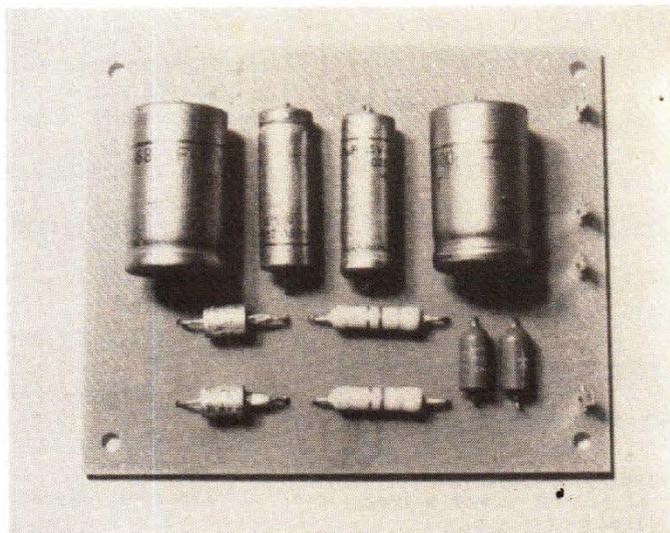


Photo C - Module M3 côté composants.

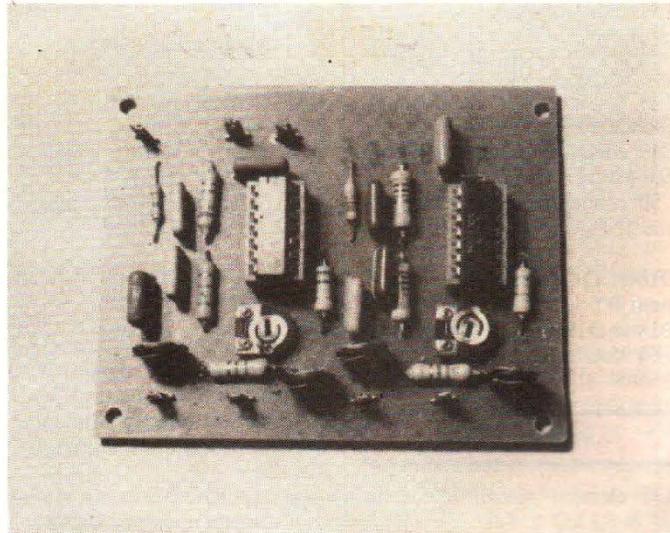


Photo D - Module M4 côté composants.

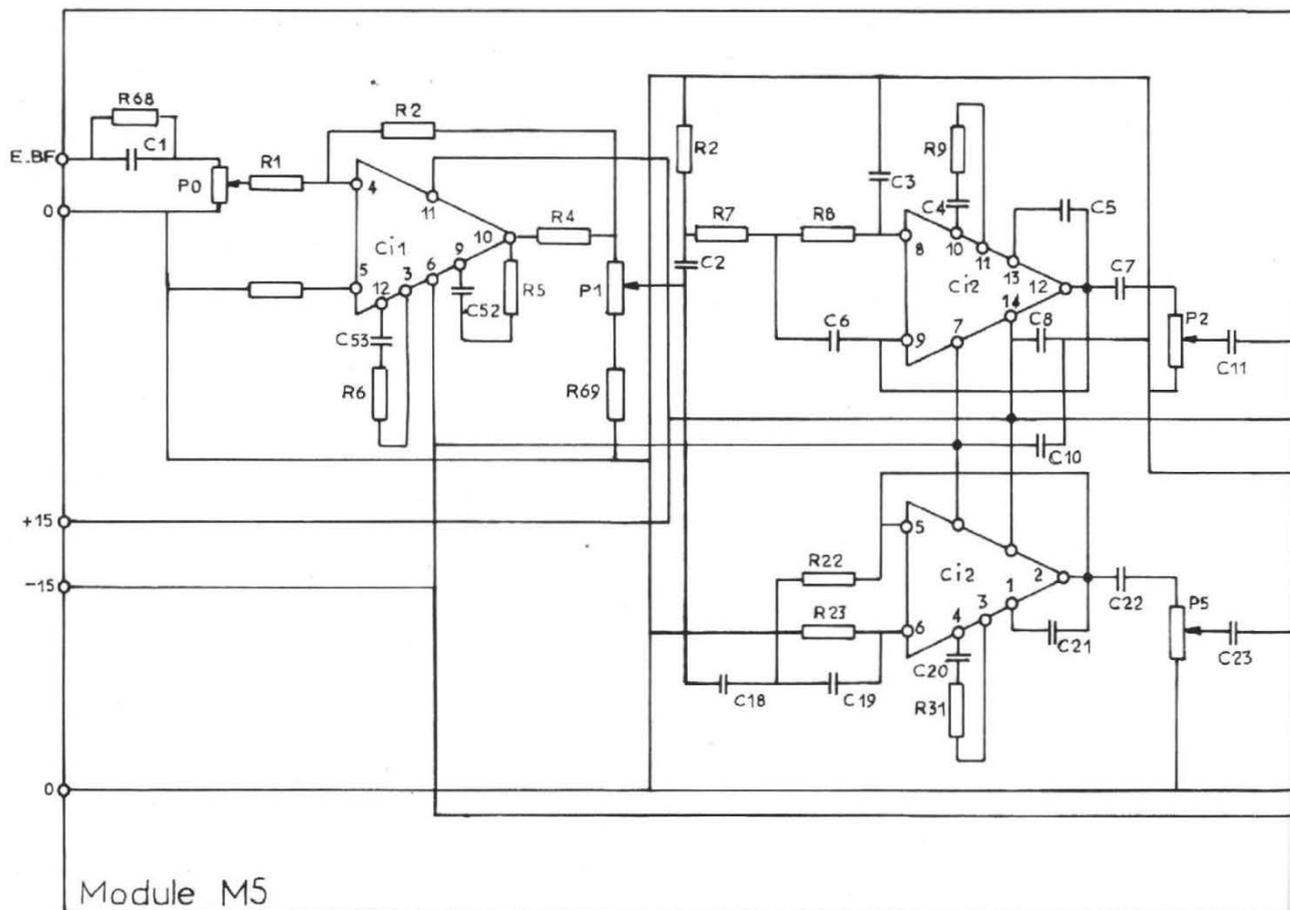


Fig. 10 -
Schéma de
câblage
module M5

Module M5

VALEUR DES ÉLÉMENTS

MODULE M3

R64 élément résistif à couche
1/4 W 390 Ω ± 10 %
R65 élément résistif à couche
1 W 390 Ω ± 10 %

C47 condensateur électrochimique
680 μF 40 Vs
C48 condensateur électrochimique
220 μF 25 Vs
C49 condensateur électrochimique
680 μF 40 Vs
C50 condensateur électrochimique
220 μF 25 Vs

D16 et D17 diodes de redressement
BY 127 RTC
D18 et D19 diodes stabilisatrices
BZY95/C15 RTC

MODULE M4

R36 élément résistif à couche
1/4 W 6,8 kΩ ± 5 %
R37 élément résistif à couche
1/4 W 6,8 kΩ ± 5 %

R38 élément résistif à couche
1/4 W 3,3 kΩ ± 5 %
R39 élément résistif à couche
1/4 W 100 kΩ ± 10 %
R51 élément résistif à couche
1/4 W 1,8 kΩ ± 5 %
R52 élément résistif à couche
1/4 W 1,8 kΩ ± 5 %
R55 élément résistif à couche
1/4 W 820 Ω ± 5 %
R56 élément résistif à couche
1/4 W 47 kΩ ± 10 %
R66 élément résistif à couche
1/4 W 10 kΩ ± 10 %
R67 élément résistif à couche
1/4 W 10 kΩ ± 10 %

P9 potentiomètre ajustable miniature
montage horizontal 150 kΩ
P10 potentiomètre ajustable miniature
montage vertical 50 kΩ
P11 potentiomètre ajustable miniature
montage vertical 20 kΩ
P14 potentiomètre ajustable miniature
montage horizontal 100 kΩ

P16 potentiomètre ajustable miniature
montage vertical 50 kΩ
P18 potentiomètre ajustable miniature
montage vertical 20 kΩ

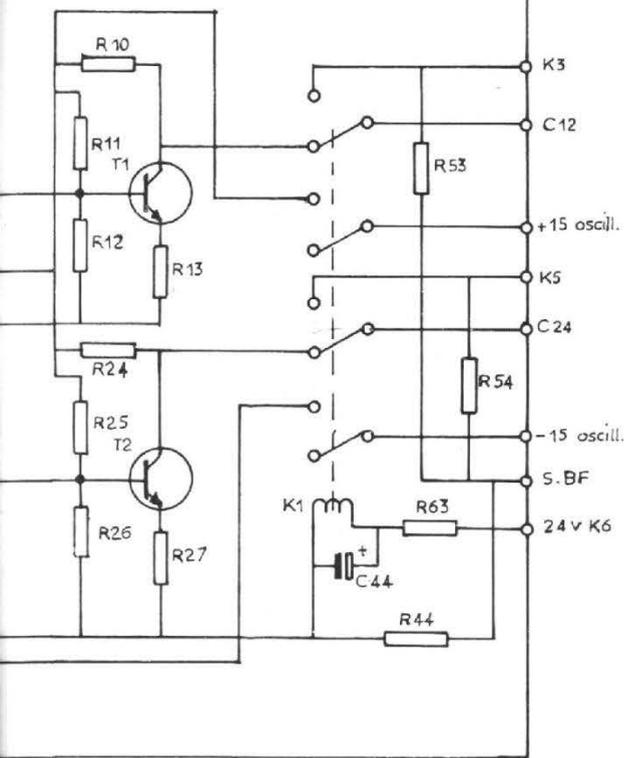
C30 condensateur plat plastique
0,1 μF
C31 condensateur plat plastique
47 nF
C32 condensateur plat plastique
47 nF
C39 condensateur plat plastique
10 nF
C40 condensateur plat plastique
33 nF
C41 condensateur plat plastique
15 nF
C42 condensateur plat plastique
15 nF
C43 condensateur plat plastique
10 nF

Ci7 circuit intégré L141 B1
Ci8 circuit intégré L141 B1

MODULE 5

R1 élément résistif à couche
1/4 W 10 kΩ ± 10 %
R2 élément résistif à couche
1/4 W 820 kΩ ± 10 %
R3 élément résistif à couche
1/4 W 10 kΩ ± 10 %

R4 élément résistif à couche
1/4 W 47 Ω ± 10 %
R5 élément résistif à couche
1/4 W 1,8 kΩ ± 10 %
R6 élément résistif à couche
1/4 W 1,5 kΩ ± 10 %
R7 élément résistif à couche
1/4 W 10 kΩ ± 5 %
R8 élément résistif à couche
1/4 W 10 kΩ ± 5 %
R9 élément résistif à couche
1/4 W 1,5 kΩ ± 10 %
R10 élément résistif à couche
1/4 W 10 kΩ ± 10 %
R11 élément résistif à couche
1/4 W 220 kΩ ± 10 %
R12 élément résistif à couche
1/4 W 18 kΩ ± 10 %
R13 élément résistif à couche
1/4 W 1 kΩ ± 10 %
R21 élément résistif à couche
1/4 W 100 kΩ ± 10 %
R22 élément résistif à couche
1/4 W 4,7 kΩ ± 10 %
R23 élément résistif à couche
1/4 W 15 kΩ ± 10 %
R24 élément résistif à couche
1/4 W 10 kΩ ± 10 %



R25 élément résistif à couche
1/4 W 220 k Ω \pm 10 %
R26 élément résistif à couche
1/4 W 18 k Ω \pm 10 %
R27 élément résistif à couche
1/4 W 1 k Ω \pm 10 %
R31 élément résistif à couche
1/4 W 1,5 k Ω \pm 10 %
R44 élément résistif à couche
1/4 W 10 k Ω \pm 10 %
R53 élément résistif à couche
1/4 W 100 k Ω \pm 10 %
R54 élément résistif à couche
1/4 W 100 k Ω \pm 10 %
R63 élément résistif à couche
1/2 W 100 Ω \pm 10 %
R68 élément résistif à couche
1/4 W 47 k Ω \pm 10 %
R69 élément résistif à couche
1/4 W 82 k Ω \pm 10 %

C1 condensateur plat plastique
47 nF
C2 condensateur plat plastique
0,47 μ F
C3 condensateur plat plastique
12 nF
C4 condensateur plat plastique
4,7 nF
C5 condensateur plat céramique
22 pF

C6 condensateur plat plastique
22 nF
C7 condensateur plat plastique
0,47 μ F
C8 condensateur plat plastique
0,1 μ F
C10 condensateur plat plastique
0,1 μ F
C11 condensateur plat plastique
180 nF
C18 condensateur plat plastique
3,3 nF
C19 condensateur plat plastique
3,3 nF
C20 condensateur plat céramique
4,7 nF
C21 condensateur plat plastique
0,1 μ F
C23 condensateur plat plastique
0,1 μ F
C44 condensateur électrochimique
47 μ F 63 Vs
C51 condensateur plat plastique
1 nF
C52 condensateur plat céramique
47 pF

Ci1 circuit intégré μ A 709 DIL
Ci2 circuit intégré MC1437 Motorola

n'existait pas, ce qui nous avait obligé à corriger le niveau à l'enregistrement, méthode peu rapide et peu pratique. C'est pourquoi il a fait son apparition.

L'amplificateur Ci1 est tout à fait classique, utilisant un circuit intégré μ A 709 compensé en fréquence.

À la sortie de Ci1, nous trouvons donc un signal basse fréquence comprenant les deux portuses qu'il nous faut séparer.

C'est le rôle des filtres actifs qui utilisent un double amplificateur opérationnel Ci2 du type MC1437 Motorola.

La partie supérieure de Ci2 (sur le schéma) constitue un filtre passe-bas, et la partie inférieure, un filtre passe-haut.

À l'entrée du potentiomètre P2, nous retrouvons donc la porteuse à 600 Hz, et à l'entrée du potentiomètre P5 la porteuse à 6 000 Hz.

Compte tenu du fait que nous n'avons pas besoin d'une précision extrême dans le gabarit des filtres, des composants \pm 5 % suffisent. L'atténuation sur la fréquence éliminée est d'au moins 30 dB.

Les transistors T1 et T2 apportent une amplification supplémentaire et permettent un équilibrage des deux portuses grâce aux potentiomètres P2 et P5.

T1 transistor BC107 RTC
T2 transistor BC107 RTC

D15 diode de redressement
BY127 RTC

K1 relais V4C Varley avec
embase pour câblage imprimé

Po potentiomètre ajustable montage
horizontal 50 k Ω

P1 potentiomètre de réglage rotatif
10 k Ω linéaire

P2 potentiomètre ajustable miniature
montage horizontal 50 k Ω

P5 potentiomètre ajustable miniature
montage horizontal 50 k Ω

MODULE M6

P11 potentiomètre rectiligne
10 k Ω linéaire

P17 potentiomètre rectiligne
10 k Ω linéaire

K2 inverseur Djet Secmé
07 17801 21 avec bouton

K3, K4, K5 inverseurs Djet
Secmé 07 17801 21* avec bouton

Sur ce module est implanté le relais K1 qui a pour fonction d'assurer les commutations : manuel, enregistrement, lecture-reproduction.

En position manuelle, les oscillateurs sont alimentés et connectés (par l'intermédiaire du pupitre), aux entrées basse fréquence du module M1.

En position reproduction, l'alimentation des oscillateurs est coupée, et les entrées du module M1 raccordées aux sorties des transistors T1 et T2.

La bobine de ce relais est alimentée en 12 V continu à partir du 24 V du projecteur droit, au moyen de D15 et C44 via R63 et l'interrupteur K6.

Les éléments résistifs R44-R53-R54 assurent à la fois le mélange et l'atténuation des deux portuses basse fréquence à une amplitude acceptable pour l'entrée tourne-disques d'un magnétophone.

Le câblage imprimé sera réalisé conformément au plan n° 12 et l'implantation des composants suivant le plan n° 13. Nous ne pouvons que déconseiller d'adopter une implantation personnelle, les circuits intégrés μ A 709 et MC1437 entrant en oscillations avec une facilité étonnante !

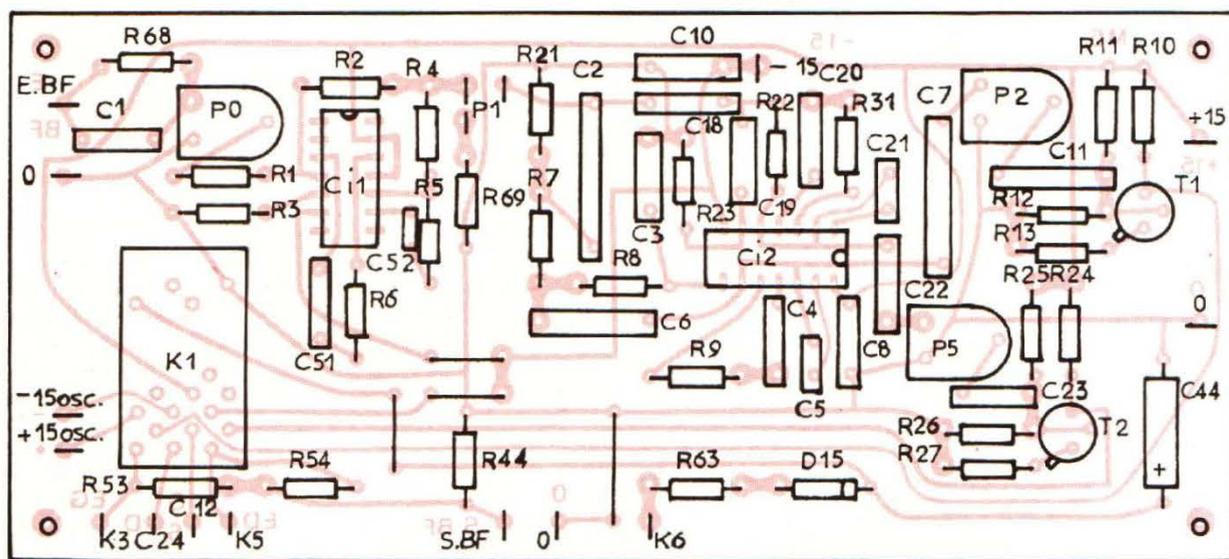
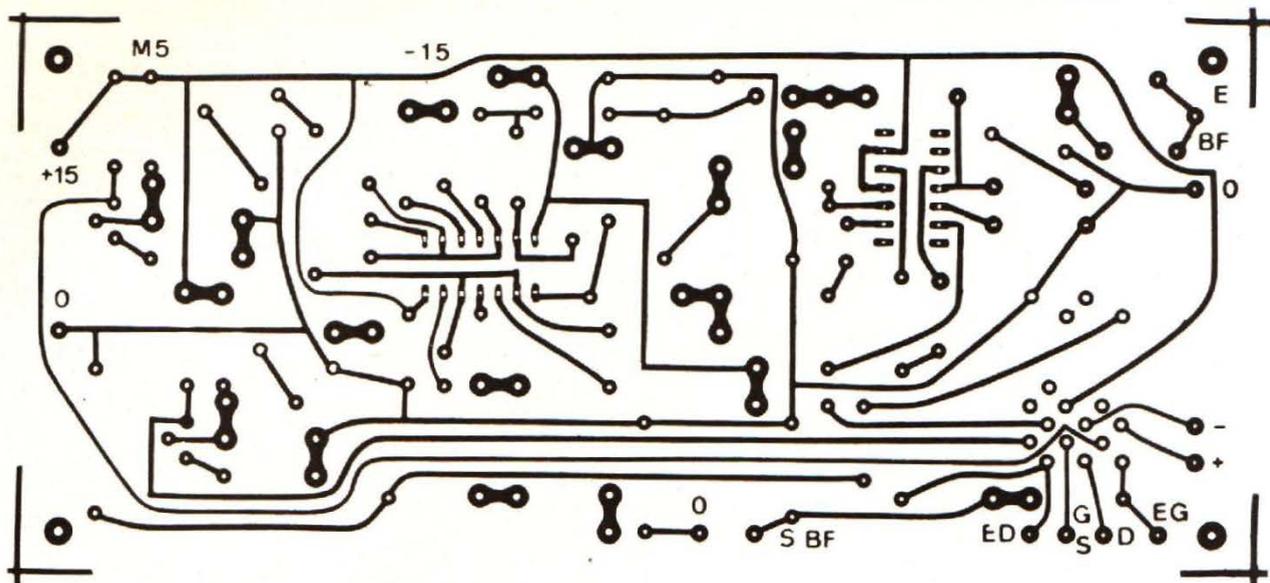
Après la rituelle vérification du câblage, mettre sous tension (+ 15 et - 15 V). Vérifier le bon fonctionnement du relais. Puis mettre le potentiomètre Po au minimum, les potentiomètres, P1-P2 et P5 à mi-course.

Connecter à l'entrée un générateur basse fréquence, délivrant une tension sinusoïdale de 600 Hz et d'amplitude 0,5 V eff environ. Ajuster le potentiomètre Po de manière à obtenir 3 V eff à la sortie de l'étage amplificateur T1.

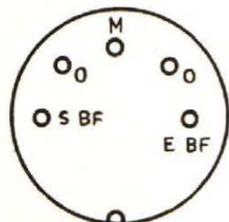
Régler le générateur basse fréquence sur 6 000 Hz même amplitude. La tension de sortie de l'étage amplificateur T1 doit chuter de 30 dB au moins. Ajuster le potentiomètre P5 pour obtenir 3 V eff à la sortie de l'étage amplificateur T2.

Régler à nouveau le générateur basse fréquence sur 600 Hz même amplitude, la tension de sortie de l'étage amplificateur T2 doit chuter de 30 dB au moins.

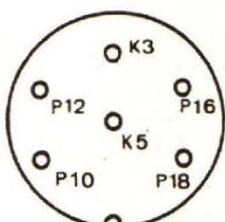
Il est indispensable de s'assurer à l'aide d'un oscilloscope, qu'il n'existe ni déformation, ni saturation des signaux basse fréquence. Sinon, rechercher l'étage incriminé et remédier au défaut.



Plan 13 - Implantation M6.



Plan 14 - Raccordement magnétophone DIN.



Plan 15 - Raccordement pupitre DIN.

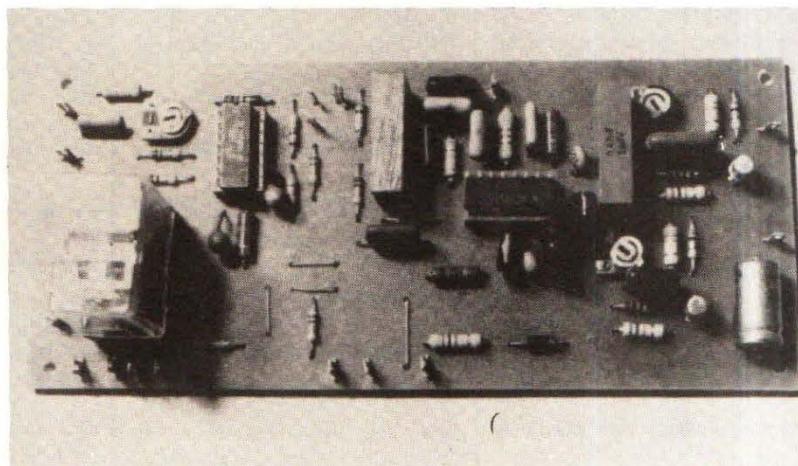


Photo E - Module M5 côté composants.

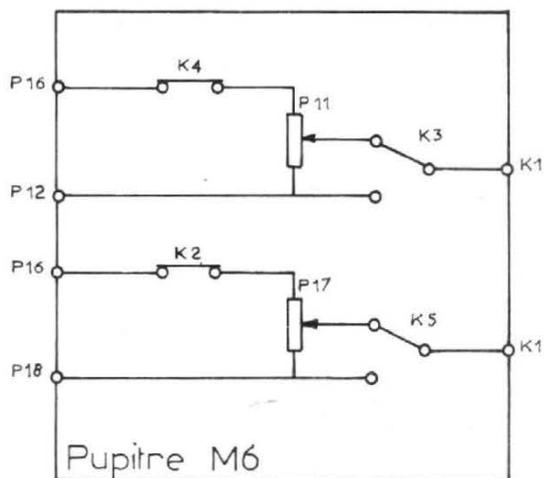


Fig. 11 - Schéma de câblage module pupitre.

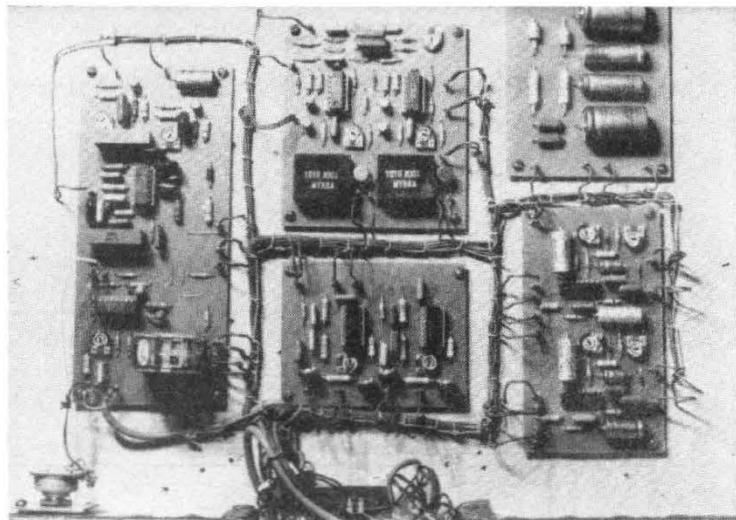


Photo F - Intérieur câblé.

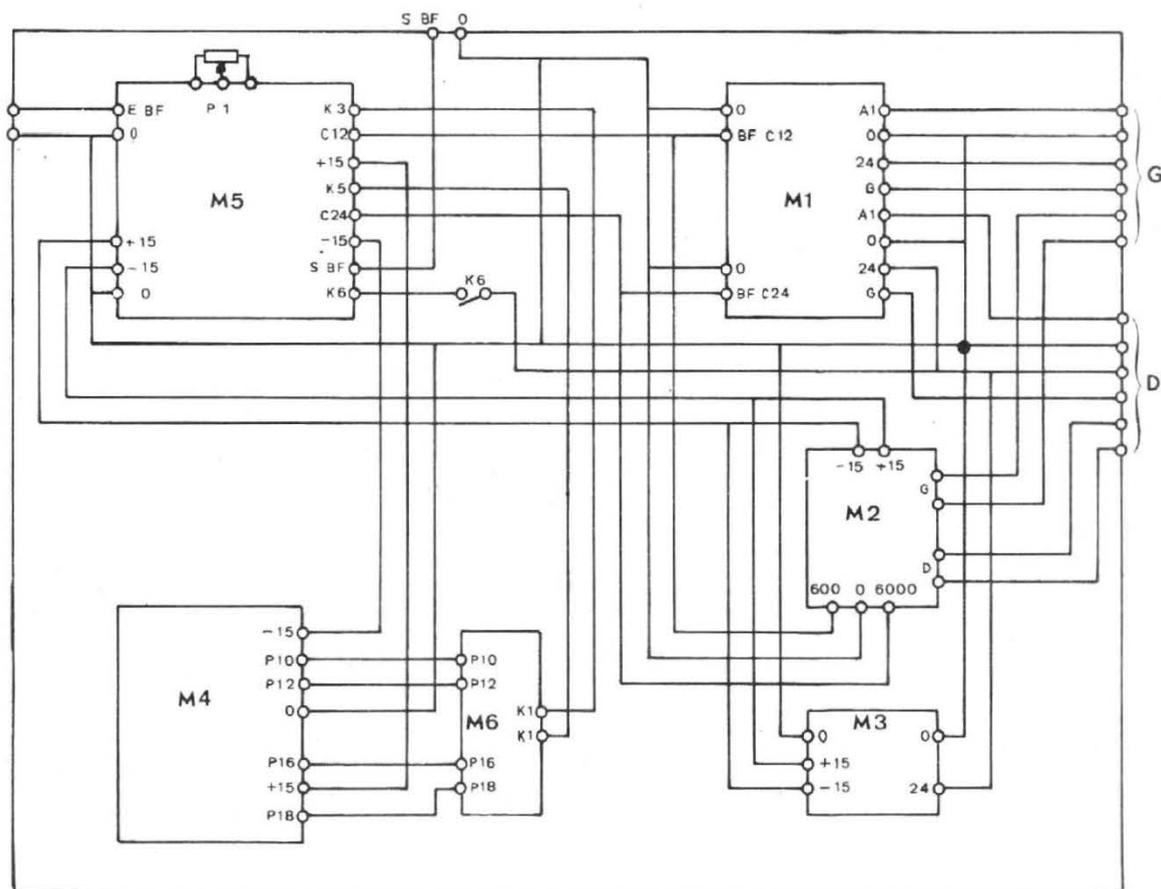
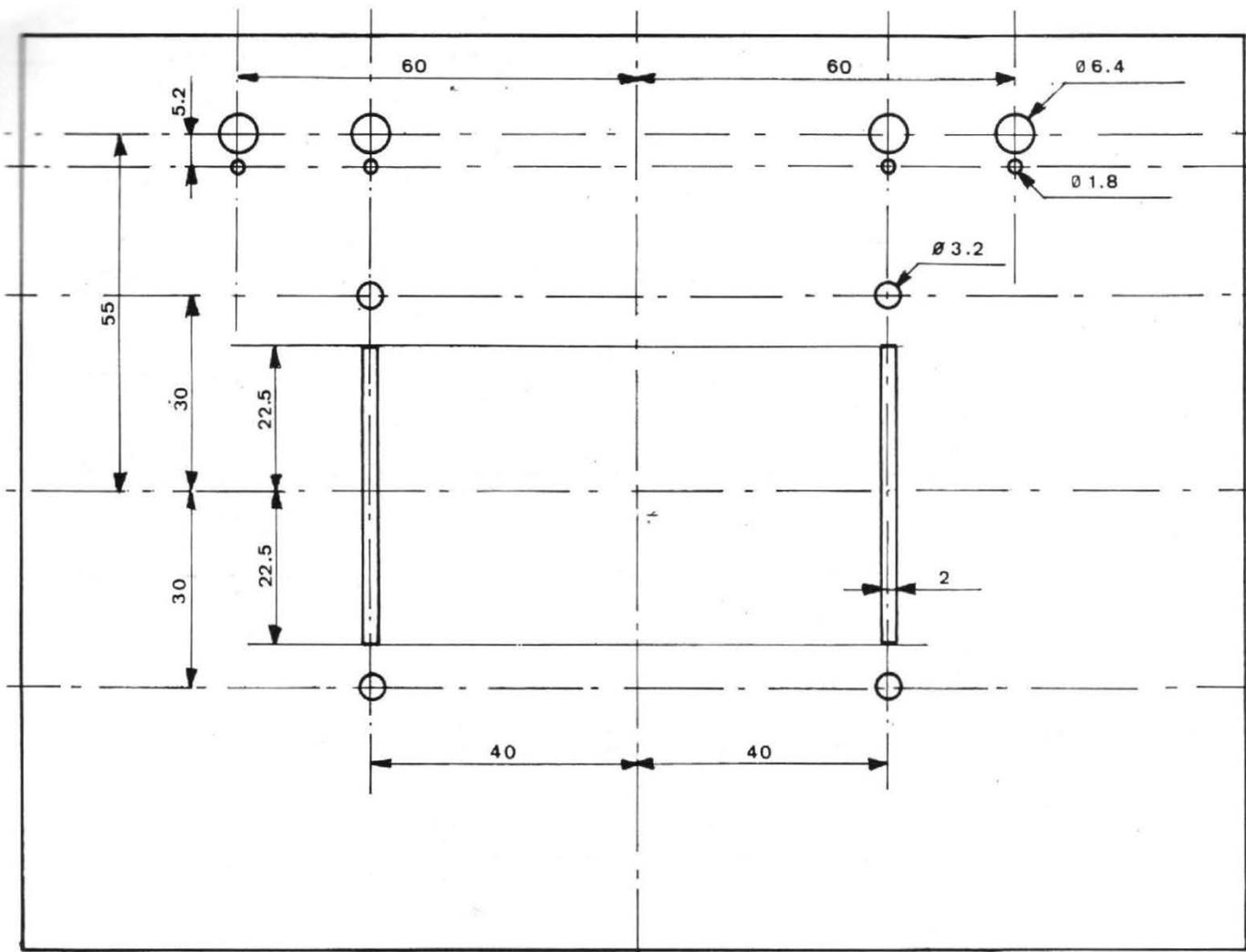
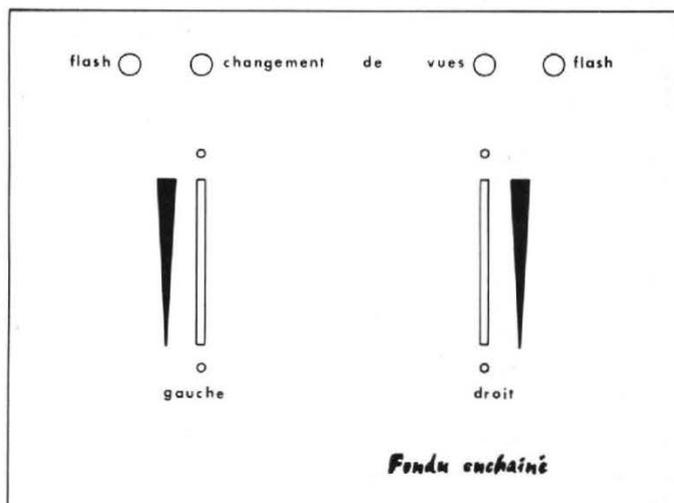


Fig. 12 - Schéma de câblage interplans.



Plan 16 - Perçage-pupitre.



Plan 17 - Face avant pupitre.

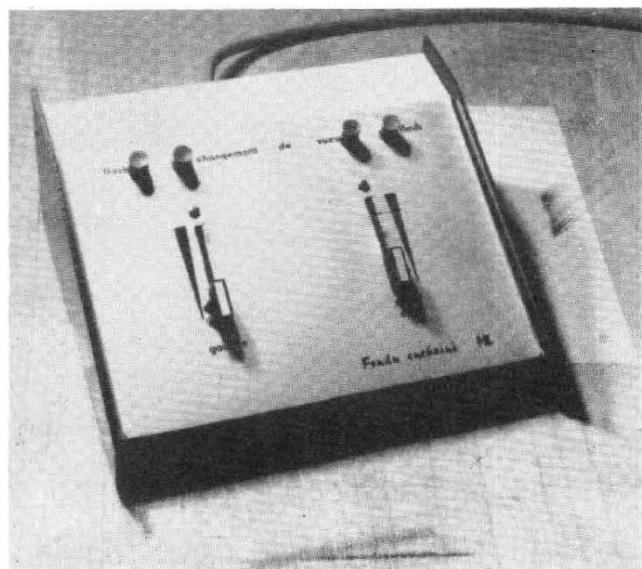
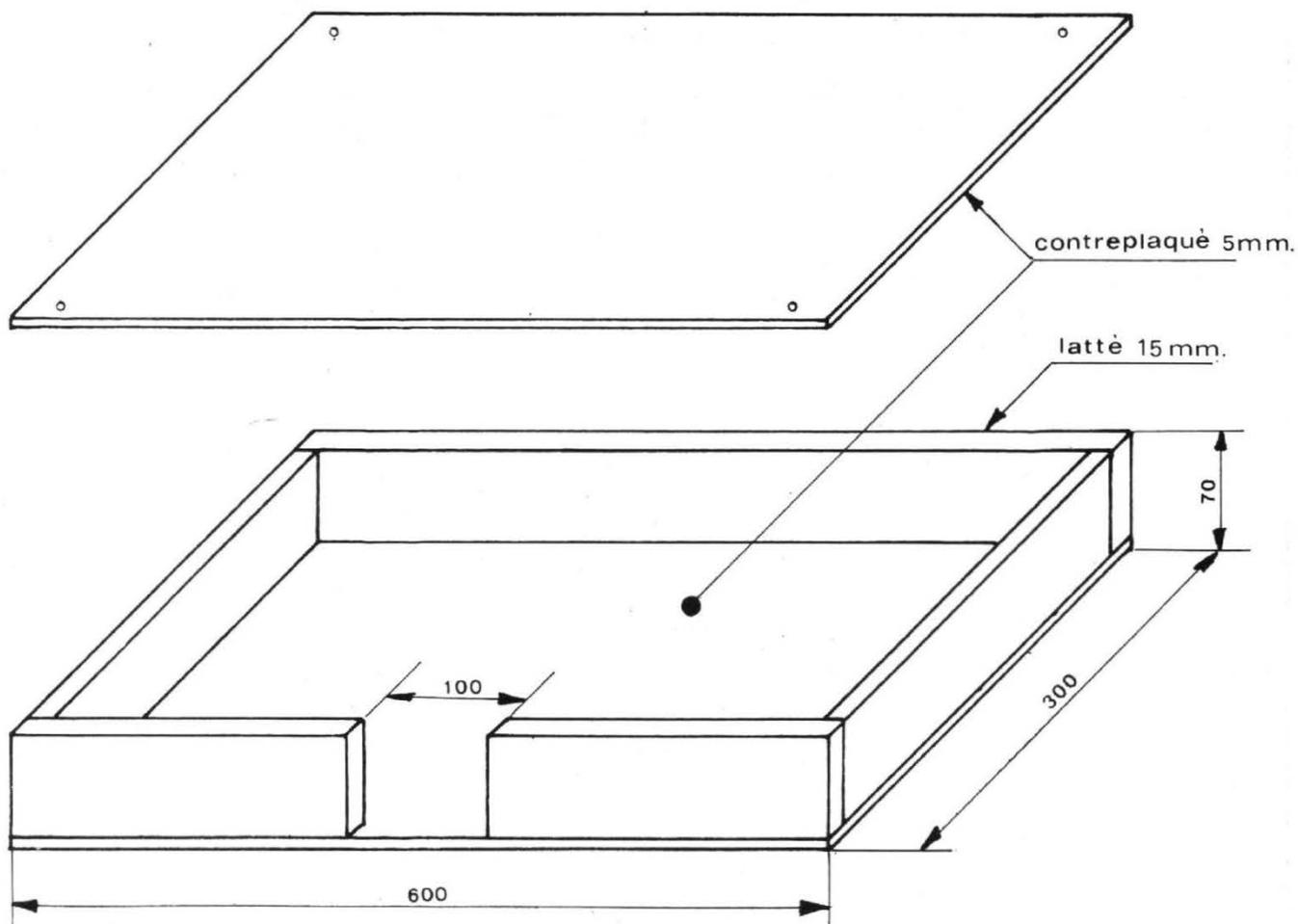
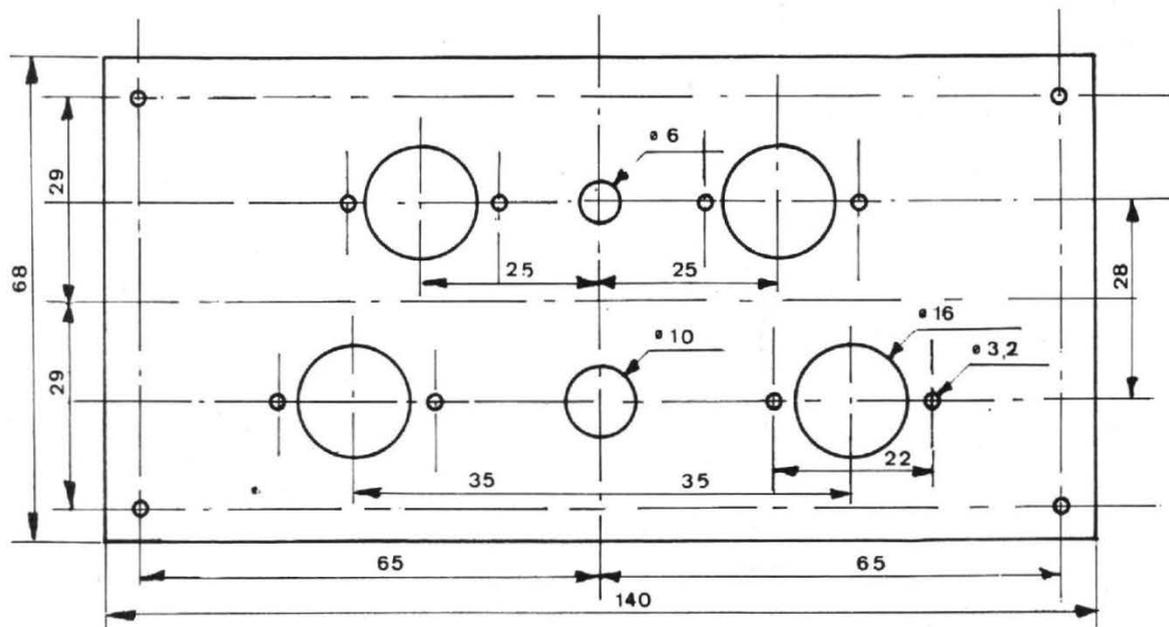


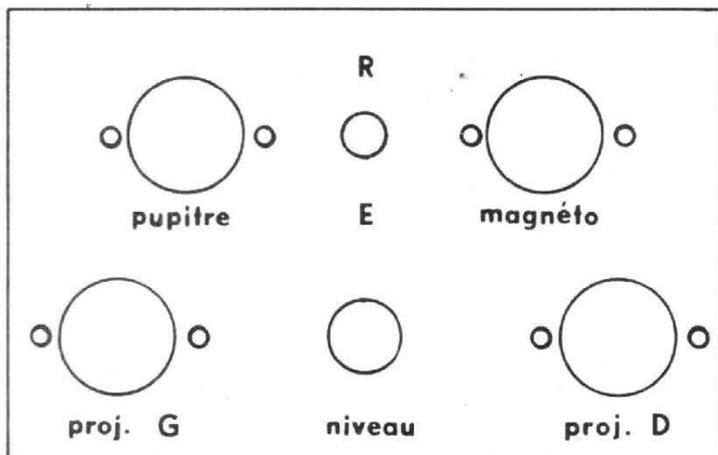
Photo G - Pupitre M6.



Plan 18 - Coffret.



Plan 19 - Platine de raccordement coffret.



Plan 20 - Face avant pour platine 19.

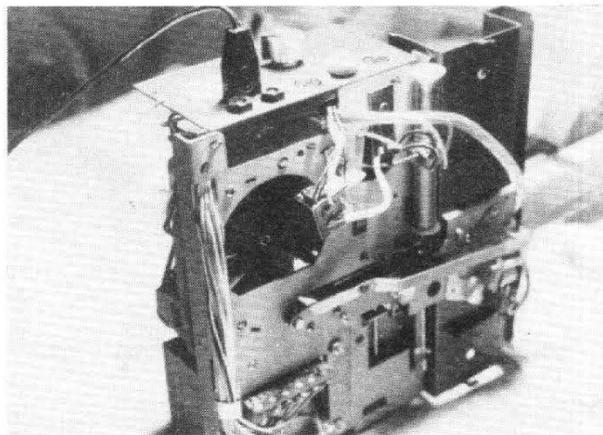


Photo H - Vue intérieure du projecteur modifié.

Si en ajustant le potentiomètre P5 au maximum, l'on ne peut pas obtenir l'amplitude désirée en sortie de l'étage amplificateur T2, retoucher au potentiomètre Po pour obtenir cette amplitude et refaire alors le réglage du potentiomètre P2.

IMPORTANT, le potentiomètre P1 doit rester à mi-course durant tous les réglages, sinon le rattrapage éventuel de niveau de lecture de bande risque de ne pas pouvoir s'opérer.

Tous les modules sont maintenant prêts pour l'assemblage final. Leur pré-réglage permettra une mise en service rapide de l'ensemble sans tâtonnements inutiles.

ASSEMBLAGE ET RÉGLAGES

Pour terminer, nous allons confectionner le pupitre, le coffret, assembler et régler le tout.

La tôlerie du pupitre a été achetée toute faite chez Opelec. Il s'agit du coffret type 618 que vous percerez suivant le plan n° 16. Une face avant, réalisée en Scotschal noir suivant le plan n° 17 donnera à votre réalisation un cachet professionnel.

Les interrupteurs K2 et K4 (fig. 11) coupant les porteuses assurent le changement de vues.

Les inverseurs K3 et K5 provoquent le passage instantané de l'amplitude des porteuses, du niveau haut, au niveau bas, provoquant les flashes.

Le cordon de liaison aura une longueur comprise entre 1,5 m et 2 m, de façon à permettre par la suite un travail aisé lors des topages.

Les plans 18-19 et 20 vous

montrent comment fabriquer le coffret en contre-plaqué. Les différents éléments seront collés et cloués pour obtenir une bonne rigidité de l'ensemble. Un gainage en skaï collé agrafé constitue la finition, comme on le voit sur la photo n° 1.

Le couvercle, lui aussi gainé en skaï sera maintenu par quatre vis à bois.

Après 24 h de séchage, monter les modules à l'intérieur et les raccorder suivant le schéma de la figure 12.

Rituel de la vérification, et après connexion des projecteurs et du pupitre, mettre sous tension, en position « manuel ».

Manœuvrer les potentiomètres P11 et P17. Les lampes de projection doivent s'éclairer et s'éteindre au moins partiellement. Sinon une erreur a échappé au contrôle. Comme tous les modules fonctionnaient séparément, à moins que vous ne les ayez brutalisés lors de l'assemblage, il faut rechercher la panne dans l'interconnexion ou le pupitre, ce qui limite beaucoup le champ d'investigations.

Les premiers réglages à effectuer sont ceux des potentiomètres P10-P12 et P16-P18.

Pour éviter au cours des opérations de réglage, le déclenchement intempestif d'un mécanisme de changement de vue d'un projecteur, mettre momentanément le curseur du potentiomètre P8 à la masse.

1) Placer les potentiomètres P11 et P17 en bas de leur course. Ajuster les potentiomètres P12 et P18 pour obtenir l'extinction presque totale des deux lampes de projection.

2) Placer les potentiomètres P11 et P17 en haut de leur course.

Ajuster les potentiomètres P12 et P18 pour obtenir le plein allumage des deux lampes de projection. Cette opération peut avoir des répercussions sur le réglage précédent, et vice-versa. C'est pourquoi il y a lieu de reprendre le réglage n° 1, puis le réglage n° 2 et par approches successives de plus en plus fines, l'on obtiendra le réglage optimum.

Débrancher la masse du curseur du potentiomètre P8. Eventuellement l'ajuster pour obtenir 0 V entre ce curseur et la masse lorsque les deux projecteurs sont éteints.

Agir sur K2 et K4, les mécanismes de changement de vue doivent se déclencher.

Agir sur K3 et K5, l'on doit obtenir des flashes.

Raccorder le magnétophone. Le commuter en position enregistrement piste 3. On utilisera l'entrée tourne-disques. Ajuster le niveau basse fréquence, tous les projecteurs éteints à 2 ou 3 dB en dessous du 100 % de modulation. Il n'est pas rare en effet de constater un certain tassement dans la caractéristique amplitude/amplitude vers le maximum.

Faire alors défiler la bande, et enregistrer une séquence ainsi constituée :

- 30 secondes : les deux projecteurs éteints.
- 30 secondes : le projecteur droit allumé seulement.
- 30 secondes : le projecteur gauche allumé seulement.
- 30 secondes : les deux projecteurs allumés.

Stopper l'enregistrement, replacer la bande au début. La faire défiler en lecture. Commuter le « fondu » en position reproduction, potentiomètre P1 à mi-

course. Agir sur le potentiomètre Po pour obtenir l'extinction (P2 ou P5).

Ces opérations ne doivent pas excéder 30 secondes, sinon remettre la bande au début.

Ce résultat obtenu, laisser défiler la bande. Le projecteur droit s'allumera, puis le gauche, puis les deux.

Vous pourrez alors enregistrer une séquence d'essai muette en y faisant tous les effets en vue du contrôle final.

Fermez la boîte, et à vos photos, prêts, partez pour le premier montage !

Cela vous réserve quelques bonnes soirées.

LE KIT AMPLI - TUNER

« LR 7410 »

LA RADIOTECHNIQUE - COMPELEC

(Suite voir N° 1503)

PRÉSENTATION DU KIT

LE kit LR7410 de La Radiotechnique est composé de modules AF et d'une platine de réception FM précâblés et mis au point en usine.

L'amateur ne doit rencontrer aucune difficulté pour câbler et raccorder les pièces détachées restant à monter grâce aux conseils de réalisation prodigués dans une brochure livrée avec le kit.

L'ensemble se présente comme l'indique la photographie A : les modules trouvent aisément leur place sur le châssis principal. Quant aux accessoires et pièces détachées divers, ils sont regroupés dans des sachets bien référencés sur les nomenclatures précises. Des planches photographiques évitent, par ailleurs, toute ambiguïté sur la désignation du matériel.

Les montages convenablement effectués, les modules et composants apparaissent comme le montre la photographie B : c'est propre, clair et parfaitement accessible.

Le châssis fixé sur la face avant dès l'origine, vient aisément se glisser dans le coffret gainé de la photographie de titre, photographie où l'on pourra apprécier le « fini » agréable de la présentation.

BANC D'ESSAI

L'amplificateur basse-fréquence est testé, à part, au moyen du banc d'essai de la figure 1.

Un générateur AF, de bonne qualité, délivrant un signal de

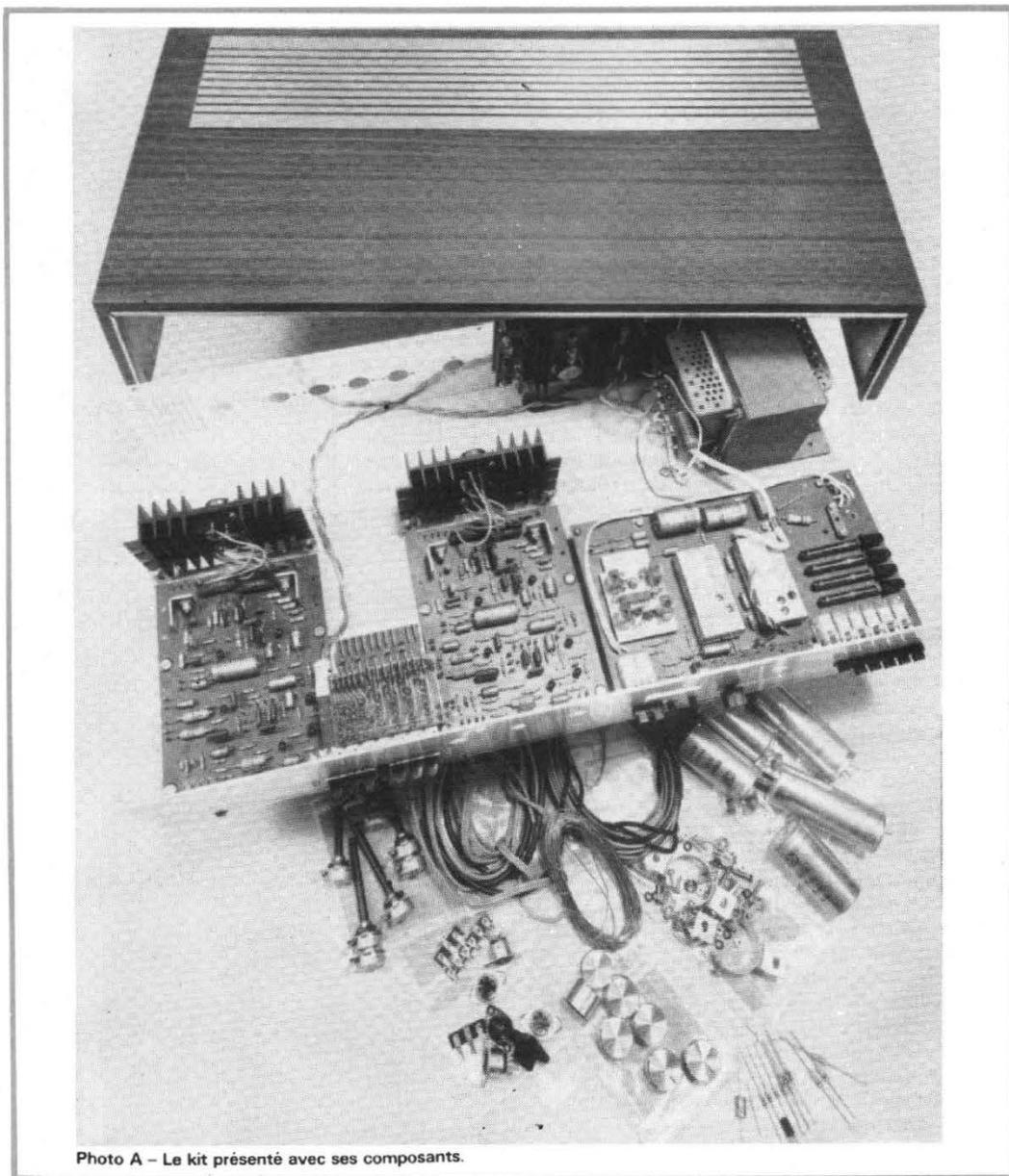


Photo A - Le kit présenté avec ses composants.

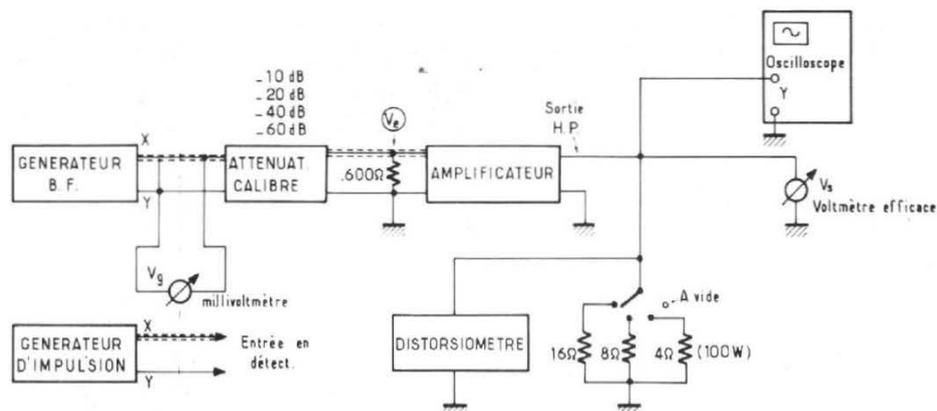


Fig. 1. - Banc d'essai utilisé pour contrôler l'ampli-tuner LR7410 «RTC».

moins de 0,1 % de distorsion, attaque les différentes entrées de l'amplificateur par l'intermédiaire d'un atténuateur calibré chargé par 600 Ω. Les liaisons sont effectuées par câbles blindés. La tension fournie par le générateur est mesurée par un millivoltmètre de telle sorte que la tension réelle d'entrée est égale à :

$$V_e = V_g / -N \text{ dB}$$

- NdB étant l'atténuation affichée par l'atténuateur. La sortie « H.P. » correspondant à la voie stéréo attaquée débouche également sur un voltmètre sensible à la valeur efficace.

La charge représentant les haut-parleurs fait 4, 8 ou 16 Ω (puissance 100 W).

Un oscilloscope contrôle la forme du signal délivré et un distorsiomètre mesure le taux de distorsion aux différentes puissances obtenues par la relation :

$$P_s = \frac{V^2 S_{eff}}{4,8 \text{ ou } 16 \Omega}$$

En substituant le générateur BF à un générateur d'impulsions, on peut contrôler, à l'oscilloscope, la réponse aux transitoires de l'équipement sur « bande plate » (entrée auxiliaire - tonalité sur positions médianes).

SENSIBILITÉ DES ENTRÉES AF

Le cahier des charges du constructeur préconisant une puissance normale de 40 W cette limite a été conservée pour définir les sensibilités.

Lors de cette mesure, les réglages de tonalité sont sur des positions médianes. Le volume sonore est maximal. La balance gauche - droite est également au milieu de sa course. On obtient les résultats suivants :

Entrées	Puissance nominale	Sensibilité sur résistance d'entrée
AUX. 1 AUX. 2 MAG. PU Magné.	40 W	4 mV sur 33 kΩ 170 mV sur 1 MΩ 38 mV sur 68 kΩ 3,8 mV sur 47 kΩ

Ces résultats sont conformes au cahier des charges du constructeur.

DYNAMIQUE D'ENTRÉE

En poussant le niveau d'attaque jusqu'à ce que la distorsion due à l'écrêtage apparaisse, on doit obtenir une réponse linéaire croissante comme l'indique la figure 2, si l'on choisit des coordonnées logarithmiques aux axes de la courbe. La saturation débute sur cette entrée « auxiliaire » à partir de 50 W.

En fait, si l'on réduit le volume sonore on constate que l'admissibilité s'accroît jusqu'à 70 mV. On rappelle, en effet, que le volume sonore est placé après les étages d'entrée.

Ce sont ceux-là qui définissent l'admissibilité de la voie attaquée.

Dans cet esprit, on mesure les admissibilités suivantes :

AUX 1	→	70 mV
AUX 2	→	2,80 V
MAG.	→	260 mV
PU Magné	→	70 mV

L'entrée auxiliaire N° 2 est normalement réservée aux PU Cristal à fort niveau de sortie.

En ce qui concerne la linéarité de la voie étudiée on remarquera figure 2 qu'aucun grief ne peut être formulé.

RÉSERVE DE PUISSANCE

Dans cette rubrique, on souligne la marge de puissance disponible en fonction de la charge et, ce, aux limites de distorsion visible à l'oscilloscope ; en fait, on notifie cette limite à 1 % de taux de distorsion.

Comme la résistance interne du générateur est toujours très faible, la puissance doit suivre, en fonction de la charge, une loi hyperbolique :

$$P_s = \frac{E_{so}^2}{R_{HP}}$$

C'est la partie descendante de la courbe de la figure 3. Celle-ci passe par un maximum, non pas parce que la résistance interne fait 6 à 7 Ω, mais parce que la très dure limite de 1 % ne peut être obtenue lorsque la charge descend au-dessous de 8 Ω. Ceci arrive fréquemment avec les transistors de puissance actuels, lesquels ne tolèrent pas un relèvement trop grand de la droite de charge.

Toutefois, on obtient bien au moins 40 W sur 8 Ω conformément aux normes ; avec une distorsion supérieure on peut dépasser 60 W. Cela s'avère suffisant même pour un très grand salon d'écoute !

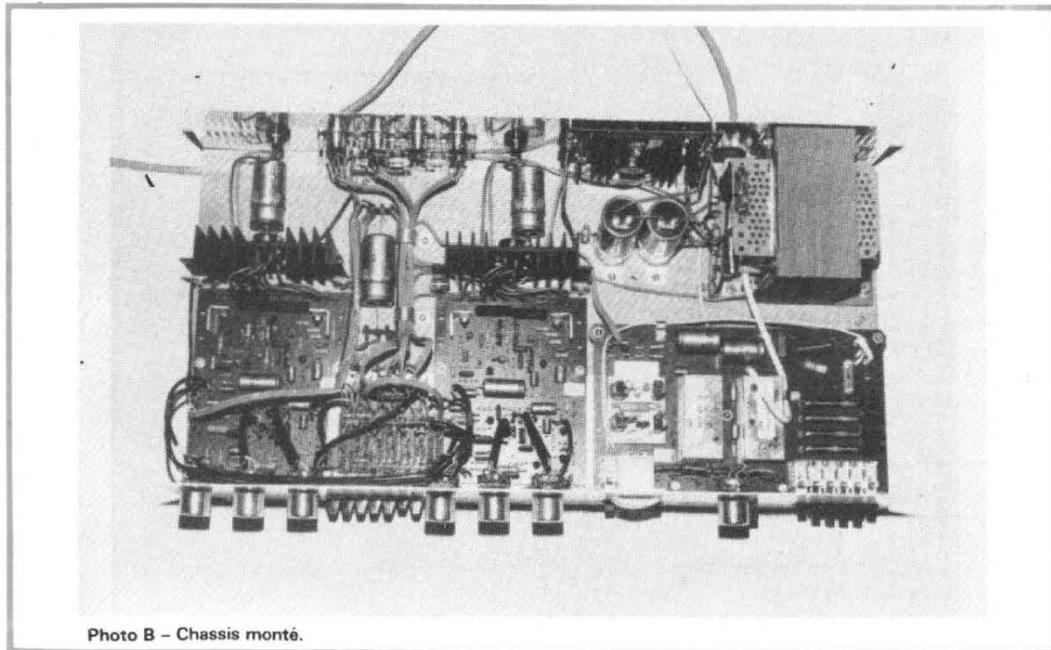


Photo B - Chassis monté.

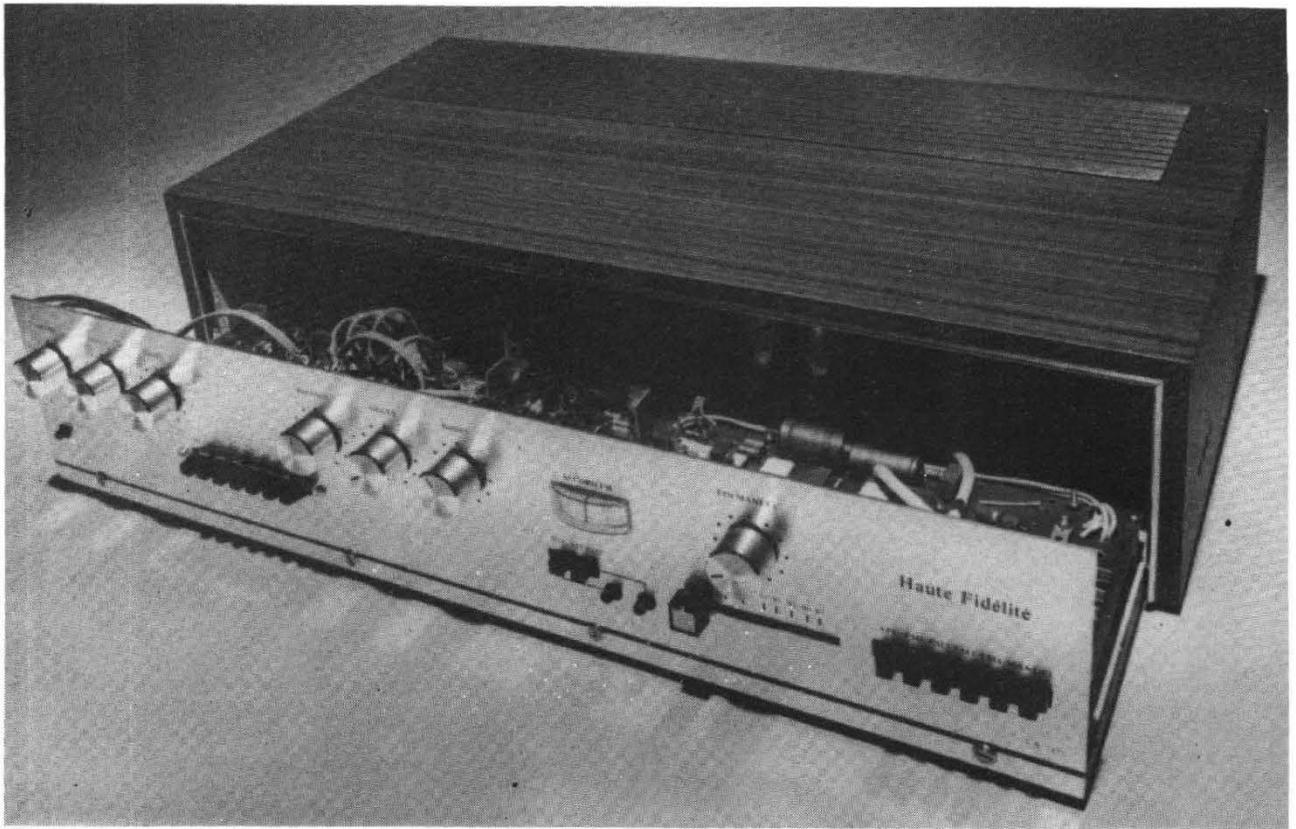


Photo C - Le chassis disposé dans son coffret.

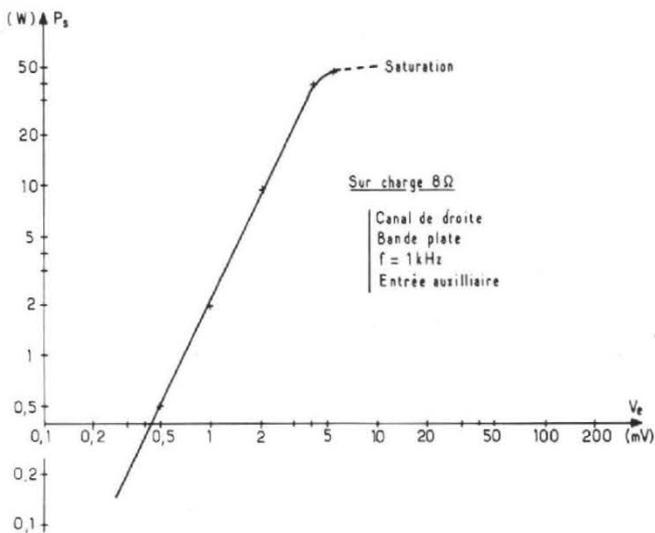


Fig. 2. - Variation de la puissance disponible en fonction de la tension d'entrée.

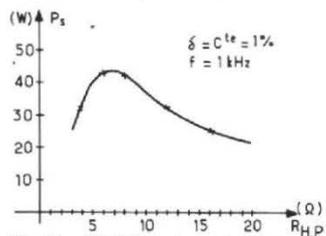


Fig. 3. - Variation de la puissance en fonction de la charge de haut-parleur.

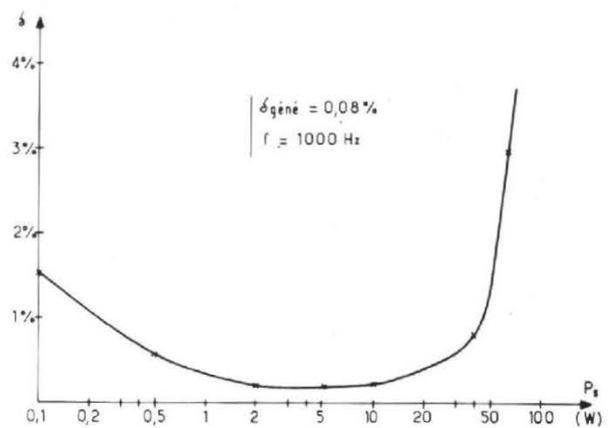


Fig. 4. - Courbede la distortion harmonique en fonction de la puissance fournie.

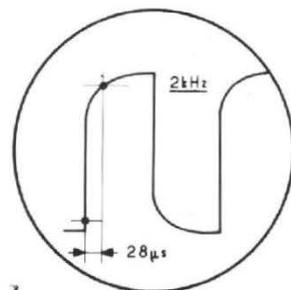


Fig. 5. - Essais en impulsion lors de la réponse plate (entrée auxiliaire).

DISTORSION HARMONIQUE

En fonction de l'attaque, la distorsion subit deux lois de variation dont les causes diffèrent : tout d'abord, près des limites maximales comme nous l'avons vu ci-dessus, la courbe grimpe vers les hauteurs par suite de la saturation ou de l'écrêtage ; cela apparaît vers 50 W. Ensuite, après un plat situé assez bas (0,2 à 0,3 %) dans la zone des puissances moyennes, la courbe remonte assez paradoxalement (fig. 4). Il n'est pas dû au bruit résiduel, qui s'avère assez faible, mais à la distorsion de croisement due au raccordement des caractéristiques des transistors de sortie fonctionnant en classe B. Ce défaut est inévitable avec cette classe B, quoique puisse être la compensation prévue sur les transistors drivers qui précèdent l'étage de puissance. Plus le niveau baisse, plus les alternances du signal s'approchent de la coupure apportée par le « coude » des transistors, coupure réduite par une compensation déjà citée (classe AB plus que classe B) mais coupure subsistant néanmoins sur les équipements mis au point en usine.

Notons que la remontée à 1 % s'effectue dans les bas-niveaux, là où cela n'est guère décelable avec un haut-parleur.

AMORTISSEMENT DES HAUT-PARLEURS

Pour amortir valablement les résonances des haut-parleurs, il faut que la résistance de sortie de l'amplificateur soit très faible.

A vide, on règle l'attaque pour avoir 10 Veff. Sur 8 Ω la tension tombe à 9,78 Veff. Alors le courant débité s'élève à :

$$I_{AP} = \frac{9,78}{8} = 1,22 \text{ A}$$

La résistance interne s'élève à :

$$r_s = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{10 - 9,78}{1,22} = 0,18 \Omega$$

D'où un facteur d'amortissement de :

$$F_a = \frac{R_{HP}}{r_s} = \frac{8}{0,18} = 44,4$$

... chiffre vraiment très bon, surtout pour les haut-parleurs usuels.

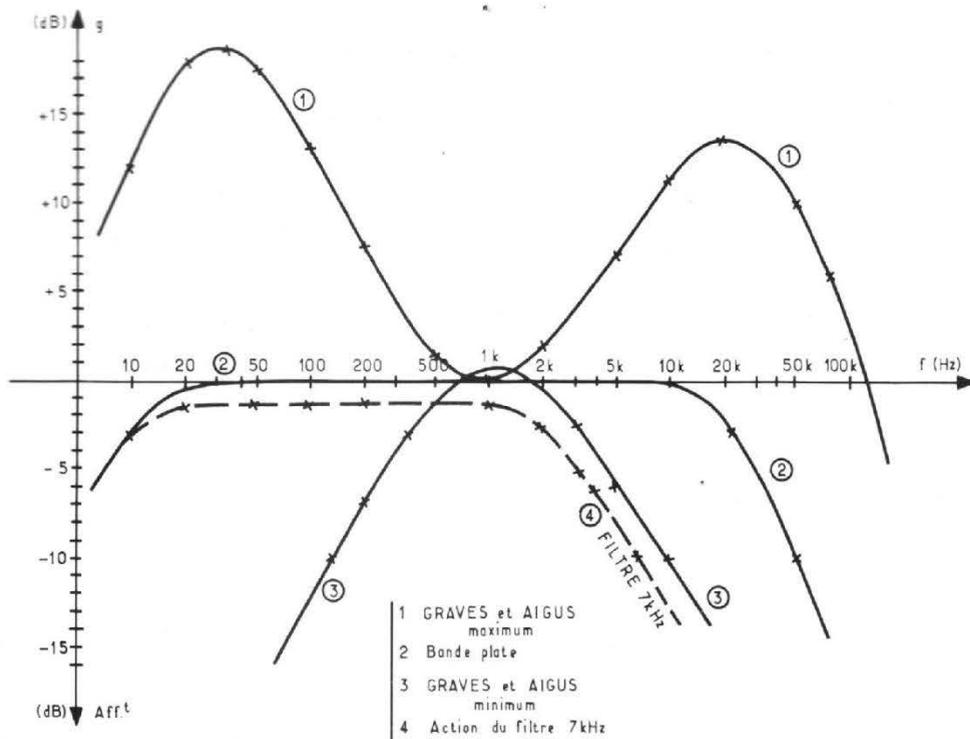


Fig. 6. - Courbe de réponse de la voie « auxiliaire » dans les cas extrêmes des réglages de tonalité.

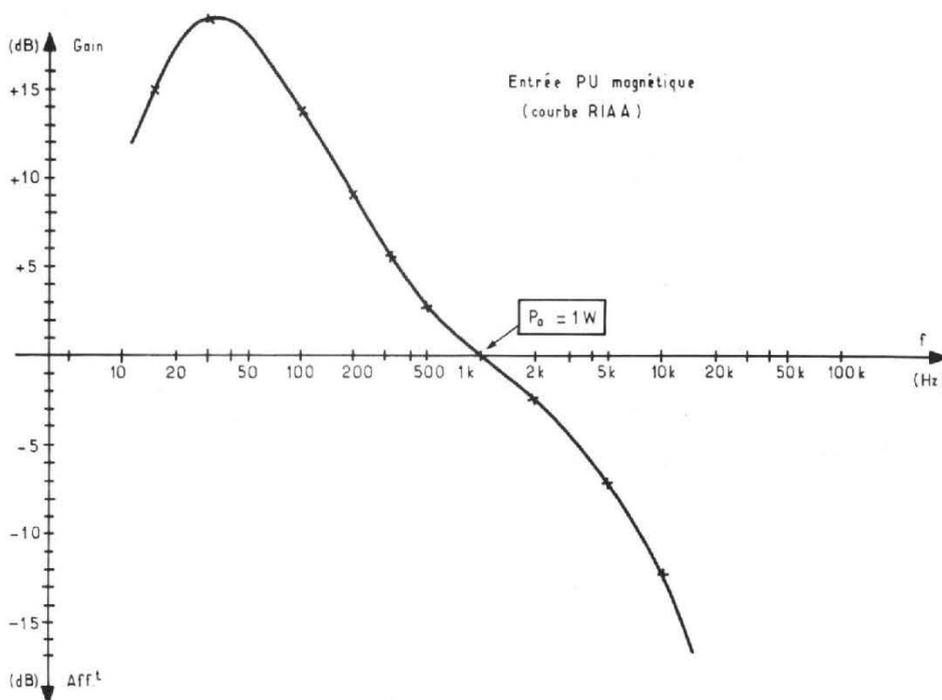


Fig. 7. - Courbe de réponse de l'entrée PU magnétique.

RAPPORT SIGNAL SUR BRUIT

L'entrée neutralisée (entrée AUX 1), le bruit résiduel avec le niveau d'amplification maximal n'excède pas : 10 mV en stéréo, 8 mV en mono.

Pour la puissance nominale correspondante à savoir, sur 8 Ω, 18 V pour 40 W, le rapport

$$\frac{S+B}{B} \text{ devient :}$$

En stéréo :

$$\frac{S+B}{B} = 20 \log \frac{18}{10^{-2}} = 65 \text{ dB}$$

En mono :

$$\frac{S+B}{B} = 20 \log \frac{18}{8 \cdot 10^{-3}} = 67 \text{ dB}$$

Résultats convenables pour la classe de l'appareil.

ESSAIS EN IMPULSIONS

Remplaçons le générateur AF par un générateur d'impulsions, on cherche, à niveau moyen, à obtenir la meilleure forme carrée possible en agissant sur les réglages de tonalité. C'est d'ailleurs ainsi qu'on obtient la meilleure courbe plate (sur l'entrée auxiliaire choisie).

On aboutit au signal de la figure 5 qui recèle un temps de montée de 28 μs.

Comme $TB_p = 0,35$ (en théorie !), la bande passante correspondante avoisine 12,5 kHz.

En réalité, elle est plus large (20 kHz) car le générateur possède aussi son propre temps de montée. De plus, l'appréciation est approximative. On retiendra de la forme obtenue, l'absence de suroscillation et l'allure sagement rectangulaire.

BANDES PASSANTES

Dans les conditions des réglages précédents, la courbe est plate comme l'indique la courbe 2 de la figure 6. La bande s'étend de 10 Hz à 20 kHz à -3 dB. Si l'on enclenche la touche « 7 kHz » destinée à réduire la bande, celle-ci chute considérablement puisque la pente à 6 dB par octave débute à 2 kHz environ (courbe 4).

ACTION DES RÉGLAGES DE TONALITÉ

En poussant les réglages au maximum on obtient les remontées de la figure 6 - courbe 1. On constate, environ, +18 dB à 39/40 Hz et +15 dB à 20 kHz.

Les réglages de tonalité tournés dans l'autre sens, les graves et les aigus sont atténués comme le montre la courbe 3. Cette courbe, centrée sur 1 kHz, est sélective pour la parole.

RÉPONSE « RIAA »

Sur l'entrée PU magnétique, les graves sont remontés de 19 dB à 30 Hz et les aigus diminués de 12 dB à 10 kHz. Cette courbe (figure 7) est modélisée convenablement pour la réponse phonographique des disques gravés selon la norme internationale. Les écarts éventuels n'entraînent pas de perturbations sur la qualité de la lecture.

TUNER FM

Bien que le banc d'essai de cette partie de l'ampli-tuner ait fait déjà l'objet d'un article dans le Haut-Parleur N° 1473, d'octobre 1974, nous résumerons dans le tableau ci-dessous les principales caractéristiques à hautes-fréquences.

Nous remarquerons qu'elles entrent dans le cadre de la bonne tenue générale de l'ampli-tuner LR 7410.

CARACTÉRISTIQUES	PERFORMANCES
Sensibilité (à 26 dB)	$1 < S_0 < 2 \mu V$
Rapport signal/bruit	60 à 66 dB
Bande passante globale	53 kHz (bande stéréo comprise)
Distorsion	< 0,5 %
Bande passante FI	250 kHz
Linéarité du détecteur	300 kHz
Gamme reçue	87,8 à 103,7 MHz

Roger Ch. HOUZE
Professeur à l'E.C.E.

Jusqu'ou peut-on reculer les limites de la mémoire ?

Curieuse expérience dans un rapide

Je montai dans le premier compartiment qui me parut vide, sans me douter qu'un compagnon invisible s'y trouvait déjà, dont la conversation passionnante devait me tenir éveillé jusqu'au matin.

Le train s'ébranla lentement. Je regardai les lumières de Stockholm s'éteindre peu à peu, puis je me roulai dans mes couvertures en attendant le sommeil; j'aperçus alors en face de moi, sur la banquette, un livre laissé par un voyageur.

Je le pris machinalement et j'en parcourus les premières lignes; cinq minutes plus tard, je le lisais avec avidité comme le récit d'un ami qui me révélerait un trésor.

J'y apprenais, en effet, que tout le monde possède de la mémoire, une mémoire suffisante pour réaliser des prouesses fantastiques, mais que rares sont les personnes qui savent se servir de cette merveilleuse faculté. Il y était même expliqué, à titre d'exemple, comment l'homme le moins doué peut retenir facilement, après une seule lecture attentive et pour toujours, des notions aussi compliquées que la liste des cent principales villes du monde avec le chiffre de leur population.

Il me parut invraisemblable d'arriver à caser dans ma pauvre tête de quarante ans ces énumérations interminables de chiffres, de dates, de villes et de souverains, qui avaient fait mon désespoir lorsque j'allais à l'école et que ma mémoire était toute fraîche, et je résolus de vérifier si ce que ce livre disait était bien exact.

Je tirai un indicateur de ma valise et je me mis à lire posément, de la manière prescrite, le nom des cent stations de chemin de fer qui séparent Stockholm de Trehörningsjö.

Je constatai qu'il me suffisait d'une seule lecture pour pouvoir réciter cette liste dans l'ordre dans lequel je l'avais lue, puis en sens inverse, c'est-à-dire en commençant par la fin. Je pouvais même indiquer instantanément la position respectivement de n'importe quelle ville, par exemple énoncer quelle était la 27^e, la 84^e, la 36^e, tant leurs noms s'étaient gravés profondément dans mon cerveau.

Je demeurai stupéfait d'avoir acquis un pouvoir aussi extraordinaire et je passai le reste de la nuit à tenter de nouvelles expériences, toutes plus compliquées les unes que les autres, sans arriver à trouver la limite de mes forces.

Bien entendu, je ne me bornai pas à ces exercices amusants et, dès le lendemain, j'utilisai d'une façon plus pratique ma connaissance des lois de l'esprit. Je pus ainsi retenir avec une incroyable facilité, mes lectures, les airs de musique que j'entendais, le nom et la physionomie des personnes qui venaient me voir, leur adresse, mes rendez-vous d'affaires, et même apprendre en quatre mois la langue anglaise.

Si j'ai obtenu dans la vie de la fortune et du bonheur en quantité suffisante, c'est à ce livre que je le dois, car il m'a révélé comment fonctionne mon cerveau.

Il y a trois ans, j'eus le bonheur de rencontrer son auteur et je lui promis de parler de sa Méthode dans mon pays lorsqu'elle aurait été traduite en français. P.V. Borg, qui est actuellement de passage en France, vient de publier cette traduction et je suis heureux aujourd'hui de pouvoir lui exprimer publiquement ma reconnaissance.

Sans doute désirez-vous acquérir, vous aussi, cette puissance mentale qui est notre meilleur atout pour réussir dans l'existence; priez alors P.V. Borg de vous envoyer son petit ouvrage « Les Lois éternelles du Succès »; il le distribue gratuitement à quiconque veut améliorer sa mémoire. Voici son adresse : P.V. Borg, chez Aubanel, 5, place Saint-Pierre, à Avignon.

E. DORLIER

BON GRATUIT

à découper ou à recopier et à adresser à :

P.V. Borg, chez AUBANEL, 5, place Saint-Pierre, 84028 Avignon, pour recevoir sans engagement de votre part et sous pli fermé « Les Lois éternelles du Succès ».

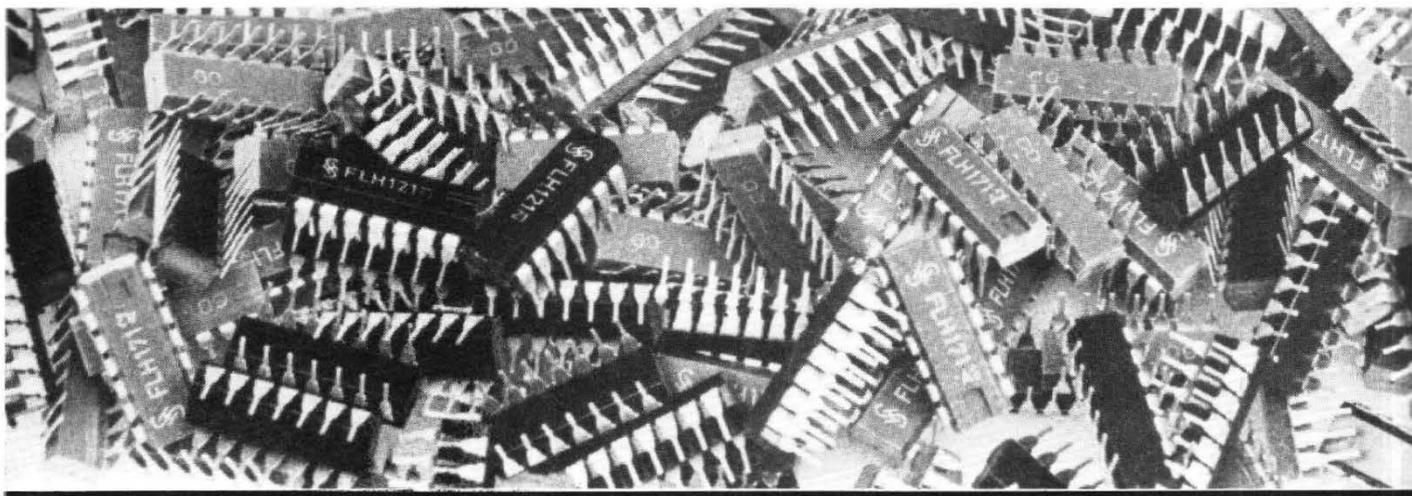
NOM.....

RUE..... N°.....

VILLE.....

AGE..... PROFESSION.....

LE CIRCUIT INTÉGRÉ POURQUOI PAS ?



UN circuit intégré, c'est un microscopique bloc de silicium rempli de composants, essentiellement des résistances, des diodes et des transistors. Bien sûr, il est possible de remplacer les transistors d'un montage par le circuit intégré qui remplit la même fonction mais auquel il faudra cependant associer un certain nombre d'éléments auxiliaires comme des résistances et des condensateurs. Pourtant, le circuit intégré n'est pas toujours le composant le plus intéressant pour l'accomplissement d'une fonction. Les exemples ne manquent pas. Dans cette rubrique, nous traiterons des problèmes, simples pour la plupart, où le circuit intégré est appelé à remplacer utilement les transistors. Utilement, cela signifie que le ou les circuit(s) intégré(s) employé(s) sera(ont) simple(s), il s'agira d'un modèle répandu dans le commerce et en général fabriqué par plusieurs constructeurs. Dans d'autres cas, il pourra s'agir d'un montage complexe ou le circuit intégré employé sera un composant un peu plus rare ; mais toujours fabriqué par plusieurs constructeurs. Dans de tels cas, le montage sera très performant et difficilement réa-

lisable autrement. Nous essayerons de nous en tenir, le plus souvent aux montages simples dont l'assemblage pourra éventuellement faire l'objet d'une réalisation complète. Chaque fois, le montage proposé aura été réalisé, et nous vous ferons part des difficultés que nous aurons eues au cours de l'expérimentation, car, si le circuit intégré en lui-même est un ensemble qui fonctionne, cela ne signifie pas pour autant que le montage réalisé à partir de ce composant fonctionne comme il le devrait. Certaines précautions d'emploi sont à prendre, nous vous en ferons part. Après tout, le circuit intégré, c'est un transistor à plusieurs pattes, seulement, au lieu de se contenter d'amplifier un courant ou une tension, il est en mesure de vous offrir d'autres caractéristiques ou d'autres fonctions plus intéressantes. Son montage est légèrement plus complexe celui de son homologue à trois pattes, il est aussi plus délicat à dessouder, mais comme il y a peu de composants périphériques, en général, et compte tenu de la fonction obtenue, il prend souvent un avantage indéniable. Alors, le circuit intégré, pourquoi pas ?

GÉNÉRALITÉS

Il existe deux catégories de circuits intégrés : les circuits intégrés digitaux et les circuits intégrés linéaires. Circuits intégrés digitaux, ce sont les circuits dont la tension de sortie est en tout ou rien, cette tension est de 0 ou de + ou - quelques volts, selon la catégorie de circuits. Ces circuits sont commandés par une tension, elle aussi tout ou rien, et la sortie

est une fonction logique de l'entrée, fonction logique signifiant dans ce cas que le circuit effectue à partir des données d'entrée une série d'opérations qui déterminent l'état de la sortie. Cette fonction peut être simple : un signal positif à l'entrée est transformé en signal négatif, ou complexe : circuit de machine à calculer par exemple.

Le circuit intégré dit linéaire travaille différemment. Le signal d'entrée varie de façon continue, le signal de sortie également. Il

existe une relation mathématique entre la valeur du signal d'entrée, qui peut être une tension, une fréquence ou autre chose, et le signal de sortie qui sera lui aussi un paramètre donné. Les fonctions obtenues vont également de la plus simple à la plus complexe, par exemple, du simple amplificateur au décodeur stéréophonique à asservissement de phase.

Entre les deux, il existe encore d'autres circuits dont l'entrée est digitale et la sortie analogique (linéaire) et inversement.

TRIGGER A CIRCUIT INTÉGRÉ

Nous venons de définir deux catégories de circuits intégrés, et paradoxalement, nous allons utiliser un circuit intégré linéaire pour sortir un signal en tout ou rien ! Ce circuit, c'est le trigger de Schmitt.

Le trigger de Schmitt est un montage détecteur de seuil (fig. 1). Ce détecteur possède une

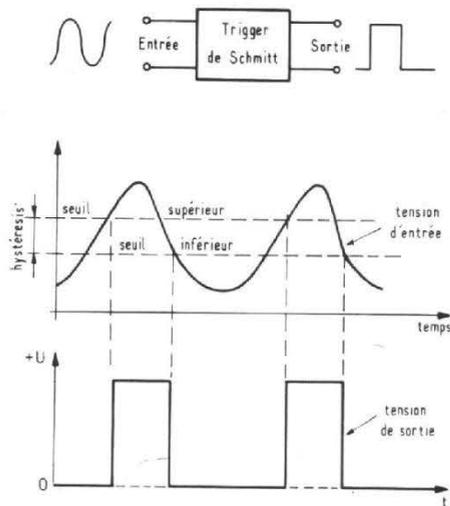


Fig. 1

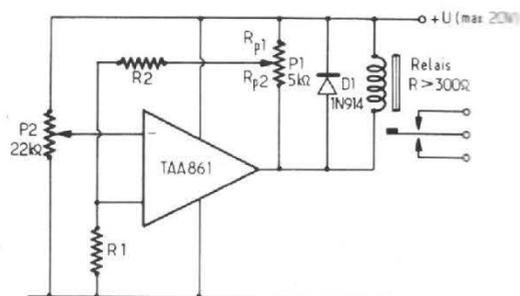


Fig. 2

entrée et une sortie, lorsque la tension d'entrée est supérieure au seuil, la sortie passe d'un état à l'autre, lorsque cette tension est au-dessous du seuil, la sortie est dans l'état contraire du précédent. Particularité, les seuils pour les deux changements d'état sont différents, la différence de tension entre les deux seuils est appelée hystérésis, il faut en effet redescendre plus bas que l'on était monté pour provoquer le changement d'état.

Le trigger de Schmitt à transistors « discrets » utilise deux transistors, il est utilisable dans beaucoup de circonstances mais il est difficile d'ajuster ses paramètres. Le montage à circuit intégré que nous vous proposons est basé sur un circuit intégré, le TAA 861. Ce montage permet le réglage de l'hystérésis d'une part et du seuil d'autre part. Son impédance d'entrée est élevée, ce qui n'est pas le cas du montage à transistors discrets. Par contre, son courant de sortie est limité par le courant maximal que peut supporter le circuit intégré.

LE TAA 861

Le TAA 861 est un circuit intégré remplissant la fonction d'amplificateur opérationnel. L'entrée est différentielle, ce qui signifie que l'état de la sortie est déterminé par la différence de tension qui existe entre les deux entrées, et non par la valeur absolue de cette tension. La sortie se fait à collecteur ouvert, cette formule voulant dire qu'il n'y a pas de résistance ou de charge pour le transistor de sortie, donc qu'il est

obligatoire de placer une résistance (ou une autre charge) entre le pôle positif de l'alimentation et la sortie du circuit intégré.

Les caractéristiques (résumées) de ce circuit sont les suivantes :
Tension d'alimentation max. : ± 10 V (ou 0,20 V),
Courant de sortie max. : 70 mA,
Tension de sortie différentielle max. : $\pm U$ alim.
Domaine de fonctionnement : ± 2 à ± 10 V,

Température de fonctionnement : 0, + 70 °C,

Puissance consommée : 70 mW ($R1 = 2 \Omega$),

Courant d'entrée : 0,5 μ A,

Impédance d'entrée à 1 kHz : 200 k Ω ,

Gain en tension à vide : 80 dB, pour une résistance de charge de 2 Ω et une fréquence de signal de 1 kHz.

ETUDE DU SCHÉMA

Au repos, il n'y a aucun courant à la sortie du circuit intégré, la tension de sortie du montage est donc de +U. L'entrée + du circuit intégré est au potentiel fixé par le pont de résistance R2, R1. Lorsque l'on déplace le curseur du potentiomètre P2 vers le haut, la tension de l'entrée - du circuit intégré devient de plus en plus

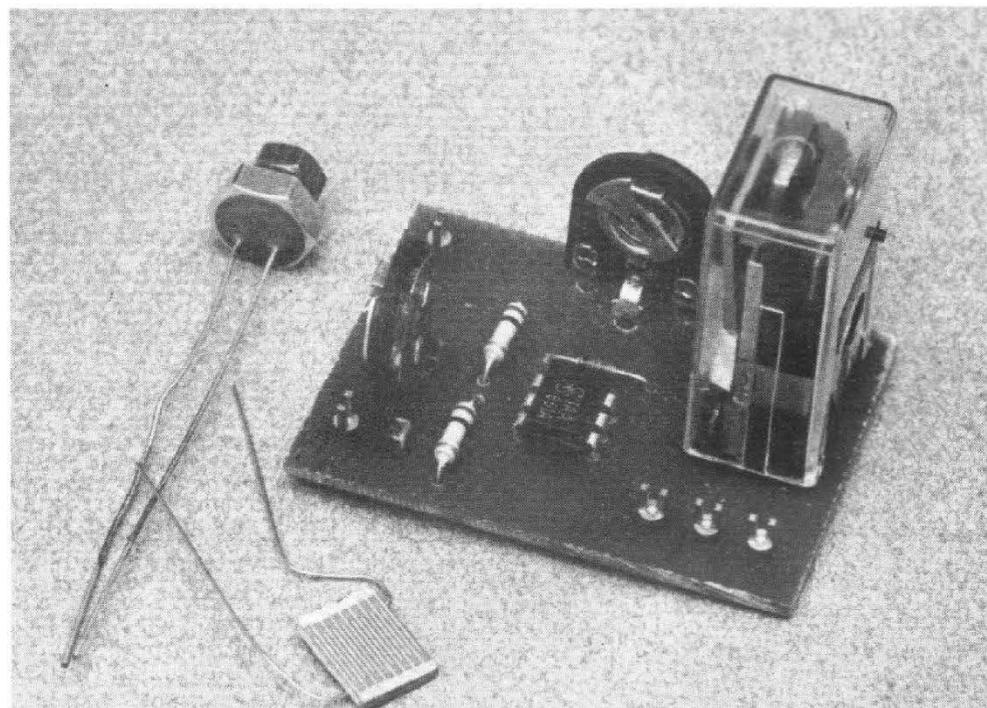


Photo 1. - Le détecteur électronique de seuil, un circuit intégré, deux résistances, deux potentiomètres ajustables, celui du fond pour régler le seuil inférieur, celui du côté gauche pour le seuil supérieur ; on peut lui associer la photorésistance ou la thermistance représentée ici ou toute autre sorte de capteur.

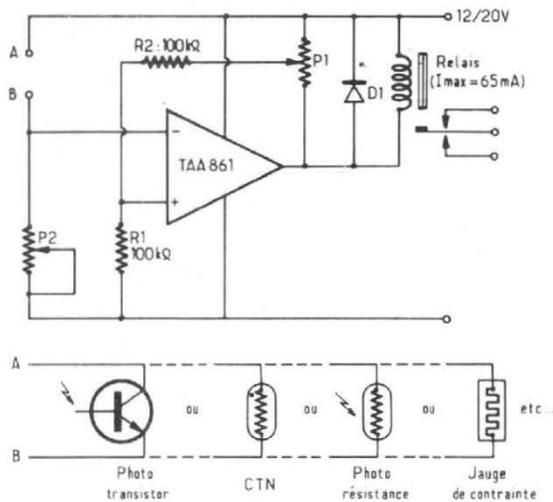


Fig. 3

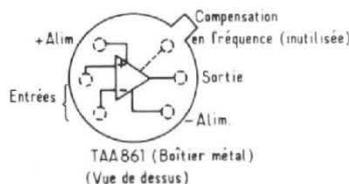
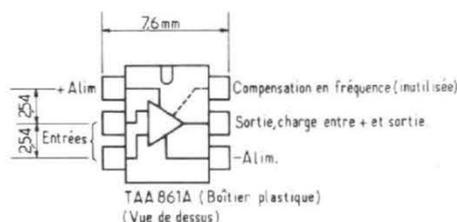


Fig. 4

positive et à un moment donné elle devient supérieure à la tension de l'entrée +, le circuit intégré bloqué auparavant se met à amplifier et sa tension de sortie devient nulle, le relais colle. Pendant ce passage, la tension du curseur de P1 voit son potentiel diminuer et de ce fait, la tension de l'entrée + diminue également, entraînant un creusement de l'écart de tension des deux entrées, ce qui accélère le basculement.

L'entrée + est maintenant à un potentiel inférieur au précédent, et il faudra que la tension de l'entrée - devienne inférieure à celle de l'entrée + pour qu'une nouvelle commutation se fasse. Suivant la position du curseur de

P1, la tension de basculement inférieur variera. Pour modifier la tension supérieure, il faut changer le rapport des résistances R1 et R2.

R2, R1, permet de régler le seuil supérieur, P1, l'hystérésis du montage.

TENSION DE COLLAGE

Au repos, la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel est positive. La tension de l'entrée + est égale à $U \times R2/R1 + R2$, à condition toutefois que la résistance du potentiomètre P1 soit petite devant celle du pont R1, R2. Comme la résistance

d'entrée du circuit intégré est élevée, on peut prendre R1 et R2 de l'ordre d'une centaine de milliers d'ohms, tandis que la résistance du potentiomètre P1 sera de 4,7 kΩ par exemple.

Pour ce calcul, nous considérons que la résistance du pont de résistances de polarisation de l'entrée positive (R3, R4) est grande devant la résistance du potentiomètre P1 dont nous considérerons seulement la tension du curseur.

Nous avons alors :

$$U_{e+} = U_{alim} \times$$

$$\frac{R_{p2}}{R_{p1} \times R_{p2}} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Donc si nous faisons varier la position du curseur de P1, la valeur de la tension de décollage variera tandis que celle de collage, qui ne dépend pratiquement que de R2 et R1 ne variera pas.

Lorsque le curseur de P1 se déplace vers le haut, l'écart entre tension de collage et de décollage est très faible, lorsque le curseur va vers le moins, l'écart est important.

APPLICATIONS DU TRIGGER DE SCHMITT

Le trigger de Schmitt peut être utilisé dans de nombreux cas, et en particulier lorsqu'il s'agit de transformer une onde de forme quelconque en onde carrée. Si on envoie à l'entrée du trigger un signal sinusoïdal, chaque fois que la tension dépassera le seuil positif, la tension de sortie passera à zéro, chaque fois qu'elle dépassera le seuil inférieur, la tension de sortie deviendra positive. Si l'hystérésis est très faible, il sera possible de régler le trigger pour que chaque transition de sortie coïncide avec le passage à zéro de la tension sinusoïdale d'entrée. Attention toutefois, si vous utilisez ce circuit intégré à fréquence élevée, vous serez limité par le temps de montée du circuit intégré. Les amplificateurs opérationnels sont en général conçus pour travailler en continu, ou à fréquence basse, et leur bande passante est relativement faible.

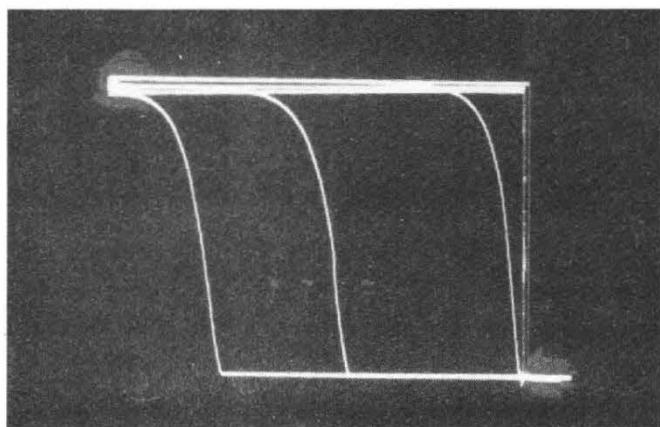


Photo 2. - Cet oscillogramme (il y en a trois superposés) montre le réglage du potentiomètre de seuil inférieur. Les traits horizontaux représentent la tension de sortie du circuit intégré tandis que le balayage horizontal est assuré par la tension d'entrée du circuit intégré. Les traits verticaux de droite représentent la variation du seuil supérieur lorsque l'on règle le seuil inférieur, il n'y a pratiquement aucune interférence des réglages. Le trait de gauche, oblique montre diverses valeurs du seuil de basculement inférieur qu'il est possible d'obtenir. La forme théorique serait une verticale si le circuit intégré répondait, au retour suffisamment rapidement.

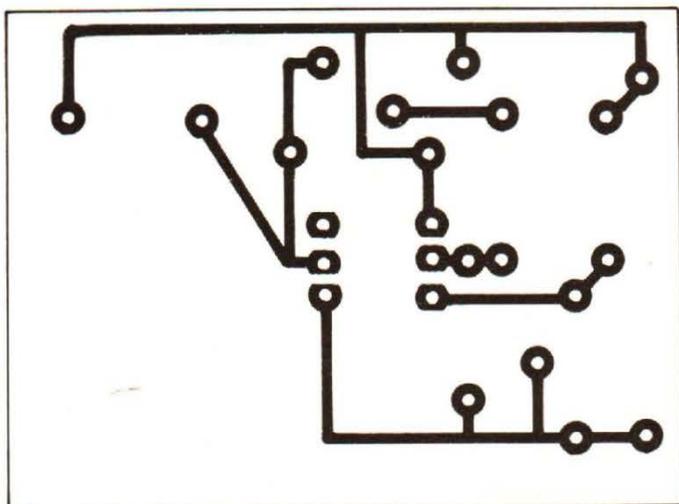


Fig. 5 a

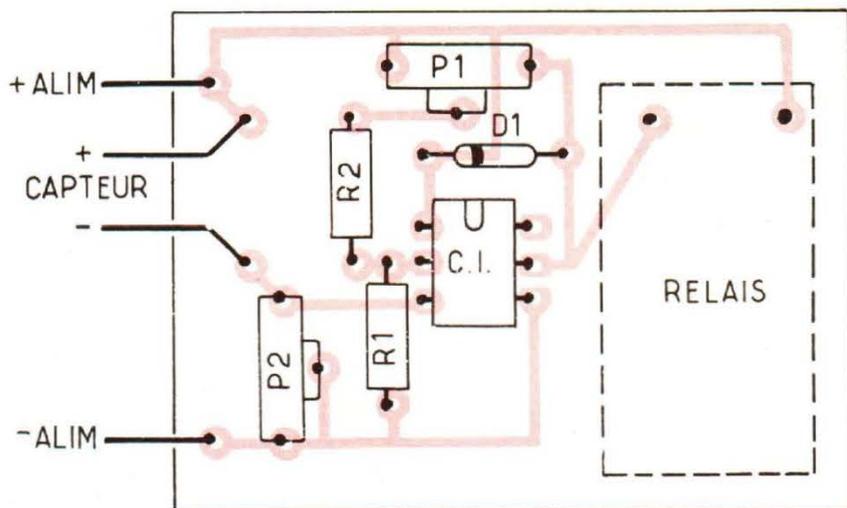


Fig. 5 b

ment un boîtier métallique ; de toute façon, ces deux boîtiers sont interchangeables, si l'implantation du circuit intégré a été prévue pour le boîtier plastique. Sescom diffuse également un circuit intégré de cette famille sous la référence SFC 861 (brochage fig. 5).

CONCLUSION

Ce type de montage est un exemple où il est intéressant d'utiliser un circuit intégré. Les performances du montage : impédance d'entrée, sensibilité, hystérésis réduit (10 mV min.) et la facilité des réglages et le nombre réduit de composants périphériques. Il permet en tous cas de se faire la main avec les circuits intégrés qui, après tout, ne sont pas si difficiles que ça à utiliser. Un détail que nous allons oublier, prenez pour vos premiers essais, un support de circuit intégré ; il coûte aussi cher que le circuit, c'est un fait, mais rendra les opérations d'échange et de démontage plus faciles et puis, le théorème de l'emm... maximum bien connu des électroniciens veut que si on ne met pas de support, le montage ne marche pas du premier coup et alors on regrette de ne pas l'avoir prévu, alors que si vous l'avez mis, le montage fonctionnera à merveille dès la mise sous tension, alors vous penserez : pourquoi avoir mis un support...

Alors, le circuit intégré, pourquoi pas ?

E.L.

Une autre application très intéressante du trigger à TAA 861 est son association avec un capteur résistif ou dont le courant est fonction de la variable d'entrée. On peut ainsi réaliser facilement un thermostat, ou une barrière photoélectrique. Le capteur est alors placé dans un pont qui remplace le potentiomètre P1.

Le schéma devient alors celui de la figure 3. La résistance variable P2 servira à fixer le point de basculement « haut » tandis que le potentiomètre P1 servira au réglage de l'hystérésis.

Si, par exemple, on utilise pour R1 une thermistance, l'hystérésis

sera l'écart de température provoquant le déclenchement, P2 servant à déterminer à partir de quelle température le relais colera ; P1 à partir de quelle température il se décollera.

Pour réaliser une barrière photoélectrique, R1 ou R2 sera remplacée par une photo diode ou un phototransistor ou même une photorésistance. La seule précaution à prendre est que le montage soit convenablement polarisé, c'est-à-dire que la tension du point milieu du pont soit environ de la moitié de la tension d'alimentation, ce qui permet une grande latitude de réglage.

La réalisation d'un tel montage (Implantation figure 4), est simple, sans relais, le montage fonctionne à partir d'une tension d'alimentation de 3 V (sur l'échantillon testé) jusqu'à 20 V. Attention à bien choisir la résistance du relais (elle doit être supérieure à 300 Ω) afin que le courant de sortie soit dans les limites imposées par le fabricant (70 mA).

Ce type de circuit intégré existe chez plusieurs fabricants : Siemens, AEG Telefunken, sous la même référence TAA 861. La lettre A, suivant la désignation signifie que le boîtier est en époxy (version économique), il existe égale-

TROIS NOUVEAUX HAUT-PARLEURS

— SIARE —

POUR ENCEINTES

« A FAIRE SOI-MEME »

SI les enceintes asservies étaient, au Festival du Son, l'une des vedettes, les haut-parleurs traditionnels étaient aussi présents, sans doute moins spectaculaires car montrés dans le silence de leur présentoir stati-

que. Parmi les constructeurs de haut-parleurs, Siare présentait un nouveau module destiné à la réalisation d'enceintes à deux ou trois voies. Ces haut-parleurs ont bénéficié des derniers progrès technologiques et permettent à

chacun de réaliser des enceintes de classe pour un prix de revient intéressant.

Trois voies, cela veut dire qu'il y a un haut-parleur se chargeant des basses fréquences, c'est le

Boomer 205 SPCG 3, un autre responsable du médium, c'est le 10 MC et enfin un troisième pour les aigus, le tweeter TW 0. Pour séparer les divers signaux, un nouveau filtre était également présenté, le filtre F 30.



Photo 1 : Enceinte de démonstration utilisant les trois haut-parleurs décrits ci-contre. De bas en haut 205 SPCG 3, 10 MC et TW 0.



Photo 2 : Vue interne de l'enceinte laissant apparaître le filtre installé dans le bas de l'enceinte, au-dessous du boomer dont on voit la culasse.

LE BOOMER 205 SPCG 3

Ce boomer se distingue des autres boomers par une série de nervures radiales embouties qui raidissent la membrane. Cette opération se fait lors du moulage de la membrane, elle autorise le fonctionnement du boomer dans les fréquences moyennes grâce à la suppression des modes de vibrations parasites intervenant à ces fréquences. La membrane tend à se conduire alors comme un piston parfait. Cette membrane est en papier traité par une couche superficielle de Butyl, procédé très répandu. La suspension est souple et à forte élongation. Elle est linéaire en déplacement sur 3 mm de part et d'autre de la plaque de champ, au-delà, et jusqu'à ± 8 mm elle reste symétrique. La bobine mobile est réalisée sur un support d'aluminium permettant d'évacuer davantage de calories qu'une bobine à support conventionnel. Ce type de bobine permet donc d'augmenter la puissance applicable au haut-parleur, particulièrement lorsqu'il devra, en étant employé dans une

enceinte à deux voies couvrir les zones du médium et des basses. La suspension périphérique, réalisée en néoprène autorise un fonctionnement à puissance élevée sans risque de détérioration mécanique. Le circuit magnétique a été étudié pour assurer un champ de 13 000 gauss dans l'entrefer, ce qui permet un bon amortissement critique. La fréquence de résonance a été abaissée à 22 Hz pour permettre l'utilisation du 205 SPCG 3 dans de petites enceintes. Le diamètre total est de 204 mm, l'ouverture utile du baffle sera de 18,7 cm. La fixation du haut-parleur se fait par l'extérieur, grâce à quatre oreilles. La puissance nominale est de 25 W, l'impédance de 4 à 8 Ω , cette dernière donnée étant fonction du montage du haut-parleur et de sa charge acoustique.

LE MÉDIUM 10 MC

Le haut-parleur de médium est un composant qui doit être acoustiquement chargé à l'arrière. Le boomer l'est naturellement par l'intérieur de l'enceinte acoustique dont la taille est adaptée aux

longueurs d'ondes que le haut-parleur doit traiter. Le haut-parleur d'aigus a le plus souvent un saladier entièrement fermé qui sépare sa membrane de l'enceinte. L'espace entre membrane et saladier est en général très restreint, comme les longueurs d'ondes des fréquences hautes sont courtes, cela ne pose pas de problème. Pour le haut-parleur de médium, il fallait en général aménager à l'intérieur de l'enceinte un cloisonnement qui évitait à la membrane du médium de recevoir les ondes venant du haut-parleur de basses.

Le haut-parleur 10 MC comporte, comme vous pouvez le constater sur la photo sa propre enceinte close. Cette formule permet d'assurer au haut-parleur une réponse en fréquence indépendante de son montage, et aussi de simplifier ce dernier. Ce haut-parleur se fixe par l'avant, quatre trous peuvent recevoir des vis de 4 mm de diamètre.

La membrane de ce médium est conique, elle est en papier séché à l'air et non pressé. Cette méthode de fabrication sert à éliminer les résonances parasites et la coloration. La suspension périphérique est en mousse plastifiée,

cette mousse amortit l'onde incidente issue du sommet du cône et qui aurait été transmise par la membrane. Une couronne de mousse de polyuréthane aérée garnissant le bord du saladier limite l'influence des effets de bords. Le capot hermétique, est en matière plastique, il est rempli d'une « dose » de laine de verre. Ce haut-parleur est caractérisé par une faible directivité et une réponse impulsionnelle rapide. Diamètre du boîtier 10,8 cm, extérieur 13 cm, profondeur 12 cm, induction 10 000 gauss, bande passante 500/6000 Hz, fréquence de résonance 210 Hz, puissance nominale 25 W à partir de 600 Hz, impédance 4/8 Ω .

LE TWEETER TW 0

Le nouveau tweeter de Siare est destiné à prendre la relève des 205 SPCG 3 et 10 MC au-dessus de 2 000 Hz. Sa membrane est conique, la suspension périphérique plastifiée et un matériau amortissant interne régularisent la courbe de réponse. On retrouve le principe du montage du haut-parleur de médium et la même couronne de mousse plastique qui



Photo 3 : détail du boomer : cône d'alliage d'aluminium embouti et nervure de renforcement de la membrane.

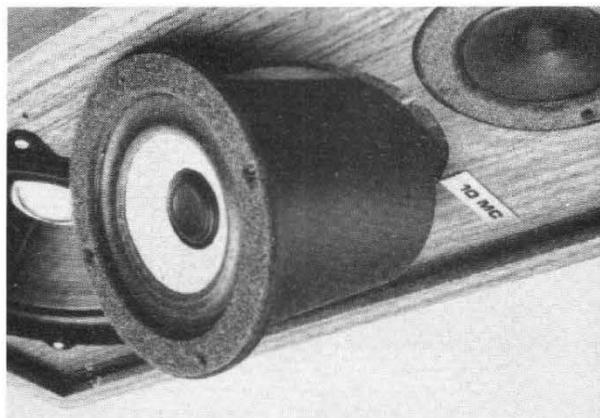
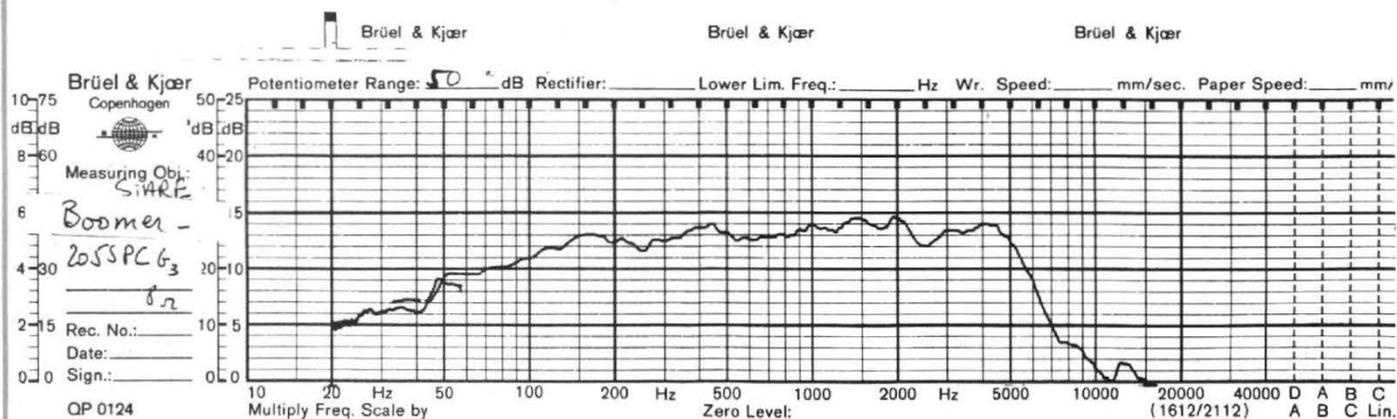
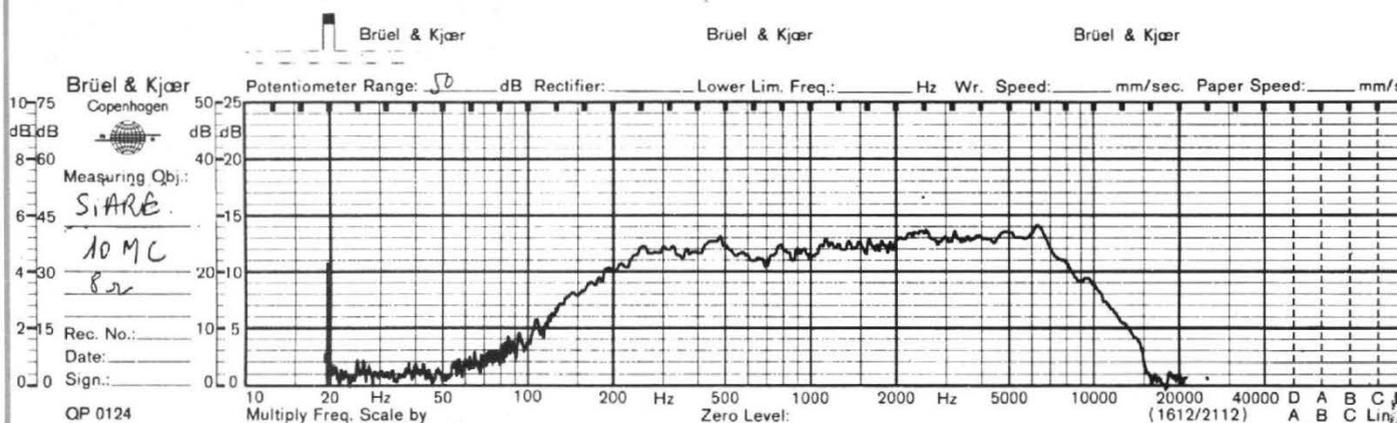


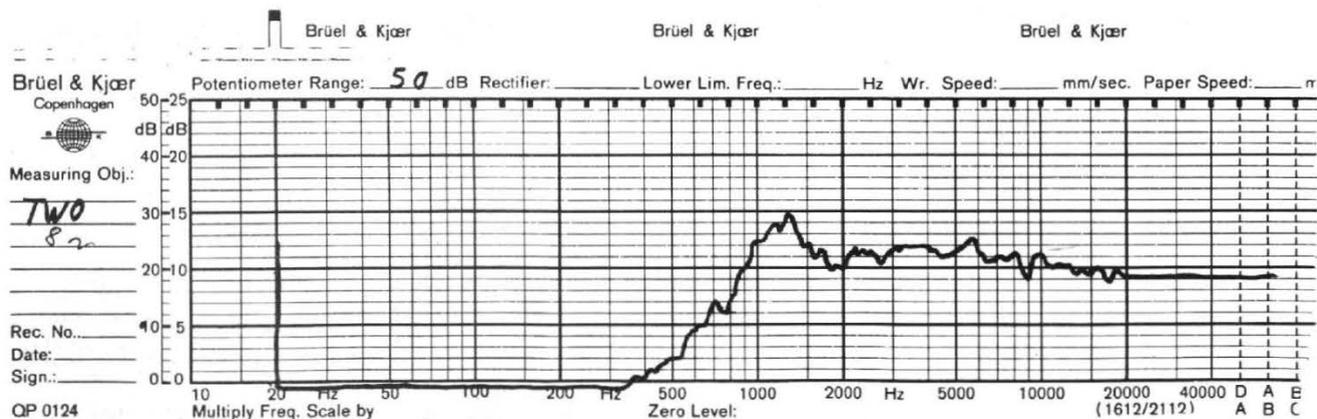
Photo 4 : le médium 10 MC comporte son propre baffle, noter la forme du dôme cache noyau et la suspension en mousse plastique.



Courbe 1 : Réponse en fréquence du boomer 205 SPC 3.



Courbe 2 : Réponse en fréquence du médium 10 MC.



Courbe 3 : Réponse en fréquence du tweeter TW 0.

borde la membrane. Ce haut-parleur est à haut rendement et a l'avantage d'une faible directivité dans les fréquences élevées.

Diamètre 97 mm, ouverture du baffle (fixation par l'avant)

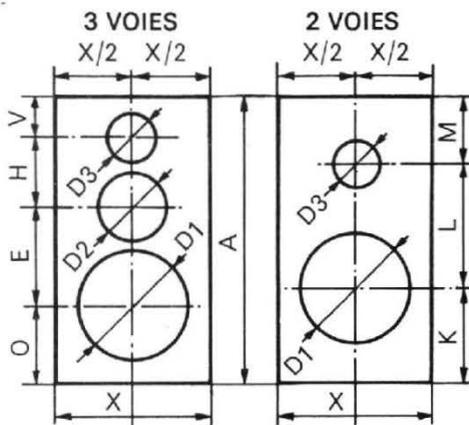
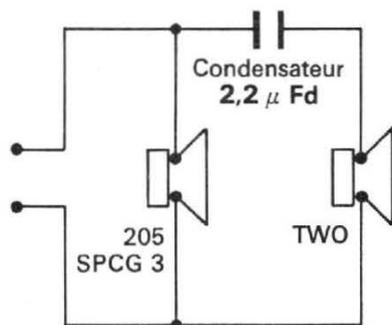
75 mm, induction 12 000 gauss, impédance 8 Ω , fréquence de résonance 1100 Hz, bande passante: 2 000 à 22 000 Hz, puissance nominale 40 W à partir de 5 000 Hz.

LE FILTRE F 30

Le filtre F 30 a spécialement été conçu pour être associé à ces trois transducteurs. Ses fréquences

de coupure sont de 600 et 6 000 Hz, son impédance de 4/8 Ω . Il admet une puissance de 30 W et ses pentes de coupure sont à 12 dB/octave entre le grave et le médium et de 6 dB/octave

Fig. 1: Exemple de montage des nouveaux haut-parleurs Siare, plan d'une enceinte à deux et trois voies.



A . . . 50 cm	K . . . 16 cm
X . . . 26 cm	L . . . 18 cm
X/2 . . 13 cm	M . . . 16 cm
V . . . 6 cm	D1 . 18,7 cm
H . . . 12 cm	D2 . 10,8 cm
E . . . 18 cm	D3 . 7,2 cm
O . . . 14 cm	

Epaisseur du bois : 1,9 cm
Profondeur de la caisse : 23 cm

entre le médium et l'aigu. Ses trois selfs et ses trois condensateurs sont fixés sur un circuit imprimé en XXXP, une sérigraphie indique la polarité des haut-parleurs. Il manque simplement le repérage du type de haut-parleur qui doit être relié à chaque paire de trous, figure côté circuit. Les fils seront soudés au circuit imprimé. Les selfs sont à air pour deux exemplaires et à noyau de ferrite pour celle du haut-parleur

de basses. Comme l'entrefer est très grand, les risques de saturation sont limités. Les condensateurs chimiques sont des modèles non polarisés. Quatre trous, à chaque coin permettent la fixation.

MONTAGE

L'enceinte sera réalisée suivant la figure 1, deux solutions sont proposées : l'une économique à

deux haut-parleurs, le filtre est alors constitué par un seul condensateur de 2,2 µF (non polarisé). Pour le montage avec filtre, la seule différence consiste à pratiquer trois trous sur la façade au lieu de deux. Le remplissage interne se fera en laine minérale, la quantité sera ajustée en fonction de la réponse désirée. Les dimensions sont données avec le plan de l'enceinte. Cette dernière sera en une seule pièce, soigneu-

ment collée, et vissée (de préférence vis pour aggloméré), les haut-parleurs se montent sur la façade.

ELECOLIT® 340

Résine conductrice de l'électricité

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

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

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

ELECO PRODUITS
92110-CLICHY TEL. 739.98.70



Le son incomparable de l'ORGUE électronique

Dr. Böhm

a enchanté tous nos clients

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

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

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

Dr. Böhm

CENTRE COMMERCIAL
DE LA VERBOISE

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



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

Bon pour un catalogue gratuit 60 pages des orgues Dr. Böhm
Joindre 3 timbres à 0,80 F ou 5 timbres à 0,80 F pour envoi urgent
BON A DECOUPER OU A RECOPIER ET A RETOURNER A :

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

NOM

Adresse

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

LES SCANNING MONITORS

RÉCEPTEURS DE VEILLE A BALAYAGE AUTOMATIQUE

Les scanning monitors permettent d'effectuer la veille permanente sur un groupe de canaux VHF ou UHF, grâce à un dispositif séquentiel d'exploration programmée. Très utiles pour améliorer la gestion des réseaux radiotéléphoniques mettant en œuvre plusieurs fréquences de trafic, les scanning monitors – ou récepteurs de veille à balayage automatique – sont appelés à une large diffusion, en particulier dans le domaine des liaisons VHF côtières et fluviales.

BUT

La veille simultanée sur plusieurs canaux de radiotéléphonie FM nécessite normalement l'installation d'un groupe de récepteurs spécialisés par fréquence de trafic associés à un multicoupleur, autorisant l'emploi d'un seul aérien. Cette solution onéreuse n'est toutefois justifiée que lorsqu'il est impératif de capter plusieurs messages en même temps, dans le cas d'une occupation quasi-permanente des voies de trafic. D'autre part, pour des raisons d'ordre pratique, il est difficile d'envisager une telle formule pour le montage à bord des automobiles ou des bateaux. Grâce aux scanning monitors, qui trouvent leur place aussi bien aux stations fixes qu'à bord des véhicules, voire même dans la poche, la veille permanente des voies de trafic devient une tâche aisée, pour les responsables chargés de la coordination et de la surveillance des opérations. Tandis que les plans de fréquences des systèmes de radiotéléphonie FM présentent une complexité croissante, l'emploi des scanning monitors par le personnel-clé d'intervention, permet d'assurer une meilleure corrélation entre

les divers réseaux satellites ou semi-indépendants (sécurité, pompiers, ambulances, etc.).

Enfin, la veille permanente à l'aide des scanning monitors n'est pas moins indispensable à bord des navires croisant à proximité des côtes ou des péniches utilisant les voies d'eau intérieures. Un certain nombre de canaux VHF est en effet réservé à différents services tels que correspondance publique, opérations portuaires et

opérations nautiques (écluses). En outre, une fréquence est utilisée uniquement pour l'appel et la sécurité (canal 16 : 156,80 MHz) tandis qu'un groupe de voies est destiné aux liaisons navire-navire. Dans ces conditions, le scanning monitor est d'un précieux secours à bord des bateaux – et particulièrement sur les chalutiers et les embarcations de plaisance – tant au plan de l'efficacité que de la sécurité.

UTILISATION

Les scanning monitors sont des récepteurs à balayage automatique permettant l'exploration séquentielle d'un groupe de canaux, généralement quatre à dix suivant les appareils, en moins d'une seconde. Les scanning monitors, d'un encombrement réduit comparable à celui d'un auto-radio, sont prévus pour fonctionner à partir d'une batterie 12 V ; ils sont la plupart du temps munis d'une alimentation fixe. Les modèles de poche peuvent être munis soit de piles sèches soit d'éléments de batterie cadmium-nickel rechargeables. Lorsque les conditions de réception sont confortables, l'antenne télescopique ou l'antenne fouet enfichable dont sont pourvus ces appareils, est suffisante. Dans les autres cas d'exploitation, et notamment en voiture, il est indispensable de raccorder une antenne extérieure à la prise prévue à cet effet. Cette dernière disposition permet d'utiliser à fond les performances poussées de ce genre de récepteur.

Les scanning monitors sont contrôlés par quartz sur chaque canal de façon à procurer la stabilité requise, compte tenu des

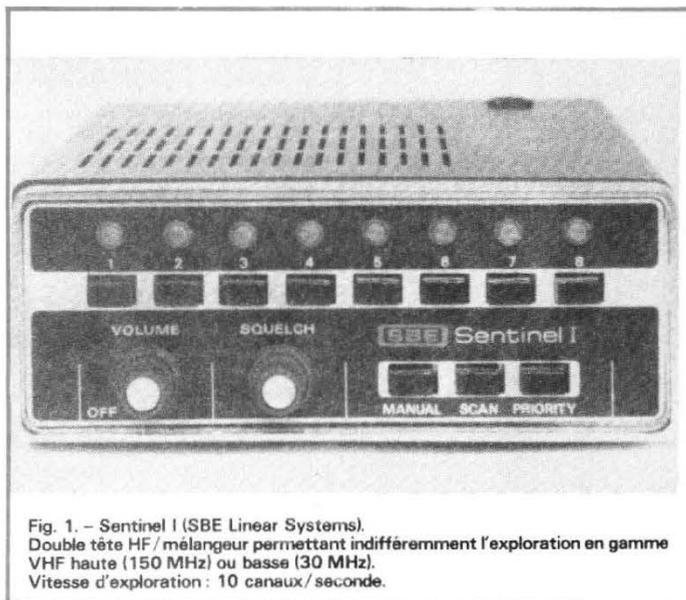


Fig. 1. – Sentinel I (SBE Linear Systems).
Double tête HF / mélangeur permettant indifféremment l'exploration en gamme VHF haute (150 MHz) ou basse (30 MHz).
Vitesse d'exploration : 10 canaux/seconde.

espacements de canaux réduits mis en jeu (25 à 20 kHz).

La gamme de fréquence couverte sans nécessité de reprendre l'accord du récepteur est particulièrement étendue; elle varie entre 6 et 10 MHz en fonction de la bande de trafic (30, 150 et 450 MHz). Les récepteurs de provenance U.S. ne comportant pas la gamme 80 MHz) et des types de matériel. La figure 5 représente la courbe de variation de sensibilité du Cheyenne 8 fonctionnant en 150 MHz. On voit qu'à un intervalle de 5 MHz de la fréquence centrale d'accord, la perte de sensibilité est de 6 dB.

Lorsqu'une porteuse apparaît sur l'une des fréquences correspondant à l'équipement en quartz du récepteur, l'exploration s'arrête tandis qu'un témoin lumineux indique le canal sur lequel a lieu l'émission. Simultanément, on assiste au déblocage des étages BF (réglés au silence par la manœuvre du bouton de squelch en l'absence de porteuse), ce qui provoque la restitution du message par l'intermédiaire du haut-parleur de l'appareil. Le témoin demeure allumé et le récepteur débloqué pendant toute la durée de la transmission. Une constante de temps de quelques secondes est généralement prévue lorsque la porteuse subit de brèves coupures lors de l'acheminement du message. Cette temporisation est également très utile en trafic monofréquence pour capter la réponse du correspondant sans qu'il se produise d'interruption dans l'écoute de la liaison.

Le programme de base d'exploration des canaux est établi à

l'avance par la mise en place des quartz. Toutefois, des touches de sélection de canal permettent à tout instant de mettre hors circuit un ou plusieurs canaux dont la veille n'est pas jugée nécessaire. En outre, un inverseur d'exploration peut être placé sur le mode « manuel » pour effectuer l'avance manuelle canal par canal, grâce à un bouton poussoir prévu à cet effet. Le passage en position manuelle lors de la réception d'un signal, maintient le récepteur en veille sur le dernier canal reçu (par la seule manœuvre de l'inverseur d'exploration).

PRIORITÉ

La description des facilités offertes par les scanning monitors serait très incomplète, si l'on ne mentionnait pas le dispositif de priorité, rencontré sur bon nombre d'appareils.

Parmi les canaux dont on veut effectuer la veille, il existe presque toujours un canal ayant un rôle privilégié et sur lequel les informations transmises présentent un caractère prioritaire. Dans ces conditions, l'opérateur doit pouvoir être avisé en toute circonstance, du trafic s'écoulant sur ce canal, quel que soit l'état d'occupation des autres canaux. En fait, il faut que le basculement immédiat sur canal prioritaire ait lieu quelle que soit la position de la séquence d'exploration automatique ou manuelle et même lorsque le récepteur est déjà accroché sur l'émission d'un canal ordinaire.

C'est en général le canal



Fig. 2. - GR-110 (Heathkit).

Affichage direct du canal par indicateur numérique électroluminescent à sept segments. Possibilité de visualiser la séquence d'exploration. Appareil fourni en kit avec notice détaillée d'assemblage.

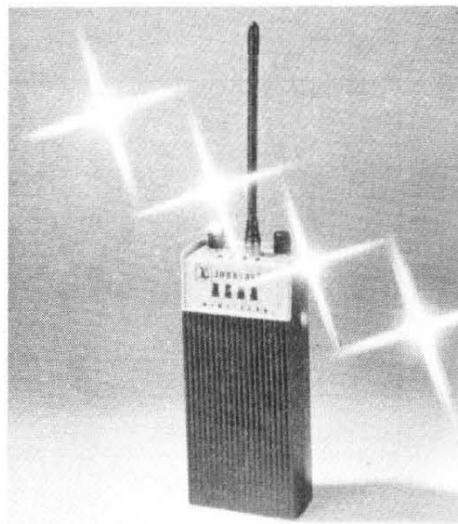


Fig. 3. - Mini-Scan (E.F. Johnson).

Version « shirt pocket » fonctionnant sur piles ou accumulateur cadmium-nickel. Affichage par quatre diodes électroluminescentes (L.E.D.). Antenne ferrite incorporée avec possibilité d'améliorer la réception en branchant une antenne souple enfichable.



Fig. 4. - Cheyenne 8 (Pearce Simpson).

Double changement de fréquence avec filtre à quartz monolithique 10,7 MHz et filtre céramique 455 kHz. Trois vitesses d'exploration (15 - 10 - 5 canaux/seconde). Trappe d'accès aux quartz facilitant leur changement immédiat sans démontage du coffret.

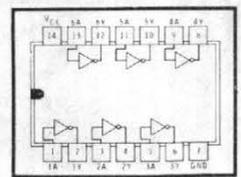
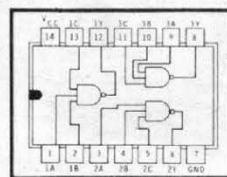
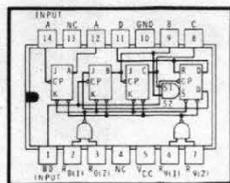
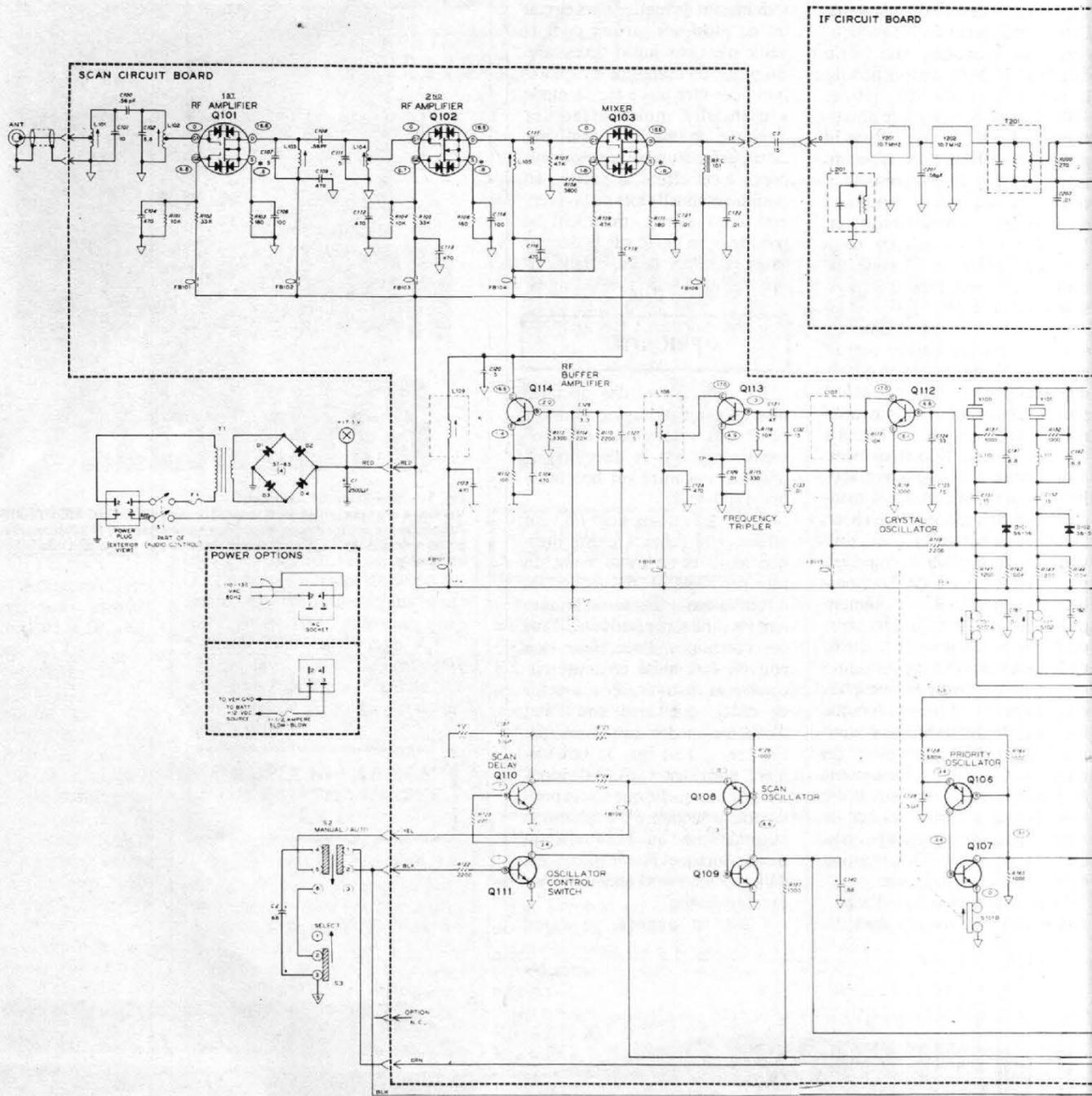
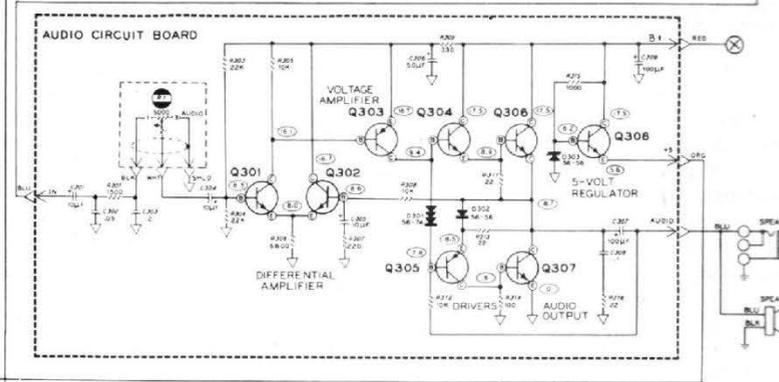
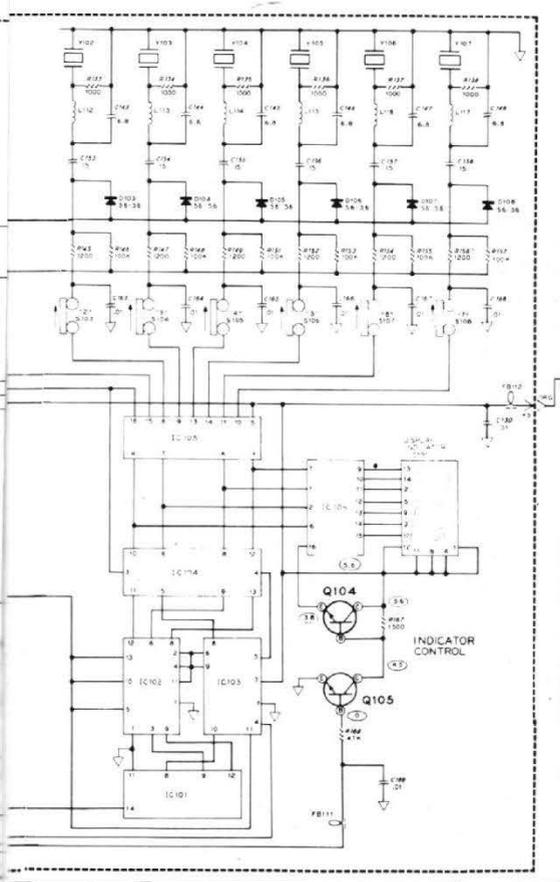
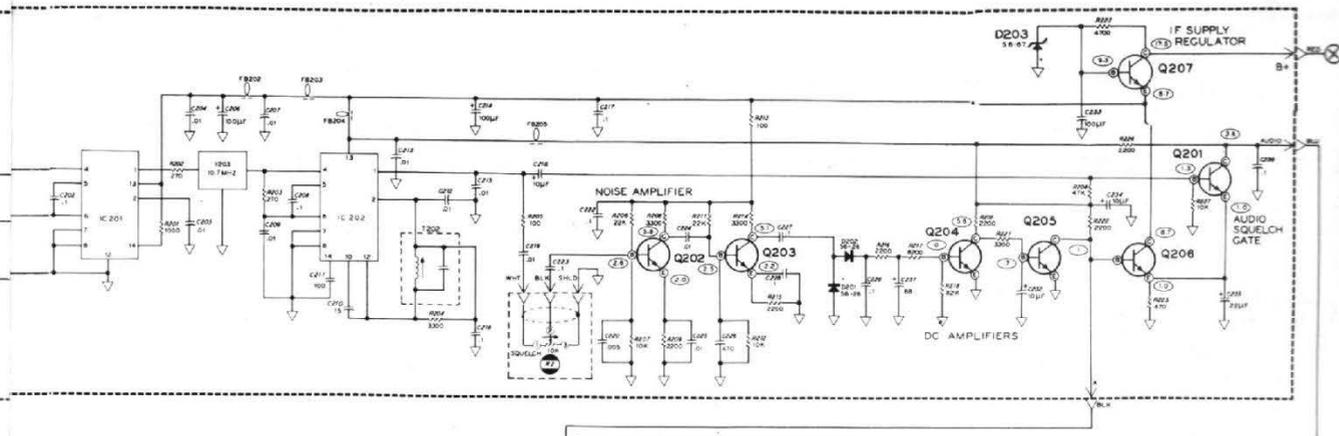


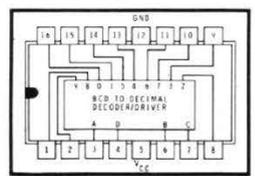
Fig. 6. - Schéma de principe du scanning monitor Heathkit GR 110.



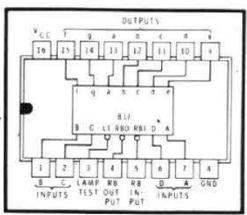
**SCHEMATIC OF THE
HEATHKIT[®]
MODEL GR-110
VHF SCANNING MONITOR**

- NOTES
- RESISTOR AND CAPACITOR NUMBERS ARE IN THE FOLLOWING GROUPS:
 0-90 PARTS ON CHASSIS
 100-199 PARTS ON THE SCAN CIRCUIT BOARD
 200-799 PARTS ON THE IF CIRCUIT BOARD
 100-199 PARTS ON THE AUDIO CIRCUIT BOARD
 - THIS SYMBOL AROUND A PART NUMBER MEANS THAT THIS COMPONENT IS MOUNTED ON THE CHASSIS. THOUGH ITS LOCATION ON THE SCHEMATIC SUGGESTS ANOTHER LOCATION.
 - ALL RESISTORS ARE 1/2 WATT. RESISTOR VALUES ARE IN OHMS; K = 1000.
 - CAPACITORS LESS THAN 1 ARE IN pF (PICOFARADS); ALL OTHER CAPACITORS ARE IN μF (MICROFARADS) UNLESS OTHERWISE MARKED.
 - THIS SYMBOL INDICATES A POSITIVE DC VOLTAGE MEASUREMENT TAKEN WITH AN LM1000HM VTVM FROM THE POINT INDICATED TO CHASSIS GROUND. SQUELCH CONTROL FULL CLOCKWISE. REFER TO THE VOLTAGE CHARTS ON PAGES 24 AND 30 FOR MEASUREMENTS UNDER OTHER CONDITIONS. VOLTAGES MAY VARY ±20%.
 - VOLTAGES MARKED WITH AN ASTERISK * MAY VARY BETWEEN 1.8 AND 1.8 VOLTS.
 - THIS SYMBOL INDICATES A COMMON B+ CONNECTION.
 - THIS SYMBOL INDICATES A CIRCUIT BOARD GROUND.
 - THIS SYMBOL INDICATES A CHASSIS GROUND.
 - THIS SYMBOL INDICATES A CIRCUIT BOARD GROUND THROUGH A SHIELD LEAD.
 - ARROWS AT CONTROLS INDICATE CLOCKWISE ROTATION, VIEWED FROM THE SHAFT END OF THE CONTROL.
 - REFER TO THE CHASSIS PHOTOGRAPHS AND CIRCUIT BOARD X-RAY VIEWS FOR THE PHYSICAL LOCATION OF PARTS.

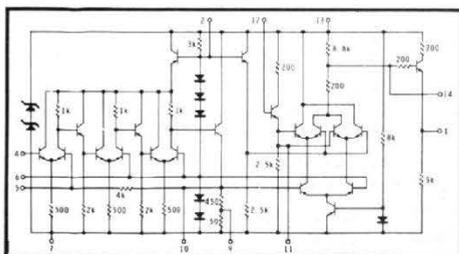
ARE SHOWN FROM THE TOP VIEW



IC105 443-35
OSCILLATOR CHANNEL DECODER-DRIVER



IC106 443-36
DECODER-DRIVER



IC201 1ST IF AMPLIFIER LIMITER 442-28
IC202 2ND IF AMPLIFIER QUADRATURE DETECTOR

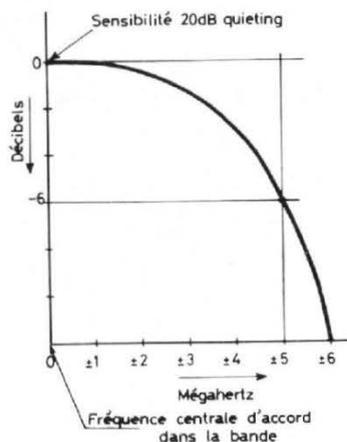
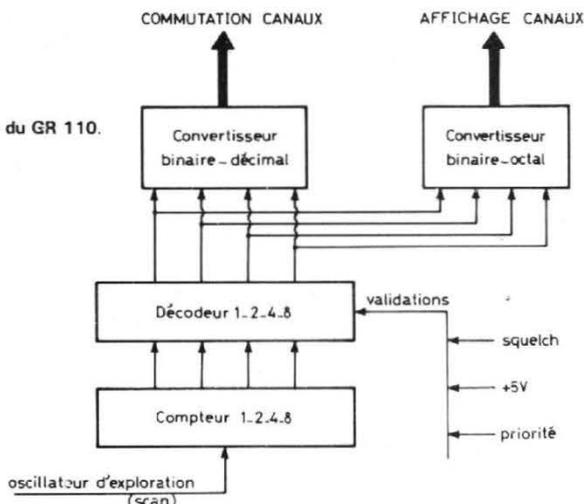


Fig. 5. - Variation de la sensibilité en fonction de la bande couverte sur le Cheyenne 8 (gamme 144-170 MHz).

Fig. 7. - Synoptique de la logique du GR 110.



numéro 0 ou 1, suivant les appareils, qui est équipé du quartz correspondant à la voie prioritaire. En outre, la fonction prioritaire peut être mise hors service sur certains moniteurs, ce qui restitue au canal considéré un rôle normal.

Le choix du canal prioritaire est fonction du mode d'exploitation des réseaux, toutefois pour les liaisons nautiques, c'est le canal 16 qui est évidemment retenu, ce qui constitue un précieux atout pour assurer la sécurité.

MONITOR HEATHKIT GR-110

Le scanning monitor Heathkit GR-110, prévu pour la gamme 146-174 MHz permet l'exploitation d'une bande de fréquence de 9 MHz. La sensibilité est meilleure que 1 microvolt pour 20 dB quieting. L'exploration s'effectue à la cadence d'environ 17 canaux par seconde. L'appareil à simple changement de fréquence, possède une FI centrée sur 10,7 MHz et utilise deux filtres à quartz monolithiques. La puissance BF est de deux watts à moins de 10 % de distorsion.

La présentation du GR-110 est fonctionnelle et comporte le minimum d'organes d'exploitation, ce qui rend son maniement très simple. Les témoins lumineux conventionnels correspondant aux canaux respectifs, sont remplacés par un indicateur numérique à sept segments qui peut afficher suivant diverses combinaisons précablées au choix de l'utilisateur, soit le numéro du canal en cours de balayage, soit

uniquement le canal sur lequel est reçue une émission.

Le schéma de principe du GR-110 est représenté sur la figure 6. On voit qu'après amplification au travers des deux transistors FET Q 101 et Q 102, le signal est converti en FI par l'oscillateur à quartz Q 112 associé à l'étage tripleur Q 113, l'ampli-séparateur Q 114 et le mélangeur à transistor FET Q 103. Le signal FI 10,7 MHz est ensuite appliqué à l'amplificateur FI IC 201, après son passage par le double filtre à quartz monolithique Y 201-Y 202, muni des organes d'adaptation nécessaires. Le signal issu de IC 201 est appliqué au filtre céramique Y 203 puis à l'amplificateur-limiteur IC 202. Ce circuit intégré contient également le détecteur à quadrature dont le réseau déphaseur est constitué par T 302. La sortie démodulée (borne N° 1) est alors divisée en deux branches. L'une d'elles est appliquée au préamplificateur Q 201 puis au circuit de désaccentuation avant d'aboutir à l'amplificateur BF (Q 301 à Q 307). En l'absence de porteuse le circuit de squelch convenablement réglé à l'aide du potentiomètre R2, provoque le blocage de la BF en agissant sur Q 201 qui joue le rôle de porte de squelch. Le circuit de squelch comprend les amplificateurs de bruit Q 202, Q 203, un redresseur doubleur de tension et l'amplificateur à courant continu Q 204. Q 205 amplifie le signal obtenu et l'inverse avant de commander la porte Q 206 qui contrôle à son tour Q 201. Deux régulateurs de tension sont utilisés : l'un, Q 207 sert à stabiliser le 12 V destiné à la chaîne FI -

squelch, l'autre, Q 308, délivre une tension stabilisée à 5 V à l'ensemble logique et ses circuits associés.

Le signal issu de la porte de squelch Q 205 est appliqué sur la base du transistor Q 111. Ce transistor qui joue le rôle de commutateur, déclenche la marche ou l'arrêt de l'oscillateur d'exploration (scan) composé de Q108 et Q109. Un retard d'environ quatre secondes prend naissance dans le circuit de Q 110, après disparition de la porteuse.

Le synoptique de la logique est donné par la figure 7. Le compteur 1-2-4-8 (IC 101) est alimenté par la fréquence de l'oscillateur d'exploration. Un ensemble d'adaptation logique (décodeur 1-2-4-8) est interposé entre le compteur et les deux convertisseurs. Le décodeur comprend IC 102, IC 103 et IC 104. Le convertisseur binaire-décimal IC 105 aboutit au sélecteur de canaux, tandis que le convertisseur binaire-octal IC 106 est raccordé à l'indicateur d'affichage I 101.

Quand IC 101 s'arrête de compter et se verrouille sur un canal, les impulsions de l'oscillateur de priorité, composé de Q 106 et Q 107, ramènent à la masse une entrée de chacune des portes contenues dans IC 102 et IC 103. Cela se traduit par le passage à l'état « bas » de la sortie des portes NAND à trois entrées. Ensuite, IC 104 inverse ces signaux en les amenant à l'état « haut » avant leur application à l'entrée de IC 105 et IC 106. Lorsque toutes les entrées des convertisseurs IC 105 et IC 106 sont à l'état « haut », ils délivrent une indication « 0 » (cas du canal prio-

ritaire). La séquence d'exploration prioritaire a lieu toutes les quatre secondes pendant une durée de 20 millisecondes, qui correspond à l'oscillation du quartz canal « 0 ».

La commutation des quartz de trafic s'effectue de la manière suivante : les diodes D 101 à 108 interposées entre le réseau d'adaptation du quartz d'un canal donné et la base de l'oscillateur Colpitts Q 112 se trouvent normalement à l'état bloqué. Quand l'une des résistances série de 1 200 ohms est mise à la masse par l'intermédiaire de IC 105, le circuit HF est bouclé par la diode devenue conductrice et le quartz correspondant entre en oscillation.

CONCLUSION

Grâce à la diversité des matériels offerts par les fabricants spécialisés, on peut trouver pratiquement un type d'appareil pour chaque utilisation. Il existe même des scanning moniteurs dotés de plusieurs têtes HF/mélangeur qu'il suffit de raccorder à une antenne multi-bande pour recevoir des canaux programmés indifféremment en gamme VHF supérieure ou inférieure, voire UHF.

Souhaitons que l'emploi des récepteurs à balayage automatique permettent une meilleure gestion des réseaux de radiotéléphonie FM, qui nous apportent chaque jour la preuve de leur rôle vital dans les diverses branches de l'activité.

D.R.B.

LE TRANSISTOR DE PUISSANCE

(Suite voir N° 1503)

IX - RECOMMANDATIONS POUR UNE BONNE UTILISATION DES TRANSISTORS DE PUISSANCE

Rappelons une nouvelle fois que tout dépassement, même de courte durée, d'une des valeurs limites absolues d'utilisation, risque d'entraîner la dégradation, voire la destruction du transistor. L'utilisateur doit donc veiller soigneusement à ce qu'en aucun cas, lors du fonctionnement, ces limites ne soient dépassées. Les caractéristiques électriques sont des grandeurs qui sont déterminées pour chaque transistor et qui permettent d'en prévoir le comportement dans un circuit. Habituellement, le constructeur mentionne, pour chaque caractéristique, une valeur typique et une valeur maximale et/ou minimale.

La valeur typique est donnée à titre indicatif ; la valeur moyenne d'un paramètre, pour un lot de fabrication, peut s'écarter sensiblement de la valeur typique indiquée. Par contre, le constructeur engage sa responsabilité sur les valeurs minimales ou maximales qui sont vérifiées pour chaque dispositif.

Le premier critère de choix d'un transistor de puissance est l'ensemble des valeurs limites, courant, tension, température, qui doivent toujours être respectées. Ensuite, le montage est déterminé à partir des caractéristiques électriques minimales ou maximales qui figurent dans les notices des fabricants.

Une fois le montage réalisé, l'expérience acquise sur ce prototype n'est pas suffisante ; il faut encore analyser le circuit pour bien connaître les conditions extrêmes qui peuvent se révéler particulièrement importantes : les régimes transitoires et les fonctionnements aux limites dans les conditions les plus défavorables de température (démarrage, surcharge, coupure de la charge, court-circuits, commutations, etc.). Le montage doit pouvoir fonctionner avec tous les dispositifs du type choisi, aussi est-il de bonne pratique de tenir compte, dans la détermination du circuit, des valeurs extrêmes des caractéristiques. Par exemple, les calculs thermiques doivent toujours être menés à partir des valeurs maximales. De même, les problèmes posés par les pertes de commutation doivent également être considérés sur la base des valeurs maximales des temps de commutation, en tenant compte des conditions de fonctionnement.

Contrairement aux autres composants, les transistors de puissance sont souvent employés au maximum de leurs possibilités. A sa puissance nominale, le dispositif fonctionne au voisinage de ses limites physiques. Or la durée de vie des composants actifs ou passifs est essentiellement conditionnée par deux facteurs :

- La température de fonctionnement, surtout quand la température moyenne approche de la température maximale.
- Les contraintes mécaniques, électriques et thermiques.

Dans la conception d'un équi-

pement, il est souhaitable de prévoir des marges de sécurité, particulièrement pour les paramètres suivants :

- Tension maximale,
- Pertes de commutation,
- Limite de sécurité en second claquage,
- Température maximale de jonction, principalement pour les transistors à haute tension.

IX-1. Conseils concernant le refroidissement et le montage mécanique

Si la puissance dissipée dans le dispositif est faible, le transistor peut être monté sans radiateur. La puissance maximale dissipable n'est fonction que de la température maximale de la jonction et de

la résistance thermique jonction-air. Cette dernière est la somme des résistances thermiques jonction-boîtier et boîtier-air. Le tableau ci-dessous indique la résistance thermique boîtier-air de quelques boîtiers parmi les plus usuels. Les valeurs mentionnées sont relatives à un montage vertical en air calme (valeurs typiques).

Dans le cas où la puissance dissipée dans le transistor ne peut plus être négligée, il devient nécessaire de monter le transistor sur un radiateur. Le choix de celui-ci sera dicté par les conditions d'utilisation imposées au dispositif. L'abaque de la figure 31 donne la valeur de la résistance thermique du radiateur à employer en fonction de la dif-

Boîtier	TO 39	TO 3	TO 66	TO 126	TO 220
$R_{th(c-a)}$ (°C/W)	180	30	45	80	60

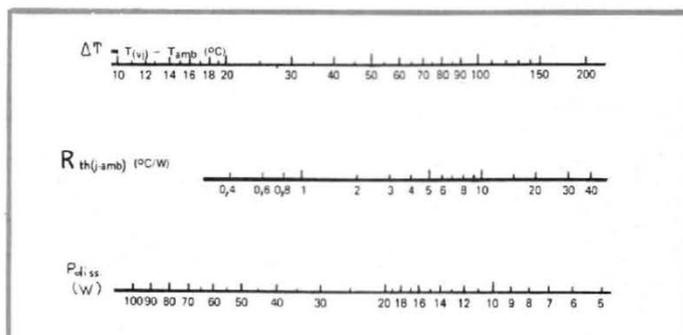


Fig. 31 - Abaque permettant de déterminer la valeur de la résistance thermique du radiateur à utiliser connaissant la différence de température devant exister entre la température de jonction et la température ambiante, et la puissance à dissiper par le transistor.

Résistance thermique
(°C/W)

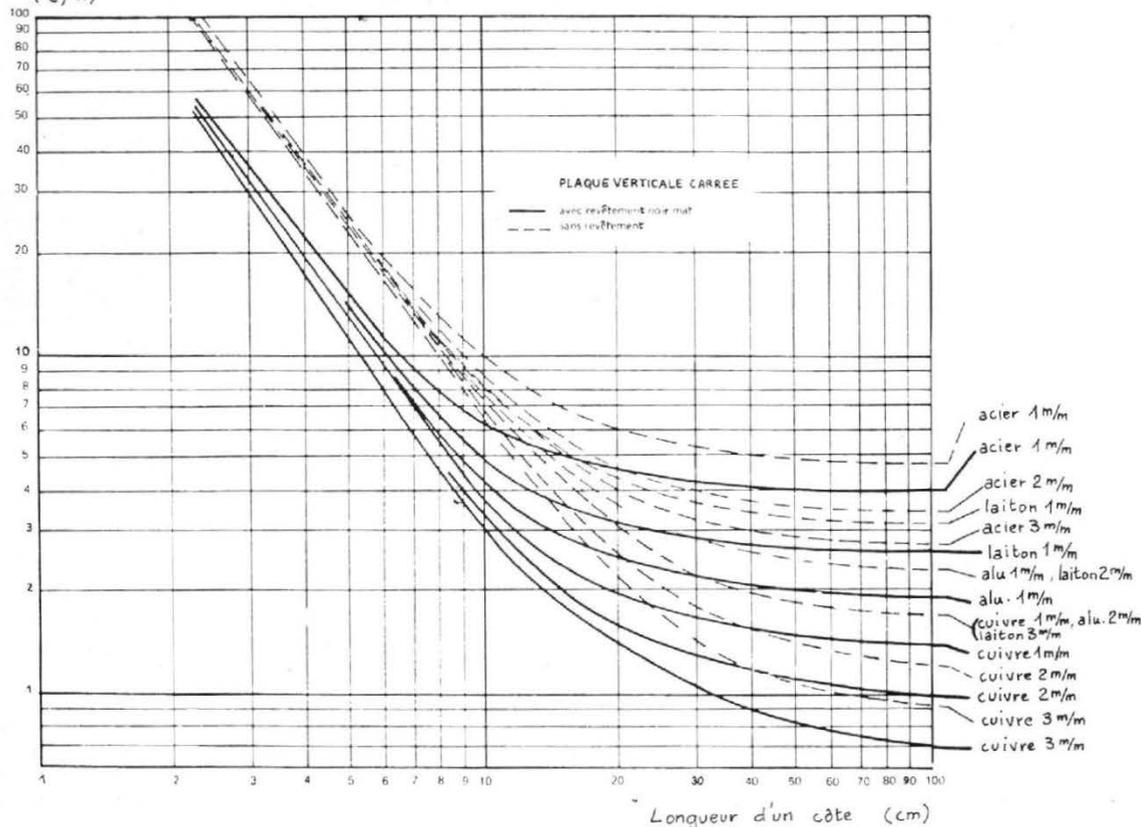


Fig. 32 - Abaque donnant la valeur de la résistance thermique d'un radiateur, pour différents matériaux, en fonction de la longueur d'un carré, montage vertical en air calme, le transistor étant placé au centre du radiateur.

férence devant exister entre la température de jonction et la température ambiante, ainsi que de la puissance dissipée par le transistor. Dans la plupart des cas, un morceau de cuivre ou d'aluminium approximativement carré, constitue un radiateur suffisant. L'abaque de la figure 32 donne la valeur de la résistance thermique pour différents matériaux, en fonction de la longueur d'un carré et pour montage vertical en air calme. Si le radiateur est en position horizontale, la surface doit être augmentée de 30 % environ ; s'il n'est pas traité en noir mat, elle doit être augmentée de 40 à 50 % environ.

Il est souhaitable d'interposer, entre le boîtier du transistor et le radiateur, une couche de graisse silicone bonne conductrice de la chaleur (Rhône Poulenc 514, SIS compound Si 77, ou équiv.). Le tableau ci-dessous indique des valeurs typiques de résistances thermiques de contact que l'on peut rencontrer pour les boîtiers TO-3 et TO-66 et pour des serrages moyens :

Résistance thermique	Boîtier		
	TO 3	TO 66	
}	Montage à sec (°C/W)	0,25	0,9
	Montage avec graisse (°C/W)	0,15	0,6

Dans les applications où le transistor doit être isolé du radiateur, une plaquette de mica augmente la résistance thermique comme il est indiqué ci-dessous :

	MONTAGE AVEC GRAISSE		MONTAGE A SEC		
	50 µm	100 µm	50 µm	100 µm	
Boîtier TO 3	1,25	1,5	0,35	0,6	°C/W
Boîtier TO 66	2,5	3	1	1,5	°C/W
Boîtier TO 126	8	10	4	6	°C/W

Les connexions seront dimensionnées pour pouvoir véhiculer les intensités maximales demandées au transistor, mais on obtient un meilleur fonctionnement thermique quand les broches de sortie

participent au refroidissement. Par exemple, un boîtier TO 3, monté sur un refroidisseur, aura sa broche d'émetteur reliée par une tresse de cuivre, laissant une

longueur libre de 2 mm environ (voir fig. 33). La connexion de collecteur sera prise directement par une cosse à souder sans interposition de rondelle éventuelle car le revêtement de nickel risque

d'être détérioré à cet endroit, causant de la corrosion.

Les figures 34, 35, 36 et 37 montrent comment il convient de réaliser le montage mécanique du transistor sur son radiateur, cela pour différents types de boîtiers.

X - EXEMPLE D'APPLICATION : ALIMENTATION STABILISÉE

On se propose de réaliser une alimentation régulée dont la tension de sortie doit être de 48 volts, le courant maximal à fournir ne devant pas dépasser 1 ampère. L'alimentation est protégée contre les court-circuits de la charge. Le système utilise un transistor de puissance monté en régulateur série. La tension d'entrée non-régulée peut atteindre 70 volts à vide. Il n'y a pas de conditions de température, puisque celle-ci ne dépasse pas 30 °C.

Le schéma de principe est celui de la figure 38. Nous n'aborderons pas ici la réalisation complète

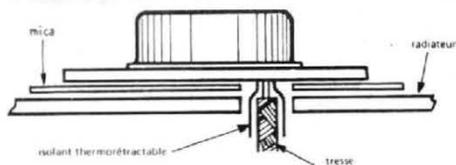


Fig. 33 - Exemple de montage d'un transistor en boîtier TO 3 sur un radiateur.

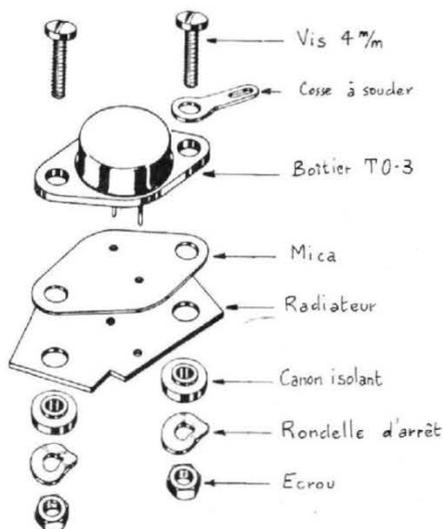


Fig. 34 - Exemple de montage mécanique d'un transistor en boîtier TO 3 sur un radiateur.

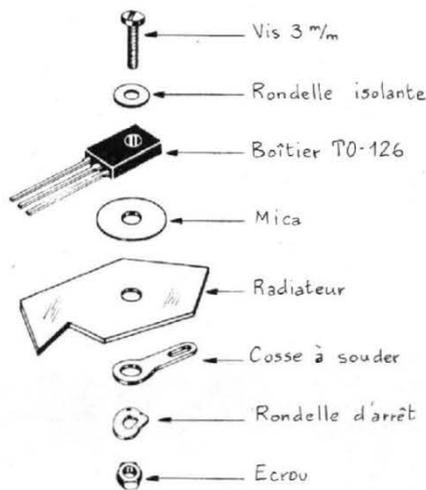


Fig. 36 - Exemple de montage mécanique d'un transistor en boîtier TO 126 sur un radiateur.

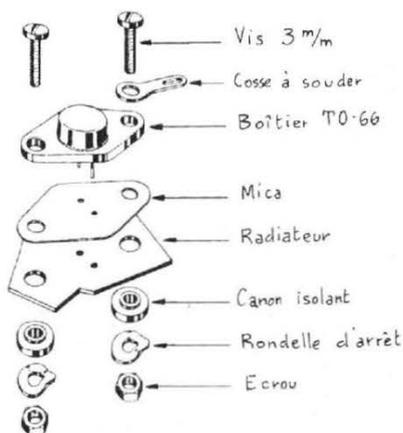


Fig. 35 - Exemple de montage mécanique d'un transistor en boîtier TO 66 sur un radiateur.

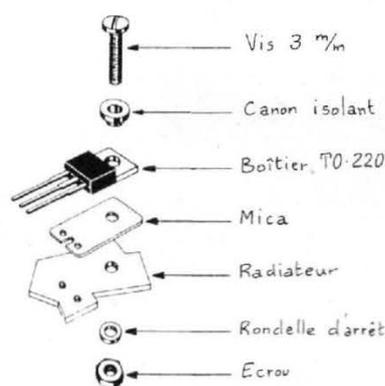


Fig. 37 - Exemple de montage mécanique d'un transistor en boîtier TO 220 sur un radiateur.

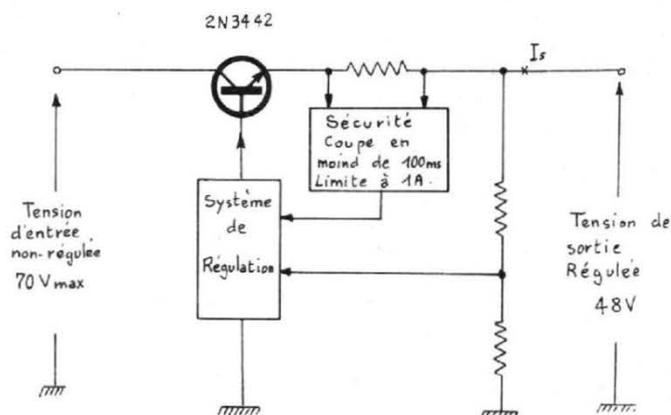


Fig. 38 - Schéma de principe de l'alimentation stabilisée, permettant la définition du transistor de puissance fonctionnant en « ballast » série.

de l'alimentation ; nous nous contenterons de déterminer le type de transistor de puissance à utiliser en fonction des contraintes qui lui seront appliquées.

Tout d'abord, compte tenu des tensions mises en jeu et du fait qu'il s'agit d'une régulation linéaire (c'est-à-dire qu'il n'y a pas de fonctionnement en commutation) nous porterons notre choix sur un transistor de technologie Homobase, puisque c'est parmi ces dispositifs que nous rencontrerons les aires de sécurité les plus intéressantes.

Le transistor sélectionné est du type 2N 3442 de Sescosem, dont les principales caractéristiques sont les suivantes :

$$V_{CE(sus)} = 140 \text{ V pour } I_C = 200 \text{ mA}$$

$$I_{Cmax} = 10 \text{ A}$$

$$P_{tot} = 117 \text{ W}$$

$$R_{th(j-c)} = 1,5 \text{ } ^\circ\text{C/W max}$$

$$T_{(vj)max} = 200 \text{ } ^\circ\text{C}.$$

Ce transistor est monté sur un refroidisseur dont la résistance thermique est de $1,8 \text{ } ^\circ\text{C/W}$. On interpose entre le boîtier et le radiateur, une couche de graisse silicone, si bien que l'on peut admettre, dans ces conditions, que la résistance thermique boîtier-radiateur ne dépasse pas $0,2 \text{ } ^\circ\text{C/W}$.

Les figures 39 et 40 donnent respectivement l'aire de sécurité et la courbe de diminution relative de P_{tot} et de l'intensité de second claquage $I_{S/B}$.

La résistance thermique, jonction-air est la somme des résistances thermiques jonction-boîtier, boîtier-radiateur, radiateur-air. Dans notre cas,

$$R_{th(j-a)} = 1,5 + 0,2 + 1,8 = 3,5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

La relation suivante permet le calcul de la puissance maximale dissipable dans le transistor :

$$P_{max} = \frac{T_{(vj)} - T_{amb}}{R_{th(j-a)}}$$

ce qui, dans notre exemple se traduit par :

$$P_{max} = \frac{200 - 30}{3,5} = 48,5 \text{ watts max.}$$

La température maximale du boîtier correspond alors à :

$$T_{case} = T_{amb} + (P_{max} \times R_{th(c-a)})$$

soit :

$$T_{case} = 30 + (48,5 \times 2) = 127 \text{ } ^\circ\text{C}$$

Pour une température de boîtier de $127 \text{ } ^\circ\text{C}$, la valeur de la limite par second claquage est

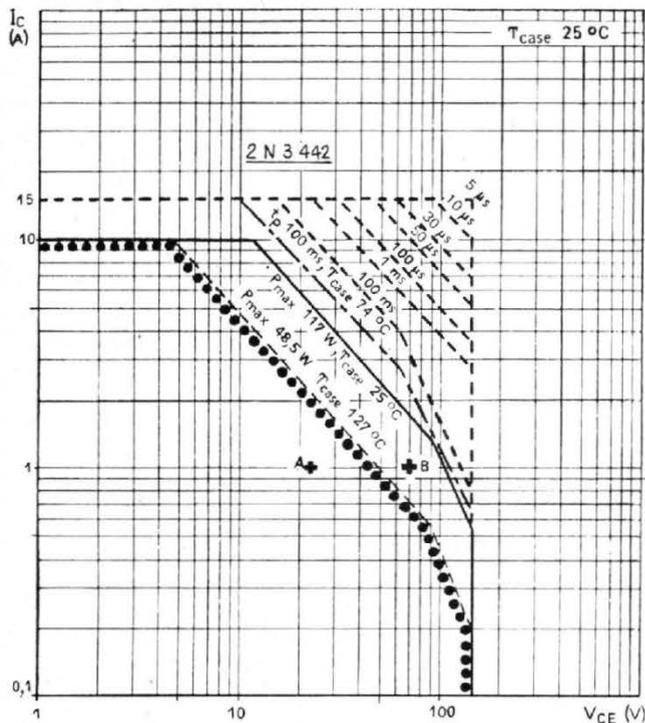


Fig. 39 - Aire de sécurité du transistor 2N3442 sur laquelle on a porté les points particuliers correspondant au fonctionnement de l'alimentation, ainsi que les différentes températures boîtier atteintes en fonctionnement normal et aux conditions extrêmes.

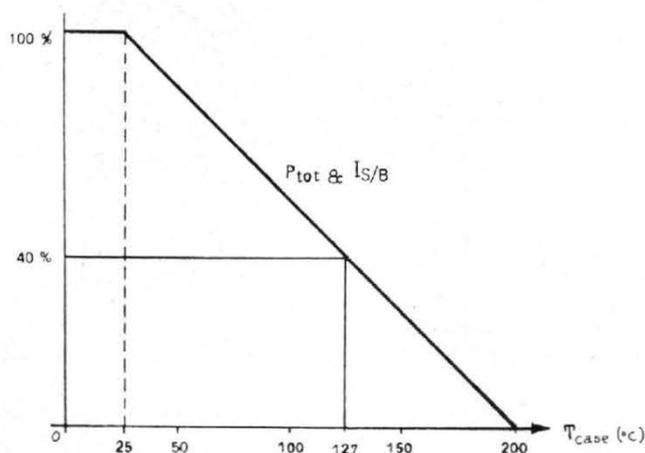


Fig. 40 - Courbe de diminution relative de la puissance maximale dissipable et du second claquage en fonction de la température, pour le transistor 2N3442.

environ 40 % de celle que l'on trouve à 25 °C (voir fig. 40). En reportant ces limites sur l'aire de sécurité de la figure 39, on détermine le domaine de fonctionnement autorisé. Il faut s'assurer que le point de fonctionnement reste toujours dans cette zone.

Dans les conditions les plus sévères, le transistor dissipe une puissance qui est déterminée par la différence de tension existant entre la tension non-régulée et la tension stabilisée de sortie, et par le courant maximal, soit $22 \text{ V} \times 1 \text{ A} = 22 \text{ watts}$. Le point de fonctionnement correspondant à une puissance dissipée de 22 watts (point A de la fig. 39) est bien situé à l'intérieur de la zone autorisée.

En cas de court-circuit de la charge, le transistor supporte l'intégralité de la tension non-régulée, soit 70 volts. Une simple limitation du courant de sortie à sa valeur maximale (1 ampère), déplace le point A en B ; ce dernier se trouve alors à l'extérieur de la zone de fonctionnement de sécurité. Il est donc impératif de prévoir un dispositif supplémentaire de disjonction en cas de court-circuit. Il devra agir suffisamment rapidement pour que le point de fonctionnement reste dans les limites de l'aire de sécurité définie en régime d'impulsion unique. D'après la figure 39, il devra couper la tension appliquée en moins de 100 ms.

Dans le cas le plus défavorable, le court-circuit se produit lorsque l'alimentation fournit son courant maximal. Juste avant ce moment, la puissance dissipée était de 22 watts, et la température de boîtier, calculée comme précédemment en connaissant la température ambiante et la résistance thermique boîtier-ambiante, était égale à 74 °C.

Au moment où se produit le court-circuit de la charge, le transistor doit dissiper 70 watts pendant 100 ms, avec une température de boîtier maintenue à 74 °C. Ces données sont reportées sur l'aire de sécurité de la figure 39 en traçant la limite correspondant à une seule impulsion de 100 ms et une température de 74 °C.

Pour une tension de 70 volts entre collecteur et émetteur, le second claquage vient limiter les possibilités du transistor. Toutefois, pour une impulsion unique de durée 100 ms, l'intensité de second claquage est de 3 ampères

quand le boîtier est à 25 °C et de 2,1 ampères quand le boîtier est porté à une température de 74 °C. Dans ces conditions, la protection prévue assure parfaitement la sécurité du circuit.

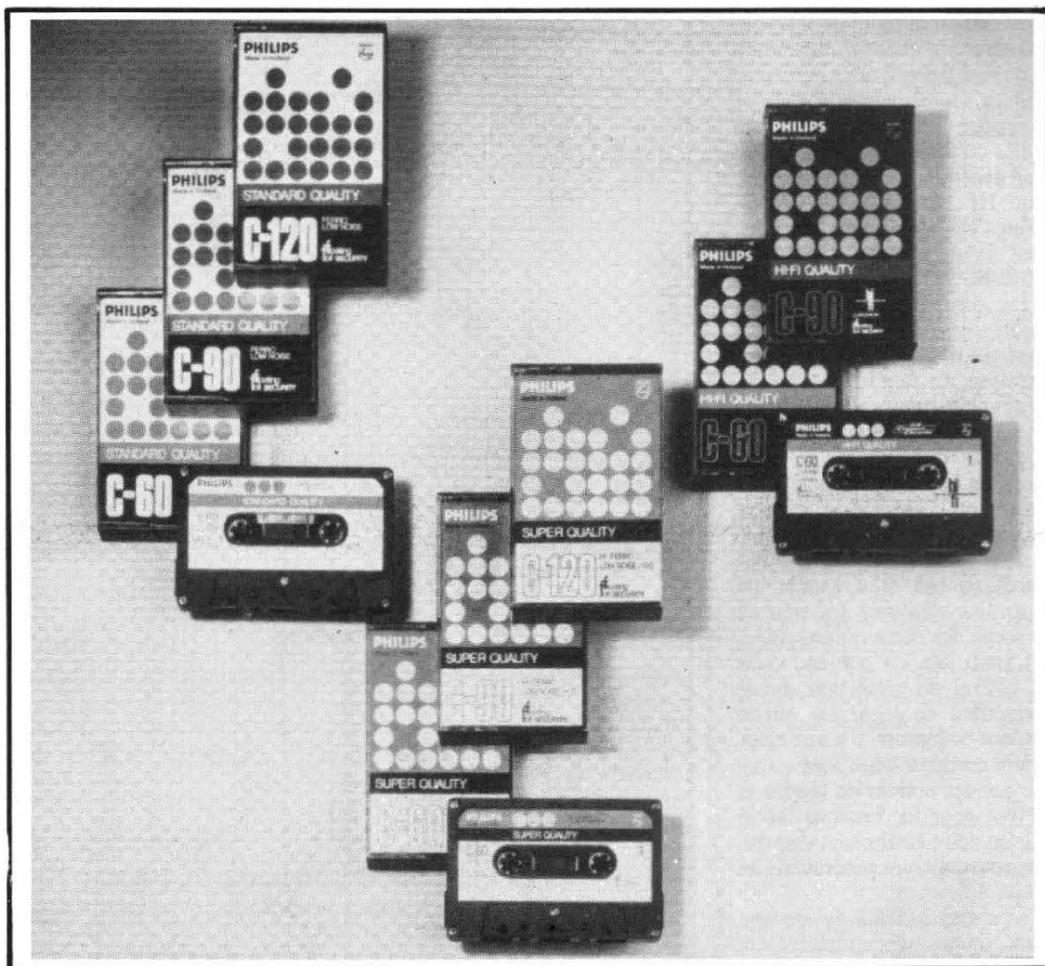
G.L.

PHILIPS

une nouvelle gamme de cassettes

PHILIPS vient de lancer une gamme complète de cassettes, cassettes à l'oxyde de fer et cassettes au chrome. Une nouvelle venue dans cette série : une bande à l'oxyde de fer aux caractéristiques améliorées par rapport à celles de l'ancienne bande. L'ancienne formule du matériau magnétique a cependant été conservée et les cassettes utilisant cet oxyde ont été baptisées cassettes Standard ou Ferro. Outre les améliorations d'oxyde, le constructeur a porté son attention sur la tenue mécanique de la bande et, pour remédier à certaines difficultés et irrégularités d'enroulement, utilise désormais une nouvelle méthode de montage qui maintient les bobines entre les deux flasques de la cassette.

Ce système, baptisé Floating Foil Security, consiste à remplacer les deux feuilles de mylar qui traditionnellement isolaient la bande de la matière plastique des joues de la cassette par deux feuilles de mylar, une plane, en contact avec les bobines, l'autre ondulée faisant office de ressort et tendant à serrer la galette de bande. Un équipement de ce genre est installé de part et d'autre de chaque bobine qui, de ce fait, reste



Suite page 309

LE CONTROLLEUR



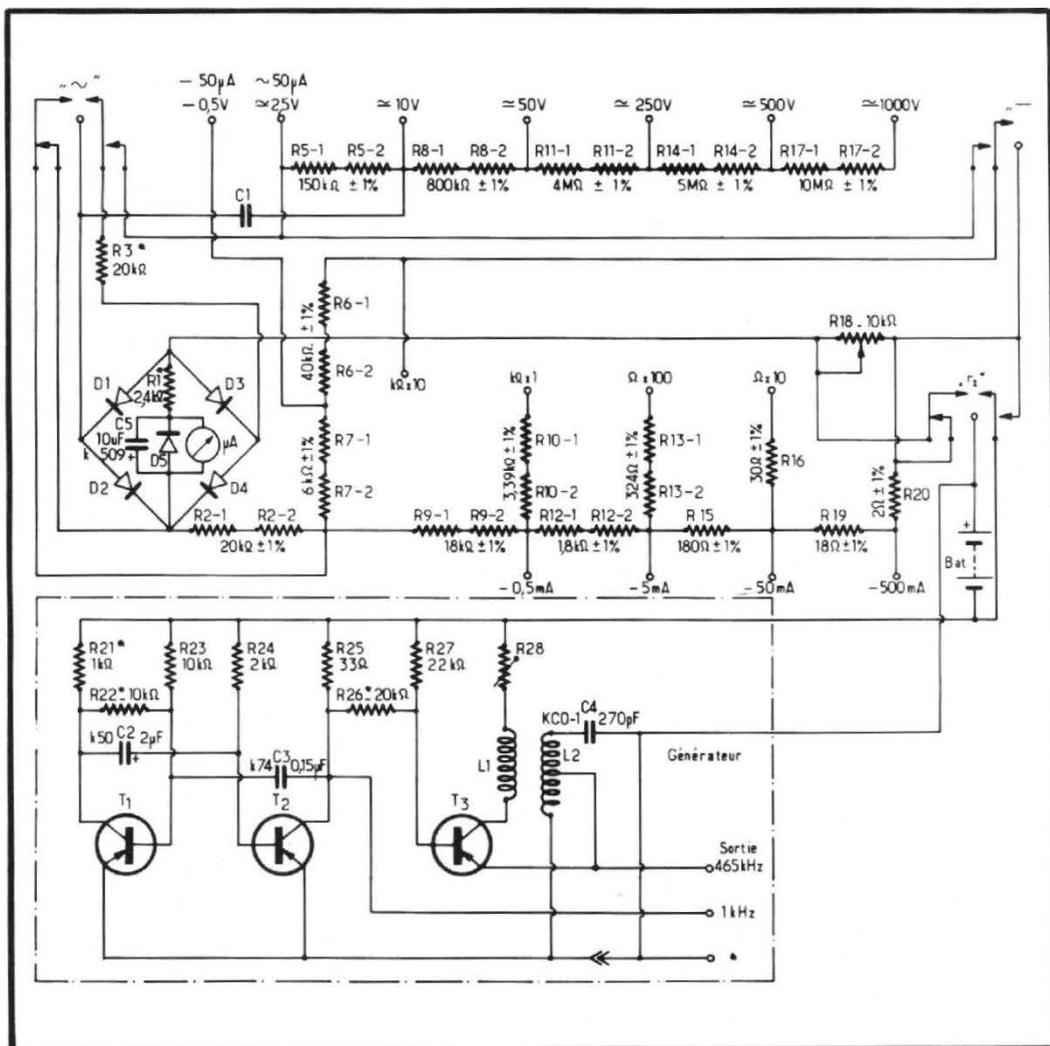
U 4323

CE contrôleur peut vraiment être qualifié d'universel. En effet, en plus d'un certain nombre de gammes de mesures d'intensité, de tension et de résistance, il offre deux possibilités supplémentaires celle de permettre d'essayer les postes radios ou les électrophones grâce à un générateur BF et un générateur HF, modulés incorporés. Toutes ces possibilités se combinent à un prix de vente très attractif.

Le contrôleur U 4323 est monté dans un coffret de matière plastique moulée, de couleur vert métallisé. La façade est transparente et laisse apparaître le cadran à 4 échelles du multimètre, tandis que des ouvertures donnent accès, au bouton type molette de tarage de l'ohmmètre et aux contacts de sélection de fonction et de gamme. Trois autres trous, placés en bas et à gauche du contrôleur délivrent les signaux de sortie des deux générateurs.

L'ensemble est contenu dans un coffret de protection moulé permettant de loger les quatre cordons de mesure. Il y a en effet, quatre cordons, deux sont terminés par des pointes de touche et servent pour les mesures tandis que les deux autres sont disponibles pour relier les générateurs au circuit à mesurer.

Avec ces cordons de mesure, deux diodes de remplacement sont livrées, sans doute à titre de



rechange, mais la notice d'emploi (en français) ne mentionne pas leur utilité.

Ce multimètre a ses commutations de gamme assurées par jack. Une série de trous permet de placer les fiches des cordons en fonction du calibre désiré. Ainsi, il y a trois points communs, un pour le continu, le second pour l'alternatif et le troisième pour la mesure des résistances. Cette disposition n'est peut être pas aussi pratique qu'avec un commutateur mais elle a le mérite de supprimer une pièce coûteuse.

GAMMES

Le multimètre U 4323 permet de mesurer les tensions entre 0,5 V et 1 000 V en continu et en 7 gammes ; de 2,5 à 1 000 V en 6 gammes, de 50 μ A à 500 mA en 5 gammes et en continu un seul calibre, 50 μ A est disponible en alternatif. La résistance interne est de 20 000 ohms par volt en courant continu comme en courant alternatif. L'ohmmètre dispose de quatre gammes, la première de 5 à 500 ohms, la dernière de 5 000 ohms à 1 M Ω .

La précision de cet appareil est de $\pm 5\%$ de la déviation totale ; pour les mesures de tension et d'intensité, elle est de 5 % pour la mesure des résistances. L'alimentation de l'ohmmètre se fait par une pile de 3 V cylindrique. Un potentiomètre permet le tarage de l'ohmmètre en fonction de l'usure de la pile.

Le générateur BF délivre une tension rectangulaire de fréquence 1 000 Hz et d'environ 3 volts crête à crête. La précision de la fréquence est de l'ordre de 20 %. Le générateur HF délivre une tension à 465 kHz, $\pm 10\%$. Les masses du générateur et des circuits du galvanomètre sont indépendantes, ce qui permet d'utiliser simultanément le générateur et l'instrument de mesure sans prendre de précautions de masse particulières. Par contre, il est recommandé de mettre un condensateur de liaison entre la sortie de chaque générateur et la prise de sortie, les sorties se faisant directement sur les transistors des générateurs.

LE SCHÉMA DE PRINCIPE ET LA FABRICATION

Le galvanomètre qui équipe ce contrôleur est suspendu sur ruban de torsion, formule rare-

ment rencontrée sur des appareils de cette classe où l'équipage mobile est monté sur pivots. Ce type de suspension est absolument dénué de frottement. Une diode placée dans le sens direct évite qu'une tension supérieure à la tension de seuil de la diode soit transmise au cadre. Dans le sens inverse, ce sont les diodes du pont qui assurent la protection. Le reste du schéma (montage des résistances) est classique, une série de contacts solidaires des « communs » assure les commutations nécessaires (piles pour ohmmètre). Les résistances de précision sont repérées à 1 % sur le schéma, en fait le constructeur utilise des résistances à 5 % couplées deux à deux pour constituer une résistance de haute précision ; ainsi, le prix de revient de l'ensemble des résistances a pu être réduit.

Le générateur BF est constitué d'un multivibrateur astable dissymétrique. Une résistance placée entre T2 et le transistor HF permet d'appliquer une modulation. Le générateur HF ne possède qu'un seul transistor, la réaction est assurée par une prise du secondaire reliée à l'émetteur de T3. Le condensateur d'accord est de 270 pF, si vous voulez adapter ce contrôleur à une fréquence de 455 kHz au lieu de 465 kHz, on peut placer un condensateur entre la prise sortie et la prise repérée par une astérisque.

La valeur de ce condensateur sera déterminée expérimentalement (elle est de l'ordre de 300 pF).

La qualité de réalisation est convenable, même si le boîtier n'est pas aussi soigné que celui de fabrications européennes. Les contacts sont tous argentés et devront assurer d'excellents contacts, en utilisation dans une atmosphère pas trop corrosive (+10 à +35 °C, 70 % d'humidité !).

CONCLUSION

Appareil très universel, ce contrôleur semble particulièrement adapté au dépannage et à la mise au point de chaînes acoustiques, où on utilisera les générateurs comme signal-tracer, le haut-parleur de l'installation servant à contrôler l'ensemble. La section HF des postes radio pourra également être contrôlée, donc, un appareil aussi pratique qu'accessible. Importé d'U.R.S.S. cet appareil est distribué par la Société Lag Electronique. ■

Philips une nouvelle gamme de cassettes

(Suite de la page 307)

maintenue au milieu de la cassette. L'avantage de cette méthode est d'améliorer la régularité du défilement, ce que l'on peut constater en écoutant le bruit du défilement en avance normale ou rapide. Nous avons pu constater également que la bande était plus régulièrement enroulée autour des noyaux.

Si malgré ces précautions, la cassette venait à se bloquer, il est maintenant possible de démonter la cassette, la fixation initiale par soudure aux ultra-sons ayant été remplacée par une fixation par 5 vis. La matière plastique de la cassette a été remplacée par une autre de couleur noire, il a fallu en effet compenser la perte de rigidité constatée avec le montage à vis, par rapport au montage à ultra-sons, par une augmentation de la rigidité propre de chaque demi-coquille.

Une autre amélioration a été apportée au blindage incorporé à la cassette, qui maintenant enveloppe la tête de lecture.

Toujours sur le plan mécanique, mais là, il s'agit d'un détail minime, les angles des boîtes à cassette ont été arrondis, il a fallu attendre longtemps avant de constater, chez divers producteurs une évolution de l'emballage !

Trois types de bandes sont maintenant utilisés. Le type Standard ou Ferro, le type Super quality ou Hi-Ferro qui est un oxyde de fer amélioré et l'oxyde au chrome qui est commercialisé sous l'appellation de Hi-Fi quality. Les bandes à l'oxyde de fer existent en trois épaisseurs ; bance C 60, C 90 et C 120 tandis que les bandes au chrome n'existent qu'en C 60 et C 90, ce qui à notre avis constitue un choix suffisant, la C 120, plus fragile et aux performances réduites par la minceur de la couche d'oxyde n'étant intéressante que pour des enregistrements de longue durée, interview par exemple, où la qualité exigée est inférieure.

Du point de vue performances, que nous avons mesurées sur un magnétophone à cassette Dolby/DNL de Philips, le N 2520, on note une différence importante de la bande passante entre la cassette standard et la cassette Super, cette dernière

ayant une bande passante de 20 Hz à 13 000 Hz (± 3 dB) contre 20 Hz à 10 000 Hz. Avec ce type de bande, la bande passante devient identique à celle d'une bande au chrome, et cela pour un prix nettement inférieur.

Le taux de distorsion harmonique n'a pas été oublié dans cette course à la performance ; il est en effet de 2 % contre 3 % pour les anciennes bandes, pour le niveau 0 dB de ce magnétophone et 1 000 Hz.

La bande au chrome reste d'une qualité identique, avec ses 3 % de distorsion à 1 000 Hz. Ce taux de distorsion harmonique peut paraître élevé, il s'agit en fait d'un taux mesuré en prenant comme référence de niveau le 0 dB du vumètre, comme les réglages de vumètre dépendent des constructeurs, on peut noter des différences importantes au taux de distorsion harmonique, pour un même type de bande.

Les améliorations de la bande ont également porté sur le rapport signal/bruit. Un gain de 3 dB a été mesuré sur la bande Super par rapport à la bande Standard. La bande au chrome est donc également rattrapée sur ce plan par la bande Hi-Ferro.

CONCLUSIONS

Philips, créateur de la Compact Cassette reste avec ces nouvelles cassettes à la pointe de l'actualité, face à un marché où la concurrence est importante. La cassette à l'oxyde de fer se hisse petit à petit au niveau du chrome, d'autant plus que si le prix de la bande standard est de 1 franc, celui de la Super est de 1,25 F tandis que celui de la bande au chrome sera de 2 F. Donc, le meilleur rapport qualité/prix sera offert par la super bande à l'oxyde de fer. Pour le même prix, vous aurez une durée d'écoute presque deux fois supérieure...

le magnétisme fabrique de l'électricité

LES PHÉNOMÈNES RÉVERSIBLES ...ET CEUX QUI NE LE SONT PAS

PEU après la découverte de l'électromagnétisme, montrant que le passage du courant dans une bobine transforme cette dernière en un aimant, il était logique que les physiciens se mettent à voir si cet effet était réversible.

Autrement dit, si l'électricité engendre le magnétisme, pourquoi le magnétisme n'engendrerait-il pas de l'électricité ?

Le premier essai connu, effectué dans le but de voir si cela était vrai, fut fait, et manqué (de peu), par un physicien Suisse, si nos renseignements sont exacts.

Ayant vu qu'une bobine parcourue par du courant était l'équivalent d'un aimant, il se dit qu'il suffisait de placer un aimant dans une bobine pour qu'elle soit parcourue par du courant. Il relia donc une bobine à un galvanomètre sensible, mais prit la précaution de le faire par des fils très longs, car il avait remarqué que le déplacement de son aimant influençait son galvanomètre (ce dernier était probablement à aimant mobile, très sensible aux champs magnétiques).

Il mit l'aimant dans la bobine et s'en alla dans la pièce voisine où

se trouvait le galvanomètre pour voir si ce dernier déviait. Ayant vu que ce n'était pas le cas, il en conclut que le phénomène de l'électro-aimant n'était pas réversible. Après tout, il y a bien des phénomènes qui ne le sont pas : si vous envoyez de l'électricité dans un résistor, il chauffe, mais, si vous chauffez le résistor, il ne vous fournit pas de l'électricité.

Notre physicien manqua de peu la découverte de l'induction ; il la manqua parce qu'il n'avait pas fait ce raisonnement, qui nous semble évident de nos jours : « Si, en plaçant un aimant dans une bobine, on transforme cette dernière en source de courant, cela ne peut être que momentané, pendant que l'aimant bouge, par exemple ; sinon on arriverait à produire de l'énergie électrique à partir de rien, un aimant pouvant rester indéfiniment aimanté ».

Une autre raison fit qu'il ne trouva pas l'induction : il était Suisse. Nous tenons tout de suite à préciser que nous avons plusieurs amis Suisses et que nous apprécions beaucoup ce petit pays ; cela dit, il est connu que les Suisses manifestent généralement moins de... nervosité que les Français (nous les en félicitons !) et il y a lieu de penser que le physicien s'en vint d'un pas très calme dans la pièce où se trouvait le galvanomètre. L'instrument

avait donc eu le temps de revenir au zéro.

Si le physicien avait eu la précipitation (souvent abusive) qui caractérise nos compatriotes, ou surtout s'il avait été assisté d'un aide, il aurait vu que, lors de la mise en place de l'aimant dans la bobine, le galvanomètre déviait dans un sens, puis revenait assez vite à zéro. Lors de l'extraction de l'aimant hors de la bobine, le galvanomètre déviait de nouveau, dans le sens opposé, cette fois.

Il y a donc bien production d'électricité par introduction d'un aimant dans une bobine, ou par extraction de cet aimant hors de la bobine, mais **uniquement lorsque l'aimant bouge**.

TELLE EST L'« INDUCTION »

Donc, voici le phénomène, tel que vous pouvez le vérifier facilement :

Prenez (fig. 1) une bobine, par exemple celle que vous aviez réalisée pour des expériences d'électromagnétisme, et reliez-la à un simple milliampèremètre (la sensibilité importe peu).

Prenez alors un aimant, par exemple un modèle prévu pour la fermeture des portes, qui se rapproche un peu de l'aimant droit. Enfoncez-le dans la bobine, ou, si la taille du trou central de cette

dernière ne laisse pas passage à l'aimant, approchez un pôle de l'aimant aussi près que possible de l'ouverture de la bobine, en opérant assez rapidement : vous verrez l'aiguille du milliampèremètre dévier, par exemple vers la droite, puis retomber rapidement au zéro (fig. 1a).

Extrayez alors l'aimant hors de la bobine, ou écartez-le d'elle et l'aiguille va dévier en sens inverse (vers la gauche, ce qui sera un peu difficile à voir si l'appareil est à zéro à gauche, car l'aiguille dispose alors de peu de course à gauche de sa position de repos), puis revenir aussi vite au zéro (fig. 1b).

Dès que l'on a fait ces quelques expériences, on voit immédiatement l'importance du **mouvement** de l'aimant. Si un courant continu dans une bobine engendre bien une aimantation constante, la réciproque n'est pas du tout vraie.

Pour préciser les choses et donner quelques lois de cette production d'électricité par variation d'action magnétique, il faut introduire une notion nouvelle : celle de « flux magnétique ».

LA NOTION DE LIGNE DE FORCE

On définit un champ magnétique par la direction dans laquelle s'exerce l'action magnétique et

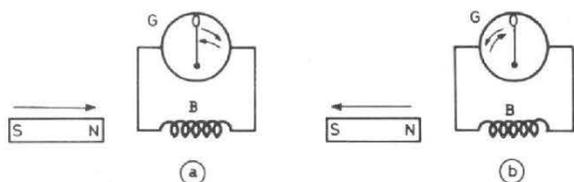


Fig. 1. - Lorsque l'aimant s'approche de la bobine (a) une tension est induite dans la bobine et le galvanomètre G dévie vers la droite, puis retombe. Si on écarte l'aimant (b), le galvanomètre dévie en sens opposé pendant que l'aimant bouge : c'est l'induction (production d'électricité par variation de flux magnétique).

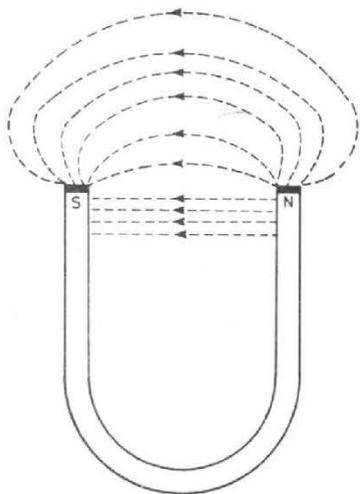


Fig. 2. - Les « lignes de force » d'un aimant peuvent se matérialiser par saupoudrage de limaille de fer d'une feuille de papier posée sur l'aimant.

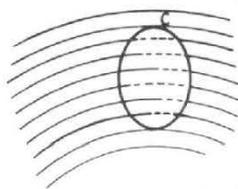


Fig. 3. - La présence d'un morceau de fer dans le champ de l'aimant montre sur le spectre magnétique que les lignes de force se « concentrent » dans le fer.

Fig. 4. - On peut compter, en quelque sorte, le « flux » magnétique dans une surface comme le nombre de lignes de force qui traversent une surface appuyée sur le contour C.

par la force de celle-ci. On pourrait (la méthode est peu pratique, mais pas impossible tout de même) définir ce champ grâce à une aiguille aimantée. En effet, cette dernière s'oriente d'elle-même, sous l'influence du champ, dans la direction du champ ; en l'absence d'aimant, l'aiguille s'oriente sous l'influence du champ magnétique de la Terre, et son extrémité bleue indique le nord magnétique, voisin du nord géographique.

Donc, la direction de cette aiguille nous renseigne sur la direction du champ. Mais nous pouvons en savoir plus : si nous écartons l'aiguille de la position qu'elle tend à prendre, elle y revient en effectuant une série d'oscillations autour de cette position. Si le champ magnétique est intense, ces oscillations seront rapides (à courte période) ; si l'on a affaire à un champ faible, l'aiguille oscille lentement, avec une grande période.

Une étude théorique montre que la période d'oscillation de

l'aiguille est inversement proportionnelle à la racine carrée de la force du champ. En d'autres termes, quand le champ quadruple d'intensité, la période des oscillations est divisée par deux (racine carrée de quatre). Si le champ est multiplié par onze, par exemple, la période des oscillations est réduite dans le rapport 3,32 (car $\sqrt{11} \approx 3,32$).

Notre boussole va donc nous permettre d'étudier parfaitement le champ magnétique autour d'un aimant. La direction de l'aiguille nous donne celle du champ et la période d'oscillation de la dite aiguille nous permet de calculer la force relative du champ.

En particulier, nous allons tracer une sorte de « carte » du champ. Imaginons un mobile qui se déplacerait en suivant tout le temps la direction de l'aiguille aimantée : il va décrire une trajectoire constamment tangente à cette direction. La ligne ira du pôle nord de l'aimant vers son pôle sud.

Bien sûr, entre les pôles d'un

aimant en fer à cheval, les lignes en question sont des droites, joignant les deux pôles par le chemin le plus court. Mais en dehors de pôles (fig. 2), les lignes en question s'écartent et divergent avant de se rassembler vers l'autre pôle.

Ces lignes ne sont pas uniquement une vue de l'esprit. On peut facilement les mettre en évidence, et c'est une expérience intéressante à faire.

Il suffit de rassembler un peu de limaille de fer dans une enveloppe et de placer un aimant à plat sous une feuille de papier plane et horizontale. En laissant tomber la limaille sur la feuille, surtout si l'on tapote un peu cette dernière, on voit les brins de limaille s'orienter dans le champ de l'aimant, s'accrocher les uns aux autres, et tracer les lignes de force tout à fait comme elles sont représentées sur la figure 2.

Une première constatation s'impose : là où les lignes de force sont serrées les unes contre les autres, le champ magnétique est intense (au voisinage des pôles).

En revanche, les zones qui correspondent à des lignes de force éloignées les unes des autres sont celles où le champ magnétique a une faible intensité.

Bien entendu, il ne saurait être question de dénombrer les lignes de force : il y en a une infinité, puisque, par chaque point de l'espace, on peut en faire passer une. Mais on peut ne considérer que certaines d'entre elles, par exemple toutes celles qui sont issues des points d'intersection des lignes d'un quadrillage serré, tracé sur un des pôles. On pourra donc parler de zones où les lignes de force sont serrées et de zones où elles sont distantes, alors qu'il s'agit d'une notion très conventionnelle.

Cette idée du « serrage » des lignes de force peut se matérialiser facilement comme suit : On trace le « spectre magnétique » au moyen de limaille de fer, comme on l'a fait sur la figure 2, mais en plaçant près de l'aimant un petit morceau de fer, tel qu'on le voit en pointillé sur la figure 3.

Il sera probablement nécessaire de maintenir ce morceau de fer pour éviter qu'il vienne se coller sur un des pôles de l'aimant.

Lorsque l'on fait tomber la limaille sur l'ensemble de l'aimant et du morceau de fer, le tout recouvert d'une feuille de papier, on voit apparaître le spectre que représente la figure 3. On remarque sur ce spectre que les lignes de force se concentrent dans la région du morceau de fer, montrant bien que la présence de ce dernier renforce le champ magnétique en son voisinage.

COMPTONS LES LIGNES DE FORCE

Cette idée un peu arbitraire des lignes de force que l'on peut compter va nous permettre de définir ce que l'on appelle le « flux magnétique ».

Considérons (fig. 4) une surface délimitée par un contour C : il y a un certain nombre de lignes de force qui percent la dite surface. On dit alors que le « flux magnétique » passant dans cette surface est proportionnel à ce nombre. Cette définition est donnée par analogie avec le flux de liquide qui peut traverser une boucle de fil, en remplaçant les lignes de force par des petits jets d'eau.

On conçoit donc très bien comment varie ce flux. En premier, il varie avec la force du champ, laquelle est, comme on l'a vu, liée au serrage des lignes de force. Sur la figure 5, on voit que le même contour est traversé par un nombre de lignes de force élevé quand ces lignes sont serrées (fig. 5a), ce qui correspond à un champ intense, alors que, si les lignes sont peu serrées (fig. 5b), ce qui correspond à un champ peu intense, il y a peu de lignes de force qui passent dans le contour : le flux est plus faible.

On voit immédiatement que la surface de la zone traversée par les lignes compte dans la valeur de ce flux. Sur la figure 6a, une petite surface située sur le passage des lignes de force est traversée par un plus petit nombre de ces lignes qu'une grande surface (fig. 6b).

Enfin, une dernière grandeur intervient : l'orientation de la surface par rapport aux lignes de force. Dans les figures 4, 5 et 6, nous avons supposé que les lignes de force étaient à peu près perpendiculaires à la surface appuyée sur le contour C. Mais, si cette

surface s'incline par rapport aux lignes de force, il en passera moins à travers la dite surface. On le voit sur la figure 7 : en (a) il passe plus de lignes de force dans la surface qu'en (b).

Pour ceux qui aiment plus de rigueur mathématique, nous dirons que, dans une petite surface s , située dans un endroit où le champ magnétique est H , la direction de ce champ faisant un angle a avec la perpendiculaire à la surface, le flux s'exprime par :

$$\Phi = s H \cos(a) \quad (\text{fig. 8})$$

Le terme en cosinus est là pour exprimer dans quel rapport la surface s doit être « réduite » quand on la regarde suivant la direction du champ magnétique.

En effet, si vous prenez une surface d'un centimètre carré (un carré de 1 cm de côté) et que vous en fassiez l'ombre sur un mur au moyen d'une source de lumière très lointaine (rayon parallèle), dont les rayons sont perpendiculaires au mur, si le carré de 1 cm de côté est parallèle au mur, son

ombre sera un carré égal, de même surface par conséquent ; les rayons « voient » le carré avec sa dimension réelle. Maintenant, inclinons le carré de 60° par rapport au parallélisme avec le mur, la rotation étant effectuée autour d'un des côtés du carré, côté qui reste parallèle au mur, la surface de l'ombre est réduite de moitié, elle n'est plus que $0,5 \text{ cm}^2$, réduite dans le rapport $0,5$ qui est précisément le cosinus de l'angle de 60° .

Mais, rassurez-vous, il n'est nullement indispensable d'être un « fort en trigonométrie » pour comprendre la notion de flux. L'image du « nombre de lignes de force traversant une surface » suffit parfaitement pour s'en faire une idée déjà très nette.

L'unité de flux magnétique est le Weber, soit le flux produit dans une surface de 1 m^2 par un champ de 1 Tesla, constant et perpendiculaire à la surface en question. On employait, auparavant, l'unité Maxwell, qui vaut un cent-millionième de Weber ($1 \text{ Wb} = 10^8 \text{ M}$).

FLUX MAGNÉTIQUE ET TENSION INDUITE

Maintenant que nous connaissons le flux magnétique, nous pouvons donner une définition plus précise de l'induction : c'est l'apparition d'une tension (dite « induite ») dans un bobinage quand le flux magnétique qui traverse ce bobinage varie.

Pour donner une valeur chiffrée plus précise, nous dirons que cette tension est proportionnelle à la « vitesse de variation » du flux (façon détournée de dire qu'il s'agit de la « dérivée » du flux par rapport au temps).

Donc, si nous voulons produire une tension induite dans une spire de bobinage, nous disposons de trois moyens :

- faire varier la surface de ce bobinage dans le temps (peu pratique et presque jamais utilisé) ;
- faire varier l'intensité du champ magnétique (ce que l'on



Fig. 5. — Dans un champ fort (a) les lignes de forces sont plus « serrées » que dans un champ faible (b). Il y a donc plus de flux dans une même surface si le champ est fort.

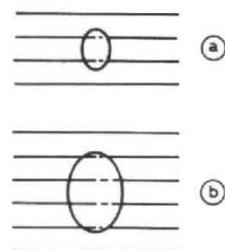


Fig. 6. — Dans un même champ (le « serrage des lignes de force est le même ») une petite surface (a) reçoit moins de flux qu'une grande (b). Le flux varie donc proportionnellement à la surface.

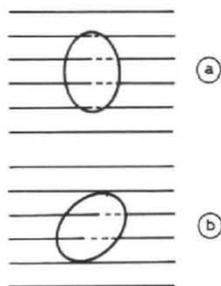


Fig. 7. — Dans un même champ, une même surface reçoit moins de lignes de force si elle est inclinée (a) que si elle est bien perpendiculaire aux lignes (b).

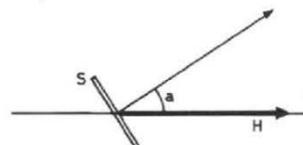


Fig. 8. — Dans une petite surface S soumise à un champ H faisant un angle a avec la perpendiculaire à la surface, le flux est donc proportionnel à S , à H et au cosinus de l'angle a .

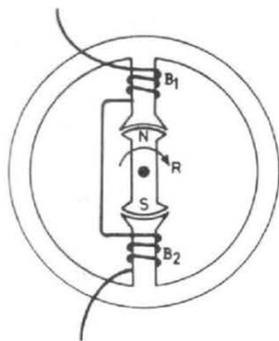


Fig. 9. — On utilise le phénomène de l'induction pour produire de l'électricité en faisant tourner un aimant, le « rotor » R près de bobines B₁ et B₂.

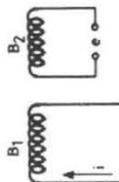


Fig. 10. — On induit aussi une tension dans la bobine B₂ en faisant VARIER le courant *i* dans la bobine B₁ : c'est l'« induction mutuelle », principe de base des transformateurs.

faisait en rapprochant ou éloignant l'aimant) ;
— faire varier l'orientation des spires par rapport à la direction du champ.

C'est cette dernière méthode que l'on emploie dans tous les générateurs de courant utilisant l'induction. On utilise l'énergie mécanique fournie par une turbine (à eau, à vapeur, ou à air dans les roues éoliennes) pour faire tourner des aimants (ou, plus exactement, des électro-aimants excités par du courant continu de petite puissance) devant des bobinages. La variation continue de flux dans ces bobines engendre une tension, elle aussi continuellement variable, qui est ce que l'on appelle une tension « alternative ».

C'est la raison pour laquelle la découverte de l'induction est tellement fondamentale ; sans elle, il n'y aurait pratiquement jamais eu de distribution d'électricité, pour des quantités de raisons, en particulier par suite du fait que, sans l'induction, la production d'énergie électrique aurait été une entreprise ruineuse. Il suffit de faire le bilan énergétique d'une pile de bonne qualité pour voir que le prix du kilowatt-heure fourni par des piles est 3 000 à 50 000 fois plus cher que celui que nous fournit l'E.D.F.

Toute l'énergie électrique que nous consommons a l'induction pour origine ; toutes les centrales électriques sont des installations « faisant varier du flux dans des bobines ». L'origine de l'énergie mécanique qui fait bouger les aimants devant les bobines peut être très variée (chute d'eau, chaleur solaire, pétrole, vent, énergie nucléaire, etc.) ; dans tous les cas, la production d'électricité se fait par induction.

Tous les alternateurs dérivent, plus ou moins directement, du modèle simplifié que représente la figure 9. On y trouve un aimant (ou électro-aimant) tournant, nommé « rotor » (R) et des bobines fixes, faisant partie du « stator », soit B₁ et B₂. C'est dans ces bobines que se produit la tension induite que l'on va utiliser.

On complique le modèle de la figure 9 en constituant le rotor de plusieurs aimants et le stator d'autant de paires de bobines qu'il y a d'aimants dans le rotor. Le principe est toujours le même.

C'est encore le même principe que l'on utilise dans le dynamo, qui fournit du courant à peu près continu ; mais, cette fois, on commande, par le même axe que l'aimant du rotor, un système d'inverseur à contacts, constitué d'un « collecteur » et de balais, qui redresse l'alternatif au fur et à mesure que la tension induite dans les bobines le produit.

Ces machines (alternateurs et dynamos) convertissent l'énergie mécanique en énergie électrique. Quand on ne fait rien débiter aux bobines du stator, le rotor tourne sans freinage. Dès que l'on commence à utiliser la tension induite dans les bobines, c'est-à-dire à consommer du courant, le passage de courant dans les bobines engendre des champs magnétiques qui agissent sur l'aimant tournant : ce dernier commence à être freiné, et il faut fournir de l'énergie mécanique pour le faire tourner.

CAS DE LA BOBINE INDUCTRICE

Nous avons vu que les alternateurs de forte puissance utilisent plutôt des électro-aimants que

des aimants pour leurs rotors. Il s'agit simplement là d'une nécessité technologique : on obtiendra plus de champ magnétique dans de plus grosses pièces au moyen des électro-aimants qu'avec de simples aimants. En plus, il sera possible de faire varier la force du champ magnétique du rotor en modifiant le courant dit « d'excitation » qui passe dans les bobines de ce rotor (précisons que la puissance électrique correspondant à l'excitation est très faible par rapport à celle que l'on peut recueillir dans les bobines du stator).

Imaginons maintenant que l'on utilise un électro-aimant fixe qui envoie du flux dans une bobine. Le seul moyen de faire varier ce flux, donc d'engendrer une tension induite dans la dite bobine, est de faire varier le courant qui passe dans l'électro-aimant.

Nous obtenons donc l'ensemble qui est représenté sur la figure 10 : une bobine dite « inductrice », B₁, dans laquelle on envoie un courant variable, envoyant du flux dans une bobine dite « induite », B₂, dans laquelle la variation de flux engendre une tension induite *e*.

Ces deux bobines sont dites « couplées ». Si l'on envoie dans la première un courant qui varie de *p* Ampères par seconde, il y aura induction dans la seconde d'une tension *M* x *p*, le coefficient *M* indiquant l'influence de la première bobine sur la seconde.

En envoyant dans la seconde bobine, B₂, un courant qui varie de *q* Ampères par seconde, on induira dans la première, B₁, une tension qui vaut : *M'* x *q*.

L'étude expérimentale du phénomène, ainsi que des calculs, permettent de montrer que les coefficients *M* et *M'* sont égaux.

On donne donc à ce coefficient unique le nom de « coefficient d'induction mutuelle des deux bobines ». On le compte en « Henrys ». Deux bobines ont un coefficient d'induction mutuelle de 1 H si l'on obtient dans l'une d'elles une tension induite de 1 V quand le courant qui passe dans l'autre varie de 1 A/s (ampère par seconde).

Pour améliorer le couplage des bobines, c'est-à-dire pour faire en sorte que la quasi-totalité des lignes de forces produites par la bobine inductrice passe par la bobine induite, une bonne solution consiste à prévoir un « noyau magnétique », généralement en fer, autour duquel sont bobinés les deux enroulements, aussi bien B₁ que B₂.

C'est le principe de la réalisation des « transformateurs », bien connu des lecteurs de la revue. Il s'agit de deux bobines couplées par induction mutuelle, réalisées sur un noyau de tôles de fer. Dans la bobine inductrice, dite ici « primaire », on envoie un courant qui varie sans cesse (un courant alternatif). On recueille alors dans la bobine induite (dite ici « secondaire ») une tension induite que l'on peut utiliser.

L'intérêt du transformateur est double :

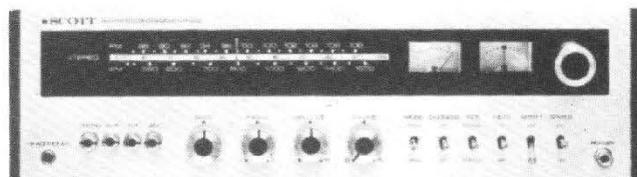
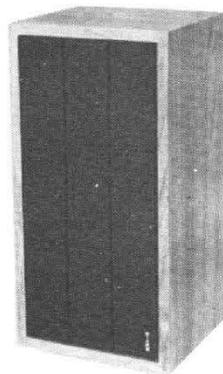
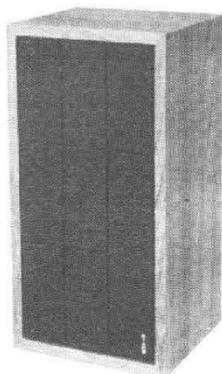
- il permet de disposer au secondaire d'une tension plus faible (transformateur **abaisseur**) débitant une intensité plus élevée, ou d'une tension plus forte (transformateur **élevateur**) avec une intensité moindre qu'au primaire ;
- il réalise un isolement électrique entre le primaire et le secondaire.

Un transformateur peut avoir plusieurs secondaires, séparés électriquement si c'est nécessaire. Il peut avoir, au primaire, des enroulements avec des prises intermédiaires, pour pouvoir être adapté à un secteur de 110 V ou à un secteur de 220 V. Si le primaire comporte *N* tours et que le secondaire en comporte *P*, la tension secondaire sera voisine du produit par *P/N* de la tension primaire, l'intensité débitée par le secondaire étant voisine du produit par *N/P* de celle que consomme le primaire (nous parlons d'égalités approximatives car le transformateur n'a pas un rendement rigoureusement égal à 100 %, mais il peut s'en approcher nettement).

(à suivre)

J.P. OEHMICHEN
Ingénieur E.P.C.I.

SÉLECTION DE CHAINES HIFI



CHAINES SCOTT R34S

CHAINE A

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur R 34S, une platine tourne-disque CEC BD2000, deux enceintes acoustiques B 3X Siare.

Le tuner amplificateur Scott R 34S.

Tuner amplificateur AM/FM.

Partie amplificateur :

Puissance : 2 x 20 W/8 Ω
Distorsion harmonique : 0,4 %
Courbe de réponse : 15 à 35 000 Hz

Partie tuner :

Gamme PO-FM
Sensibilité FM : 2 μV
Rapport signal/bruit : 60 dB
Distorsion harmonique : 0,4 %
Séparation des canaux : 35 dB
Dimensions : 460 x 140 x 330 mm.

La table de lecture CEC BD 2000

Platine tourne-disques
Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn

Système d'entraînement : courroie de transmission

Moteur : synchrone à 4 pôles
Plateau : aluminium de 1,1 kg
Diamètre du plateau : 30 cm
Pleurage : 0,1 %
Rapport signal/bruit : - 62 dB
Bras de lecture de 215 mm
Dimensions : 435 x 370 x 170 mm

L'enceinte acoustique Siare B3X

Puissance nominale : 25 W
Bande passante : 35 à 20 000 Hz
Impédance : 4 à 8 Ω
Enceinte à 3 voies
Système actif-actif
Equipement : 2 H.-P. de 17 cm de diamètre et un tweeter
Dimensions : 500 x 255 x 230 mm

CHAINE B

Cette chaîne comprend un tuner amplificateur Scott R 34S auquel peuvent être associées les platines suivantes : Thorens TD 165, Garrard 86SB, B et O 1203, Akai AP004.

Le choix des enceintes acoustiques porte sur les modèles suivants : Esart P25, Kef Chorale, Martin micromax.

Le tuner amplificateur Scott R 34S (voir chaîne A).

La platine Thorens TD165.

Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn
Fluctuations totales : 0,06 %
Rapport signal/ronnement : - 43 dB

Moteur synchrone 16 pôles
Entraînement du plateau par courroie

Plateau de 300 mm de diamètre, d'un poids de 3,2 kg
Dimensions : 440 x 140 x 340 mm

La platine Garrard 86SB

Platine 2 vitesses : 33 1/3 et 45 tr/mn
Rapport signal/bruit : - 63 dB
Fluctuation totale : 0,12 %
Plateau de 292 mm de diamètre
Dimensions : 454 x 405 x 181 mm.

La platine B et O 1203

Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn
Moteur asynchrone
Réglage de vitesse : ± 6 % par stroboscope incorporé

Fluctuations totales : < 0,07 %
Rapport signal/bruit : > 37 dB
Dimensions : 120 x 440 x 330 mm

La table de lecture Akai - AP004

Platine automatique à entraînement du plateau par courroie.

Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn
Fluctuations : 0,07 %

Rapport signal/bruit : 50 dB
Bras de 220 mm, automation par moteur séparé - relève bras hydraulique

Dimensions : 442 x 185 x 377 mm

L'enceinte acoustique Kef Chorale

Puissance : 30 W
Bande passante : 35 à 40 000 Hz

Impédance : 8 Ω
Equipement : 2 haut-parleurs

Dimensions : 470 x 281 x 221 mm.

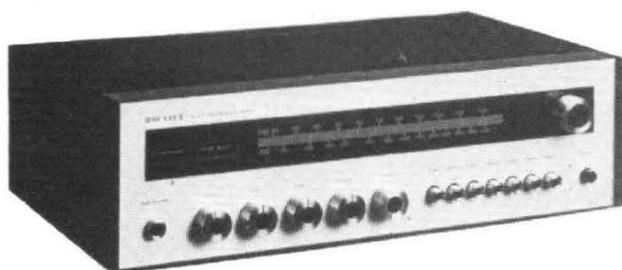
L'enceinte acoustique Martin Micromax

Enceinte 2 voies. Potentiomètre de réglage pour l'aigu.

Puissance : 45 W
Bande passante : 38 Hz à 18 000 Hz

Impédance : 8 Ω

Dimensions : 450 x 260 x 240 mm



CHAÎNES SCOTT R36S

CHAÎNE A

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur R 36 S une platine Thorens TD165, deux enceintes acoustiques Esart P2S.

R36S - Tuner amplificateur AM/FM

Partie amplificateur :

Puissance 2 x 30 W/8 Ω

Courbe de réponse : 12 à 40 000 Hz¹

Distorsion harmonique : 0,4 %

Partie tuner :

Gamme : PO, FM

Sensibilité FM : 1,9 μ V

Rapport signal/bruit : 60 dB

Distorsion harmonique : 0,4 %

Séparation des canaux : 35 dB
Dimensions : 460 x 140 x 330 mm

La platine Thorens TD 165

Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn

Fluctuations totales : 0,06 %

Rapport signal/ronnement :
- 43 dB

Moteur synchrone 16 pôles

Entraînement du plateau par courroie

Plateau de 300 mm de diamètre,
d'un poids de 3,2 kg

Dimensions : 440 x 140 x 340 mm

CHAÎNE B

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur Scott R36S. Une platine Garrard 86 SB, deux enceintes acoustiques Marantz 4.

Le tuner amplificateur Scott R 36S (voir chaîne A).

La platine Garrard 86SB

Plateau 2 vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn

Rapport signal/bruit : - 63 dB

Fluctuations totales : 0,12 %

Plateau de 292 mm de diamètre

Dimensions : 454 x 405 x 181 mm

L'enceinte acoustique Marantz 4

Enceinte à 2 voies

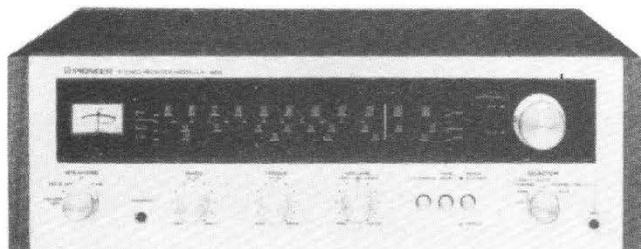
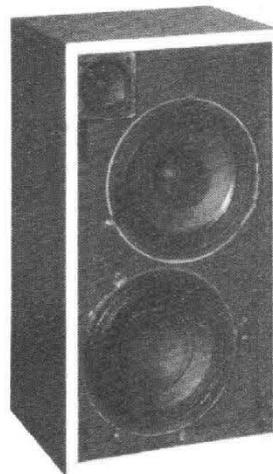
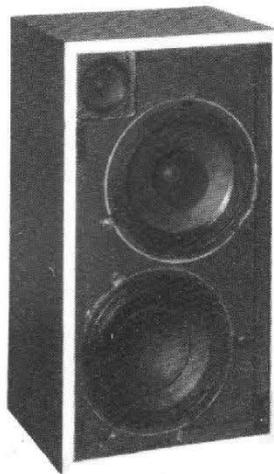
Puissance : 15 W en régime sinusoïdal

Courbe de réponse : 40 à 18 000 Hz \pm 5 dB

Distorsion : > 0,9 %

Impédance : 8 Ω

Dimensions : 500 x 270 x 210 mm



CHAÎNE PIONEER LX424

CHAÎNE A

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur Pioneer LX 424, une table de lecture Akai AP002, deux enceintes acoustiques Siare B3X.

Le tuner amplificateur Pioneer LX424

Partie tuner :

Gammes : PO - GO - FM
Sensibilité FM : $1,9 \mu\text{V}$
Courbe de réponse : 20 Hz à 15 kHz ± 2 dB
Rapport signal/bruit : 70 dB
Distorsion harmonique : $< 0,4 \%$
Séparation stéréo : > 40 dB

Partie amplificateur :

Puissance : $2 \times 12 \text{ W}/8 \Omega$
Courbe de réponse : 30 Hz à 15 kHz ± 1 dB
Distorsion harmonique totale : $< 1 \%$
Entrées : PU : $2,5 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$ - micro : $6,5 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$ - monitor : $150 \text{ mV}/100 \text{ k}\Omega$ - aux. : $150 \text{ mV}/100 \text{ k}\Omega$
Dimensions : 431 x 146 x 347 mm

La table de lecture Akai AP002

Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn
Moteur synchrone
Diamètre du plateau : 30 cm
Rapport signal/bruit : 50 dB
Fluctuation : 0,07 %
Bras de lecture à équilibrage statique
Longueur du bras : 220 mm
Retour automatique du bras
Dimensions : 503 x 410 x 185 mm

L'enceinte acoustique Siare B3X

Puissance nominale : 25 W
Bande passante : 35 à 20 000 Hz
Impédance : 4 à 8 Ω
Enceinte 3 voies
Système actif-actif
Équipement : 2 H.-P. de 17 cm de diamètre et un tweeter
Dimensions : 500 x 255 x 230 mm

CHAÎNE B

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur Pioneer LX 424, une platine Garrard SP25 MKIV, deux enceintes acoustiques Scientelec Eole 180.

Le tuner amplificateur Pioneer LX424 (voir chaîne A)

La platine Garrard SP25 MK IV

Vitesses : 33 1/3, 45, 78 trs/mn
Plateau de 267 mm
Moteur asynchrone tripolaire
Pose automatique du bras
Réglage de la force d'appui
Dimensions : 383 x 317 mm
L'enceinte acoustique Scientelec Eole 180.

Enceinte 2 voies

Fréquence de résonance : 30 Hz
Bande passante : 25 à 20 000 Hz
Puissance : 35 W
Équipement : H.-P. de 21 cm et un tweeter
Dimensions : 423 x 293 x 240 mm.

CHAÎNE C

Cette chaîne comprend un tuner amplificateur Scott R36S, une platine Pioneer PL12D, deux enceintes acoustiques Siare CSX.

Le tuner amplificateur Scott R36 S (voir chaîne A).

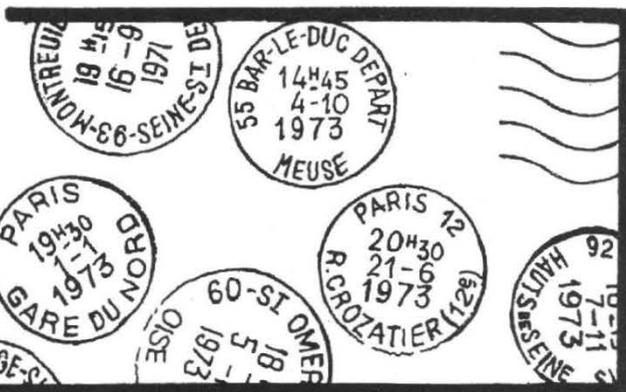
La table de lecture Pioneer PL12.

Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn
Entraînement : par courroie
Moteur synchrone 4 pôles
Plateau en alliage aluminium moulé sous pression
Diamètre du plateau : 30 cm
Rapport signal/bruit : 45 dB
Pleurage et scintillement : 0,1 %
Bras tubulaire en S équilibré statiquement
Dimensions : 430 x 164 x 362 mm

L'enceinte acoustique Siare C3X

Puissance nominale : 35 W
Bande passante : 30 à 22 000 Hz
Impédance : 4 à 8 Ω
Enceinte 3 voies
Système actif-actif
Équipement : 2 H.-P. de 21 cm et un tweeter
Dimensions : 540 x 300 x 240 mm

Notre Courrier Technique



Par R.A. RAFFIN

RR - 3.34 - M. Gérard MASON, 92 Nanterre.

L'amplificateur BF que vous avez construit a incontestablement été réalisé avec du matériel de qualité (transformateurs, par exemple). Il n'y a donc rien à craindre dans ce domaine.

D'autre part, en utilisant un haut-parleur de 100 watts sur cet amplificateur de 30 watts, vous avez là aussi une marge de sécurité très importante.

Quant au phénomène désagréable que vous constatez lors de son utilisation avec la guitare basse, il faut d'abord faire l'essai suivant :

La guitare étant déconnectée de l'entrée de l'amplificateur, pouvez-vous monter normalement le gain de l'amplificateur par la manœuvre du potentiomètre général de puissance sans déclencher le vrombissement ?

Si oui, il peut s'agir d'un effet Larsen entre le haut-parleur et la guitare (organes à éloigner alors l'un de l'autre).

Si non, c'est bien l'amplificateur qui est en cause, et nous vous suggérons les points suivants à vérifier ou à modifier :

a) Augmentation de la valeur des capacités des condensateurs de découplage de la ligne + HT alimentant les étages d'entrée ;

b) La contre-réaction est-elle bien branchée correctement ? Il peut y avoir réaction au lieu de contre-réaction... Essayez de déconnecter les fils aboutissant sur l'anode et l'écran du tube EL 34 supérieur et soudez-les sur les électrodes correspondantes du tube EL 34 inférieur. Et inversement, bien entendu !

c) Essayez de modifier la valeur de la résistance de contre-réaction de 1,5 k Ω (aboutissant à la résistance de 47 Ω) ; réduisez progressivement cette valeur.

d) Réduisez la valeur des condensateurs de liaison aboutissant aux grilles de commande des tubes EL 34.

e) Ajustez soigneusement le curseur du potentiomètre de 250 Ω déterminant le point milieu électrique de la ligne bifilaire de chauffage.

RR - 3.35 - M. Jean-Yves HERMIER, 91 Grigny.

1^o Nous avons déjà eu l'occasion de répondre dans cette rubrique plusieurs fois à ce qui fait l'objet de votre première question. Dans la minuterie électronique décrite à la page 167 du numéro 1383, la cellule photorésistante préconisée peut être remplacée par l'un des types suivants : LDR - 03 - 05 - S ; RPY 18 ; RPY 55 ; LDR - 07.

2^o Dans le montage du temporisateur décrit à la page 312 du numéro 1482, des cellules photorésistantes des mêmes types que ci-dessus peuvent également convenir.

RR - 3.37 - M. Roger DUCHEMIN, Lyon.

1^o Nous avons publié un article sur les enceintes acoustiques **asservies** dans le HAUT-PARLEUR numéro 1444, page 71.

2^o La formule qui permet de calculer la puissance P (en watts) connaissant la tension E (en volts) et la résistance R (en ohms) est :

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

(et non pas : sur 2 R).

RR - 3.38 - M. Serge LEROY, 59 Douai.

1^o Les dispositions du codage et du décodage S Q dans le cas d'un magnétophone sont précisément exposées à la page 295 du numéro 1473 ; mais comme cela est clairement dit, il faut un magnétophone adéquat.

Pour l'instant, en tétraphonie, il semble que ce soit le système S Q le plus répandu. Outre l'article publié dans notre numéro 1473, nous relevons également une description de décodeur pour le même système dans RADIO PLANS numéro 324.

Voyez aussi les articles généraux sur ce sujet publiés dans Hi-Fi Stéréo Numéro 1445, dans le H A U T - P A R L E U R numéro 1379 et dans RADIO PLANS numéro 281.

2^o Pour la fourniture des circuits intégrés TCA 730 et TCA 740 de la R.T.C. (HP N° 1482, page 324), il convient de vous adresser au dépositaire de cette firme dans votre région, à savoir : SANELEC - Electronique, 236, rue du Faubourg d'Arras, 59000 LILLE.

RR - 3.39 - M. René LEBLANC, 45 Montargis.

En ce qui concerne notre article sur les « radio-amateurs » et les ondes courtes publié à la page 157 du numéro 1495, il est **absolument évident** qu'un « petit mot » ajouté inconsciemment à l'imprimerie (6^e ligne, colonne centrale) nous fait dire exactement le contraire de notre intime pensée.

Il faut lire : Le terme « amateur » n'est péjoratif que pour celui qui se croit professionnel. Et nous sommes persuadés que la majorité de nos lecteurs auront rectifié d'eux-mêmes...

RR - 3.41 - M. Ivan de COLOMBEL, 72 Saint-Juillé.

Dans le cas précisé dans votre lettre, avec un haut-parleur boomer de 8 ohms et tweeter de 8 Ω /3 000 Hz, si vous ne désirez employer qu'un seul condensateur (en guise de filtre), il vous faut utiliser un condensateur de 25 μ F (type non polarisé) connecté en série avec le tweeter.

RR - 3.42 - M. J.-F. BAILLED, 22 Pléneuf.

Les fréquences de l'émetteur FAV 22 qui transmet des cours de lecture au son sont : 3 881 kHz et 6 825 kHz.

Toutefois, sur « ondes courtes », il existe aussi de nombreux émetteurs radiotélégraphiques commerciaux que l'on peut écouter et avec lesquels on peut s'entraîner à transcrire les messages émis.

RR - 3.43 - M. Philippe COLINET, Liège - Belgique.

Notre service COURRIER TECHNIQUE est plus que surchargé, et ce n'est pas dans le délai de 15 jours que vous nous imposiez que nous pouvions vous répondre... Il aurait fallu nous questionner plus tôt, car nous sommes obligés de respecter l'ordre chronologique des demandes.

1^o C'est la première solution que vous aviez adoptée qui était la bonne, à savoir les gradateurs de lumière sur le secteur commandant les primaires des transformateurs ; les gradateurs à triacs ne fonctionnent pas, ou très mal, sur 24 volts (cas de votre tension secondaire), nous l'avons dit maintes fois dans cette rubrique...

et vous vous en êtes bien aperçu vous-même...

2° Dans le cas d'un variateur sur charge **inductive**, il suffit d'utiliser des triacs dont la tension directe à l'état bloqué et la tension de retournement qu'ils puissent supporter soient très largement supérieures à la tension du secteur (au moins trois fois plus grande).

3° Le transistor 2 N 5356 est vendu en France par la société SESCOSEM. En Belgique : THOMSON S.A. 196 A, avenue Louise - Bruxelles 5.

RR - 3.40-F - M. Louis GRAU, 83 Toulon.

1° Vous nous entretenez du fonctionnement d'une décade, d'un compteur, d'un décodeur, d'une horloge, etc. Mais comment voulez-vous que nous vous répondions si vous ne nous indiquez pas les montages auxquels se rapportent vos questions ou si vous ne nous communiquez pas les schémas de ces montages ? En fait, il y a généralement plusieurs façons d'utiliser un même circuit intégré logique. Nous vous conseillons la lecture de l'ouvrage **LOGIQUE INFORMATIQUE** par Marc Ferretti (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS).

2° **SN 7401** : Portes TTL (collecteur ouvert).

Logique 0 = niveau 0,8 V
1 = niveau 2 V

Délai = 30 ns ; $V_{cc} = +5 V$; dissipation max. = 10 mW.

Ce circuit intégré est présenté sous quatre formes, quatre boîtiers différents : sur la figure RR-3.40, nous vous avons représenté le plus courant.

SN 7404 : Six inverseurs.

Logique 0 = niveau 0,8 V
1 = niveau 2 V

Délai = 22 ns ; $V_{cc} = +5 V$; dissipation max. = 60 mW.

Ce circuit intégré étant présenté sous trois boîtiers différents, comme précédemment nous vous avons représenté le plus répandu.

3° Dans tout transformateur élévateur, si la tension secondaire est de x fois la tension primaire, il est bien évident que l'intensité secondaire disponible est égale à l'intensité primaire divisée par x (à condition d'admettre un rendement égal à 1, ce qui n'est pratiquement jamais le cas).

RR - 3.44 - M. Olivier TERNON, 75017 Paris.

1° HP N° 1490, page 181, figure 6-a : les caractéristiques du milliampèremètre M sont indiquées au bas de la figure.

$M =$ milliampèremètre
1 mA/200 Ω .

2° Dans le montage d'alimentation stabilisée décrite à la page 224 du numéro 1433, il est bien évident que si vous vous contentez d'une sortie maximale de 2 ampères, il vous suffit d'utiliser un transformateur dont le secondaire 35 V ne pourra être prévu que pour 3 A par exemple (au lieu de 4).

3° En ce qui concerne les décibels, leur définition, leur manie- ment, leur signification, etc. veuillez vous reporter à notre **COURS ÉLÉMENTAIRE DE RADIO-TECHNIQUE** (chapitre premier) ; en vente à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS.

RR - 3.45 - M. E. LONGO, Leval (Belgique).

Le tube cathodique type 913 (diamètre = 1 pouce) n'est plus fabriqué. Il peut être remplacé par

le tube DH 3-91 (R.T.C. ou Philips) ou par le tube DG 3-12 A (Siemens).

RR - 3.46 - M. D. VERTU, 59 Raches.

Nous ne disposons pas du schéma du radiotéléphone B.L.U. type NS 3 A. De plus, nous ne pensons pas que cet appareil commercial soit vendu en kit.

RR - 3.47 - M. J.-P. MANCHON, 75016 Paris.

Il est indispensable que vous nous communiquiez tout d'abord le **schéma** de l'oscilloscope (ou plus exactement de la « partie » d'oscilloscope) dont vous disposez, afin que nous puissions étudier et établir le schéma de l'alimentation correspondante qui vous fait défaut.

RR - 3.48 - M. A. HENNEQUIN, Ritte (Belgique).

Le tube cathodique type 09 D ne figure dans aucune de nos documentations.

RR - 3.49 - M. Jean-Marie DRU, 58 Nevers.

Il nous est absolument impossible de vous dire de façon précise, à distance, faute de pouvoir procéder à des mesures sur votre modulateur de lumière, quel est l'organe défectueux.

Si vous observez des étincelles dans le potentiomètre de 100 k Ω , il est cependant certain que cet organe est mauvais et doit être remplacé ; mais s'il a été détruit, il conviendrait d'en déterminer la raison **avant** d'en monter un neuf.

Pour pouvoir cerner l'élément défectueux, c'est-à-dire l'**origine** de la panne si vous préférez, il faudrait nous indiquer les différentes tensions mesurées avec exactitude aux divers points des circuits de votre montage, et ce, dans les deux fonctions : modulateur et variateur.

RR - 3.50 - M. Lucien LAMBALEY, 70 Servance.

1° Pour que nous puissions vous indiquer les fréquences des stations TV 2° et 3° chaînes que vous recevez, il faudrait nous dire par quel centre émetteur (ou ré-émetteur) vous êtes desservis dans votre localité.

A défaut, vous pourriez vous renseigner auprès de n'importe quel radioélectricien local.

2° Les fréquences « son » et « vision » correspondant à chaque canal sont indiquées dans notre ouvrage **DÉPANNAGE - MISE AU POINT - AMÉLIORATION DES TÉLÉVISEURS** (6^e édition) : Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS.

3° Même remarque en ce qui concerne les émetteurs TV périphériques de Suisse, Luxembourg, Allemagne, etc. (fréquences, standard, etc.).

RR - 3.51 - M. POCARD (?), 73 Aime.

1° Il est certainement possible de concevoir l'alimentation dont vous nous entretenez : mais nous ne vous dissimulerons pas que le schéma risque d'être assez complexe. Mais, auparavant, il convient de nous préciser :

a) si le courant primaire (d'une

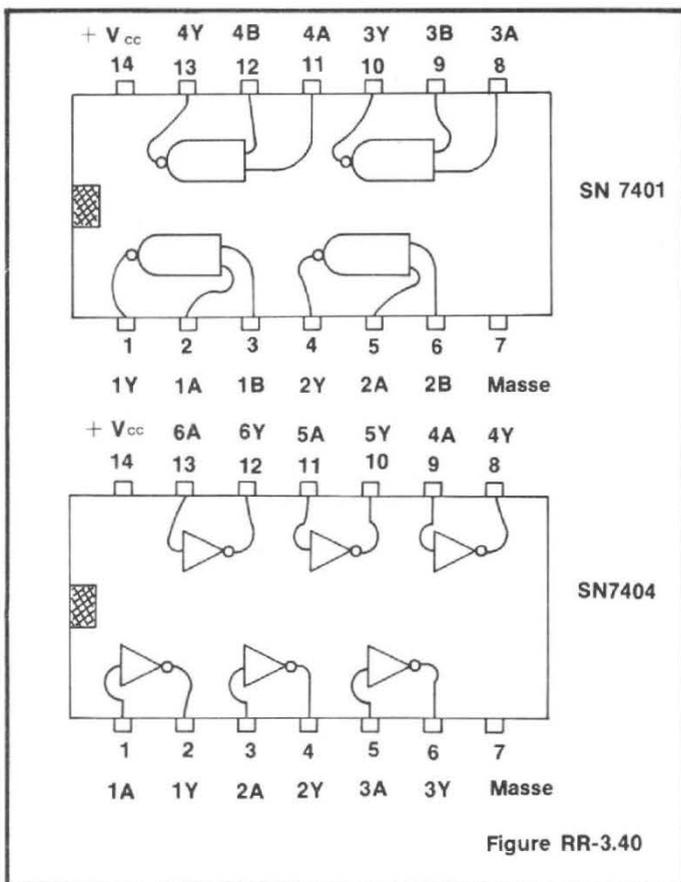


Figure RR-3.40

tension de 6 volts) est du **continu** ou de l'**alternatif** ;

b) les diverses **intensités** qui seront demandées à chacune des sorties secondaires.

Il nous sera alors possible d'évaluer le travail de cette étude et de vous proposer un devis d'honoraires.

2° Le circuit intégré 2060 M ne figure dans aucune de nos documentations ; il doit s'agir d'un simple marquage industriel particulier, et non d'une immatriculation.

RR - 3.52 - M. Marc RAYRET, 34 Sète.

1° Diode 1 N 1201 A : Redresseur ; tension inverse de crête = 150 V ; intensité directe redressée max. = 12 A ; chute de tension interne = 1,3 V pour 12 A.

2° Thyristor 40 RCS 5. Tension inverse : 50 V ; intensité directe max. = 63 A ; gâchette = 3 V max. / 110 mA max.

3° Les autres semiconducteurs et circuits intégrés de récupération cités dans votre lettre ne figurent pas dans nos documentations (même pas dans les DATA-Books) ; voir remarque au numéro 2 de la réponse précédente.

RR - 3.53 M. Christian CHICON, 55 Verdun.

Nous ne disposons pas du schéma du récepteur PIZONBROS que vous recherchez ; il semblerait qu'il s'agisse d'un appareil vraiment très ancien...

Dans de tels cas, la marche à suivre est toujours la même ; répétons-la de nouveau : Il faut vous adresser à un revendeur de votre région, dépositaire de la marque, qui demandera le schéma au constructeur.

RR - 3.54 - M. Alain BOSSU, 92 Fontenay-aux-Roses.

1° Dans un groupement de haut-parleurs (avec filtres à 2 ou 3 voies), c'est la puissance du plus faible dont il faut tenir compte. Le haut-parleur le plus faible étant le médium, puisqu'indiqué pour 20 W, cela veut donc dire que la puissance de l'amplificateur qui attaquera cet assemblage de haut-parleurs ne devra pas dépasser 20 watts.

2° Filtres pour haut-parleurs - à différents nombres de voies - réalisables par l'amateur : Veuillez vous reporter à notre numéro 1433, à partir de la page 228 (NOTA : sur le diagramme, figure 5, page 230, il faut inverser les indications C et C_B).

3° Réalisation des enceintes acoustiques : Veuillez vous reporter à notre numéro 1478, page 164.

RR - 3.55 - M. Denis REYMOND, 06 La Bocca.

Un montage d'anémomètre et de girouette électroniques a été publié dans notre revue sœur RADIO PLANS numéro 314 (page 45) à laquelle nous vous prions de bien vouloir vous reporter.

RR - 3.56 - M. Jean-François BAISSAS, 34 Montpellier.

Nous ne disposons pas du schéma de l'oscilloscope 326/0.. appareil qui nous semble bien ancien.

S'il s'agit d'un appareil fabriqué par C.R.C., vous pouvez essayer d'en demander le schéma directement au constructeur dont voici l'adresse : C.R.C. 5, rue Daguerre, 42 Saint-Etienne.

RR - 3.57 - M. RONZE, 83 Hyères.

1° La valeur peu lisible sur le schéma que vous nous soumettez semble être marquée 0,001 (soit 1 nF, ou 1 000 pF, si vous préférez).

2° Il est possible que le sifflement (ou accrochage) que vous observez provienne de l'absence ou de l'insuffisance de la capacité citée ci-dessus. Vous pouvez également essayer de shunter par une faible capacité aboutissant à la masse le curseur du potentiomètre « aigües » (ou bien, même résultat, en intercalant une résistance en série dans la connexion partant du curseur de ce potentiomètre).

3° La différence de qualité auditive que vous avez constatée ne peut pas provenir d'une erreur possible du sens de branchement des haut-parleurs... mais bien de la qualité des haut-parleurs eux-mêmes. Nous ne citerons évi-

demment aucune marque dans cette rubrique, mais vous nous comprendrez sûrement : les premiers que vous nous avez cités sont excellents, alors que les seconds sont assez quelconques... Tout est là !

RR - 3.58 - M. Georges MARTIN, 95 Garges-les-Gonnesse.

Votre question a déjà fait l'objet de réponses à maintes reprises dans cette rubrique. Il est absolument certain que l'enregistrement en plaçant le microphone d'un magnétophone devant le haut-parleur d'un récepteur ne saurait être de qualité...

Il suffit de prélever les signaux BF sur le récepteur sur l'étage de détection (ou sur l'entrée du potentiomètre de volume) en intercalant un condensateur de capacité suffisante. Les signaux BF sont ensuite appliqués à l'entrée du magnétophone et dosés au niveau convenable ; cette liaison entre appareils doit être effectuée en fil blindé, le blindage étant relié à la masse du récepteur d'une part, et du magnétophone d'autre part. Naturellement, on peut intercaler des prises mâle et femelle pour pouvoir déconnecter facilement.

En l'absence des schémas de vos appareils, nous ne pouvons évidemment pas être plus précis.

RR - 3.59 - M. Jean-Paul SOUNY, 45 Pithiviers.

Nous ne disposons d'aucun schéma de minuterie électronique réglable entre 5/100 et 50/100 de seconde.

RR - 3.60 - M. Pierre PICHON, 77 Esbly.

1° Etes-vous certain d'avoir vraiment tout fait et tout tenté pour déparasiter convenablement votre véhicule vers les fréquences utilisées par votre radiotéléphone monté à bord ? Etes-vous certain d'avoir employé les dispositifs convenables et bien adaptés pour OC et VHF ?

Le cas échéant, veuillez vous reporter à notre ouvrage TECHNIQUE NOUVELLE DU DÉPANNAGE DES RADIO-RÉCEPTEURS, à partir de la page 102, ainsi qu'aux pages 108,

109 et 110 traitant plus particulièrement de ce sujet.

2° Certes, il est possible d'envisager l'élaboration d'un dispositif antiparasite (ou « noise blanker ») qui serait installé dans la partie « réceptrice » du radiotéléphone de bord. Mais pour cela, il nous faudrait tout d'abord le schéma de votre appareil (schéma que nous ne possédons pas et qu'il faudrait réclamer à votre fournisseur). Ensuite, cette adjonction risque d'être pratiquement très difficile à réaliser du fait de la fabrication sur circuits imprimés de ces appareils (donc peu modifiables).

RR - 3.62 - M. Jean-Luc PAQUOT, 29 Quimper.

1° Nous avons déjà publié de très nombreux montages de temporisateurs, de déclencheurs d'alarme, etc. Si vous voulez bien consulter les tables des matières que nous publions chaque année dans le numéro du mois d'août, vous n'aurez que l'embarras du choix...

2° Nous ne sommes pas d'accord lorsque vous nous dites que dans de tels montages, le relais coûte aussi cher que tout le reste des composants. On vous a certainement mal renseigné... ou vous vous êtes adressé à des maisons pratiquant des prix excessifs !

3° Un multivibrateur suivi d'un haut-parleur, cela ne fait pas beaucoup de bruit... Pour fermer le circuit sur un klaxon ou une sirène, le relais est encore le moyen le plus simple et le plus économique.

4° Dans le montage que vous nous soumettez (et dont le schéma est correct), il est possible que le transistor 2 N 1711 que vous utilisez soit hors caractéristiques ; il faut se méfier des transistors soldés vendus à bas prix...

Avec ce transistor, il ne faut guère dépasser une intensité de collecteur de 150 à 200 mA ; il faut donc que le relais employé puisse fonctionner avec cette intensité. L'avez-vous mesurée ? Et quelles sont les caractéristiques du relais ?

5° Comme vous pouvez précisément en juger d'après la réponse précédente (RR-3.61), les transistors 2 N 1711 et 2 N 3055 sont très différents.

6° Il est certain (et combien regrettable) que certaines écoles

privées sont assez retardataires; leurs cours ne suivent pas l'évolution de la technique, et sont nettement dépassés par le progrès. En conséquence, il faut savoir faire un choix judicieux dès le départ, ou se renseigner valablement auparavant.

RR - 3.61-F - M. Alain GARNIER, 08 Donchery.

1^o Circuit intégré μ A 741. Amplificateur opérationnel; $V_a = \pm 15$ V; $V_{\text{offset}} = 6$ mV; $I_{\text{Offset}} = 200$ nA; $I_{\text{Polar}} = 500$ nA; gain en boucle ouverte = 100 000; compensation de fréquence : intégrée. Voir HP N^o 1486 page 299 et N^o 1473, page 318.

Circuit intégré SFC 2709 C. Amplificateur opérationnel; $V_a = \pm 9$ V à ± 15 V; $V_{\text{offset}} = 3,5$ mV; $I_{\text{offset}} = 200$ nA; $I_{\text{polar}} = 500$ nA; gain en boucle ouverte = 45 000; compensateur de fréquence à prévoir extérieurement. Voir HP N^o 1473, page 318.

2^o Caractéristiques et brochages des transistors suivants :

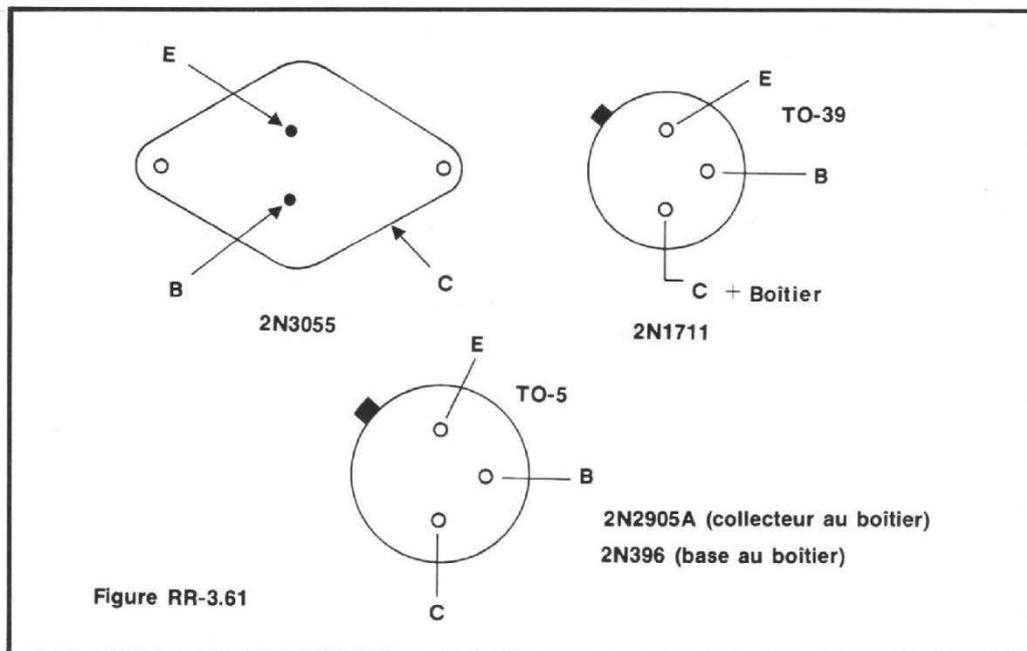


Figure RR-3.61

2 N 3055 : NPN; $V_{cbo} = 100$ V; $V_{ceo} = 60$ V; $I_{c \text{ max.}} = 15$ A; $P_{\text{tot}} = 117$ W; $h_{fe} = 20 - 70$ à $I_c = 4$ A.

2 N 1711 : NPN; $V_{cbo} = 75$ V; $V_{ceo} = 30$ V; $V_{ebo} = 7$ V; $I_{c \text{ max.}} = 1$ A; P_{tot}

$= 800$ mW; $h_{fe} > 100$ à $I_c = 150$ mA et $V_{ce} = 10$ V.

2 N 2905 A : PNP; $V_{cbo} = 60$ V; $V_{ceo} = 60$ V; $V_{ebo} = 5$ V; $I_{c \text{ max.}} = 600$ mA; $h_{fe} = 100$ pour $V_{cb} = 10$ V et $I_c = 1$ mA; $P_{\text{tot}} = 600$ mW.

2 N 396 : PNP; $V_{cbo} = 30$ V; $V_{ceo} = 20$ V; $V_{ebo} = 20$ V; $I_{c \text{ max.}} = 200$ mA; $h_{fe} = 30$ pour $V_{cb} = 1$ V et $I_c = 10$ mA; $P_{\text{tot}} = 150$ mW.

Brochages : voir figure RR-3.61.

Hi-Fi Tandberg: performances



RR - 3.63 - M. Jacques MAWET, Heusy (Belgique).

1° Comme nous avons déjà eu l'occasion de l'écrire maintes fois dans cette rubrique, si la modification que vous envisagez sur votre lecteur de cassettes est **théoriquement** possible, elle est presque certainement impossible **pratiquement**. En effet, compte tenu des modifications de câblage et adjonctions qu'il conviendrait d'apporter, cela n'est guère pensable d'espérer les exécuter sur des appareils conçus sur **circuits imprimés**.

2° Il est normal que les bandes au dioxyde de chrome soient plus riches en aiguës; mais cela ne peut pas apporter des dommages aux têtes de lecture.

3° L'inverseur permettant l'emploi, soit des bandes normales, soit des bandes au Cr O₂ agit précisément électroniquement par correction, par modification, de la réponse « amplitude/fréquence ». Nous ne pensons pas que cet inverseur agisse également sur l'effacement; mais pour apprécier pleinement, il aurait fallu nous joindre le schéma de l'enregistreur.

RR - 3.64 - M. André MIEVRE, 74 Rumilly.

Le schéma d'amplificateur BF que vous avez réalisé est correct et nous n'avons décelé aucune erreur...

Nous ne pouvons pas vous dire à distance ce qui ne va pas dans votre montage: erreur de câblage, erreur de valeur d'un élément, composant défectueux, etc. Pour que nous puissions juger et essayer de vous guider dans votre dépannage, il faudrait nous indiquer les différentes tensions mesurées avec exactitude (voltmètre électronique ou à très forte résistance interne) aux divers points des circuits du montage réalisé.

RR - 3.65 - M. Jacques DESCHAMPS, 79 Niort.

1° Les circuits intégrés SFC 2200 et SFC 2300 sont bien tous deux des régulateurs de tension; mais le premier est prévu pour une gamme de 2 à 30 V et le second pour une gamme de 2 à 20 V.

2° Pour la fourniture des circuits intégrés SESCOSEM que vous recherchez, il faut vous adresser (pour votre région) à: Centre Electronique de Diffusion, rue Bernard-Brunhes, 63 Clermont-Ferrand, soit directement si vous êtes professionnel, soit par l'intermédiaire d'un radioélectricien local dans le cas contraire.

3° Pour les circuits intégrés MOTOROLA, veuillez vous adresser à la S.C.A.I.B., 15 - 17, avenue de Ségur, 75007 PARIS.

4° Pour tous autres renseignements concernant le montage qui vous intéresse, veuillez écrire directement à l'auteur M. B. DUVAL à l'adresse de la revue qui transmettra.

RR - 3.66 - M. Marc SILHOL, 34 Montpellier.

1° En ce qui concerne l'oscilloscope « BF » décrit dans le numéro 1330, page 189, nous attirons votre attention sur une erreur de schéma de la figure 1 que nous avons rectifiée dans la réponse RR-6.27-F publiée à la page 250 du numéro 1370.

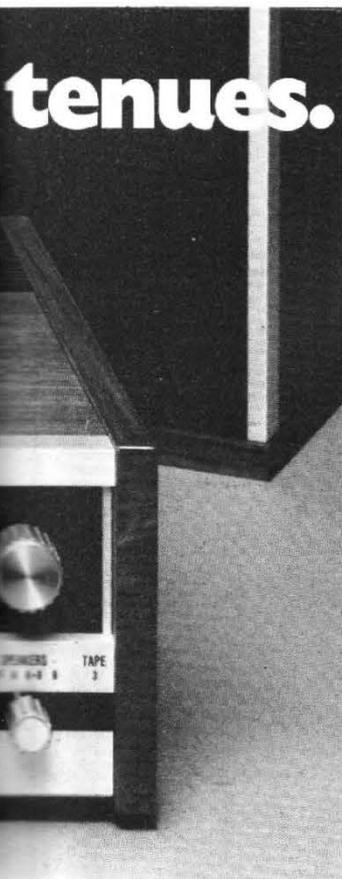
2° Certains tubes préconisés dans ce montage peuvent être remplacés par des lampes plus courantes. Exemples: E 91 H par 6 CS 6 ou EH 90 6211 par ECC 81 ou 12 AT 7 6463 par ECC 82 ou 12 AU 7 (types de remplacement « approchés » évidemment).

RR - 3.69 - M. Roger-André CAMPION, 29 Quimper.

Oh oui! Nous sommes bien d'accord avec vous... CONSTRUIRE n'importe quoi à partir d'un bon schéma ou d'un bon kit, c'est à la portée de n'importe qui (à condition encore de savoir faire correctement des soudures). Mais il reste toujours les réglages, la mise au point, etc. Et ça, c'est une autre histoire, car il faut nécessairement une certaine dose de savoir et de technicité... avec un certain nombre d'appareils de mesure indispensables.

Mais cela, nous sommes tout de même persuadés que la majorité de nos lecteurs en sont parfaitement conscients.

suite page 325.



Ampli-tuner TR 1040 P

Ses caractéristiques sont autant de performances garanties.

Ampli-tuner stéréo FM Haute Fidélité.
Puissance de sortie: 2 x 40 watts sur 8 ohms à 0,2% de distorsion.
Tuner FM - fréquence: 87,5 à 108 MHz.
5 stations préréglées.
Sensibilité du tuner FM 0,8 µV.
Contrôle des graves et des aigus par canal séparé.
Indicateurs d'accord et d'intensité très lisibles.
Touche "Muting" pour supprimer le souffle entre les stations.
3 filtres (1 LOW et 2 HIGH).
Commutateur "Loudness" pour relever les graves et les aigus à faible niveau.
Possibilité de contrôler les enregistrements grâce à une touche monitor.
Préamplificateur pour tête magnétique avec correction RIAA.
Prise de raccordement pour 3 magnétophones dont une pour enregistrement à tonalité corrigée.
Réglage de la sensibilité des entrées magnétophones et phono.

Prise frontale pour casque d'écoute stéréo.
Affichage lumineux des fonctions.
Equipe pour recevoir 4 enceintes.
Prix indicatif: 3800 F.

Enceinte: TL 2520
Puissance de sortie: 40 watts.
Impédance: 8-4 ohms.
Courbe de réponse: 45 à 20 000 Hz.
3 voies: 1 woofer 25,40 cm, 1 mid-range 8,70 cm, 1 tweeter 2,54 cm Dome.
Prix indicatif: 900 F.

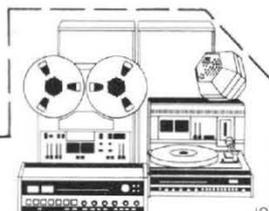
Nous tenons à votre disposition, gratuitement, les résultats intégraux des tests effectués par la presse professionnelle.

Bon à retourner à Tandberg France S.A. - 1, rue Jean-Perrin, 93150 Le Blanc-Mesnil.

- Je souhaite recevoir, sans engagement de ma part, le dossier complet de l'ampli-tuner TR 1040 P
 Veuillez me faire parvenir également votre brochure générale sur la gamme HI-FI Tandberg 1975.

Nom: _____
Prénom: _____
Adresse: _____

Joindre 3 timbres à 0,80 F pour frais d'envoi.



HI-FI FAMILY
TANDBERG

hi-fi, magnétophones, ampli-tuners, enceintes.



LES RADIOPHARES

LES adeptes de la navigation de plaisance ont à leur disposition des balisages optiques et radioélectriques destinés à faciliter leur atterrissage.

Les moyens radioélectriques tels que les radiobalisés et radiophares sont utilisables pour la navigation tout temps, et permettent d'atteindre en toute sécurité la côte, même si la visibilité est nulle ou médiocre, à condition de disposer d'un récepteur muni d'un dispositif de relèvement goniométrique et de cartes côtières.

Voici résumés sur des tableaux tous les émetteurs côtiers par zone, avec leur indicatif, portée, et heures d'émission. Trois catégories d'émetteurs sont installées, pour le jalonnement, l'aide radio et l'atterrissage.

Dans les zones à fort trafic, Manche et Pas-de-Calais, les aides radioélectriques à la navigation ont été déterminées en coopération avec les pays riverains, Belgique, Angleterre, afin de délimiter des couloirs de navigation pour les plaisanciers, offrant un maximum de sécurité.

Dans ce but, ce secteur a été divisé en quatre zones, depuis 1972, les radiophares principaux émettent à tour de rôle pendant une minute sur une même fréquence modulée en amplitude (A2) avec une fréquence de modulation identique; les horaires d'émission sont prévus pour permettre de faire le point rapidement en deux ou trois relevements même avec des moyens goniométriques rudimentaires.

Les relevements sont très simples, nous avons détaillé cette procédure dans l'article « Petit Précis de Radiogoniométrie », paru dans les Haut-Parleurs N° 1454 - 1463, auxquels on pourra se reporter.

Les équipements peuvent être réduits à un simple récepteur à transistors portable, muni d'un cadre tournant solidaire d'une rose des vents graduée de façon précise, ou encore d'un adaptateur goniométrique séparé.

La seule précaution à prendre est la fixation de l'élément orientable, qui devra être azimuté parfaitement par rapport à l'axe du bateau.

De nombreux appareils de ce genre sont commercialisés à un prix très abordable, ils permettent à tous les navigateurs de plaisance de disposer de l'aide radioélectrique côtière même sur de

simples et rustiques voiliers.

Ces équipements permettent à tout instant de faire le point, et par là, d'assurer une sécurité totale pour l'atterrissage des bâtiments.

Manche - Pas-de-Calais			
RADIOPHARES PRINCIPAUX			
Radiophares	Indicatifs	Portées en milles	Horaires
A Zone Manche ouest		Fréquence porteuse Fréquence modulation	298,8 kHz 545 Hz
Eddystone	DY	20	H+0, H+6...
Start point	SP	70	H+1, H+7...
Les casquets	QS	50	H+2, H+8...
Roches Douvres	RD	70	H+3, H+9...
Ile Vierge (île de Batz)	VG(BA)	70	H+4, H+10...
Lizard	LZ	70	H+5, H+11...
B Zone Manche centre		Fréquence porteuse Fréquence modulation	291,9 kHz 670 Hz
Portland	PB	50	H+0, H+6...
Sainte-Catherine	CP	50	H+1, H+7...
Antifer	TI	50	H+2, H+8...
Le Havre	LH	20	H+3, H+9...
Ver	ER	20	H+4, H+10...
Barfleur Gatteville	FG	70	H+5, H+11...

RADIOPHARES SECONDAIRES

Radiophares	Indicatifs	Portées en milles	Horaires
C Zone Manche est	Fréquence porteuse Fréquence modulation	310,3 kHz 752 Hz	
Bassurelle	UL	50	H+0, H+6...
Royal Sovereign	RY	50	H+1, H+7...
Ailly	AL	50	H+2, H+8...
Boulogne	BO	20	H+3, H+9...
Gris nez	GN	30	H+4, H+10...
Dungeness	DU	30	H+5, H+11...
D Zone Pas-de-Calais	Fréquence porteuse Fréquence modulation	305,7 kHz 600 Hz	
Falls	FS	50	H+0, H+6...
Tongue	GU	30	H+1, H+7...
West Hinder	WH	20	H+2, H+8...
Ostende	OE	20	H+3, H+9...
Calais	CL	20	H+4, H+10...
East Goodwin	GW	30	H+5, H+11...

Radiophares	Indicatifs	Portées en milles	Horaires
Zone Manche ouest	Fréquence porteuse Fréquence modulation	305,7 kHz 498 Hz	
Cap Fréhel Corbière	- CB	20 20	H+0, H+2, H+4... H+1, H+3, H+5...
Zone Manche centre	Fréquence porteuse Fréquence modulation	312,6 kHz 1052 Hz	
Nab Cherbourg	NB RB	20 20	H+0, H+3... H+1, H+4...
Zone Pas-de-Calais	Fréquence porteuse Fréquence modulation	310,3 kHz 752 Hz	
Dyck	DK	20	

Manche - Pas-de-Calais

RADIOPHARES

Stations	Fréquences	Indicatifs	Portées (en milles)	Horaires	Régime
Tongue (GB) West Hinder (B) Dyck Falls East Goodwin (GB) Ostende (B)	305,7	GU WH DK FS GW OE	30 20 20 50 30 30	H+1, H+7 H+2, H+8 H+4, H+10 H+0, H+6 H+5, H+11 H+3, H+9	Tout temps
Dungeness (GB) Gris Nez Ailly Bassurelle Royal Sovereign (GB) Boulogne	310,3	DU GN AL UL RY BO	30 30 50 50 50 20	H+5, H+11 H+4, H+10 H+2, H+8 H+0, H+6 H+1, H+7 H+3, H+9	Tout temps
Portland (GB) Sainte-Catherine (GB) Antifer Le Havre Ver Gatteville	219,9	PB CP TI LH ER FG	50 50 50 20 20 70	H+0, H+6 H+1, H+7 H+2, H+8 H+3, H+9 H+4, H+10 H+5, H+11	Tout temps
Cherbourg (Fort de l'Ouest)	312,6	RB	20	H+1, H+4	Tout temps

RADIOBALISES

Calais	313,5	CL	5	Continu	Tout temps
Port-en-Bessin	313,5	BS	5	Continu	Tout temps

RADIO-ALIGNEMENT

Boulogne	289,6	A ou N	5	Continu	Tout temps
----------	-------	--------	---	---------	------------

Bretagne		RADIOPHARES			
Stations	Fréquences	Indicatifs	Portées (en milles)	Horaires	Régimes
Cherbourg (Fort de l'ouest)	312,6	RB	20	H+1, H+4	Tout temps
Lizard (GB)	298,8	LZ	70	H+5, H+11	Temps de brume
Start Point (GB)		SP	70	H+1, H+7	
Les Casquets (GB)		QS	50	H+2, H+8	Tout temps
Roches - Douvres		RD	70	H+3, H+9	
Ile de Batz		BA	70	H+4, H+10	
Eddystone (GB)		DY	20	H+0, H+6	
Ile Eagle (Eire)	308	GL	100	H+0, H+6	Tout temps
Mizen Head (Eire)		MZ	200	H+1, H+7	
Mull of Kintyre (GB)		KR	100	H+2, H+8	
Ile Round (GB)		RR	200	H+3, H+9	
Ile Tory (Eire)		TY	200	H+4, H+10	
Créac'h d'Ouessant		CA	100	H+5, H+11	
Saint-Mathieu	289,6	SM	20	H+0, H+2	Tout temps
Saint-Gildas		NZ	35	H+1, H+3	
Eckmühl	303,4	UH	50	H+0, H+6	Tout temps
Les Baleines		BN	50	H+1, H+7	
Ile de Sein		SN	50	H+2, H+8	
Ile d'Yeu		YE	100	H+3, H+9	
Pen-Men		GX	50	H+4, H+10	
Belle-Ile		BT	100	H+5, H+11	
RADIOPHARE CONSOL					
Plonéis	257	FRQ		Continu	Tout temps
RADIOBALISES					
Portzic	294,2	PZ	5	Continu	Tout temps (sur demande à Conquet Radio)
Le Pilier	298,8	PR	10	Continu	Tout temps
Atlantique					
Stations	Fréquences	Indicatifs	Portées (en milles)	Horaires	Régimes
Saint-Mathieu	289,6	SM	20	H+0, H+2	Tout temps
Pointe de Saint-Gildas		NZ	35		
Eckmühl	303,4	UH	50	H+0, H+6	Tout temps
Les Baleines		BN	50	H+1, H+7	
Sein		SN	50	H+2, H+8	
Ile d'Yeu		YE	100	H+3, H+9	
Pen-Men		GX	50	H+4, H+10	
Belle-Ile		BT	100	H+5, H+11	
Cap Spartel (Maroc)	312,6	SP	200	H+0, H+6	Tout temps
La Coubre		LK	300	H+2, H+8	
Cap Ferret	296,5	FT	100	H+0, H+6	Tout temps
Cap Machichaco (Espagne)		MA	100	H+2, H+8	
Cap Mayor (Espagne)		MY	50	H+4, H+10	
RADIOBALISES					
Le Pilier	298,8	PR	10	Continu	Tout temps
Les Sables-d'Olonne	291,9	SO	5	Continu	Tout temps
La Pallice	287,3	LP	5	Continu	Tout temps
La Rochelle	291,9	RE	5	Continu	Tout temps
BXA	289,6	BX	5	Continu	Tout temps
Pointe de Grave	308	VR	5	Continu	De jour seulement

Stations	Fréquences	Indicatifs	Portées (en milles)	Horaires	Régime
Cap Béar Sète Planier	287,3	BR SE PN	50 50 100	H+0, H+6 H+2, H+8 H+4, H+10	Tout temps
Cap Couronne	305,7	CR	10	Continu	Tout temps
Porquerolles Cap Caxine (Alg.) Cap Bon (Tunisie)	313,5	PQ CX BN	200 200 200	H+4, H+10 H+2, H+8 H+0, H+6	Tout temps
Sénétose La Revellata La Garoupe	294,2	SE RV GO	100 100 100	H+0, H+6 H+2, H+8 H+4, H+10	Tout temps
Lavezzi	287,3	VZ	30	H+2, H+8	Tout temps
La Giraglia La Chiappa Pte Lividonia (Italie)	308	GL CP PF	100 100 100	H+0, H+6 H+2, H+8 H+4, H+10	Tout temps Temps brumeux et temps clair
RADIOBALISE					
Port-de-Bouc	291,9	BO	10	Continu	Tout temps

NOTRE COURRIER TECHNIQUE

suite de la page 321.

RR - 3.67 - M. J.-L. BOUCHERY, 53 Craon.

1° HP N° 1374, page 190, figure 5 : la capacité du condensateur entre le potentiomètre « aiguës » et la masse est de 10 nF.

2° Une fois de plus, nous sommes obligés de rappeler que le dépannage par correspondance n'est pas possible ; nous ne sommes pas devin... Il nous faudrait pouvoir examiner votre montage, les modifications suggérées, et nous livrer à des essais et mesures systématiques, etc. Le cas échéant, vous pourriez tenter de le confier à un radioélectricien local.

Mais puisqu'il s'agit d'un montage en kit de chez ACER, et que cette maison accepte de réparer l'appareil, d'en faire la mise au point, nous estimons qu'il s'agit bien là de la meilleure solution.

RR - 3.68-F - M. CAGNAT, 95 Pontoise.

1° Votre première question est assez imprécise. Nous supposons qu'il s'agit simplement d'appliquer à l'entrée du circuit de régulation

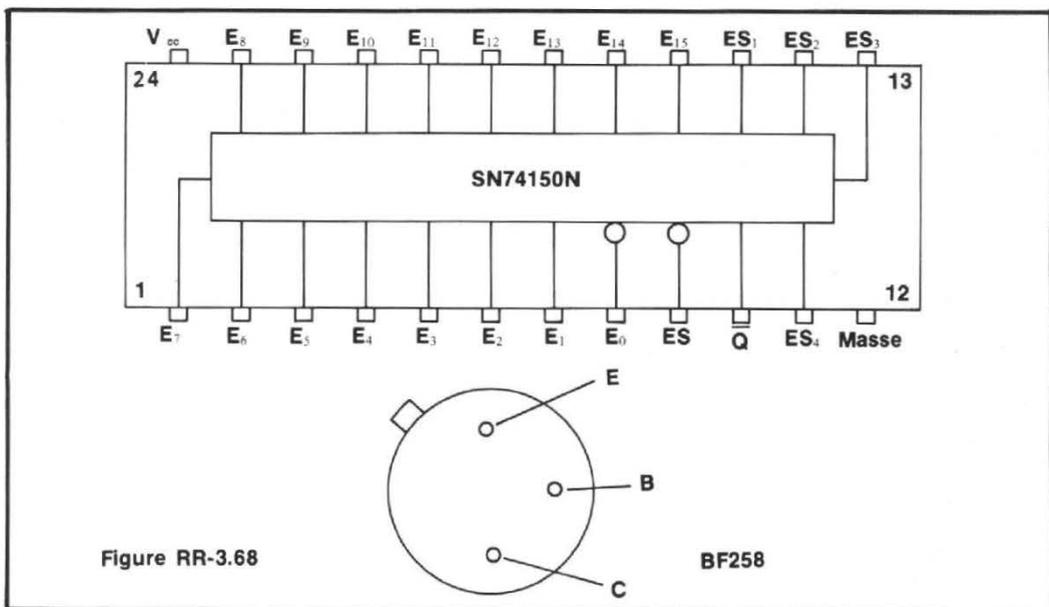


Figure RR-3.68

BF258

à une tension supérieure à celle normalement prévue, tout en obtenant les mêmes tensions stabilisées de sortie. Dans ce cas, il suffit de réduire la tension à la sortie du redresseur, soit par deux résistances (en série et en shunt), soit par des résistances intercalées en série à l'avant du pont de diodes de redressement.

Par ailleurs, dans le système de régulation, pour une marge de sécurité plus importante, utilisez une diode Zener Z de 12 volts de la série 1,3 W ou 1,5 W.

2° Transistor BF 258 : NPN pour étage de sortie vidéo. $V_{ce0} = 250 V$; $I_{c \text{ max}} = 100 \text{ mA}$; $h_{fe} \geq 25$ à $I_c = 30 \text{ mA}$ et $V_{ce} = 10 V$. Brochage : voir figure

RR-3.68.

3° Le circuit intégré SN 74150 N est un multiplexeur à 16 entrées ; correspondances : FLY 111 ; FJH 521 ; GFB 74150. Brochage, voir figure RR-3.68. Logique : niveau 1 = 2 V ; niveau 0 = 0,8 V. $V_{cc} = +5 V$; P diss. = 200 mW.

LE TRANSCIVER



SOMMERKAMP FT 224

B IEN que le VFO semble remplacer de plus en plus le pilotage intégral par quartz, les avantages nombreux de ceux-ci se prêtent tellement

bien à la construction des « péniches » si peu encombrantes, que les ingénieurs en font apparaître de plus en plus sur le marché. Celui-ci les accepte volontiers, à

condition que les appareils d'aujourd'hui soient disponibles à des prix très accessibles, équipés de tous les canaux généralement utilisés en direct, ainsi que de

ceux des répéteurs les plus importants.

De ces réflexions, la firme **Sommerkamp Electronic SAS** a créé le nouveau Transceiver 2m

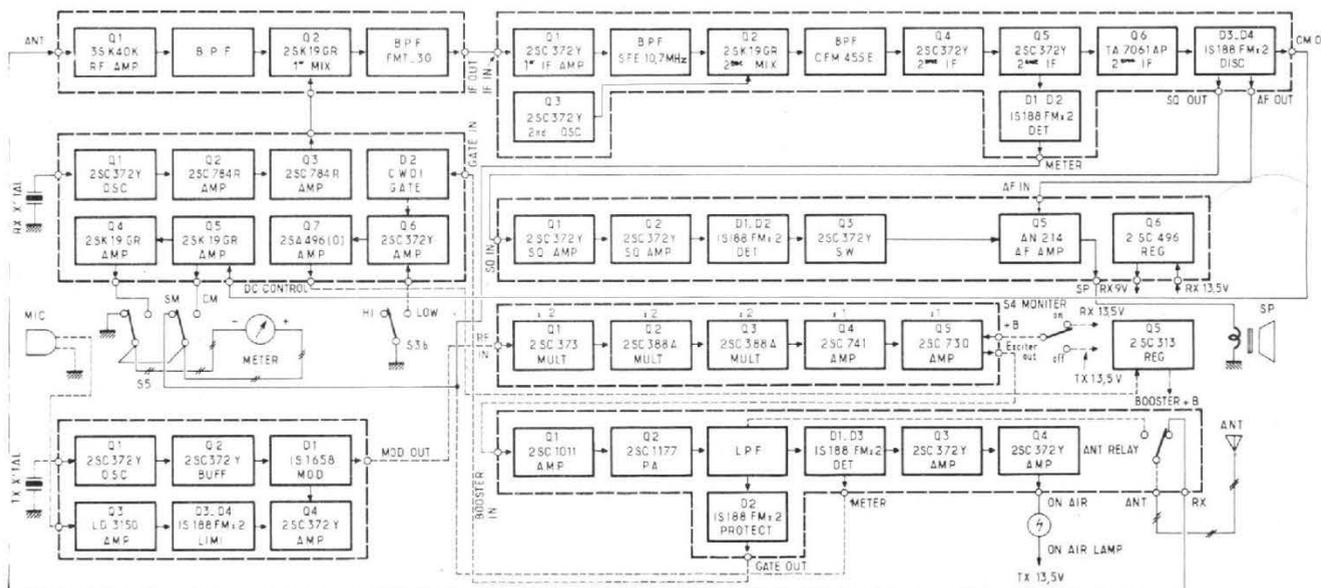


Fig. 1

FM appelé FT-224, qui ne comprend pas moins de 26 transistors, 16 diodes, 4 IC's et 5 FET's. Un succès formidable lui est assuré.

Beaucoup d'entre nous, Radio-Amateurs sont sur l'air avec du matériel acheté prêt à l'utilisation immédiate et pourtant nous aimerions bien de temps en temps contrôler, calibrer et tester nos appareils.

Tout cela nous est offert avec le FT-224. Ce Transceiver de hautes performances s'adresse plus particulièrement aux Radio-Amateurs 2m- mobile, penchés sur la technique moderne, et qui demandent un minimum d'appareils de mesure pour sa maintenance.

Le « design » du FT-224 est tel qu'il nous permet de travailler facilement sur les circuits suivants : Ajustage du discriminateur, ajustage des trimmers de tous les quartz aussi bien sur le récepteur que sur l'émetteur, recalibrage de l'appel sonore, ajustage de la durée de l'appel sonore, réglage du potentiomètre de protection de l'étage final, recalibration du S-mètre etc. Un commutateur (à l'intérieur du boîtier) appelé « Monitor » facilite le réglage des trimmers des quartz de l'émetteur de telle façon qu'il permet d'éviter la mise en marche des étages de puissance et permet ainsi l'utilisation de son propre discriminateur pour la mise au point des quartz émission. Un circuit de protection de l'étage final réduit automatiquement la puissance d'entrée du PA dès que l'émetteur est utilisé, soit sans antenne soit dans le cas où le TOS excessif dépasse un seuil déterminé. Même une erreur de polarité de l'alimentation n'a pas de suite catastrophique. L'appareil reste seulement muet.

PRÉSENTATION

Extérieur de l'appareil :

Le boîtier standard de couleur anthracite se prête bien à un montage sur le tableau de bord de presque chaque véhicule. Les légendes de la façade avant sont de couleur blanche. Au centre du boîtier se trouve le commutateur permettant la sélection de 23 différents canaux, tous équipés. Audessus se trouve une fenêtre de forme conique, illuminée par l'arrière et où apparaissent sur un tambour rotatif les fréquences

correspondantes aux canaux choisis.

Les Radio-Amateurs peuvent changer les légendes sur le tambour selon leur goût en utilisant des lettres et chiffres dits « rub-on » et qui s'appliquent assez facilement.

Le canal N° 24 a été réservé pour l'utilisation de la fréquence d'un club ou d'une section. Ce canal est immédiatement disponible après avoir enclenché le bouton-poussoir « Call », et ceci est alors entièrement indépendant de la fréquence affichée sur le commutateur central.

Le bouton-poussoir immédiatement à droite du bouton « Call » permet la sélection de la puissance de sortie 1 watt/10 watts. A gauche de la façade avant, se trouvent les boutons de réglage pour le contrôle de volume (combiné avec l'interrupteur), et le réglage du squelch. Deux voyants lumineux indiquent le mode d'opération.

Le vu-mètre placé en haut à droite sert de S-mètre et d'indicateur de décalage en position discriminateur. Sous le vu-mètre se trouve le commutateur permettant les deux fonctions du S-mètre. A sa droite se trouve la fiche d'entrée de microphone à quatre contacts.

A l'arrière de l'appareil, sont placés la fiche argentée SO 239 de l'entrée antenne et un jack pour un haut-parleur extérieur 4 ohms. En l'utilisant, un contact déconnecte le haut-parleur incorporé.

Il y a aussi une fiche d'entrée à vis disponible pour l'alimentation de l'appareil en 13,5 volts DC (moins à la masse). Un commutateur marche/arrêt (appelé Burst) qui permet en position « marche » d'envoyer une tonalité au début de chaque émission, et commandée par la pédale du micro.

Circuit appel sonore (Burst)

Un circuit « flip-flop », ainsi qu'un multivibrateur sont utilisés pour la création de l'appel sonore, réglable entre 1 300 Hz et 3 000 Hz. L'appel sonore sous forme d'une tonalité est envoyé chaque fois que l'opérateur enclenche le microphone. La durée de l'impulsion et la tonalité sont réglables. L'appareil est livré réglé avec une impulsion de 1 800 Hz à 1 seconde.

Schéma de fonctionnement de la partie récepteur

Le signal d'entrée issu du relais d'antenne, arrive à l'étage amplifi-

cation HF comportant un MOS-FET. Les MOSFET ont des caractéristiques très souples du point de vue amplification HF, car ils offrent une impédance d'entrée élevée ainsi qu'une courbe de réponse très linéaire. Le signal passe ensuite dans cinq filtres HI-Q successifs à fente, et arrive à la première mélangeuse. On utilise ce type de filtre « slot » afin de pouvoir produire une bande passante à la fois raide et étroite. Il en résulte une sélectivité très poussée tout en gardant un rapport signal/bruit favorable, accompagné d'un coefficient d'intermodulation extraordinaire.

Le mélange de la fréquence de sortie de la première oscillatrice (qui comporte d'ailleurs plusieurs étages), avec le signal d'entrée, produit la première F.I. sur 10,7 MHz. Il convient de mentionner ici que cette sortie de la première oscillatrice se situe toujours à 10,7 MHz **en-dessous** du signal d'entrée, donc, en infradyne. Tous les quartz du récepteur sont taillés sur des fréquences autour de 15 MHz. On arrive à la fréquence d'injection après une multiplication par partiel neuf.

Exemple :

Une fréquence de réception désirée dans la bande comprise entre 144 et 146 MHz, (par exemple 144,730 MHz) se calcule comme suit :

$$\text{Fréquence du quartz (MHz)} \\ = \frac{\text{Fréq. désirée} - 10,7}{9}$$

donc

$$\frac{144,730 - 10,7}{9} = 14\ 892\ \text{Hz}$$

Cette fréquence du quartz de 14 892 kHz multipliée par 9 produit la fréquence d'injection à la mélangeuse. Tous les quartz, d'ailleurs du type HC-25/U, ont une tolérance de 0.0025 %. On a prévu des capacités parallèles de 20 pF.

Le signal F.I. passe ensuite à travers un filtre à quartz, suivi du premier ampli F.I. et arrive par un filtre céramique à la deuxième mélangeuse. La deuxième F.I. de 455 kHz est produite en mélangeant la première F.I. de 10,7 MHz avec la fréquence quartz de la deuxième mélangeuse.

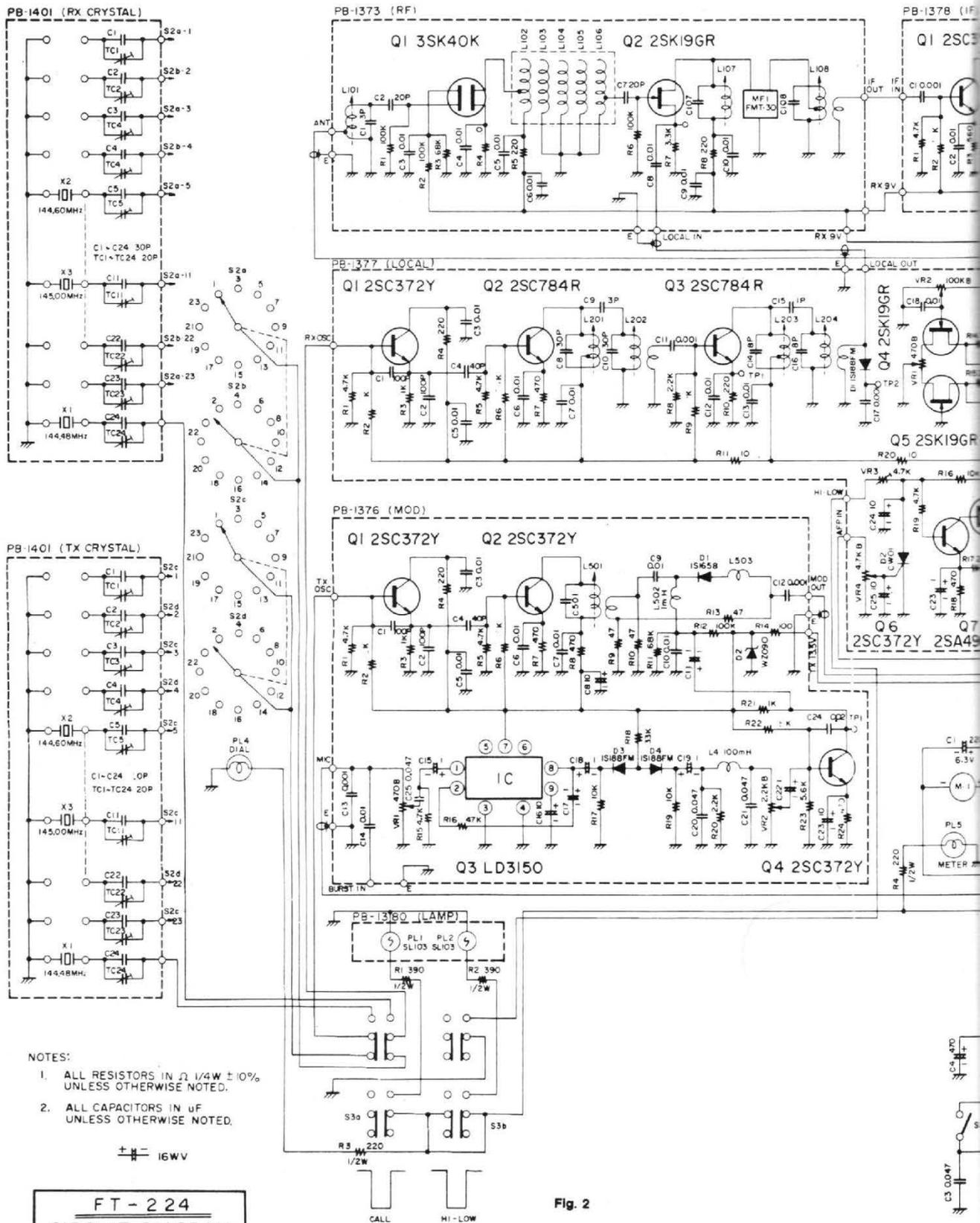
Cette deuxième F.I. de 455 kHz amplifiée par deux transistors et par un IC subit par ce dernier un certain écrêtage, sinon, toutes les variations d'amplitude

seraient retransmises entièrement à l'étage discriminateur.

Il résulte à la sortie du discriminateur un signal BF correspondant à une variation de fréquence ou de phase du signal BF 455 kHz. Ce signal, passant ensuite par le potentiomètre de volume, est relié aussi bien à l'entrée de l'IC constituant l'amplificateur BF, qu'au circuit squelch. La sortie de cet IC est reliée directement au haut-parleur incorporé passant par un jack-inverseur qui débranche celui-ci automatiquement dans le cas de l'utilisation d'un haut-parleur extérieur.

Comme tous les autres étages, le circuit squelch est réalisé sur sa propre plaquette module, et comporte trois transistors. Il fonctionne comme suit : En cas d'absence de porteuse à l'entrée du deuxième étage F.I., le « souffle » à la sortie du discriminateur est amplifié par les deux premiers transistors du squelch. Cette tension produite est redressée par des diodes et « ouvre » le troisième transistor du squelch. Il en résulte une chute de tension à l'entrée de l'étage suivant, bloquant à zéro l'amplification de l'étage BF. D'autre part, dans le cas d'une porteuse à l'entrée du deuxième étage F.I., le souffle à la sortie du discriminateur n'existe plus. Donc, l'étage amplificateur va travailler de façon normale et la BF amplifiée arrive au haut-parleur. La sensibilité du seuil du squelch est réglée par le potentiomètre sur la façade avant.

Le signal de sortie F.I. 455 kHz pris sur sa propre plaquette est relié à deux diodes servant à redresser le signal. La tension continue qui en résulte, passe ensuite par le commutateur de fonction SM/CM aux bornes du S-mètre permettant la lecture relative de la force de champ. Un potentiomètre séparé permet le réglage de la sensibilité du S-mètre. Une tension continue est prélevée directement à la sortie du discriminateur, et injectée à un amplificateur-différentiel comportant deux FET's. Si jamais la fréquence du signal reçu s'écarte du centre du discriminateur, aussi bien vers le haut que vers le bas, la création d'une tension continue fait travailler l'un ou l'autre FET. Le commutateur de fonction étant sur position CM, l'écartement est mesuré immédiatement et indiqué sur le S-mètre. Un potentiomètre réglable couplé à l'amplificateur-différentiel a été



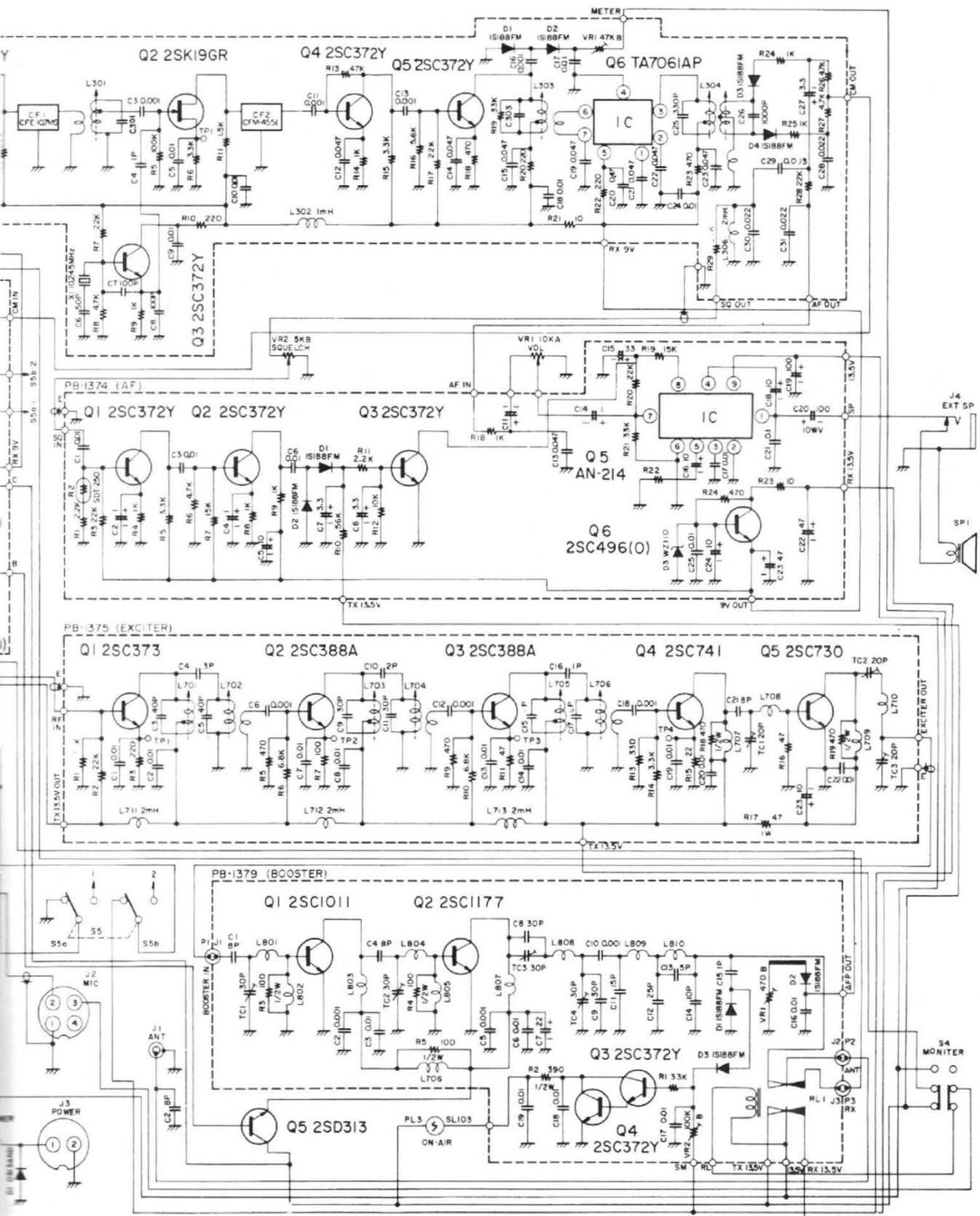
NOTES:

1. ALL RESISTORS IN Ω 1/4W $\pm 10\%$ UNLESS OTHERWISE NOTED.
2. ALL CAPACITORS IN μF UNLESS OTHERWISE NOTED.

$\pm = 16WV$

FT - 224
CIRCUIT DIAGRAM

Fig. 2



prévu pour pouvoir régler son centrage, un autre potentiomètre est disponible pour le réglage de la sensibilité.

Schéma de fonctionnement de la partie émetteur

On utilise de la FM par le procédé de modulation de phase.

Le signal BF issu du microphone est amplifié par un circuit intégré. Deux diodes limitent le swing (déviations). Il a été réglé à ± 5 kHz par le fabricant, mais il peut être ajusté au choix jusqu'à ± 15 kHz.

Le signal BF ainsi limité est amplifié dans un étage à transistor après son passage dans un filtre passe-bas, et arrive finalement à l'étage de modulation de phase, une diode à varactor. L'oscillateur travaille sur la fréquence du quartz. Tous les quartz de l'émetteur sont taillés sur des fréquences autour de 18 MHz. Une fréquence désirée en émission (par exemple, 144,730 MHz) se calcule comme suit :

$$\text{Fréquence de quartz (MHz)} = \frac{\text{fréquence désirée (MHz)}}{8}$$

$$\text{donc } \frac{144,730}{8} = 18,091 \text{ kHz}$$

Cette fréquence étant multipliée par 8, nous obtenons la fréquence de sortie. Les 24 quartz peuvent être ajustés par des trimmers afin de figurer la fréquence exacte du canal.

La fréquence de l'oscillateur est amplifiée et arrive à un transformateur dont le secondaire est relié à une self et à la diode varicap. Le signal BF d'attaque modifie la tension de polarisation de la diode changeant sa capacité en fonction de la tension BF. Ce changement de capacité crée forcément une modification de la fréquence de résonance de l'oscillateur, bien qu'il soit déjà amplifié. Le changement de l'angle de phase à la fréquence 18 MHz n'est que très faible par définition. Mais, on obtient le swing voulu

par la multiplication facteur huit. Il y a trois étages doubleurs suivis d'un étage d'amplification et un étage driver. Le signal, modulé en phase de 144 à 146 MHz passe ensuite dans un autre étage amplificateur, et arrive finalement à l'étage PA. Il y a ici un triple filtre d'adaptation d'antenne. Après avoir passé le relais d'antenne, le signal est envoyé sur un aérien 50 ohms.

Un commutateur de fonction HI-LOW (haut-bas) permet un changement rapide de la puissance de sortie. En position LOW (bas) il y a un transistor de protection en série avec les 13.5 volts d'alimentation afin d'assurer la vie des deux derniers étages. Il en résulte une réduction de la puissance de sortie à 1 watt. Si jamais l'émetteur est enclenché antenne débranchée, ou si jamais l'aérien est mal adapté, la diode placée à la sortie du filtre en pi produit immédiatement une tension continue qui fait conduire une deuxième diode à son tour. Il en

résulte une chute de tension à la base du transistor suivant. Cela a pour but de chuter le courant collecteur réduisant les tensions du transistor de protection et sauvegardant ainsi les étages driver et final.

H.M. LILIENTHAL

Quartz 27 MHz émission-réception

Fabrication sur demande dans la série HC18 à fil, ou dans la série HC6.

REF	EMISSION		RECEPTION		RECEPTION		RECEPTION	
	MF	455 kHz	MF	6 MHz	MF	6.5 MHz	MF	4.3 MHz
1	26985	15.00	26530	15.00	20985	30.00	20485	30.00
2	27000	24.00	26545	24.00	21000	30.00	20500	30.00
3	27005	15.00	26550	15.00	21005	30.00	20505	30.00
4	27015	24.00	26560	24.00	21015	30.00	20515	30.00
5	27035	24.00	26580	24.00	21035	30.00	20535	30.00
6	27045	24.00	26590	24.00	21045	30.00	20545	30.00
7	27065	15.00	26610	15.00	21065	30.00	20565	30.00
8	27070	24.00	26615	24.00	21070	30.00	20570	30.00
9	27075	24.00	26620	24.00	21075	30.00	20575	30.00
10	27085	15.00	26630	15.00	21085	30.00	20585	30.00
11	27095	24.00	26640	24.00	21095	30.00	20595	30.00
12	27120	15.00	26665	15.00	21120	30.00	20620	30.00
13	27125	15.00	26670	15.00	21125	30.00	20625	15.70
14	27140	24.00	26685	24.00	21140	30.00	20640	30.00
15	27145	24.00	26690	24.00	21145	30.00	20645	30.00
16	27155	15.00	26700	15.00	21155	30.00	20655	30.00
17	27170	24.00	26715	24.00	21170	30.00	20670	30.00
18	27175	15.00	26720	15.00	21175	30.00	20675	30.00
19	27185	15.00	26730	15.00	21185	30.00	20685	30.00
20	27195	15.00	26740	15.00	21195	30.00	20695	30.00
21	27200	15.00	26745	15.00	21200	30.00	20700	30.00
22	27205	15.00	26750	15.00	21205	30.00	20705	30.00
23	27210	24.00	26755	24.00	21210	30.00	20710	30.00
24	27215	15.00	26760	15.00	21215	30.00	20715	30.00
25	27220	24.00	26765	24.00	21220	30.00	20720	30.00
26	27225	15.00	26770	15.00	21225	30.00	20725	30.00
27	27235	15.00	26780	15.00	21235	30.00	20735	30.00
28	27250	15.00	26795	15.00	21250	30.00	20750	30.00
29	27255	15.00	26800	15.00	21255	30.00	20755	30.00
30	27275	15.00	26820	15.00	21275	30.00	20775	15.70
31	27280	24.00	26825	24.00	21280	30.00	20780	30.00
32	27290	15.00	26835	15.00	21290	30.00	20790	30.00
33	27305	24.00	26850	24.00	21305	30.00	20805	30.00
34	27320	15.00	26865	15.00	21320	15.70	20820	15.70
35	27330	15.00	26875	15.00	21330	15.70	20830	15.70
36	27340	15.00	26885	15.00	21340	15.70	20840	15.70
37	27350	15.00	26895	15.00	21350	30.00	20850	30.00
38	27360	15.00	26905	15.00	21360	30.00	20860	30.00
39	27370	15.00	26915	15.00	21370	30.00	20870	30.00
40	27380	15.00	26925	15.00	21380	15.70	20880	15.70
41	27390	15.00	26935	15.00	21390	15.70	20890	15.70
42	27400	15.00	26945	15.00	21400	15.70	20900	15.70
43	27410	15.00	26955	15.00	21410	30.00	20910	30.00
44	27430	15.00	26975	15.00	21430	30.00	20930	30.00
45	27580	24.00	27125	15.00	21580	30.00	21080	30.00
46	27600	24.00	27145	24.00	21600	30.00	21100	30.00
47	27820	24.00	27365	24.00	21820	30.00	21320	15.70
48	27830	24.00	27375	24.00	21830	30.00	21330	15.70
49	27840	24.00	27385	24.00	21840	30.00	21340	15.70
50	27860	24.00	27405	24.00	21860	30.00	21360	30.00

SO 18 Support châssis pour quartz HC 25u 1,95

DOCKS de la RADIO SOPRADIO S.A. notre adresse page 55



MICROPHONE OMNIDIRECTIONNEL A EFFET ELECTRET EO-697

Spécial pour prise de Son d'Ambiance et d'Instruments de Musique ... Guitare - Violon - Contrebasse etc... se fixe sur l'instrument ou même sur les cordes à côté du chevalet (pince spéciale fournie)
 Poids 10 gr. Long. 28 mm - Ø 15 mm
 Efficacité à 1 KHz en circuit ouvert = 0,8 mV/µb
 Impédance 800 Ω Bande passante 20 Hz à 25 kHz
 Alimentation + 1,5 V à 12 V

127, AV. DE LA RÉPUBLIQUE - 92320 CHATILLON
 TEL : 253-77-60 +

LEM



le nouveau département de recherches acoustiques

"ETUDES et DEVELOPPEMENTS"

présente 3 enceintes de technique avancée

A 230

Puissance : 30 W RMS
Filtre : 2 voies de 12 dB/octave
Fréquence de transition : 2500 Hz
BOOMER : Nouveau diaphragme « BEXIFORM » Bobine mobile de 25 mm sur alu.
TWEETER : Modèle à DÔME en tissu reticulé Bobine de grand diamètre : 34 mm
BANDE PASSANTE : 55 à 20.000 Hz \pm 3,5 dB
IMPEDANCE : 8 ohms
DIMENSIONS : 500 x 310 x 240 mm.

A 360

Puissance : 60 W RMS
Filtre : 3 voies de 18 dB/octave
Fréquences de transition : 600 et 5.000 Hz
BOOMER : Elliptique 21 x 32 cm. Diaphragme cellulosique fibreuse anisotrope. Bobine de 45 mm à support aluminium
MEDIUM : Dôme en tissu reticulé. Bobine support aluminium de 37,5 mm.
TWEETER : Modèle à Dôme en tissu reticulé. Bobine support aluminium de 25 mm.
BANDE PASSANTE : 40 à 20.000 Hz \pm 3 dB.
IMPEDANCE : 8 ohms
DIMENSIONS : 750 x 400 x 370 mm.

A 4100

Puissance : 100 W RMS.
Filtre : 4 voies de 18 dB/octave
Fréquences de transition : 300-1.200-5.000 Hz
BOOMER : Diamètre 35 cm. Diaphragme cellulosique fibreuse anisotrope. Bobine de 66 mm à support aluminium (Rés. 18 Hz)
BAS-MEDIUM : Diamètre 17 cm. Diaphragme « BEXIFORM ». Bobine mobile alu. de 25 mm.
HAUT-MEDIUM : Dôme en tissu reticulé. B.M. en aluminium de 37,5 mm.
TWEETER : Dôme en tissu reticulé. B.M. en aluminium de 25 mm.
IMPEDANCE : 8 ohms
DIMENSIONS : 900 x 460 x 400 mm.

• SOCIÉTÉ AUDAX - 45, Av. Pasteur, 93106 MONTREUIL
 Tél. : 287.50.90 - Télex : AUDAX 22.387 F
 Adr. Télég. : OPARLAUDAX-PARIS

• SON-AUDAX LOUDSPEAKERS LTD
 Station Approach Grove Park Road CHISWICK-LONDON W 4
 Télég. : 934 645 - Tél. : (01) 995-2496/7

AUDAX

• AUDAX LAUTSPRECHER GmbH
 3 HANNOVER Stresemannallee 22 Telefon 0 511 - 88.37.06
 Télex 0923729

• POLYDAX — SPEAKER CORP.
 445 Park Avenue NEW YORK N.Y. 10022 - Tél. : 212-753-5561
 Télex : OVERSEAS 234261



il existe des chaînes stéréo dont on parle... et puis celle que l'on achète!

Certaines chaînes valent plus d'un million d'anciens francs, ce sont les chaînes dont on parle. Il y a les chaînes que l'on achète : la nouvelle chaîne STEREO 1350 ITT OCEANIC est de celles-là. Son rapport qualité/prix est surprenant. Sa technologie haute-écoute permet l'utilisation maximale des possibilités musicales de vos disques : vous entendrez distinctement tous les instruments de l'orchestre ! La présentation bois et aluminium satiné issue du design d'aujourd'hui fait cette nouvelle chaîne STEREO 1350 aussi belle que performante. D'ailleurs, on commence aussi à en parler...

Chaîne stéréo ITT OCEANIC ST1350

Puissance nominale de sortie : 2 x 12 W.
Présentation bois et aluminium satiné.
Réglage du volume et de la tonalité par potentiomètre à curseur pour chaque canal. 5 touches lumineuses du type "Piano" permettent les commutations suivantes : magnéto, tuner, P.U., mono/stéréo, marche/arrêt. Prises d'entrées : magnétophone, enregistrement ou lecture (DIN 5 broches), tuner. Sorties : 2 haut-parleurs supplémentaires et casque (DIN 5 broches). Livrée avec deux enceintes closes type Echo 1350 et capot plexi fumé orientable.

OCEANIC



CENTENAIRE TOSHIBA



ST 910



SB 514



SA 304



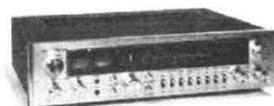
SR 510

1875 - 1975

100 années de recherche,
100 années de technologie,
100 années d'expérience,
100 années de notoriété.



PT 862



SA 504



SR 870

CENTENAIRE TOSHIBA



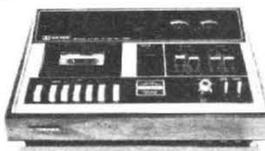
PT 884



SB 500



SA 300 L



PF 490

TOSHIBA



D IMPORTATEUR EXCLUSIF POUR LA FRANCE
tranchant distribution

zone d'activités de Courtabouff, B.P. 62, 91401 Orsay tel. 987.72.75 + télex 69.304 F.
zone sud Lyon : 62, Ancienne Voie Romaine, 69290 Cropeigne tel. (78) 57 17 66 télex 33.310

il ne suffit pas d'être portable encore faut-il être léger...

D 32 F 4072 HT

2 voies - 10 MHz 10 mV/div

Vitesse de balayage la plus
rapide 100 ns/div

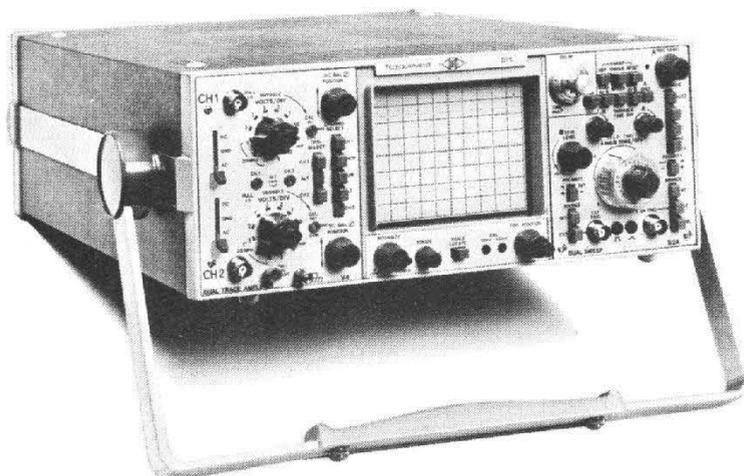
Déclenchement TV
automatique ligne ou trame

Très léger : 4,5 kg

Autonome (4 heures)



... et très performant



D 75 F 7096 HT

2 voies - 50 MHz à 5 mV/cm

15 MHz à 1 mV/cm

Balayage retardé ou mixte

Grand écran : 8 x 10 cm

Poids : 11 kg

Version coffret à tiroirs : D 83

Ces deux oscilloscopes font partie de la famille des « Portables » de la gamme TELEEQUIPMENT. Ils présentent toutes les qualités d'appareils de laboratoire à des prix sans précédent. Regardez leurs caractéristiques, comparez-les et vous reconnaîtrez qu'ils sont vraiment imbattables.

La clarté des panneaux avant en fait des appareils simples à utiliser, légers, compacts et robustes. Ils se présentent chacun dans leur catégorie comme l'instrument idéal sur le chantier.

Mais vous voudrez certainement en savoir plus sur ces appareils, alors retournez-nous le coupon-réponse joint.

TELEEQUIPMENT 
GROUPE TEKTRONIX

COUPON-RÉPONSE 

NOM : Prénom :

TEL. : Poste :

SOCIÉTÉ : Dépt/Ser. :

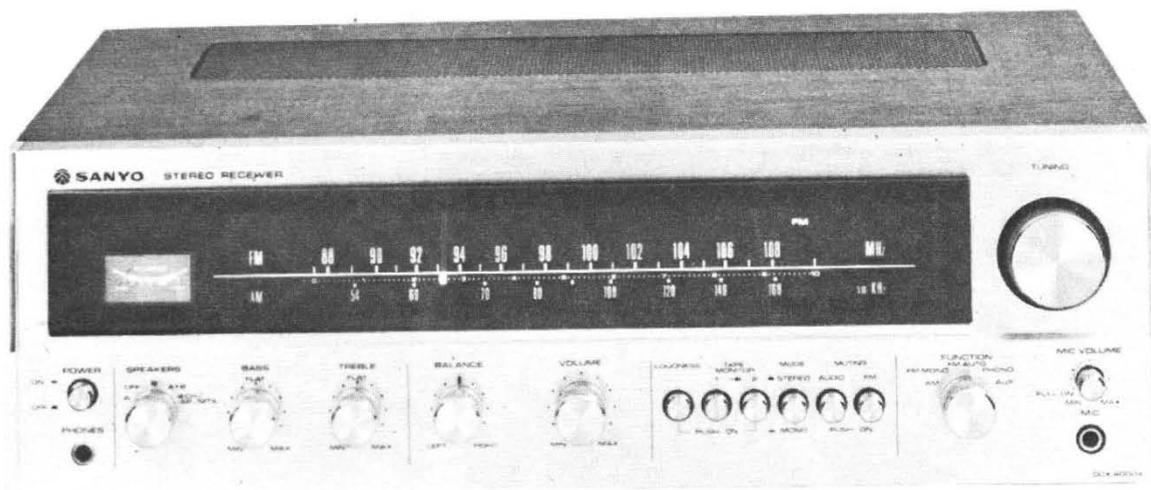
ADRESSE :

Je désire une présentation une visite un devis
 des renseignements complémentaires

TELEEQUIPMENT - GROUPE TEKTRONIX - B.P. 13 91401 ORSAY - TÉL. 907 78 27 CENTRES REGIONAUX : 69008 LYON Tél. (78) 74 40 03 • 13100 AIX-EN-PROVENCE
 Tél. (91) 27 24 87 • 31300 TOULOUSE Tél. (61) 40 24 50 • 35000 RENNES Tél. (99) 30 05 30 • 54000 NANCY Tél. (28) 27 24 88 • BELGIQUE : Av. Jules-César 2, 1150 BRUXELLES Tél. (02) 771 98 48

100 rue de CHARONNE

D'ABORD S'INFORMER



Ampli-tuner DCX 4000

- **Ampli :**
Puissance : 2 x 18 Watts sous 8 Ω
Bande passante : 10-40.000 Hz
Courbe de réponse : 20-25.000 Hz à ± 3 dB
Distorsion : - 0,8 %
- **Tuner :**
Sensibilité FM : 2,3 μ V
Rapport signal/bruit FM : + 55 dB en stéréo
Sélectivité : + 40 dB



 **SANYO**

le courage d'être

japonais

Venez nous rendre visite en flâneurs, en curieux. Interrogez-nous sans complexe, essayez vous mêmes les appareils exposés, comparez, et - pourquoi pas ? - critiquez...

Nocturnes le Vendredi soir jusqu'à 21 h 30.

IMPACT diffusion
PARIS 75011 TEL 805 2377

ca 4000

contrôleur universel numérique autonome



longueur 180 mm
largeur 112 mm
hauteur 85 mm

UNIVERSEL



AUTONOME



GRANDE RESOLUTION

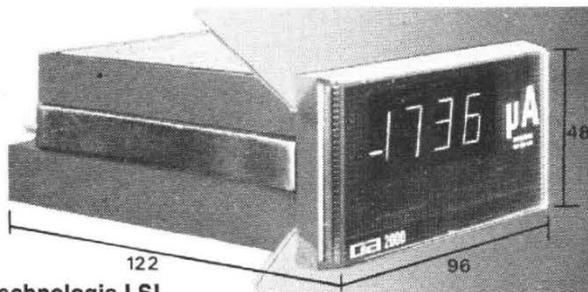


TECHNOLOGIE MODERNE

PRIX
COMPETITIF

ca 2000

unité d'affichage numérique modulaire.



- Technologie LSI

- Nombreux calibres \approx : 0,1 V - 1 V - 10 V - 100 V - 1000 V
10 μ A - 100 μ A - 1 mA - 10 mA - 100 mA

- Polarité automatique

- Affichage mémorisé

— UNIVERSEL

0 - 1 500 V \approx
0 - 2 A \approx
0,1 Ω - 40 M Ω
polarité et virgule automatique

— AUTONOME

Alimentation
1) accus (chargeur incorporé)
autonomie 5 h.
2) piles : 4 piles de 1,5 V
3) secteur : 110 / 220 V 50 Hz

— GRANDE RESOLUTION

affichage 4 000 points

— TECHNOLOGIE MODERNE

5 circuits intégrés
circuit LSI
affichage à 7 segments : tubes à gaz
de 14 mm de hauteur



8, rue Jean-Dollfus, 75018 PARIS

Nom	Fonction
Société	Service
Adresse	
Souhaite recevoir documentation Tarif.	
4 000 Multimètre	<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>
2 000 Indicateur	<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>
calibre (valeur pleine échelle)	
tension alimentation	

librairie parisienne de la radio

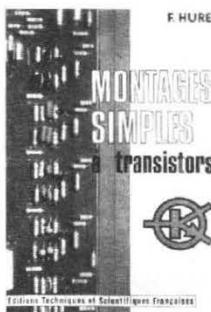


43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS

Tél. : 878.09.94/95.

Expéditions : 878.09.93.

BRAULT R. - COMMENT CONSTRUIRE BAFLES ET ENCEINTES ACOUSTIQUES (6e édition). - Généralités. Le haut-parleur électrodynamique. Fonctionnement électrique, mécanique et acoustique du haut-parleur. Baffles ou écrans plans. Coffret clos. Enceintes acoustiques à ouvertures. Enceintes « Bass-Reflex ». Enceintes à labyrinthe acoustique. Enceintes à pavillon. Enceintes diverses. Réalisations pratiques d'enceintes et baffles. Adaptation d'une enceinte « Bass-Reflex » à un HP donné. Enceinte à labyrinthe. Réglage d'une enceinte acoustique. Conclusion. Haut-parleurs couplés à l'aide d'un filtre. Filtrés. Un volume broché, format 15 x 21. 112 pages, 65 schémas. Prix 19 F



MONTAGES SIMPLES A TRANSISTORS. F. Hure (F3 RH). 17e édition - **SOMMAIRE** : I. Les éléments constitutifs d'un récepteur radio à transistors. - II. Le montage (montage et câblage). - III. Un récepteur à cristal simple. - IV. Les collecteurs d'ondes : antennes et cadres. - V. Récepteurs simples à montage progressif. - VI. Les récepteurs reflex. - VII. Récepteurs superhétérodyne. - VIII. Amplificateur basse fréquence. Montages divers. Un volume broché, format 15 x 21. 176 pages. Nombreux schémas. Prix 30 F

LES TRIACS par J.-P. Chabanne. L'ouvrage de M. Chabanne, ingénieur dans une des plus grandes sociétés d'électronique française, traite spécialement des triacs et des thyristors. Bénéficiant de la meilleure fonction théorique et des enseignements des laboratoires d'études de cette grande société, l'auteur a pu rédiger un ouvrage pratique, tout en expliquant d'une manière très claire le fonctionnement de tous les dispositifs décrits. Un ouvrage broché de 112 pages. Format 15 x 21. Prix : 20 F



FIGHERIA B. - POUR S'INITIER A L'ELECTRONIQUE. Quelques montages simples. - L'auteur a décrit dans cet ouvrage toute une série de montages simples qui ont été réalisés, essayés et sélectionnés en raison de l'intérêt qu'ils pouvaient offrir aux amateurs. Ces montages présentent cependant la particularité d'être équipés des composants très courants, montés sur des plaquettes spéciales à bandes conductrices perforées appelées plaquette « M. BOARD ». Grâce à ces supports de montage, les réalisations peuvent s'effectuer comme de véritables jeux de construction, telle est l'intention de l'auteur car, dans cet ouvrage, il s'agit d'applications et non d'étude rébarbative. L'auteur a même voulu aller plus loin encore et faciliter la tâche des amateurs en leur offrant avec l'ouvrage un échantillon type de ce support de base. **Extrait du sommaire** : Jeu de réflexes, dispositif automobile. Orgue monodique. Récepteur d'électricité statique. Flash à cellule « LRD ». Indicateur de niveau BF. Métrologue audio-visuel. Oreille électronique, détecteur de pluie. Dispositif attire-poissons, etc. Un ouvrage broché, 112 pages. Format 15 x 21. Prix : 19 F

F. Huré et R. Piat. 200 MONTAGES O.C. (7e édition). **EXTRAIT DU SOMMAIRE** : Récepteurs. Les détectrices. Récepteurs de trafic 5 bandes AM/BLW. S-mètres. Le filtre Collins. Convertisseurs. Calcul des bobinages. Emetteurs. Oscillateurs VFO. Multiplication de fréquence. Etage final. Exciter DSB à modulateur en anneau. BLU. Le transceiver. Le code Morse. Alimentations. Alimentation stabilisée. Convertisseurs. Régulations. Modulation AM. Les microphones. Modulation de fréquence. Modulation de phase. Schémas pratiques. Préamplificateurs. Compresseurs. Mesures. Ondemètre. Capacimètre. Calibrateur. Fils de Lécher. Dip-mètres. Mesureur de champ. Réflectomètre. T.O.S. mètre. Guide du trafic. Notice relative aux stations d'amateurs. Les stations d'amateur en télévision. Liste des préfixes des stations d'amateurs. Un ouvrage broché de 492 pages. Format 15 x 21. Prix : 60 F.



APPLICATIONS PRATIQUES DE L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL, par R. Dugehault. **EXTRAIT DU SOMMAIRE** : Introduction. Circuits de calcul analogique. Filtrés actifs. Générateurs de signaux. Applications à la mesure et aux dispositifs d'automatisme. Montages redresseurs et alimentations stabilisées. Quelques montages « Audio ». Bibliographie très abondante, précieuse pour les chercheurs et les étudiants. Plus de 100 montages différents décrits en détail et bien expliqués. Un ouvrage broché de 192 pages, format 15 x 21. Nombreux schémas. Couverture quadrichromie, vernie. Prix : 32 F.

Tous les ouvrages de votre choix seront expédiés dès réception d'un mandat représentant le montant de votre commande augmenté de 15% pour frais d'envoi. Tous nos envois sont en port recommandé.

PAS D'ENVOIS CONTRE REMBOURSEMENT

Catalogue général envoyé gratuitement sur demande

Magasin ouvert : le lundi de 10 h 30 à 19 h ; les mardi, mercredi, jeudi, vendredi et samedi de 9 h à 19 h.

HORAIRE D'ÉTÉ : 15 JUIN / 15 SEPTEMBRE - Ouverture : du mardi au samedi de 10 h 30 à 19 h - Fermeture : le lundi.

Ouvrages en vente à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO.

43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS - C.C.P. 4949-29 Paris

Pour le Bénélux

SOCIÉTÉ BELGE D'ÉDITIONS PROFESSIONNELLES

127, avenue Dailly - BRUXELLES 1030 - C.C.C. 670.07

Tél. : 02/7-34-44-06 et 02/7-34-83-55 (Ajouter 15 % pour frais d'envoi).



*la classe
se suffit
à elle-même*

**AU BIFI-CLUB TERAC UN AUDITORIUM
SPÉCIALEMENT RÉSERVÉ
A LA GAMME **marantz****

**TOUTE LA NOUVELLE
GAMME
DISPONIBLE
IMMÉDIATEMENT**

AMPLIS-TUNERS

- Modèle 2015
- Modèle 2220
- Modèle 2230
- Modèle 2245
- Modèle 2270

AMPLIS TUNERS 2+4

- Modèle 4220
- Modèle 4230
- Modèle 4240
- Modèle 4270

AMPLIS 2+4

- Modèle 4070
- Modèle 4140

AMPLIFICATEURS

- Modèle 1030
- Modèle 1040
- Modèle 1060
- Modèle 1120
- Modèle 1070

TUNERS

- Modèle 105
- Modèle 115

ENCEINTES

- IMPÉRIALE 4
- IMPÉRIALE 5
- IMPÉRIALE 6
- IMPÉRIALE 7

LE CÉLÈBRE 4400 2 + 4
QUADRIPHONIE - DOLBY INCORPORE
OSCILLOSCOPE D'ACCORD

*avec une chaîne
marantz*

*un confort d'écoute
inégalable • Toute la nouvelle gamme*

marantz au **BIFI-CLUB TERAC**

CATALOGUE ET PRIX SUR SIMPLE DEMANDE

La nouvelle gamme MARANTZ est en démonstration et en vente permanente au **BIFI-CLUB TERAC**

BIFI-CLUB TERAC - 53, rue Traversière - Paris-12^e

Tél. 344.67.00 (Gare de Lyon)

