

7 f
500 PAGES

1^{re} ANNÉE - N° 1539 DU 12 FÉVRIER 1976

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

SON TÉLÉVISION RADIO ÉLECTRONIQUE

■ RÉALISEZ : UN FRÉQUENCEMÈTRE DIGITAL SIMPLIFIÉ ■ UN ACCÉLÉRATEUR POUR CIRCUIT 24 ■ UN ENSEMBLE POUR LUMIÈRE MODULÉE ■
■ BANCS D'ESSAI : MAGNÉTOPHONE AIWA AD6500 ■ AMPLIFICATEUR LUXMAN L30 ■ MAGNÉTOPHONE WOLLENSAK 8075 ■ RÉCEPTEUR TELEFUNKEN PARTNER INTERNATIONAL ■



PHILIPS

SUISSE : 5 FS • ITALIE : 1000 LIRE • ESPAGNE : 125 PESETAS • CANADA : 2,25 DOLLARS • ALGÉRIE : 7 DINARS • TUNISIE : 700 MIL

Lenco surpasse encore Lenco!

Lenco L80

une grande platine haute-fidélité doit être simple

Avec la nouvelle platine L80
Lenco a épuré tous les artifices au profit
d'une grande simplicité d'utilisation.
Néanmoins, Lenco L80 possède les nombreux perfectionnements
techniques, les qualités essentielles d'une platine haute-fidélité
réputation même, de Lenco
premier fabricant européen de platines haute-fidélité.



caractéristiques techniques :

moteur synchrone à 16 pôles, système anti-skating réglable
suspension et armlift à amortissement hydraulique, entraînement par courroie
couvercle fumé équipé de charnières à friction

Lenco est distribué par Universal Audio, une des sociétés du Groupe Major Electronic
quand on est exigeant, on choisit bien son partenaire

bon à découper et à adresser à UNIVERSAL AUDIO, 78810 FEUCHEROLLES

nom _____ désire recevoir une documentation

adresse _____

la liste des spécialistes haute-fidélité Lenco



JOURNAL HEBDOMADAIRE

Fondateur : **J.-G. POINCIGNON**
 Directeur de la publication : **A. LAMER**
 Directeur : **H. FIGHIERA**
 Rédacteur en chef : **A. JOLY**
 Comité de rédaction : J. BERCHATSKY - B. FIGHIERA
 C. OLIVERES

LE HAUT-PARLEUR HEBDOMADAIRE

couvre tous les aspects de l'électronique avec ses éditions spécialisées :

- (1) **LE HAUT-PARLEUR**. Edition générale vulgarisation. Son. Télévision. Radio. Electronique. Audiovisuel.
- (2) **H.P. - ELECTRONIQUE PRATIQUE**. Initiation des jeunes amateurs, bricoleurs, débutants.
- (3) **H.P. - SONO - Musique - Light Show**. La sonorisation des orchestres et des salles de spectacle.
- (4) **H.P. - ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE**. Au service des ingénieurs, techniciens, industriels. Information et formation permanente.

Au total :
L'ENCYCLOPÉDIE DE L'ÉLECTRONIQUE
 d'aujourd'hui et de demain.
 La plus forte diffusion de la presse spécialisée à la portée de tous.

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

C.C.P. PARIS 424 19

ABONNEMENT D'UN AN COMPRENANT :

15 numéros HAUT-PARLEUR dont 3 numéros spécialisés :

Haut-Parleur Spécial Panorama Hi-Fi
 Haut-Parleur Spécial Audiovisuel
 Haut-Parleur Spécial Radiocommande

11 numéros HAUT-PARLEUR :
 « ELECTRONIQUE PRATIQUE »

11 numéros HAUT-PARLEUR :
 « ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE »

12 numéros HAUT-PARLEUR
 « SONO Musique Light-Show »

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-adresse, soit le relevé des indications qui y figurent.
 ♦ Pour tout changement d'adresse joindre 1 F et la dernière bande.

SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS RADIO-ELECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES

Société anonyme au capital de 120.000 F
2 à 12, rue Bellevue - 75019 PARIS
 Tél. : 202.58.30

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

B.F. - Technique générale

- L'amplificateur **LUXMAN L30** 174
- Le magnétophone à cassette **AIWA AD6500** 296
- Le magnétophone à cartouche **WOLLENSAK 8075** 314
- Calcul des éléments d'un amplificateur de puissance 339

Radio - T.V. - Technique générale

- Le récepteur portatif **TELEFUNKEN PARTNER INTERNATIONAL 101** 167
- Contrôle des courants de déviation et de convergence en TV couleur 291
- Qu'est-ce qu'un téléviseur 303
- Nouveau système de déflexion pour tube couleur à canons coplanaires 329

Electronique - Technique générale

- Progrès et transformations des résistances 211
- Du bureau d'étude à l'amateur : L'amplificateur à large bande 221
- Qu'est-ce que l'effet Hall ? 228
- Les montages « **DARLINGTON** » 234
- Nouveaux montages musico-électroniques : Nouvelle version du **CI-SAH220** diviseur de fréquence 316
- Mise au point sur les transistors : Les transistors à effet de champ 322
- L'Eurosignal 335

Electronique - Réalisations

- Alarme pré et post temporisée à très faible consommation 190
- Minuterie d'escalier automatique à 2 temps 201
- Télécommande à infra-rouges pour **REYOX A77** 203
- Petit dispositif pour un réveil moins brutal 210
- Réalisez un ensemble pour lumières modulées 267
- Réalisez un accélérateur pour circuit 24 277
- Un chronomètre électronique digital 284
- En kit : L'horloge électronique digitronic 350

Mesure - Service

- Le labo de l'amateur : Construction d'un fréquencemètre digital simplifié 179
- Le CI pourquoi pas : Convertisseur tension/courant. Mesure de l'impédance d'une enceinte 197

Radiocommande

- L'ensemble **TF6/76** 259

Electronique et Automobile

- De l'allumage à l'injection 307

Le Journal des O.M.

- Le récepteur **SOMMERKAMP FR101** 364
- Le Transceiver **TS700** n'est pas réglementaire 371

Divers

- Pour câbler sans souder et étamer à froid les circuits imprimés 348
- Sélection de chaînes Hi-Fi 353
- Notre courrier technique 356
- Petites annonces 373

Copyright - 1975
 Société des Publications
 radioélectriques et
 scientifiques

Dépôt légal 1er trimestre 76

N° éditeur : 269

Distribué par

« Transport Presse »



Commission Paritaire N° 56 701

CE NUMÉRO
 A ÉTÉ TIRÉ A

137 000

EXEMPLAIRES

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.

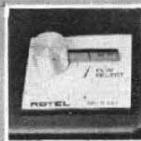
La force d'appui est réglable de 0 à 4 grammes, le pose-bras est hydraulique et l'antiskating, discret mais efficace.

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

RP 1000



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



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

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

HIFOX

CONCESSIONNAIRE EXCLUSIF POUR LA FRANCE
B. P. 29 41500 MER Tél. (39) 81-08-03

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 x 19 watts du régime stéréo simple.

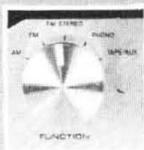
La section ampli est d'une grande ingéniosité, avec ses étages de sortie SEPP : fiabilité, dynamique et faible intermodulation en sont les avantages (d'où cette impression saisissante de pureté des sons). Le rapport signal/bruit vaut 65 dB en PU et 78 dB en lecture de bande !

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

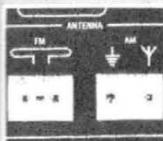
RX 202



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



Touche coupe-bruit agissant à 10kHz, en cas de disque usé ou d'émission soufflée.
Touche 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 x 19 W sur 4 Ω
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 Tél. (39) 81-08-03

ROTEL

La meilleure technologie :

Moteur central asservi électroniquement

Une solution scientifique et moderne qui recule les limites du taux de fluctuations. Le pleurage et le scintillement de la platine RP 3000 sont inférieurs à 0,05 % de sa vitesse angulaire, donc imperceptibles à l'oreille la mieux exercée.

De plus, le rapport signal/bruit est meilleur que 62 dB. Le moteur est directement monté sur l'axe de la platine, entraînant le plateau moulé.

Celui-ci, en fonte d'aluminium usinée, porte quatre stroboscopes gravés dans sa bande périphérique, soit deux pour chacune des vitesses 33 1/3 et 45 tours, suivant que la lampe à éclats se trouve alimentée en 50 ou 60 Hz.

Décrivons brièvement le bras. En forme de S équilibré statiquement, il porte un connecteur de coquille protégé-cellule. Le contrepoids est doublé d'une graduation directe de la force d'appui, entre 0 et 2,5 grammes.

Un pose-bras amorti à couche d'huile, un réglage en hauteur et un rappel antiskating complètent cette fine mécanique.

La colonne de pose-bras se règle entre + 1 et - 12 mm par rapport à la surface du disque.

De réalisation exemplaire, cette platine fait l'unanimité sur son esthétique.

RP 3000



Contrepoids avec force d'appui graduée, antiskating par poids tronconique. Pivotage de haute précision. Levier de pose-bras à action hydraulique.



La lampe à éclats éclaire la quadruple rangée de plots du stroboscope.

Deux réglages distincts des vitesses de rotation, dans une plage de + 1 à - 5 % de la valeur nominale.



Un niveau à bulle permet de vérifier l'horizontalité de l'appareil.

CARACTERISTIQUES

Entraînement : direct sur l'axe.
Moteur : central, asservi électroniquement.
Vitesse : 33 1/3 et 45 tours réglables séparément.
Fluctuations : inférieures à 0,05 %.
Rapport signal/bruit : meilleur que 62 dB.
Bras : en S, équilibré statiquement, pose-bras amorti à huile, force d'appui et antiskating réglables.
Débattement : 15 mm + 1-12 mm par rapport au disque.

HIFOX

CONCESSIONNAIRE EXCLUSIF POUR LA FRANCE
B. P. 29 41500 MER Tél. (39) 81-08-03

ROTEL®

La meilleure technologie :

Amplificateurs HF sur les deux bandes

Dans sa sombre beauté, le tuner est prêt à détecter l'infime signal d'antenne qui déchaînera la puissance de l'ampli. 1,5 microvolt en FM, 15 microvolts en AM, sensibilité réellement utilisable sans souffle, comment est-ce possible ?

Ce tuner est l'héritier des meilleures études de ROTEL : double amplification HF, circuits intégrés, platines FI à filtres céramique, c'est la meilleure technologie. Elle a été développée pour le RX 802.

Le rapport signal/bruit élevé est déterminant en ce style d'appareil : 70 dB en FM et encore 55 dB en AM !

Soulignons quelques points forts en FM : le rapport de capture, qui est la faculté de séparer deux signaux équivalents, se contente de un décibel d'intervalle.

Et la réjection des canaux indésirables atteint 80 dB et même 100 dB s'il s'agit de fréquences conjuguées de l'émission choisie.

Deux touches de silence apparaissent : le squelch supprimant le souffle entre stations et l'atténuateur d'écoute discrète sur la section ampli.

Celle-ci peut délivrer 2×72 watts dans 4 ohms avec moins de 1 % de distorsion par harmonique 3. La distorsion d'intermodulation est 0,1 % dans toute la bande passante de 20 à 50.000 Hz.

Sur un fond noir se détache un beau cadran lumineux flanqué de deux vu-mètres, l'un pour l'évaluation de la force du signal, l'autre pour l'accord précis en FM.

Les quatre enceintes de 4 à 16 ohms branchées aux sorties peuvent entre autres combinaisons être utilisées en quadriphonie d'ambiance.

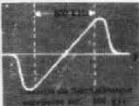
RX 802



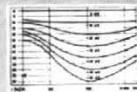
Combinaisons de haut-parleurs. Deux paires sont utilisées isolément ou ensemble. Position ambiophonique.



Un seul contacteur pour six fonctions. Les corrections de gravure des diverses entrées sont de haute précision.



Courbe de discriminateur.



Corrections physiologiques en fonction du niveau sonore, suivant la sensibilité de l'oreille humaine.

CARACTERISTIQUES

	FM	AM
Sensibilité	1,5 μ V	15 μ V
Rapport signal/bruit	70 dB	55 dB
Réjection image	100 dB	75 dB
Séparation stéréo	40 dB	
Captation	1 dB	

	Ampli
Puissance	2×72 W
Intermodulation	0,1 %
Rapport signal/bruit	70 dB
Tonalités	± 10 dB
Muting	-20 dB

HIFOX

CONCESSIONNAIRE EXCLUSIF POUR LA FRANCE
B. P. 29 41500 MER Tél. (39) 81-08-03

ROTEL®

la meilleure technologie :

La stabilité des composants FM FI discrets

Un prix modéré et de très bonnes performances caractérisent cet agréable tuner au maniement simplifié. Sa sensibilité de $4 \mu\text{V}$ en FM, avec un rapport signal/bruit de 63 dB, convient à tous les cas de réception habituels.

Ce sont les composants discrets de la section VHF qui conduisent à ces spécifications favorables. La

stabilité des amplificateurs Fi de style classique n'a rien à envier aux montages les plus complexes, et il en est de même pour le décodeur stéréo. Celui-ci contribue à délivrer un signal clair et sans distorsion sur les deux canaux, séparés par 35 dB à 1 kHz.

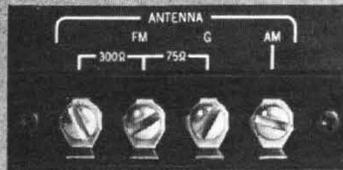
Ce tuner présente également de bonnes qualités en bande AM, avec $25 \mu\text{V}$ de sensibilité et un rapport signal/bruit de 50 dB.

RT 222



Deux boutons en tout et pour tout commandent le tuner : le plus gros entraîne l'index du cadran à trois échelles F.M., A.M. et repérage fin. Le second est monté sur l'axe du contacteur de gammes, soit F.M. et A.M. La position F.M. stéréo est choisie lorsque le voyant stéréo s'allume. Elle assure les commutations de cette fonction typiquement HI-FI.

Quatre bornes à vis pour tous les branchements d'antennes, qu'elles soient de haute technicité ou plus modestement improvisées, lorsque les conditions de réception ou le désir de simplifier le suggèrent. La clarté d'opération de l'appareil ne se retrouve-t-elle pas dans ce détail ?



Un indicateur à aiguille mobile accorde au tuner RT 222 la touche d'élégance qui lui convient, et ses indications permettent de se régler finement et à coup sûr à la fréquence de l'émission désirée, que celle-ci soit puissante ou confidentielle. Le voyant rouge stéréo est situé près du vu-mètre.

Composants discrets, condensateur variable à lames, bobinages de conception traditionnelle représentent, dans le style du tuner RT 222 la meilleure technologie : celle des appareils stables et sensibles.



CARACTERISTIQUES

Sensibilité	F.M.	A.M.
Rapport signal/bruit	$4 \mu\text{V}$	$25 \mu\text{V}$
Réjection image	63 dB	50 dB
Réjection stéréo à 1 kHz	40 dB	40 dB
Rapport de captage	35 dB	4 dB

HIFOX AGENT EXCLUSIF POUR LA FRANCE
B. P. 29 41500 MER
Tél. (39) 81-08-03

ROTEL®

La meilleure technologie :

L'ampli à couplage direct OCL

Chaque étude ROTEL apporte des innovations invisibles au cœur des circuits et d'autres apparentes en façade, décuplant les applications inédites. Les contrôles grave-aigu à curseurs linéaires, distincts pour chaque canal, ne couvrent pas moins de 20 décibels. Une touche de référence ultra-linéaire peut les mettre hors service. Veut-on un fond sonore discret ? Un atténuateur de 20 dB réduit le volume sans autre dérèglement. Le contacteur MONITOR autorise tous les modes d'écoute et d'enregistrement sur deux magnéto-

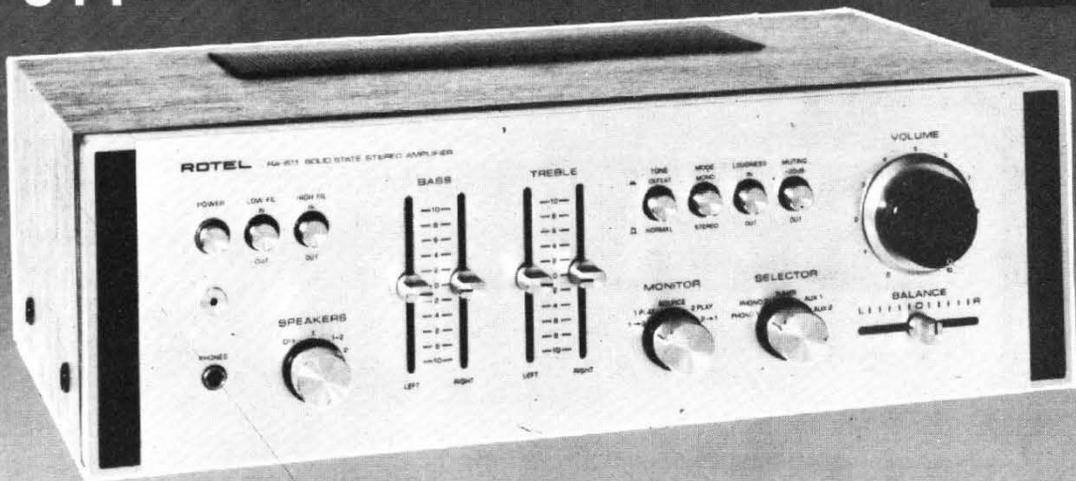
phones, y compris la copie d'une bande sur l'autre. Une position SOURCE correspond au choix d'autres modulations.

Simple d'emploi, le RA 611 est de structure très évoluée. L'art des blindages, les compensations thermiques, les couplages directs entre étages au silicium sauvegardent les performances.

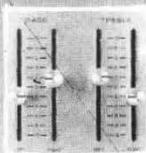
Descendre à 5 Hz à 37 watts avec moins de 1 % de distorsion par harmonique 3 est un record !

60 paramètres sont testés globalement en usine : c'est le prix de la précision et de la fiabilité qui conduisent à des années de belle musique.

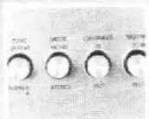
RA 611



Les contrôles de tonalités à glissières visualisent la courbe moyenne telle qu'elle est réglée, avec possibilité de décalage, droite-gauche des atténuations ou amplifications, tant en grave qu'en aigu.



Réglage très progressif du volume, avec balance gauche-droite par contrôle linéaire.



Clavier de quatre touches groupant les filtres. La première touche élimine les correcteurs de tonalité. La quatrième est un atténuateur pour fond sonore discret.

CARACTERISTIQUES

Puissance sinus dans 4 ohms	2 x 37 W
Distorsion intermodulation	0,1 %
Bande passante	5 à 50.000 Hz
Rapport signal/bruit en PU et bande	65/75 dB
Muting atténuation à 1 kHz	-20 dB
Impédance de sortie	4 à 16 ohms

HIFOX

CONCESSIONNAIRE EXCLUSIF POUR LA FRANCE
B. P. 29 41500 MER Tél. (39) 81-08-03

ROTEL®

La meilleure technologie :

Micro électronique et filtres céramique

Pourquoi ne pas le dire ? Voici l'un des meilleurs tuners existant à ce jour. Associé à un ampli pris dans le haut de la gamme ROTEL, il exprimera pleinement ses performances.

La tête VHF supersensible (1,5 microvolt) à transistors MOS-FET capte les émissions les plus faibles et les plus perturbées par la propagation. Une innovation : l'accord silencieux à trois seuils, respectivement établis à 0, 10 et 30 μ V.

La micro-électronique équipe les platines d'ampli-

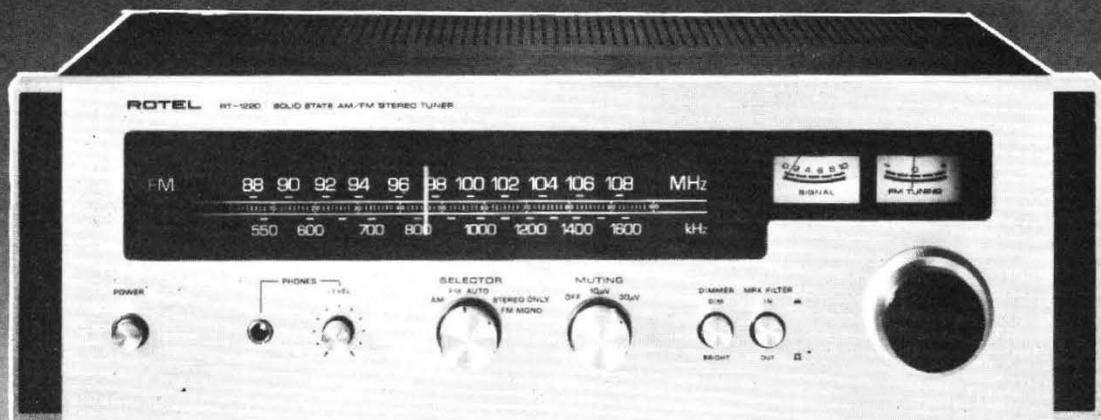
fication FI et le décodeur MPX restituant les voies de droite et de gauche.

Les circuits intégrés et les filtres à céramique y apportent leur stabilité sous un très faible encombrement.

En réception AM, un étage d'amplification HF donne dans la gamme de 535 à 1.605 kHz une sensibilité de 15 microvolts.

Un grand cadran horizontal et deux vu-mètres participent à l'élégance de ce tuner racé.

RT 1220



La position MPX efface le souffle des émissions lointaines en stéréo. La touche DIM est un atténuateur de brillance du cadran.



En position auto, l'émission stéréo met en route d'elle-même le décodage. Les positions suivantes adaptent parfaitement la démodulation aux cas qui se présentent.



Une innovation appréciée : le réglage silencieux à plusieurs seuils. C'est le seul moyen de ne pas effacer les émissions faibles par un muting trop efficace.

CARACTERISTIQUES

	FM	AM
Sensibilité	1,5 μ V	15 μ V
Rapport signal/bruit	70 dB	55 dB
Réjection image	110 dB	75 dB
Séparation stéréo	40 dB	
Captation	1 dB	

HIFOX

CONCESSIONNAIRE EXCLUSIF POUR LA FRANCE
B. P. 29 41500 MER Tél. (39) 81-08-03

ROTEL®

La meilleure technologie :

Les réseaux de courbes de réponse préselectionnées

Voici l'amplificateur à double registre de corrections articulées en six points prédéterminés : 0, 200, 400 Hz dans le grave, puis 2.000, 4.000 et l'infini dans l'aigu. Les pentes des courbes sont réparties sur 2 contacteurs à 10 plots de 2 décibels chacun.

En regard de ce dispositif extraordinaire, le traitement usuel de l'information musicale paraît banal ; il a été réalisé avec soin : filtres de bruits en bout de bande, correcteur physiologique en fonction du gain de l'amplificateur, touche de sourdine de 20 dB, enfin corrections complémentaires de la gravure RIAA.

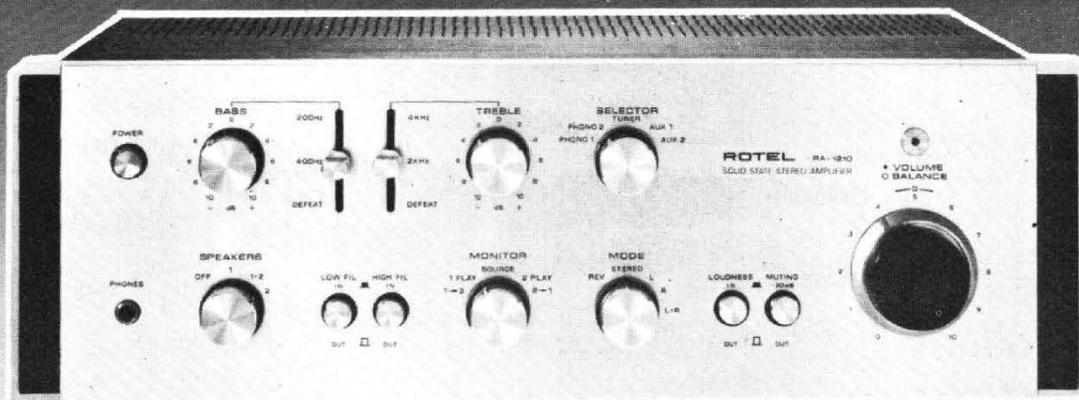
Mais le fantastique réside dans la puissance de 2 x 80 watts efficaces, disponible sans distorsion

de 5 à 50.000 Hz. Une alimentation généreuse à 2 transformateurs y pourvoit, sans diaphonie ni intermodulation.

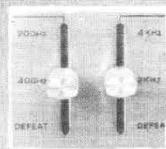
Les branchements possibles ? Deux magnétophones, avec duplication des bandes de l'un à l'autre, deux platines de lecture de disques dont l'une sur une entrée commutable en sensibilité et en impédance, et naturellement un tuner stéréophonique.

Les sorties, protégées par des fusibles (complétant la protection électronique interne) admettent quatre enceintes de 4 à 16 ohms d'impédance. Leur puissance nominale et leur bande passante doivent être en accord avec les caractéristiques exceptionnelles de l'amplificateur RA 1210.

RA 1210



La sélection ou le rejet des courbes de caractéristiques de fréquence se fait séparément dans le grave et dans l'aigu.

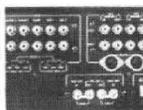


La touche loudness est un modelage de la réponse en fonction du niveau sonore et des caractéristiques physiologiques de l'oreille humaine.

La touche muting divise brusquement par 100 la puissance délivrée par les haut-parleurs.



Il est possible de brancher deux platines tourne-disques, un tuner stéréophonique, deux magnétophones, deux paires d'enceintes acoustiques. Les sections préampli et ampli sont séparables et accessibles.



CARACTERISTIQUES

Puissance sinus dans enceintes de 4 ohms avec moins de 1% de distorsion	2 x 80 W
Distorsion d'intermodulation	moins de 0,1 %
Bande passante	5 à 50.000 Hz
Rapport signal/bruit, en P.U. et lecture de bande	70/80 dB
Surcharge P.U. admissible sans distorsion	130 mV
Contrôle des graves	à 50 Hz 10 dB
Contrôle des aigus	à 10 kHz 10 dB
Muting	-20 dB
Impédance de sortie	4 à 16 ohms

HIFOX

CONCESSIONNAIRE EXCLUSIF POUR LA FRANCE
B. P. 29 41500 MER Tél. (39) 81-08-03

ROTEL®

KOSS

invente...

PHASE 2

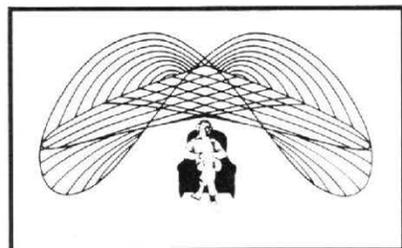
le seul casque au monde à contrôleurs panoramiques à extenseur d'ambiance.

une ère nouvelle de l'écoute stéréophonique

extenseur d'ambiance
(présence élargie
du 3^e canal)

comparateur
(utilisation et comparaison en
stéréo ordinaire ou phase 2)

contrôleurs panoramiques
(déplacement dans l'orchestre)



Les ingénieurs KOSS ont développé une phase nouvelle de l'écoute stéréophonique, un concept si différent et si fascinant qu'il a été appelé PHASE 2.

A partir d'un enregistrement standard vous obtenez les effets que seul l'ingénieur du son pouvait obtenir lors de l'enregistrement.

Les **contrôleurs panoramiques** (rien à voir avec des régulateurs de volume) vous

rapprochent de tel ou tel instrument, un peu à la manière d'un zoom.

Le **extenseur d'ambiance** amenant la présence plus ou moins élargie du 3^e canal comme si vous étiez au milieu de l'orchestre.

Le **comparateur** permet l'utilisation et la comparaison en phase 2 ou phase 1 (stéréo classique, performances de la classe du PRO 4 AA).

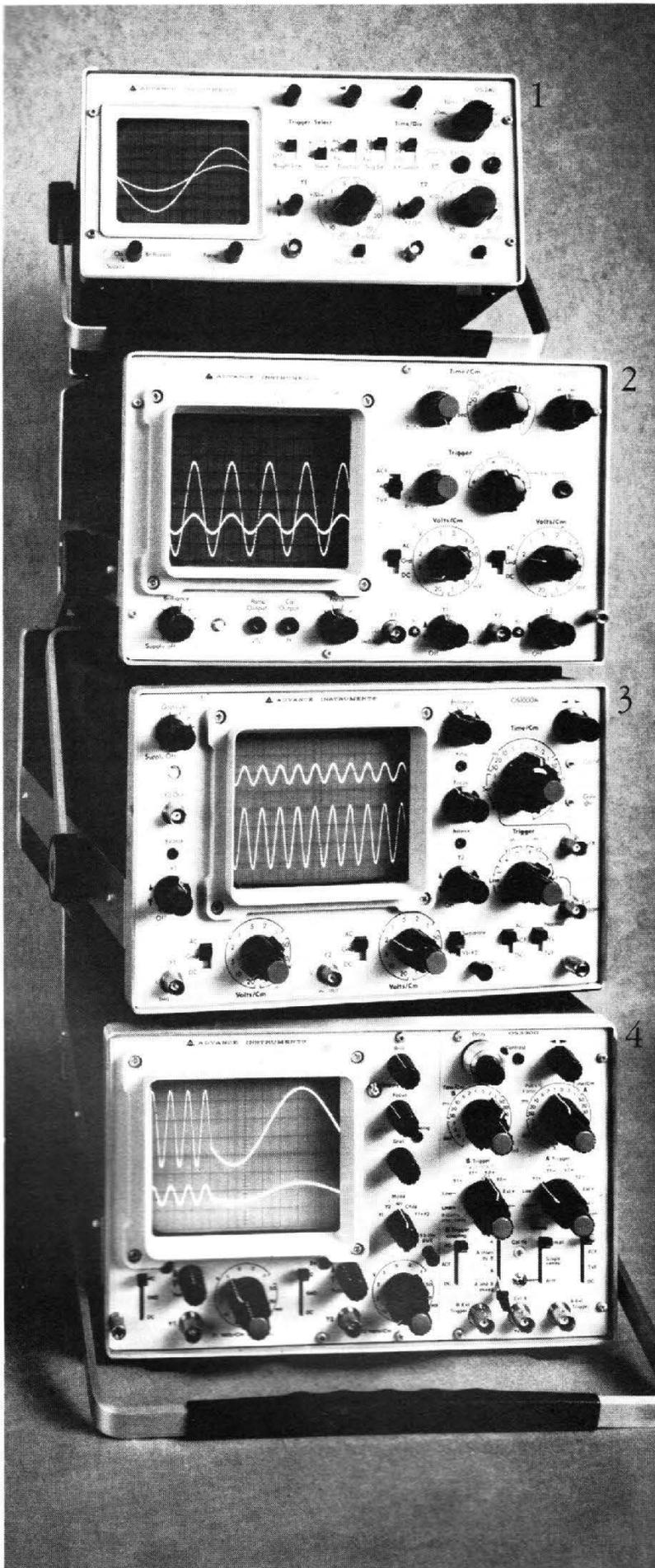
 **KOSS**

CIDEX R 124 - 94534 RUNGIS
les inventeurs du casque stéréophonique.

Bon pour recevoir le catalogue complet de 24 pages couleur
et la liste revendeurs

Nom _____

Adresse _____



**Cette année,
combien de fois
avez-vous mesuré
des signaux
de plus de 50 MHz?
Et à quel prix?**

1/ OS 240:

2 voies Y_1 et Y_2 .
Bande passante (-3 dB) = DC à 10 MHz.
Sensibilité : 5 mV/div. à 20 V/div.
Base de temps : 1 μ s/div. à 0,1 s/div.
Prix 1.798 F. h.t.*

2/ OS 250:

2 voies Y_1 et Y_2 .
Bande passante (-3 dB) = DC à 10 MHz.
Sensibilité : 5 mV/cm à 20 V/cm.
Base de temps : 1 μ s/cm à 0,5 s/cm.
Synchronisation TV.
Prix 2.350 F. h.t.*

3/ OS 1000 A:

2 voies Y_1 et Y_2 .
Bande passante (-3 dB) = DC à 20 MHz.
Sensibilité : 5 mV/cm à 20 V/cm,
et 1 mV/cm en cascade.
Base de temps : 0,5 μ s/cm à 1 s/cm.
Ligne à retard incorporée.
Synchronisation TV.
Prix 3.950 F. h.t.*

4/ OS 3300 A:

2 voies Y_1 et Y_2 .
Bande passante (-3 dB) = DC à 50 MHz.
Sensibilité : 5 mV/cm à 20 V/cm,
et 1 mV/cm en cascade.
Base de temps : 0,1 μ s/cm à 1 s/cm.
Ligne à retard incorporée.
Synchronisation TV.
Prix 6.975 F. h.t.*

Autres versions:

OS 140, 2 200 A et 3 000.

***Prix en Octobre 1975.**

GOULD ADVANCE

B.P. 31 - 91160 Longjumeau - France.
Télex 60 824 - Tél. : 909.10.67.

Quand un Compact rivalise avec les meilleures chaînes.



Mageco présente le Compact AF-5080 Hi-Fi Aiwa.

Si pour vous, la qualité d'une chaîne Hi-Fi est seulement proportionnelle au nombre de fils qui courent, de fiches que l'on raccorde, de prises que l'on branche, désolés, nous ne ferons pas affaire.

Le Compact Aiwa AF-5080 n'a besoin que d'un seul branchement pour fonctionner. Celui de son cordon secteur sur votre prise de courant, c'est tout.

Et pourtant, il réunit quatre appareils Hi-Fi que lui enverraient beaucoup de chaînes haute-fidélité. Jugez vous-même.

L'Ampli : 2 x 20 watts efficaces sous 8 Ω . Gamme de fréquence : 20 Hz à 30 KHz. Taux de distorsion à la puissance nominale : 0,3 %.

Le Tuner : Conçu pour l'Europe. Quatre gammes : PO, GO, OC, FM stéréo. Excellente sensibilité FM. Indicateur lumineux de décodage stéréo.

Le Tourne-disque : 2 vitesses 33-45 t. Entraînement par courroie. Pose et retour automatique du bras. Système antiskating.

Tête de lecture magnétique.

La Platine cassette : Système Dolby. Sélecteur de bande LH, Cr02 et FeCr. Gamme de fréquence avec bande Cr02 (Din 45500) : 30 à 15 000 Hz.

Rapport signal/bruit avec Dolby et bande Cr02 : 58 dB. Taux de pleurage 0,2 % (Din 45507). Touches de répétition et d'avance rapide. Touche de pause. Enregistrement direct radio et disques.

Dispositif breveté permettant, lors de l'enregistrement direct d'un disque, de commander automatiquement la mise en marche de la cassette dès que la tête de lecture lit la plage du disque.

Processus inverse dès levée automatique ou manuelle du bras. Mixage micro. Arrêt automatique en fin de bande. Ejection de la cassette avec système hydraulique. Le Compact AF-5080 s'intègre à tous les types d'intérieur : façade métallisée, dessus en teck, couvercle plexi fumé.

Dimensions : 590 x 210 x 382 mm.

AIWA®



mageco electronic

AIWA - CONNOISSEUR
GOODMANS - ONKYO
PICKERING - ALPHA

Pour tout savoir sur Aiwa et connaître l'adresse du dépôt
proche, écrivez à Mageco Electronic, 119, rue du Dessous
75013 Paris - Tél. : 583.65.19.
Région Sud : CIMEL-10, Bd de la Minoterie, 130
Nom _____ Prénom _____
Adresse _____
Ville _____ Code post. _____

FESTIVAL INTERNATIONAL DU SON 1976

Festival international du son du 8 au 14 mars 1976 au Palais des Congrès de Paris.

Exposition dynamique présentant un panorama mondial des matériels Haute-Fidélité.

Journées d'études réunissant des personnalités appartenant au monde musical, à l'université, aux organismes de recherche et à l'industrie.

Radio France avec l'ensemble de ses chaînes (France-Musique, France-Culture, France-Inter, F.I.P.) et 14 sociétés de radiodiffusion étrangères animeront le Festival avec des démonstrations spectaculaires, des concerts, des récitals et de grandes soirées de musique et de variétés.

Événement musical : Dans le cadre du Festival International du Son, l'Orchestre de Paris, sous la direction de Daniel Barenboim organisera deux concerts exceptionnels à la mémoire de Charles Munch, les mercredi 10 et jeudi 11 mars à 20 h 30 dans le grand auditorium.

Au programme, l'intégrale des symphonies de Brahms.

Festival de la Chanson Francophone avec le concours de nombreuses vedettes.

Exposition rétrospective : Musée de l'électro-acoustique.

Exposition de tapisserie sur le thème : « Nature, musique et danse ».

SENNHEISER

La maison Brandt Frères distribue depuis longtemps en France les montres Omega et Tissot, les caméras Beaulieu, les appareils de photo Nikon.

Depuis le 1^{er} janvier, la maison Brandt Frères, 16, rue de la Cerisaie - 94220 Charenton-le-Pont, assure la commercialisation et le service après-vente de toute la gamme des produits Sennheiser.

Cette firme allemande très orientée vers la recherche (plus de 100 ingénieurs y consacrent tout leur temps), a acquis une grande réputation par ses découvertes et sa technologie très avancée : stéréophonie spatiale, micro-émetteurs, micros, casques télévision sans fil à infrarouges, canons très directionnels, micros modulaires, mais surtout les casques Hi-Fi conçus sur le principe de l'« Open Air ».

MANIFESTATIONS AUDIOVISUELLES DE BIARRITZ

C'est du 16 au 19 juin que se tiendront à Biarritz, simultanément, le 19^e Festival national du film industriel et les 4^e journées des programmes audio-visuels de formation.

Le 19^e festival national du film industriel se déroulera comme de coutume au Casino municipal. Une centaine de films montrant le rôle capital de l'entreprise, communauté de travail créatrice de biens au service de la collectivité et rouage essentiel de notre système économique, y seront présentés. Un règlement rénové permettra la répartition des films en un plus grand nombre de catégories pour éviter aux membres du jury d'avoir à comparer des films qui manifestent n'ont pas le même but. Autre nouveauté : le public pourra faire connaître ses appréciations. Le jury décernera des prix aux meilleures productions et sélectionnera les courts-métrages qui représenteront la France au Festival international du film industriel de Londres (27 septembre-1^{er} octobre 1976).

Les 4^e journées des programmes audiovisuels de formation auront pour cadre le Casino Bellevue. Un effort particulier sera fait en ce qui concerne la sélection des programmes. Le comité d'organisation, après avoir recueilli un certain nombre d'avis, a estimé en effet qu'il était préférable de présenter moins de programmes et de s'attacher par contre davantage à la qualité. Néanmoins, l'éventail des programmes audio-visuels présentés permettra aux responsables de formation d'avoir une idée précise de tout ce qu'on peut trouver sur le marché. Pour la première fois, les formateurs belges et suisses de langue française, utilisateurs de programmes seront conviés à Biarritz aux côtés de leurs homologues français.

Biarritz, où sont attendus cette année 700 spécialistes de l'information économique et de la formation par l'audio-viduel, verra ainsi se confirmer sa vocation de lieu de rencontre des « hommes de métier ».

NOUVEAUTE DANS LE DOMAINE DE LA RESISTANCE DE PRECISION

La Société Caddock, représentée en France par Bicel, livre dorénavant une résistance non inductive en boîtier CK06

dans la gamme de valeur ohmique suivante : 10 Ω à 100 M Ω .

Avec la série MK 132, Caddock a créé une résistance dont les caractéristiques techniques sont les suivantes :

- Tolérances standard : $\pm 1\%$. Autres tolérances : 0,5 %, 0,25 %, 0,1 %.
- valeurs ohmiques « sur mesure » dans un délai de 4 à 6 semaines.
- puissance : 1/1 W à 125 °C.
- Température d'utilisation : - 55 °C à + 175 °C.
- coefficient de température : ± 50 ppm jusqu'à 10 M Ω , ± 80 ppm au-delà.
- sorties radiales au pas de 5,08 mm.
- tension d'utilisation : 400 V.

SHARP



La calculatrice électronique SHARP EL 8009.

Grâce à l'utilisation d'une pellicule de calcul électronique à la place des circuits sur plaques rigides, elle se plie en deux comme un poudrier de dame. Elle s'ouvre pour reprendre sa taille normale, en pressant un bouton. Ouverte, ses touches sont de taille normale et son affichage est très lisible. Fermée, elle est assez mince, légère et minuscule pour se glisser dans la poche d'une chemise, ou dans un sac à main. Affichage brillant et net à 8 chiffres par cristal liquide.

Caractéristiques :

Type : calculateur électronique de type compact très petit avec présentation de « cristal liquide ».

Alimentation : deux piles à oxyde d'argent. Fonctionnement d'environ 25 heures à 20 °C (changements minimes d'après le type de piles et la façon d'utilisation).

Présentation : 8 touches avec suppression du zéro.

Virgule décimale : virgule décimale à la position complètement mobile.

Table des symboles : signe de soustraction, indicateur d'erreurs.

Calculs : multiplication et division à fac-

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

teur constant, calcul infinitésimal, calcul en série, calculs de taxes et de descomptes, calcul composé, calcul à la puissance X, etc.

Composition : LST, etc.

Température : 0°C - 40°C (32°F - 104°F).

Consommation d'énergie : C.D. 0,02 W.

Dimensions : 79 (L) x 19 (H) x 71 (P) mm :

fermé ; 79 (L) x 9,5 (H) x 142 (P) mm : ouvert.

Poids : 115 g rouge et marron ; 127 g or et argent.

Couleurs : or ou argent métallisé, ou cuir fin sur fond bordeaux ou marron.



La calculatrice électronique SHARP EL 8010.

La Sharp EL8010 est davantage qu'une calculatrice de poche dont on aurait rogné les dimensions. Son épaisseur est à peu près du diamètre d'une cigarette. Mais, en dépit de ses dimensions et de sa présentation d'un luxe élégant, la EL8010 est une machine sérieuse. Elle effectue des calculs compliqués jusqu'à 8 chiffres. Elle fonctionne sur courant secteur, sur une batterie Ni-Cd rechargeable ou sur 2 minuscules piles au mercure. Et elle est dotée d'une large gamme de dispositifs qui raccourcissent les calculs et les rendent plus pratiques. Son affichage par cristal liquide, une autre découverte technologique de Sharp est net et lisible.

Caractéristiques :

Ultra-plate, 9 mm ; affichage très lisible par cristal liquide ; alimentation : courant secteur, batterie Ni-Cd rechargeable, piles à l'oxyde d'argent ou 2 piles au mercure ; touche à deux fins : effacement total ou effacement des entrées ; dispositif de contrôle des erreurs de dépassement de capacité ; touche de pourcentage ; calculs par une constante, calculs inverses, calcul des taxes et de l'escompte ; décimalisation entièrement flottante ; résultat approché s'il comporte plus de 8 chiffres.

Type : Calculateur électronique ultra-plat. Alimentation : courant, courant alternatif avec adaptateur au choix ; batterie : pile

Ni-Cd (EA-10B), rechargeable avec chargeur (EA-10C) environ 8 heures de fonctionnement ; deux piles à l'oxyde d'argent (G13) environ 25 heures de fonctionnement ; ou deux piles au mercure au chrome (H-C) environ 15 heures de fonctionnement à 20°C.

Présentation : 8 touches avec suppression du zéro.

Virgule décimale : virgule décimale à la position complètement mobile.

Table des symboles : signe de soustraction, indicateur d'erreurs.

Calculs : multiplication et division à facteur constant, calcul infinitésimal, calcul en série, calcul des taxes et des descomptes, calcul des pourcentages, calcul composé, etc.

Composition : LSI, etc.

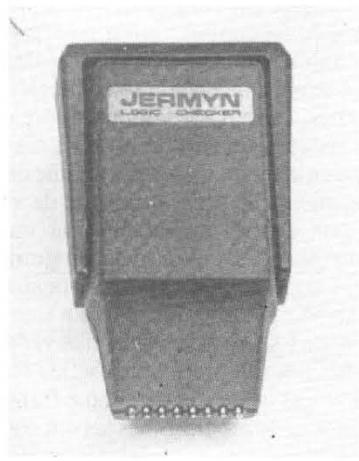
Température : 0°C - 40°C (32°F - 104°F).

Puissance de consommation : C.D. : 0,025 W.

Dimensions : 76 (L) x 9 (H) x 129 (D) mm.

Poids : 100 g (avec piles).

UN LOGIC CHECKER UNIVERSEL POUR TTL - HTL et CMOS



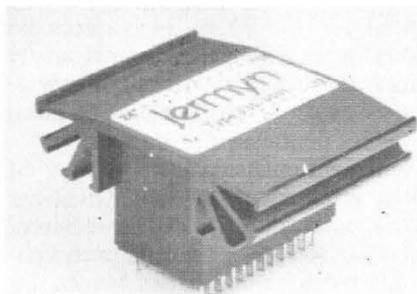
Jermyn annonce la sortie d'un nouveau Logic Checker Universel qui peut contrôler les circuits TTL et HTL et également les CMOS alimentés en courant continu 15 V.

Le J 50-2090 surpasse et complète largement les caractéristiques des testeurs individuels Jermyn et peut être utilisé pour les circuits DIL à 8, 14 ou 16 broches.

Les lampes diodes, qui apparaissent derrière un écran à 16 segmentations indiquent l'état logique de chaque alimentation positive, broches inutilisées ou circuit ouvert, et la lampe éteinte indiquant la position logique 0 ou mise à la terre.

Le nouveau testeur, conçu pour une utilisation en laboratoire, en production ou en réparation, là où l'on a besoin d'un moyen rapide de test de l'état logique des C.I. DIL, s'agrippe sur le composant, dans un sens ou dans l'autre, prend sa puissance sur le circuit à tester, et localise automatiquement la tension d'alimentation et la broche à la masse.

ALIMENTATIONS POWER BASE



Jermyn vient de mettre au point une nouvelle gamme d'alimentations modulaires de faible prix sous le nom de « Power Base ».

Disponible en 5, 12 et 15 V (circuit secondaire mono ou bi), avec des courants de sortie réglés jusqu'à 400 mA, non réglés jusqu'à 800 mA, la gamme J 35 est particulièrement bien adaptée pour l'alimentation des petits composants TTL et CMOS. Cette alimentation s'embroche dans l'embase standard Jermyn A 23-2023 Z DIL, qui est elle-même alimentée par cette source.

Le faible besoin en énergie de cette alimentation permet d'alimenter plusieurs modules à partir d'un seul transformateur, comme le J 34 - 2004, l'échangeur de chaleur électriquement isolé du Power Base permettant un refroidissement sur une large gamme de températures.

Le module Power Base n'a que 25 mm de hauteur et occupe une surface de 32 mm x 20 mm.

LA CALCULATRICE SR52 TEXAS

La SR52 est une calculatrice de poche programmable à cartes magnétiques.

Complétant la gamme des calculatrices professionnelles, cette nouvelle calculatrice est l'outil idéal pour les comptables,



lequel des registres mémoires sans affecter les calculs en cours.

23 touches de fonction pré-programmées sont directement utilisables au clavier : fonctions trigonométriques, logarithmes, puissances, racines, factorielle, inverse, trois conversions.

Dix instructions conditionnelles et cinq flags permettent à l'utilisateur d'effectuer des programmes comprenant des boucles et branchements.

Elle possède également 10 touches d'accès direct au programme et 72 labels. Si bien que n'importe quelle partie de programme peut être rappelée par son adresse ; ces touches et labels permettent d'identifier ainsi que de faire ressortir le segment de programme désiré. L'adressage indirect décrétement avec branchement sur zéro, et deux niveaux de sous-programmes fournissent une grande souplesse de programmation.

La SR-52 présente une caractéristique unique à ce jour : elle peut se connecter sur un bloc imprimant (en option) contrôlé directement depuis le clavier de la calculatrice ou par programmes. Cet accessoire sera disponible dans le courant du deuxième trimestre 76.

Une bibliothèque de programmes adaptés à différentes disciplines, sera disponible chez les revendeurs spécialisés.

L'utilisation de programmes pré-enregistrés diminue considérablement le temps consacré aux calculs.

— Avec les programmes pré-enregistrés la SR-52 résoud aisément les problèmes complexes tels que l'équation du second degré, les fonctions hyperboliques, les arrangements et combinaisons, les moyennes, les moments, les analyses de tendance, les intérêts composés, les problèmes d'annuités.

— La calculatrice électronique SR-52 est garantie un an, pièces et main-d'œuvre, à partir de la date d'achat par l'utilisateur, dans des conditions normales d'emploi et de service.

NOUVEAUTES PHILIPS

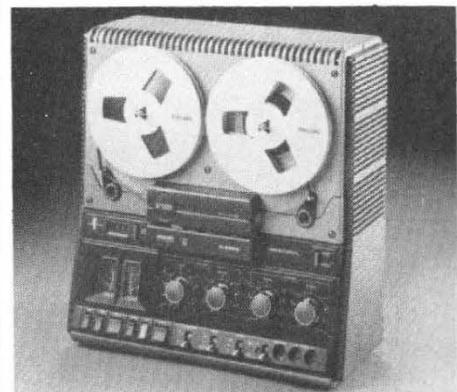
Philips a présenté à la presse spécialisée Hi-Fi le 14 janvier à Eindhoven, les divers nouveaux modèles Hi-Fi qui seront commercialisés au moment du festival du son 1976.

En premier, il faut citer la nouvelle enceinte asservie MFB RH544 qui rem-

place le modèle RH532. De très importantes améliorations ont été apportées, tant sur le plan résultats d'écoute que sur la facilité d'utilisation. En effet, à la place du quelque peu rudimentaire sélecteur de niveau d'entrée, on trouve un potentiomètre permettant l'ajustage du signal d'attaque entre 0 et 20 V.

Par ailleurs, la disposition des trois haut-parleurs est modifiée, le médium est disposé devant le H.-P. graves.

Deux platines Hi-Fi, la GA406 et la GA222 de facture très moderne complètent l'éventail des tourne-disques. La GA406 à changeur automatique 2 vitesses se range dans la catégorie Hi-Fi. Elle est à entraînement par courroie à partir d'un moteur régulé en vitesse électronique. La GA222 est dotée des mêmes circuits, ces deux platines étant au choix automatiques ou manuelles.



La platine magnétophone N4504 possède des caractéristiques très intéressantes :

3 moteurs, 3 têtes magnétiques longue durée.

Trois vitesses : 19 - 9,5 - 4,75 cm/s.

4 pistes mono-stéréo.

Réducteur de bruit DNL.

Contrôle de vitesse électronique du moteur du cabestan, permettant une grande régularité du défilement de la bande.

Bande passante : (DIN) 19 cm/s, 35-25 000 Hz ; 9,5 cm/s, 35-19 000 Hz ; 4,5 cm/s, 35-11 000 Hz.

Pleurage et scintillement : (DIN) $\leq 0,15\%$.

Rapport signal/bruit : (DIN) ≥ 58 dB pour 9,5 et 19 cm/s ; ≥ 56 dB à 4,75 cm/s.

Efficacité du DNL : ≥ 10 dB entre 4 et 14 kHz.

les ingénieurs, les techniciens, les agents de change, les banquiers, les mathématiciens, les scientifiques, les hommes d'affaires, les médecins, etc.

Elle possède vingt registres mémoires adressables, dix touches d'accès direct au programme et peut enregistrer jusqu'à 224 pas de programmes (instructions et données) sur une seule carte magnétique.

La SR-52 sera introduite sur le marché dès février 1976 chez les revendeurs spécialisés.

La souplesse d'emploi du clavier permet d'utiliser la SR-52 en trois modes de fonctionnement différents :

— exécution de programmes pré-enregistrés sur cartes magnétiques (dimension 7,30 x 1,58 cm) ;

— exécution de programmes originaux écrits par l'utilisateur avec possibilité d'enregistrement sur cartes magnétiques ;

— fonctionnement comme calculatrice professionnelle très élaborée grâce aux conversions pré-programmées et aux fonctions mathématiques utilisables soit indépendamment, soit en cours de programme.

La notation algébrique permet de poser les problèmes dans le même ordre que l'écriture. Ceci du fait des trois niveaux hiérarchiques combinés aux neuf niveaux de parenthèses.

La SR-52 peut enregistrer jusqu'à 224 pas de programme (instructions et données) sur une seule carte magnétique. Vingt registres mémoires adressables indépendants permettent l'addition, la soustraction, la multiplication et la division de la quantité affichée avec n'importe

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...



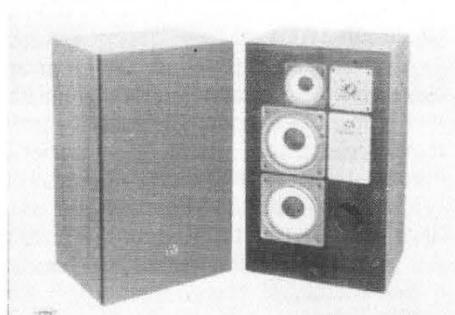
La table de lecture GA406 à changeur de disques de 17 et 30 cm (5 disques max.). Sélection automatique du diamètre du disque et de la vitesse. Arrêt de fin de disque et retour du bras automatiques. 2 vitesses 33 1/3 et 45 tours/mn. Ajustement de la vitesse à $\pm 3\%$. Fluctuation : $< 0,14\%$; rumble : < -40 dB (DIN A) ; erreur de tracking $< 0^{\circ} 9'/\text{cm}$. Plateau de 292 mm de diamètre avec bague stroboscopique. Servo-moteur pour le changement de disque. Dimensions : 415 x 145 x 345 mm.



La table de lecture GA222 : Platine automatique à deux vitesses 33 1/3 et 45 trs/mn. Démarrage arrêt et sélection de la vitesse par touch contrôl avec indication par LEDs. Arrêt de fin de disque par dispositif électronique et retour du bras automatique. Entraînement du plateau par courroie. Ajustement des vitesses à $\pm 3\%$. Pleurage et scintillement $< 0,2\%$; rumble < -41 dB (DIN A) ; erreur de tracking $< 0^{\circ} 9'/\text{cm}$. Dimensions : 385 x 145 x 325 mm.

ENCEINTES ACOUSTIQUES WHARFEDALE

Enceinte Dovedale SP : Enceinte 3 voies type basse reflexe. Equipement : 2 H.P. graves de 170 mm ; 1 H.P. médium de 100 mm ; 1 tweeter à dôme de 25 mm.



Puissance nominale : 60 W ; gamme de fréquences : 35 à 20 000 Hz à -3 dB ; fréquences de transition : 800 Hz et 5 000 Hz. Impédance : 4 à 8 Ω (6 Ω nominal).

Enceinte Airedale SP :

Enceinte à 4 voies type basse reflexe. Equipement : 1 H.P. grave de 250 mm ; 1 H.P. médium grave de 170 mm ; 1 H.P. médium aigus de 100 mm ; 1 tweeter à dôme de 25 mm. Puissance nominale : 100 W. Fréquence de transistor : 450 Hz - 2,5 Hz - 6 000 Hz. Impédance : 4 à 8 Ω . Dimensions : 880 x 467 x 435 mm.

LES VIDEO-CASSETTES 3M



Les vidéo-cassettes « Scotch UCA » sont élaborées pour satisfaire aux exigences des modèles « U-Matic » avec possibilité de montage et d'arrêt sur image. Elles offrent un niveau de sortie et un rapport signal/bruit maxima grâce aux oxydes 3M haute coercivité.

L'utilisation de nouveaux liants alliés à une excellente lubrification permettent l'augmentation très significative de la durée de vie des têtes vidéo ainsi que celle de la bande. Des tests en laboratoires confirment une durée de vie des têtes de l'ordre de 4 000 heures.

Ces nouveaux liants, mis au point par 3M pour les bandes professionnelles, autorisent un arrêt sur image d'une durée d'une heure sans aucune déperdition de la qualité de l'image et sans encrassement des têtes vidéo.

Le traitement spécial 3M de la dorsale contribue à l'augmentation de la durée de vie de la dorsale et réduit les pertes de signal dues aux poussières par l'élimination de l'électricité statique. De plus, ce traitement permet un bobinage très uniforme.

Les vidéo-cassettes « Scotch UCA - standard U-Matic » sont disponibles en 10, 20, 30, 40, 50 et 60 minutes et sont présentées en boîtes plastique d'expédition très solides et fonctionnelles assurant une protection maximum contre la contamination extérieure pendant le stockage ou l'expédition. Deux noyaux centraux évitent aux bobines de bouger pendant le transport.

« SCOTCH 455 » UNE NOUVELLE BANDE VIDEO 3M HAUTE DENSITE



3M produit sur le marché français une nouvelle bande magnétique vidéo conçue pour les magnétoscopes haute densité EIAJ et dont l'oxyde spécial 650 oersted permet d'atteindre un rapport signal/bruit supérieur à 51 dB.

Une excellente lubrification, un traitement exclusif 3M de la dorsale alliés à un

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

support polyester particulièrement stable augmentent très nettement la durée de vie des têtes vidéo et de la bande - plus de 1 000 passages.

La bande vidéo haute densité « Scotch 455 » possède une lubrification permanente qui réduit l'abrasivité et l'arrachage de particule. Les pertes de signal sont d'un niveau particulièrement bas - moins de 20 par minute.

Le traitement exclusif 3M de la dorsale, éliminant l'électricité statique et l'attrance des poussières, participe à la réduction des pertes de signal et permet un meilleur bobinage.

Le support en polyester préétiré se révèle d'une excellente stabilité, assurant ainsi une grande résistance mécanique de la bande tout en éliminant les problèmes de synchronisation.

Les bandes vidéo haute densité « Scotch 455 3M » sont disponibles en 1/4, 1/2 et 1 pouce.

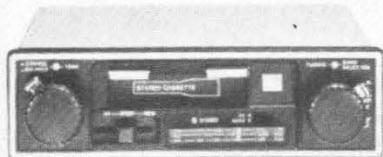
ACCESSOIRES U-MATIC PRESENTES PAR 3M

3M France commercialise également un indicateur de tension « Scotch UC-TG » et une cassette auto-nettoyante « UC-HC ».

L'indicateur de tension « Scotch UC-TG » permet de maintenir le magnétoscope dans des conditions optimales de fonctionnement. Il permet de diagnostiquer rapidement et avec précision tout problème de tension. Celle-ci, pouvant varier facilement, peut entraîner une altération définitive des vidéo-cassettes utilisées.

Les cassettes auto-nettoyantes « Scotch UC-HC » utilisent un support non tissé présentant le minimum d'abrasion. Un signal pré-enregistré indique la fin du nettoyage des têtes vidéo. Ces cassettes sont commercialisées en boîtes plastique spécialement conçues pour pouvoir être envoyées par la poste.

L'AUTO-RADIO LECTEUR DE CASSETTE SHARP RG5300



Lecteur stéréophonique de cassettes compacte pour tableau de bord d'automobile.

bile, tout transistors, 2 canaux, 4 pistes avec radio intégrée à 3 bandes AM/FM, PO/GO.

Dispositif d'arrêt automatique/manette d'éjection. Pendant la lecture dès que la cassette arrive à son extrémité, elle s'arrête et éjecte automatiquement. Donc, simultanément, le système de lecture stéréophonique de cassettes dégage complètement et le système radio diffuse est mis en marche.

Format Ultra-Compact pour installation dans le tableau de bord.

Puissance de sortie dynamique de 14 W. Sélecteur FM mono/stéréo.

Le circuit sélecteur FM mono/stéréo automatique dans la position FM/stéréo.

Circuit de compensation physiologique incorporé.

Filtres céramiques pour FM - PO et GO. CAG pour FM, PO et GO ; CAF pour FM.

Circuit d'antenne protégé.

Couvercle anti-poussière pour le logement de la cassette.

Lampe témoin de stéréophonie.

Eclairage du cadran radio.

Câble de jonction DIN pour accessoires.

LE COMBINE RADIO HORLOGE SHARP FY-70CH

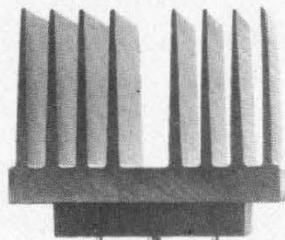


Horloge électronique de précision à lecture directe avec radio incorporée à 3 gammes FM - PO - GO, tout transistors 1-LSI, 1-CI, 10 transistors, 2-LED.

Le nouveau système de veille SHARP à affichage numérique vous indique le matin s'il y a eu une panne de courant. Vous pouvez régler la luminosité des chiffres selon votre goût grâce au gradateur. Le changeur de fréquence synchrone au courant alternatif conserve un fonctionnement précis en semi-permanence. Affichage facile à lire, clair et brillant. Veille avec LED (réveil/auto). Réglage nocturne aisé et précis grâce au cadran illuminé et au faisceau électronique LED. Très bonnes performances sonores de grande puissance

avec un haut-parleur de 9 cm. Le système anti-fading et le contrôle automatique de fréquence assurent une parfaite réception sans dérive en FM dans toutes les conditions. Réception sensible par l'antenne ferrite pour les gammes PO et GO d'une part et par le fil-antenne et l'antenne extérieure pour la FM. Boutons poussoirs marche/arrêt/auto/réveil, commutateur de sommeil pour 59 min. et réglage du réveil. Réglage rapide et fin de l'heure. Fonctionne sur tout voltage : AC 110/220/240 V, 50/60 Hz.

L'AMPLIFICATEUR HYBRIDE HY200 ILP



Le HY 200 est un amplificateur hybride de 100 W monté directement sur son radiateur. Il est distribué par S.E.F.A.R.

Il comporte une protection électronique contre les courts-circuits et un thermostat de sécurité qui se déclenche au-delà de la température critique.

Grâce à ces dispositifs le HY 200 peut être incorporé à n'importe quelle installation ou il sera virtuellement indestructible quelque soient les conditions d'utilisation. Sa bande passante, sa faible distorsion et son excellent rapport signal/bruit en font un véritable amplificateur haute fidélité qui trouvera aussi de nombreuses applications dans tous les domaines de la sonorisation.

Montage - utilisation :

L'amplificateur HY 200 doit être alimenté symétriquement : + 45 V, 0 V, - 45 V. Il ne nécessite ni capacité d'entrée ni capacité de sortie (liaison directe avec le haut-parleur). Néanmoins, il est indispensable de prévoir un fusible rapide de 3 A en sortie.

Il est recommandé de monter les ailes du radiateur verticalement et d'en prévoir une aération abondante.

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

Le thermostat se déclenche à 70 °C et se réenclenche lorsque la température a baissé de 10 °C. Dans les conditions normales de fonctionnement la température du radiateur est comprise entre 30 et 70 °C.

Cinq branchements seulement sont prévus : + 45 V ; 0 V (masse) ; - 45 V ; entrée sortie.

Dimensions hors tout : 100 x 115 x 110 mm.

Fixation par 4 trous de 5 sur rectangle 94 x 80 mm.

Caractéristiques techniques :

Puissance de sortie : 100 W sur 8 Ω.

Sensibilité : 500 mV eff.

Impédance d'entrée 100 kΩ

Rapport signal sur bruit 96 dB.

Bande passante : 10 Hz, 45 kHz ± 3 dB.

Distorsion typique : 0,05 %.

Poids : 1 kg.

DÉPANNAGE HIFI

Les platines, enceintes, tuners, amplis et autres magnétophones, qui forment les chaînes HiFi, ont atteint une haute technicité qui assure une écoute optimale de l'enregistrement. Mais cette qualité technique qui était réservée aux professionnels du son, nécessite un entretien de professionnel. Or, on peut être mélomane et ne pas savoir reconnaître un transistor de puissance d'un transistor driver et passé le délai de garantie, l'amateur se trouve souvent perplexe.

Douze professionnels de la haute fidélité se sont groupés pour assurer un service efficace et rapide de dépannage et d'entretien. En cas de panne, il suffit de former les 7 lettres de SOS HIFI, (707.44.34) sur le cadran du téléphone et un technicien arrive dans les 24 heures.

AMCRON

Macinnès France SARL a été formé dans le but d'importer directement la gamme Amcron en exclusivité sur la France. La compagnie sœur Macinnès Laboratories est représentante en Angleterre de la marque Amcron depuis bien des années, ayant introduit la marque sur l'Europe en 1966.

Les amplificateurs de puissance Amcron (autrefois dénommés Crown) sont utilisés et connus de par le monde

entier par les Instituts Nationaux de Recherche, Studios d'enregistrement, Théâtres, et la grande majorité des meilleurs groupes internationaux.

Macinnès France est situé 45, rue Fessart, 75019 Paris. Tél. : 203.30.01.

UNE RETROSPECTIVE MONDIALE DE L'HISTOIRE DE LA TÉLÉVISION AU PROCHAIN SALON INTERNATIONAL DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

Après le succès remporté par les deux précédentes expositions rétrospectives, consacrées à l'histoire de la radio (1974) et du téléphone (1975), le prochain Salon International des Composants Electroniques de Paris présentera en 1976, une grande rétrospective mondiale de l'histoire de la télévision.

En dix chapitres, les visiteurs pourront revivre l'évolution du développement de la télévision depuis les travaux des pionniers avec le télectroscope et le disque de Nipkow jusqu'à la transmission par satellite et la visiophonie.

Grâce à l'appui du Conservatoire National des Arts et Métiers de Paris qui ouvre à cette occasion ses précieuses collections et grâce à la collaboration des constructeurs et des musées spécialisés du monde entier, les visiteurs du prochain salon pourront découvrir les étapes souvent inconnues d'une histoire pourtant récente.

Cette rétrospective sera complétée par une démonstration de « visiophonie » qui permettra aux visiteurs d'obtenir « en vision directe » une réponse immédiate à leurs questions grâce aux techniques nouvelles et à la présentation du centre national français d'Etude des Télécommunications (C.N.E.T.).

TOSHIBA Centrale musicale HIFI compacte SM 3200

Cette firme vient de commercialiser un ensemble stéréophonique comportant : ampli/tuner/platine tourne-disque et magnétophone à cassettes. L'ampli-tuner d'une puissance de 2 x 14 watts sous 4 Ω possède trois gammes d'ondes : GO/PO/FM.



Le tourne-disque à moteur synchrone tétrapolaire deux vitesses 33 1/3 et 45 t/mn entraîne par courroie un plateau en aluminium massif injecté. Le bras est équipé d'une cellule magnétique, déclenche, en fin de disque l'arrêt automatique. Le magnétophone à cassettes est entraîné par un moteur à servo-générateur. Equipé du système DNL 5 pistes/2 canaux, livré avec deux microphones.
Dimensions : 690 x 185 x 420 mm.

SCHNEIDER Quatuor



Ampli - tuner - platine - magnétophone à cassettes - livré avec enceintes.

Amplificateur :

2 x 8 W efficaces / 4 Ω.

Réglages par curseurs : volume, balance, graves et aigus.

Entrée auxiliaire (DIN), prise casque stéréo.

Tuner :

Quatre gammes d'onde : PO - GO - OC (49 m) - FM.

Décodeur stéréo avec indicateur lumineux.

CAF commutable.

Platine :

Changeur universel 3 vitesses. 33 1/3, 45 et 78 t/mn.

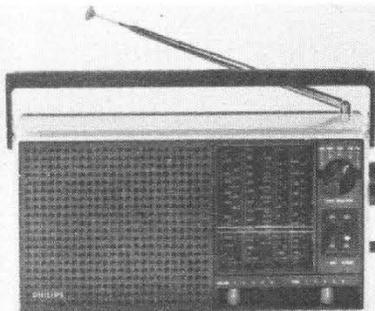
Cellule piézo.

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

Magnétophone :

Cassette stéréo. Vitesse : 4,75 cm/s.
Contrôle du niveau d'enregistrement automatiquement ou manuellement.
2 Vu-mètres.
Livré avec enceintes.

PHILIPS Récepteur portable 90 RL 750



Gammes d'ondes : FM - PO - GO.
Filtre anti-interférence radio (RIF).
Ferrocapteur pour les P.O. et G.O.,
antenne télescopique pour FM.
Puissance : 500 mW sur 15 Ω.
Haut-parleur de 10 cm de diamètre.
Raccordements pour micro/tourne-disque/magnéto.
Prise écouteur sur jack de 3,5 mm de diamètre.
Enregistreur de cassettes 2 pistes/4,75 cm/sec.
Réponse en fréquence : 80 à 10 000 Hz ± 3 dB.
Pleurage et scintillement : < ± 0,4 %.
Rapport signal/bruit : > 45 dB.
Microphone électret incorporé.
Alimentation : piles ou secteur 220 V/50/60 Hz.
Dimensions : 308 x 195 x 84 mm.

FRANCE-ELECTRONIQUE France-Electronique JERK



Electrophone stéréo.
Un électrophone de forme « design » composé de deux amplificateurs de 2,5 W.

Réglages de volumes et tonalités sur chaque canal.

Platine changeur de disques 3 vitesses BSR.

Prise magnéto et tuner pour HF 60 ou HF 100.

Présentation : noir et blanc ; noir et corail ; noir et jaune.

2 enceintes équipées de HP elliptiques : 10 x 16 cm.

Alimentation : 115 / 230 V / 50 Hz.

SONY



Platine tourne-disque

PS - 6750 :

Platine professionnelle à entraînement direct par servo moteur DC.

Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.

Pleurage et scintillement : < 0,03 %.

Rapport signal/bruit : > 70 dB (Din-B).

Contrôle de la vitesse : ± 4 %.

Plateau de 32 cm en aluminium.

Longueur du bras : 320 mm.

Longueur à partir du pivot : 237 mm.

Force d'appui réglable de 0 à 3 g.

Consommation : 6 W/50/60 Hz.

Alimentation : 110 à 220 volts.

Dimensions : 442 x 182 x 390 mm.

Poids : 10 kg.

BRIG



Il s'agit d'un nouvel amplificateur russe stéréophonique HiFi.

Puissance : 2 x 28 W/8 Ω.

Bandé passante : 10 à 25 000 Hz + 0 - 3 dB.

Distorsion harmonique : < 0,1 %.

Distorsion d'intermodulation : < 0,15 %.

Rapport signal/bruit : 76 dB.

Sensibilité des entrées : tuner, aux. 1,

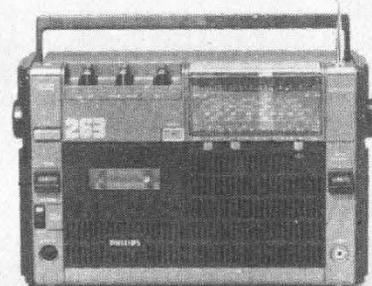
aux. 2, magnéto : 150 mV/500 kΩ.

Phono magnét. : 2,5 mV/47 kΩ.

Dimensions : 450 x 100 x 324 mm.

Distribué par Comix.

PHILIPS Radio-cassette 22 RR 263



C'est un 4 gammes : GO, PO, OC, FM d'une puissance de 1 watt. Les commandes de volume et de tonalité sont effectuées par des potentiomètres à curseurs linéaires gradués. AFC commutable en FM. Accord de précision en O.C. Cadre ferrocapteur en P.O. et G.O. Antenne télescopique pour F.M.

Haut-parleur elliptique de 10 x 15 cm.

Alimentation piles/secteur.

Prises pour magnétophone et tourne-disque.

Dimensions : 290 x 166 x 70 cm.

TEAC

Magnéscope A-7300 2T :

Le cabestan est constitué par l'axe du moteur à courant continu asservi, les bobines sont entraînées par deux moteurs asynchrones. Cet appareil possède également un mélangeur à quatre entrées, avec entrées micro symétriques sur prises XL, et un atténuateur de 20 dB commutable. Un fonctionnement à vitesse variable est possible (± 8 %).

Caractéristiques techniques :

Technique 1/2 piste, 2 voies stéréo.

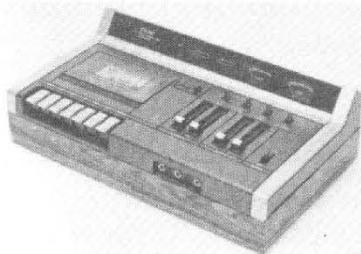
Trois têtes, bobines jusqu'à 26,5 cm.

Deux vitesses : 19 et 38 cm/s.



Pleurage et scintillement : 0,04 % (38 cm/s), 0,05 (19 cm/s).
 Réponse en fréquence : 30 Hz à 26 kHz à 38 cm/s ; 30 Hz à 24 kHz à 19 cm/s avec bande haute énergie.
 Rapport signal/bruit : 60 dB (67 dB pondéré pour 3 % de distorsion).
 Distorsion harmonique : < 0,8 % à 1 kHz.
 Deux Vu-mètres.
Entrées : 4 microphones/200 Ω sensibilité - 72 dB (0,25 V), 4 lignes : impédance 50 k Ω sensibilité 0,1 V (mélangeur 4 entrées, 2 sorties au sélecteur micro/ligne).
Sorties : 1 sortie casque Jack (8 Ω), 2 lignes : impédance 10 k Ω ; niveau de sortie : 0,775 V.
 Alimentation : 220/240 V/50 Hz - 110 W.
 Dimensions : 440 x 548 x 246.
 Poids : 28 kg.

TEAC



Platine magnétophone à cassette A-170 :

Très sophistiqué et pourtant le moins cher des TEAC, cet appareil possède un nouveau moteur régulé à courant continu qui lui assure un défilement doux et précis. L'utilisation de circuits intégrés Dolby assure des performances optimales : réponse en fréquence et rapport signal/bruit.

Caractéristiques techniques :

Pleurage et scintillement : 0,09 %.
 Réponse en fréquence : 30 Hz à 16 kHz avec bande CrO₂ : 30 Hz à 13 kHz.
 Rapport signal/bruit : 60 dB avec Dolby.
 Deux Vu-mètres.
Entrées : 2 microphones : 0,25 mV/ - 72 dB (600 Ω - 10 k Ω), 2 lignes : 0,1 V 50 k Ω ou plus.
Sorties : 1 sortie casque jack (8 Ω), 2 sorties ligne 0,3 V/+10 k Ω .
 Dimensions : 430 x 136 x 225 mm.
 Poids : 4,5 kg.

BIBLIOGRAPHIES

Dictionnaire des sciences et techniques nucléaires

Préface de F. PERRIN
 Membre de l'Institut
 Ancien Haut Commissaire
 à l'Energie Atomique

Troisième édition mise à jour

Un volume 16 x 25, 492 pages. Commissariat à l'énergie atomique - Editeur : Eyrolles.

Le présent ouvrage définit quelque 3 400 mots ou expressions constituant l'essentiel du vocabulaire technique actuellement utilisé dans le domaine nucléaire en débordant assez largement sur les domaines voisins.

Les définitions sont rédigées de façon concise et aussi claire que possible. Pour les termes de haute technicité, il est supposé que le lecteur possède une certaine culture scientifique.

La désignation et la définition de chaque terme ont été choisies avec l'aide d'un groupe d'experts désignés dans les différents services scientifiques du C.E.A. de sorte que le langage ainsi défini constitue le langage nucléaire utilisé par la majorité des auteurs actuels d'articles scientifiques en langue française.

D'autre part, l'ouvrage contient la désignation en langue anglaise de chaque terme français et un lexique anglais-français permet de retrouver la définition à partir du vocable anglais. Les termes anglais sont également ceux que les scientifiques britanniques et américains utilisent couramment et leur choix résulte des travaux internationaux de terminologie et des ouvrages de langue anglaise faisant autorité dans le domaine nucléaire.

Ce dictionnaire définit donc un langage précis qui doit permettre à toute personne intéressée par les techniques nucléaires (étudiants, techniciens, ingénieurs, industriels, journalistes scientifiques, etc.) de comprendre sans ambiguïté les articles ou ouvrages concernant les Sciences et Techniques nucléaires.

Il constitue pour les traducteurs en langue anglaise un outil de travail indispensable.

Une typographie spéciale facilite l'utilisation de l'ouvrage en faisant renvoi aux termes définis par ailleurs.

L'ouvrage est complété par des tableaux très utiles sur les particules fondamentales, les constantes physiques, la répartition des électrons dans l'atome, les familles radioactives, etc.

COURS RAPIDE DE RADIO ELECTRONIQUE SIMPLIFIEE PAR F. JUSTER

Ce livre a été écrit spécialement pour tous les futurs amateurs, jeunes ou âgés, désirant s'initier très sérieusement à la radio-électronique, d'une manière rapide et rationnelle, tout en évitant la morosité d'un cours où seul le professeur parle.

Au monologue, on a substitué des dialogues entre un professeur d'esprit jeune et deux élèves de 15 ans, intelligents et travailleurs, mais souvent irrespectueux, posant des questions à leur professeur et l'interrompant pour exposer leurs propres idées.

Des exercices sont inclus dans chaque leçon. Le professeur Cyclotron laisse souvent ses deux neveux et élèves, professer à sa place. La rivalité entre les deux élèves se transforme en une émulation dont ils tirent le plus grand profit.

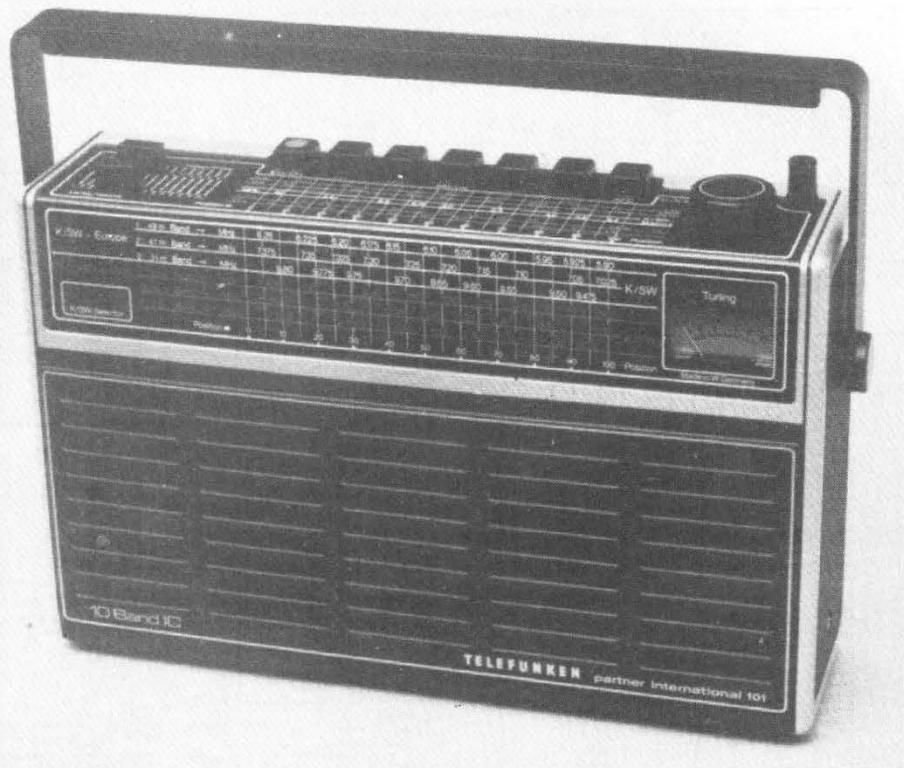
Ce cours peut être appris en deux lectures nécessitant environ 30 minutes par leçon, ce qui équivaut à environ 8 heures par lecture attentive du cours.

Extraits du sommaire :

Notions générales - Signaux - Transistors - Les montages - Diodes - Détecteurs - Récepteurs - Amplificateurs BF, HF, FI - Super-hétérodyne - Alimentation - Modulation de fréquence - Stéréophonie 2 et 4 canaux - Haute Fidélité.

Un volume broché format 15 x 21 de 210 pages, avec 176 schémas et illustrations humoristiques.

En vente à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque - 75010 Paris.



RECEPTEUR PORTATIF 10 GAMMES D' ONDES

TELEFUNKEN PARTNER INTERNATIONAL 101

UN cadran rempli d'échelles, un petit galvanomètre sur le côté, une grille aux perforations allongées taillée dans le noir du coffret, une antenne, voilà comment se présente le Partner 101 de Telefunken. Présentation soignée, une métallisation du plastique, des dimensions modestes, une puissance de sortie confortable pour la taille, vous savez tout sur l'extérieur.

Ce récepteur à transistors n'est pas comme les autres, il possède en plus de la modulation de fréquence, des grandes et des petites ondes, plusieurs gammes d'ondes courtes allant de la gamme marine à la bande des 16 mètres. Ce poste à transistors n'est pas réservé aux spécialistes des écoutes lointaines et qui connaissent parfaitement toutes les stations émettrices, mais à tous car le constructeur livre son appareil avec deux notices,

l'une en dix langues contenant le mode d'emploi, l'autre en anglais et en allemand où sont indiquées avec leur fréquence, toutes les stations que vous pourrez recevoir la nuit ou le jour. Dans le mode d'emploi, le constructeur aborde quelque peu les problèmes de la propagation et donne pour chaque bande les heures d'écoutes favorables, tenant compte du soleil, des réflexions dans les couches de l'atmosphère. Bref, si vous voulez capter la station de Sackville au Canada, mettez-vous sur la bande des 19 m, sur la fréquence de 15,325 MHz; quand vous entendrez de l'anglais, vous saurez que vous y êtes, pour les conditions de propagation, ce sera meilleur au crépuscule d'après la notice en français, à l'aube en anglais... (?).

En hiver, dans les secteurs où il fait jour, réception à longue distance dès le lever du

soleil, présence de zones de silence après le coucher du soleil. Cela n'est qu'un exemple que vous trouverez; donc, ce récepteur offre un rôle pédagogique non négligeable (pour apprendre les conditions de propagation, pas le français qui, décidément, reste le point faible des notices de ce constructeur...).

Passons à la technique pour laquelle le constructeur obtiendra certainement une meilleure note.

CARACTÉRISTIQUES

Semiconducteurs : 4 transistors, 2 Fet, 7 diodes, 1 stabilisateur, 2 redresseurs et 2 circuits intégrés
Gammes d'ondes : GO : 150 à 265 kHz ; PO : 520 à

1610 kHz ; MF : 87,6 à 108 MHz

Ondes courtes marine : 68 à 150 m, 2 à 4,4 MHz

Ondes courtes : bande des 49 m : 5,95 à 6,2 MHz ; 41 m : 7,1 à 7,3 MHz ; 31 m : 9,5 à 9,775 MHz ; 25 m : 11,7 à 11,975 MHz ; 19 m : 15,1 à 15,45 MHz ; 16 m : 17,7 à 17,9 MHz

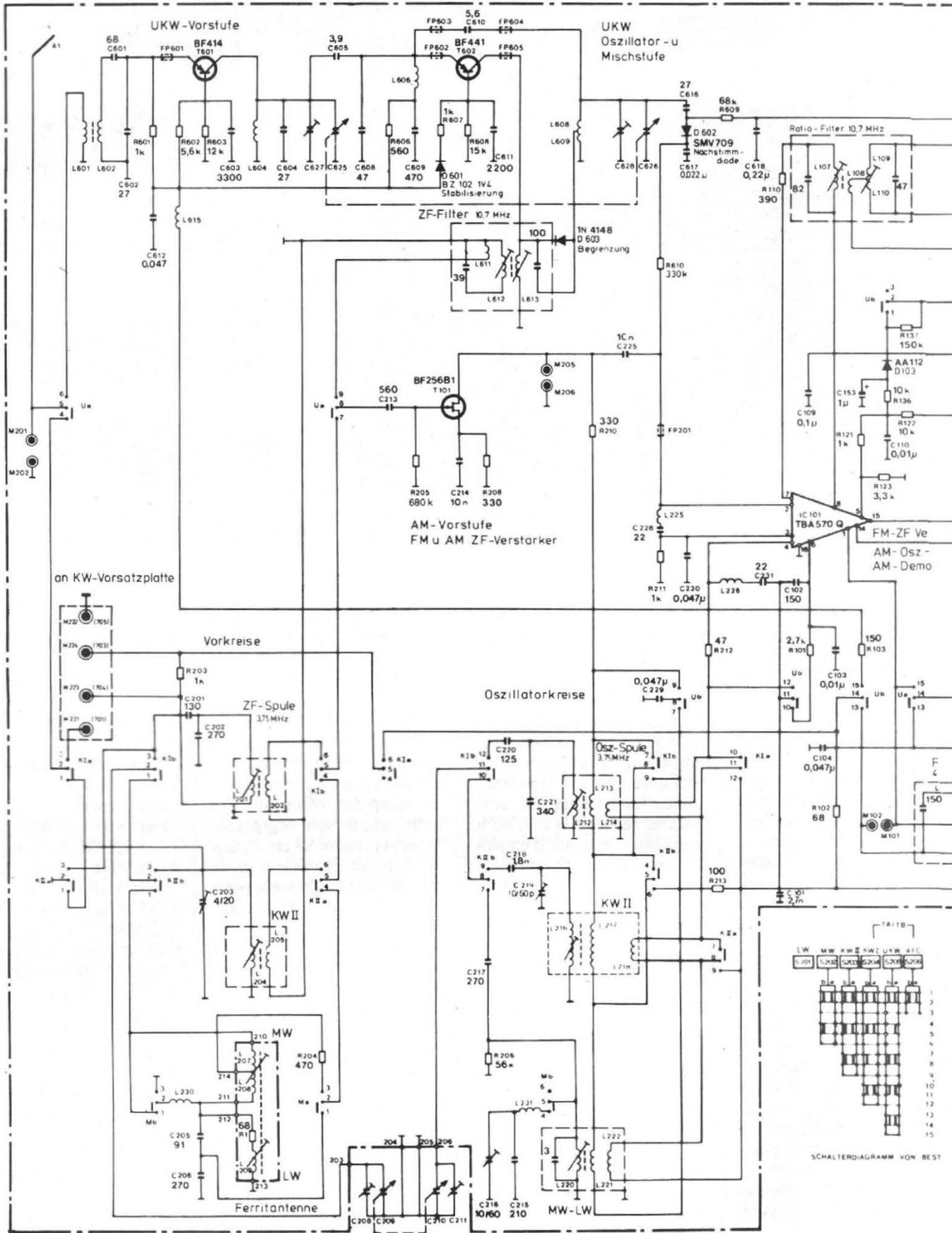
Circuits : 5 en MA, 8 en OC, 11 en MF, filtres céramiques en MF et en AM

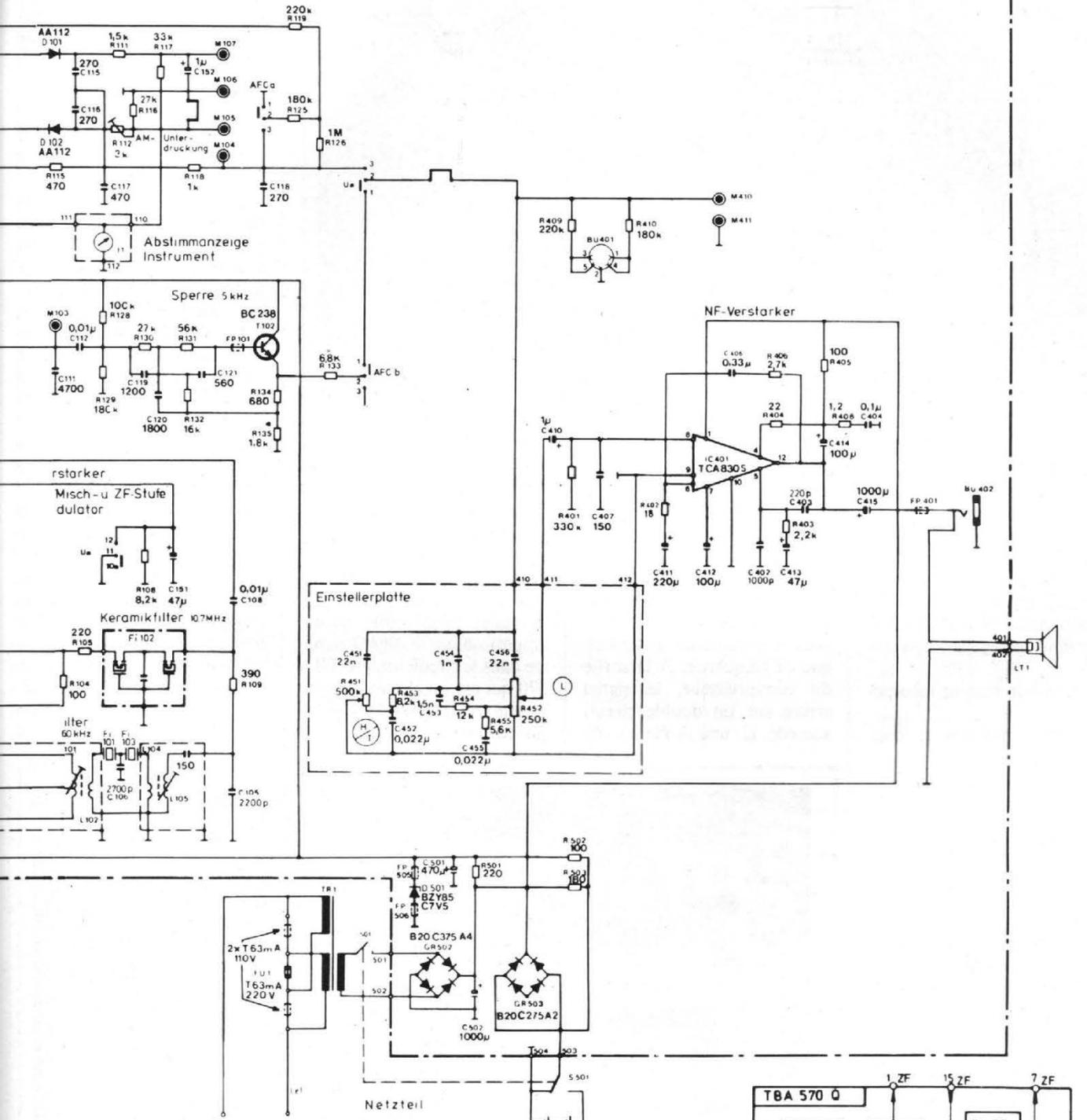
Fréquences intermédiaires : 460 kHz en MA, 1^e FI en OC : 3,8 MHz ; 2^e FI : 460 kHz ; MF : 10,7 MHz

Sensibilité en MF : 0,8 μ V pour S/B de 26 dB sur antenne 60 Ω

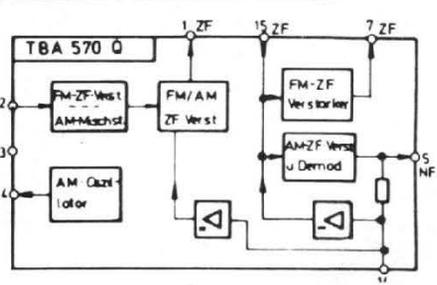
Sensibilité des gammes AM : 30 % de modulation, S/B de 10 dB

GO : 650 μ V, PO : 90 μ V, OC2 : 3 μ V. 49 m : 2 μ V ; 41 m : 1,8 μ V ; 31 m : 1 μ V ; 25 m : 2 μ V ; 19 m : 1,2 μ V ; 16 m : 0,9 μ V





ÜCKUNGSSEITE AUS GESEHEN!



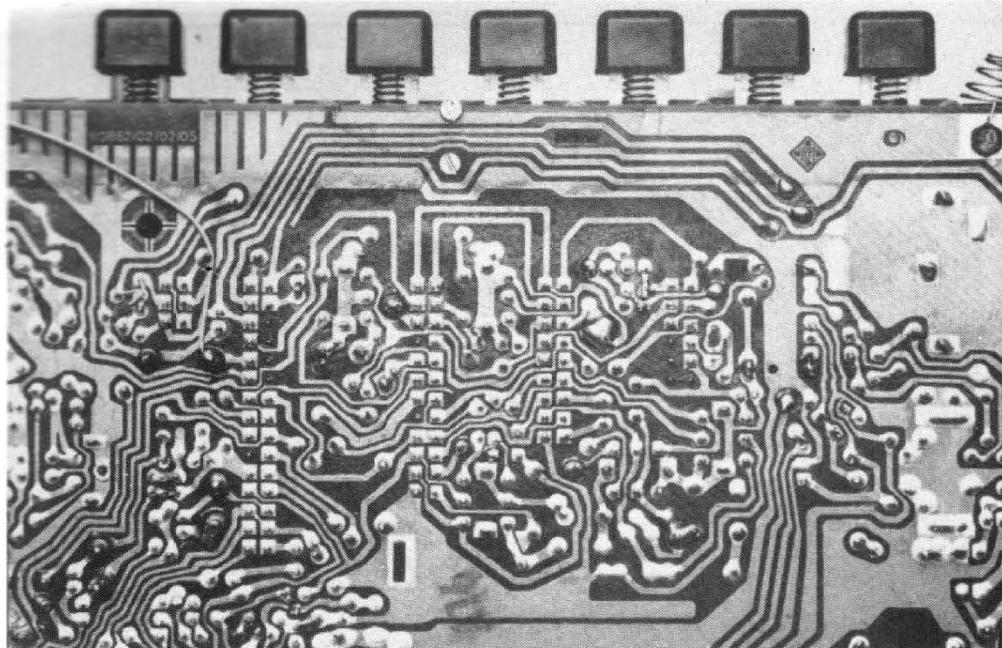


Photo B. - Le dessin très propre du circuit imprimé.

Antennes ferrite pour PO et GO, télescopique pour MF, OC marine et OC

Puissance de sortie : 1,5 W sur piles, 3 W sur secteur

Haut-parleur : dynamique à aimant permanent, 10 x 15 cm
Alimentation : 9 V soit 6 piles, dispositif de régénération des piles

Alimentation secteur incorporée

Prise phono/magnéto et écouteur

Poids : 2,5 kg avec piles.

temps qu'un bruit de fond très bas.

Le second transistor est monté en oscillateur/convertisseur. Les points de fonctionnement de ces deux transistors sont stabilisés par diode. La diode D 602 sert pour la commande automatique de fréquence. A la sortie du convertisseur, le signal arrive sur un double circuit accordé, là, une diode au silicium se charge de limiter l'amplitude des signaux. Un transistor à effet de champ, BF 256 sert d'amplificateur, il est monté en source commune, la résistance de source assure l'autopolarisation du montage. A la sortie de cet amplificateur, le signal pénètre dans le circuit intégré TBA 570 qui est un circuit amplificateur AM/MF. Un double filtre céramique assure la lar-

geur de bande nécessaire à la bonne restitution du spectre audio. A la sortie de ce circuit nous trouvons un discriminateur de rapport, il délivre la tension continue de CAF et le signal audio. Ce discriminateur délivre aussi une tension commandant l'aiguille du galvanomètre.

CIRCUITS MA

Cette section se décompose en deux parties, l'une réservée aux ondes courtes, l'autre aux grandes ondes, aux petites ondes et à la gamme marine.

La section des gammes étalées utilise un double changement de fréquence. Le signal HF entre sur l'antenne puis arrive sur une série de circuits accordés couplés, dont la bande passante est celle de la gamme à couvrir, comme il s'agit de gammes étalées, la largeur des circuits permet d'assurer une sélectivité suffisante.

A la sortie de ces circuits, on trouve un transistor à effet de champ dont la haute impédance d'entrée ne perturbe pas les circuits et permet de conserver leur sélectivité. L'oscillateur local T 702 a son accord modifié par bonds, il

ETUDE TECHNIQUE

Section MF. Comme pour les appareils HiFi, nous débuterons par la modulation de fréquence, cette technique permet une réception absolument dénuée de parasites et d'une bonne fidélité mais ici elle n'est pas en stéréophonie. Cette section n'a pas été négligée ici où elle joue un rôle aussi important que celui des autres gammes.

La tête VHF utilise des transistors au silicium spécialement conçus pour cette tâche et permettant d'obtenir un taux d'intermodulation extrêmement réduit en même

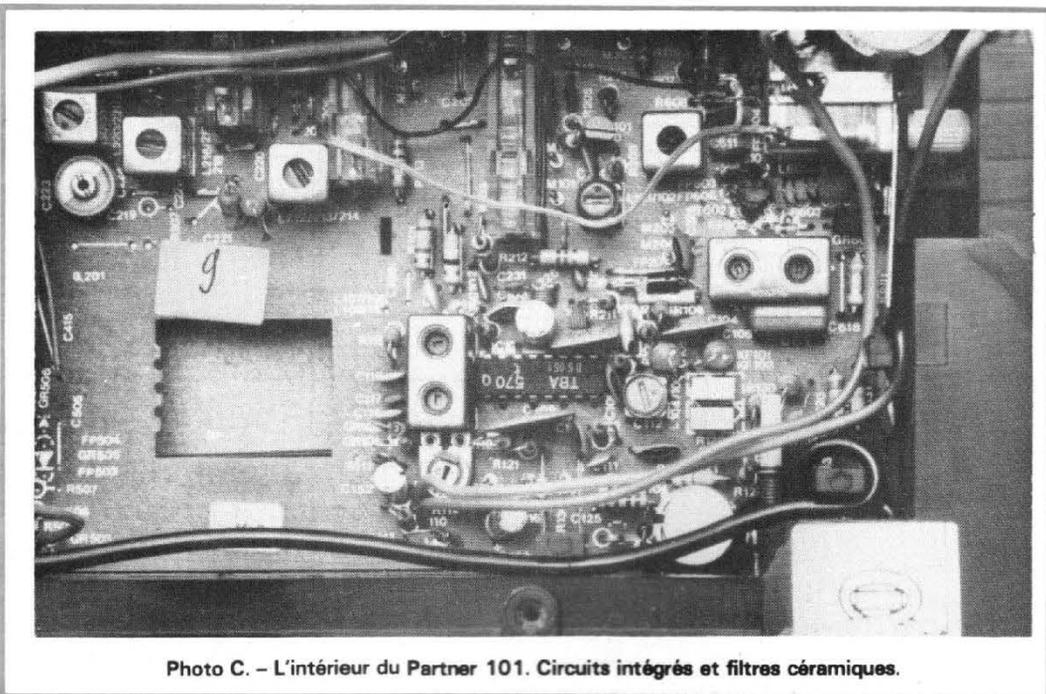
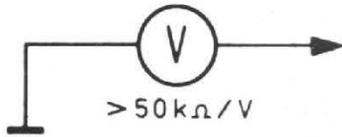


Photo C. - L'intérieur du Partner 101. Circuits intégrés et filtres céramiques.

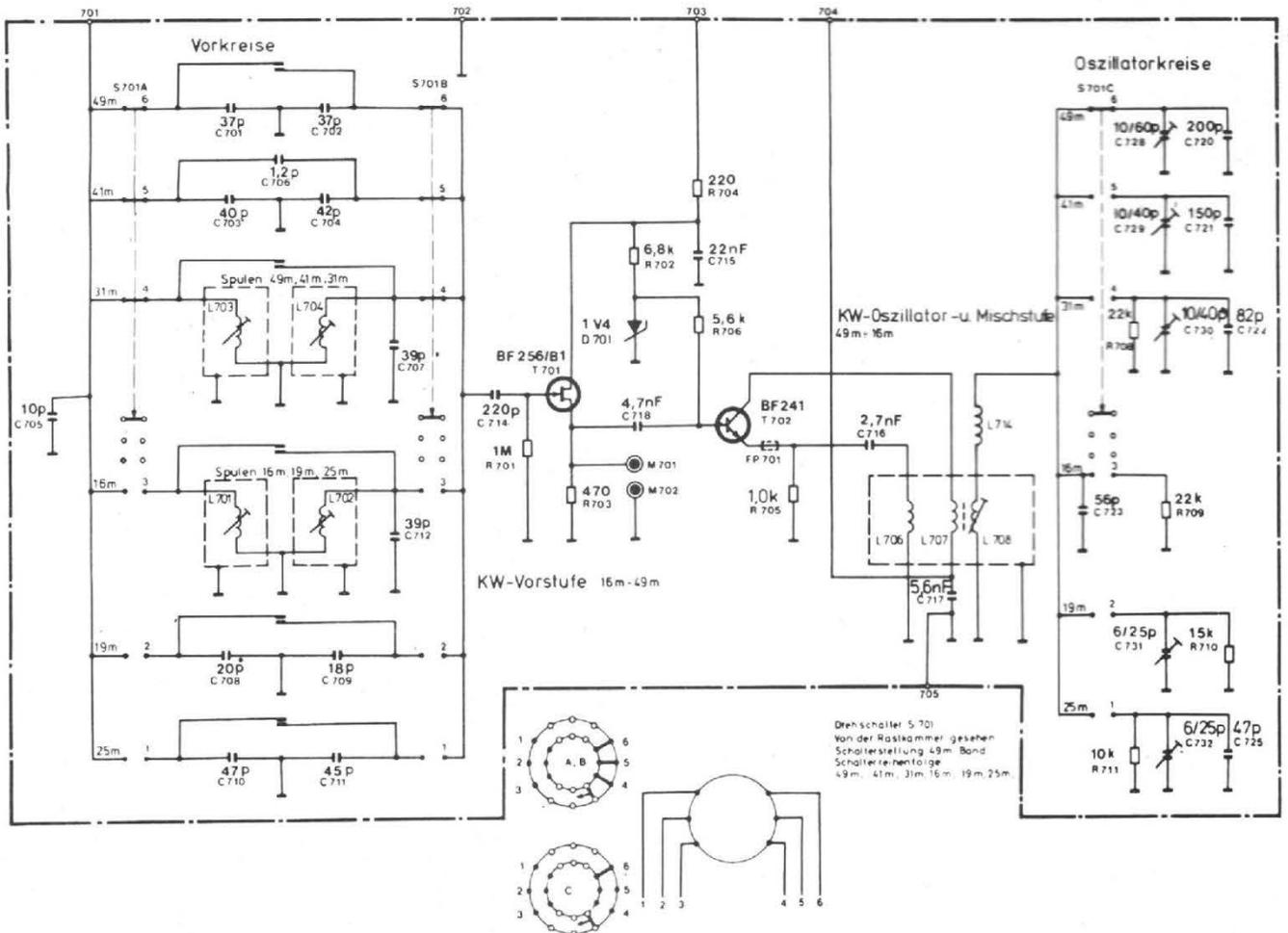


- ┌ Gleichspannungsangabe Netzbetrieb mit eingeleagten Batterien (9 V) } UKW
- └ Gleichspannungsangabe Batteriebetrieb
- ┌ DC-voltage indication mains operation with inserted batteries (9 V) } FM
- └ DC-voltage indication battery operation
- ┌ Indication de tension continue en fonctionnement secteur avec piles } FM
- └ insérées (9 V)
- ┌ Indication de tension continue en fonctionnement piles } FM
- └

- T 601 UKW-Vorstufe
FM input stage
Etage d'entrée FM
- T 602 UKW-Oszillator und -Mischstufe
FM oscillator and mixer stage
Etage oscillateur et mélangeur FM
- T 101 AM-Vorstufe, FM-ZF-Verstärker
AM input stage, FM-IF amplifier
Etage d'entrée AM, ampli FM-FI
- T 102 5-kHz-Sperre
5-kHz blocking
Circuit de blocage 5 kHz
- T 701 kW-Vorstufe
SW input stage
Etage d'entrée OC
- T 702 kW-Oszillator und -Mischstufe
SW oscillator and mixer stage
Etage oscillateur et mélangeur OC
- IC 101 AM-Oszillator-, Misch- und ZF-Stufe
AM-Demodulator, FM-ZF-Verstärker
AM oscillator, mixer and IF stages
AM demodulator, FM-IF amplifier
Etage oscillateur, mélangeur et FI AM
démodulateur AM, ampli FM-FI
- IC 401 NF-Vor- und Endstufe
AF input and output stages
Etage BF d'entrée et final

- Fi 101/103 Keramischwinger 460 kHz
Ceramic resonator 460 kHz
Résonateur céramique 460 kHz
- Fi 102 Keramisches Filter 10,7 MHz
Ceramic filter 10,7 MHz
Filtre céramique 10,7 MHz
- Gr 502 Netzgleichrichter
Mains rectifier
Redresseur secteur
- Gr 503 Elektronische Umschaltung für den wahlweisen
Netz- bzw. Batteriebetrieb
Electronic commutation for selective mains
or battery operation
Commutateur électronique pour le fonctionnement
à choix sur secteur ou piles
- S 501 Ein-/Aus-Schalter, Batterie/Netz
On/off switch, battery/mains
Interrupteur marche/arrêt, piles/secteur
- Bu 401 Phono/Tonband, PU/tape, PU/bande
- Bu 402 Kopfhörer, headphones, casque d'écoute
- R 452 Lautstärke, volume
- R 451 Höhen-/Tiefenabsenkung
Trebles/basses
Aigus/graves

KW-Vorsatz



est monté en convertisseur et délivre un signal dont la fréquence est celle de la première fréquence intermédiaire (en fait, il ne s'agit pas d'une fréquence fixe mais d'une gamme complète résultant de la différence des fréquences incidentes et de celle de l'oscillateur local, comme cette dernière fréquence n'est pas modifiée par la commande d'accord, on retrouve à la sortie une gamme de fréquence centrée autour de 3,75 MHz.

Cette nouvelle gamme est exploitée par la seconde partie de la section MA. Ce double changement de fréquence explique que les graduations en fréquence des gammes des ondes courtes ont une progression en sens inverse de celle des autres gammes.

Le signal HF avant d'attaquer le circuit intégré est amplifié par le transistor à effet de champ T 101. L'oscillateur, le mélangeur MA sont incorporés au circuit intégré. La sélectivité nécessaire est assurée par un double filtre céramique associé à deux filtres LC éliminant les résonances parasites des résonateurs céramiques.

Un filtre actif accordé sur 5 kHz élimine les sifflements.

AMPLIFICATEUR

Nous retrouvons dans cet amplificateur un circuit intégré associé à un correcteur de timbre et un correcteur physiologique responsable de la sonorité de l'appareil. Le correcteur de timbre, qui joue d'un côté sur les aigus, de l'autre sur les graves, a une action intéressante, un seul bouton suffit à mettre en valeur les aigus et les graves, à l'essai, nous avons plutôt poussé sur les aigus que sur les graves ce qui permet d'assurer, en MF, une reproduction équilibrée malgré la petite taille du récepteur.

L'alimentation secteur utilise deux ponts redresseurs, l'un pour l'alimentation, l'autre pour la commutation automatique des piles lorsque

le secteur est défaillant ou que l'appareil n'est pas branché.

La commutation des primaires se fait en changeant la place des fusibles, cette formule permet de n'utiliser qu'un seul type de fusible et d'éliminer le carrousel. Une des sorties de l'alimentation est régulée par diode Zener sur les fils de laquelle ont été installées des perles de ferrite; ces éléments éliminent les bruits VHF que peuvent produire ces éléments, bruits qui se répercuteraient sur la section radio.

FABRICATION

Ce récepteur est très proprement construit. La section ondes courtes a été réalisée sur verre époxy tandis que le grand circuit qui supporte les autres composants est en XXXP. La sérigraphie permet de retrouver instantanément tous les composants.

Les potentiomètres sont d'un modèle spécial, ils sont en effet tous deux regroupés sur un même châssis en matière plastique permettant le glissement de leurs curseurs. Les pistes sont rapportées côté circuit, l'ensemble est alors soudé sur un circuit imprimé annexe portant les composants périphériques du correcteur de timbre et du correcteur physiologique. Les circuits imprimés sont soudés à la vague, puis repris et vérifiés au fer à souder.

CONCLUSION

Le Partner International 101 est à la fois un appareil musical, ce n'est pas de la HiFi mais on peut l'écouter sans tressaillir même si on est habitué aux chaînes de luxe, et un appareil intéressant pour ne pas dire utile, par ses gammes d'ondes. Si vous avez de longues soirées à passer chez vous, et si en plus vous pouvez vous installer une antenne extérieure, ce récepteur vous apportera de grandes satisfactions...

E.L.

pasos

spécialiste mondial de la sonorisation



Grossistes Installateurs conditions et documentation en 24 heures sur demande.

SONOR-IMPORT
28-30, rue Mousset-Robert
75012 Paris - Tél. : 628.24.24

**PASO EUROPE - PASO ETATS-UNIS
PASO AUSTRALIE**

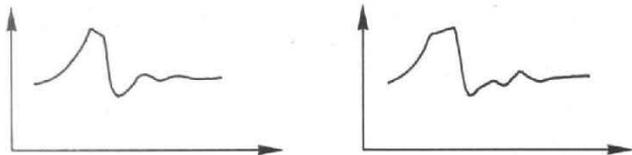
AUDAX

EST FIER DE VOUS PRESENTER LA A 360

Nous avons conçu la A 360 pour répondre à la fois aux exigences des professionnels et des mélomanes épris de précision. Notre démarche s'est faite en trois temps.

REPENSER LE HAUT-PARLEUR

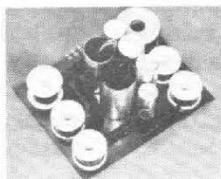
Nous utilisons pour la reproduction du médium et de l'aigu des transducteurs à dôme d'un type nouveau. Les membranes, de faible diamètre, sont souples, constituées de tissu enduit garantissant un amortissement maximal. Il suffit d'examiner la réponse impulsionnelle de ces reproducteurs pour se convaincre de l'absence quasi-totale de trainage.



(réponse à une impulsion de 20 μ s, recurrence 500 Hz)

Les diamètres des membranes sont faibles pour assurer un bon fonctionnement en piston sur les bandes de fréquences désirées, et la faiblesse des poids des équipages mobiles, permet d'obtenir des temps de montée faibles (18 μ s et 24 μ s) ; cela se produit pour des attaques franches et bien amorties.

Le haut-parleur de graves est, lui aussi, d'une conception nouvelle. La membrane épaisse et rigide, à fibres longues, est réalisée par un procédé récent développé spécialement par AUDAX. Une bobine très longue et lourde, assure une linéarité exceptionnelle jusqu'aux fréquences les plus basses. Une forme elliptique a été choisie pour assurer le meilleur couplage avec le dôme-médium en dispersion spatiale.



LE FILTRE

particulièrement élaboré, ne comportant pas moins de 17 éléments, est à pente raide (18 dB/octave). Les composants utilisés sont de la plus haute qualité (inductances à air à faible résistance, capacités au papier). Il en

résulte des distorsions par harmonique et par intermodulation très faibles.

LA GEOMETRIE

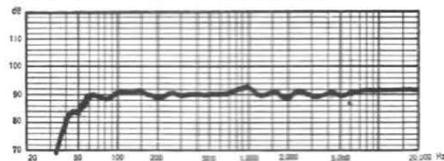
du coffret a été longuement étudiée. Le dégagement des faces latérales n'a pas été conçu dans un seul but esthétique, mais permet d'obtenir une plus large dispersion spatiale. La reproduction demeure transparente et aérée à toutes les fréquences.

SI VOUS ETES A LA RECHERCHE

des meilleures performances dans le domaine de la reproduction sonore, écoutez la A 360 et vous serez convaincus de sa clarté et de sa fidélité.



**LA A 360 EST DIFFERENTE DES AUTRES,
AUDAX VOUS LE DEMONTRE**



HAUT-PARLEURS UTILISES :

- 1 boomer 21 x 32 cm (réf. HD 21-32 S 45)
- 1 médium dôme ϕ 37,5 mm (réf. HD 13 D 37)
- 1 tweeter dôme ϕ 25 mm (réf. HD 12-8 D 25)

TAILLE : 750 x 400 x 370 mm

POIDS : 24 kg

FINITION : noyer d'Amérique

FILTRE : coupures à 650 et 5000 Hz
(18 dB/octave)

PUISSANCE : minimale 12 W RMS
maximale 60 W RMS

PRINCIPE DU COFFRET : suspension acoustique

IMPEDANCE : 8 ohms

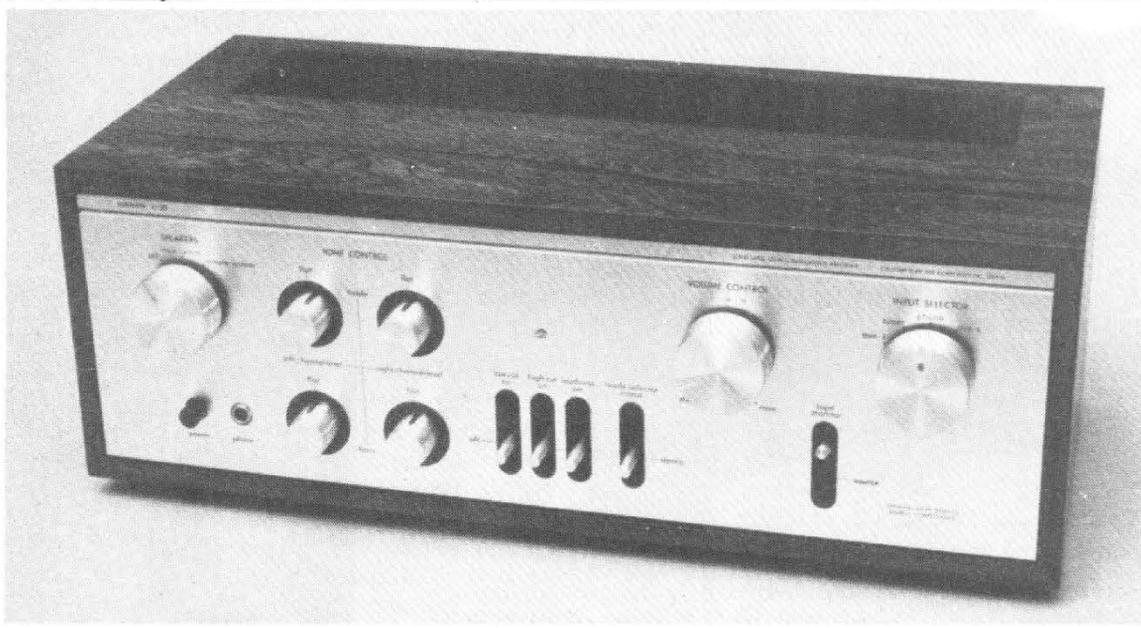
● SOCIÉTÉ AUDAX - 45, Av. Pasteur, 93106 MONTREUIL
Tél. : 287 50 90 - Télex - AUDAX 22 387 F
Adr. Télég. : OPARLAUDAX-PARIS

● SON-AUDAX LOUDSPEAKERS LTD
Station Approach Grove Park Road CHISWICK LONDON W 4
Télex : 934 645 - Tél. : (01) 995-2496/7

● 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

L'AMPLIFICATEUR



LUXMAN "L30"

L'AMPLIFICATEUR Luxman 30 est le plus petit ampli de la gamme Luxman, quand on sait que le plus puissant de cette gamme est annoncé pour 300 W par canal, on ne s'étonnera pas outre mesure de trouver 2 fois 45 W à la sortie du modèle 30 alors qu'il est modestement annoncé pour 32 W, ce qui n'est peut-être pas très commercial mais confirme que la hache de la guerre des puissances efficaces a été enterrée. Intérêt supplémentaire de ce L 30 : son prix étonnamment bas.

A première vue, le 30 de Luxman se cache dans un coffret de palissandre, en fait de palissandre, il s'agit évidemment d'une belle imitation de plastique qui dissimule un robuste contre-plaqué.

La face avant est anodisée couleur nature et reste très japonaise d'apparence, l'euro-

péanisme n'a pas encore atteint ce constructeur. Trois gros boutons en façade, quatre plus petits et une série d'interrupteurs.

Les gros boutons sélectionnent les haut-parleurs, commandent le volume et les fonctions. Un regret, celui de n'avoir pas de bouton molleté pour les sélecteurs rotatifs, boutons qui seraient moins glissants et plus agréables à manœuvrer. Les petits boutons donnent accès aux axes des potentiomètres, ils sont comme toujours usinés avec une rare précision. Une colle-rette de matière plastique les entoure, jouant un rôle esthétique et peut-être fonctionnel en évitant de salir la façade. Les commutateurs sont eux aussi pourvus de leur enjoliveur. En guise de voyant : une diode électroluminescente, c'est le progrès. Les inscriptions de façade sont en creux,

par conséquent inusables, un appareil qui défiera le temps.

Les entrées :

Elles sont prévues pour un tourne-disque, deux appareils dit auxiliaires, un tuner et un magnétophone qui sera soit un modèle à quatre prises RCA soit encore un type DIN. Une belle borne de masse accueillera le fil de terre ou celui de votre table de lecture.

Les sorties :

Nous avons le droit de raccorder sur cet amplificateur deux paires d'enceintes acoustiques, par contre, bien que l'appareil soit prévu pour une charge de 4 ou 8 ohms, il n'est pas possible de mettre ces deux paires d'enceintes en parallèle.

Si on veut disposer de cette possibilité, il faudra choisir un modèle d'une taille supé-

rieure. Les enceintes peuvent bien sûr être mises hors service pour ne laisser en service que la prise de casque, placée en face avant.

Les sorties des enceintes seront raccordées aux deux borniers de la face arrière. Ces bornes, crantées, peuvent recevoir des fils dénudés ou mieux encore des cosses qui seront fermement assurées ; le repérage se fait par couleur, rouge pour le pôle chaud, noir pour la masse. La prise secteur aux normes américaines a disparu sous un cache vissé, on peut se demander pourquoi.

CARACTÉRISTIQUES

Puissance de sortie : 32/32 W, les deux canaux en service, sur 8 Ω . 37/37 W, les deux canaux en service, sur 4 Ω .

Taux de distorsion harmonique : inférieur à 0,05 % pour 32 W sur 8 ohms.

Taux de distorsion par intermodulation : moins de 0,1 % pour 32 W/8 ohms.

Bande passante en puissance : 10 Hz, 50 kHz (-3 dB, distorsion inférieure à 0,1 %).

Sensibilité d'entrée : phono 2,6 mV. Tuner : 150 mV. Aux. 1 et 2 : 150 mV.

Rapport signal/bruit : phono meilleur que 64 dB. Tuner, auxiliaires, monitor : meilleur que 83 dB.

Bruit résiduel : -87 dB.

Commande de timbre : à contre réaction.

Filtres : hautes fréquences : 7 kHz, 6 dB/octave. Fréquences basses : 70 Hz, 6 dB par octave.

Facteur d'amortissement : meilleur que 90 (8 ohms).

Semi-conducteurs : 27 transistors, 8 diodes, 2 Zener, 1 LED.

Consommation : 140 W.

Alimentation : 100 - 120 - 220 - 240 V 50/60 Hz.

Dimensions : 440 x 160 x 225 mm.

Poids : 7 kg.

ETUDE DU SCHEMA

Le préamplificateur phono n'est utilisé que pour cette fonction ; les entrées à haut niveau se faisant directement sur le potentiomètre après un passage au travers des filtres passe-haut et passe-bas. Ces entrées ne sont pas saturables. Le préamplificateur d'entrée utilise une combinaison de deux transistors NPN et PNP, ce sont des transistors à faible bruit ; le constructeur a, de plus, introduit dans le réseau de polarisation de base et celui de correction RIAA des résistances à faible bruit, ce qui permet d'expliquer les performances obtenues sur le plan rapport signal/bruit. L'alimentation de cet étage se fait sous 37 V, tension très élevée mais qui autorise à la fois l'obtention d'une grande sensibilité et

une saturation difficile à atteindre. Une série de résistances additionnelles adapte l'impédance d'entrée et réduit les risques d'oscillations parasites.

Les filtres passe-haut et passe-bas sont du premier ordre, du type RC. Aux bornes du potentiomètre, un dispositif de compensation physiologique peut être mis en service.

Derrière le potentiomètre se trouve un autre étage préamplificateur utilisant également la structure NPN/PNP. Cet étage procure un gain en tension de 5 environ. Le correcteur de timbre, à contre-réaction possède une structure propre à Luxman, les correcteurs de timbre contemporains possèdent toujours les deux potentiomètres grave et aigu, mais les composants annexes sont parfois disposés différemment, ce qui est ici le cas. Un dernier transistor avant la section puissance, il sert pour la contre-réaction du correcteur et rehausse le niveau perdu dans les circuits passifs.

L'amplificateur de puis-

sance est à structure complémentaire, il utilise des transistors récemment produits par l'industrie japonaise, comme la structure de cet amplificateur est conventionnelle, on peut penser que ces transistors y sont pour quelque chose dans les performances obtenues, notamment en ce qui concerne la bande passante et le taux de distorsion. La faiblesse du taux de distorsion par intermodulation est fréquente dans les amplificateurs réellement complémentaires.

Pas de condensateur de liaison, la sortie se fait directement, au travers d'une petite inductance.

Les protections sont assurées par fusible, il n'y a pas de protection électronique, chaque canal dispose de deux fusibles de 2,5 A, un sur chaque pôle d'alimentation, ces fusibles sont à fusion rapide, il n'y a pas là de condensateur chimique à charger. Par contre, le pont de diodes est alimenté au travers de deux fusibles temporisés de 5 A. La temporisation permet aux fusibles de supporter les courants de charge des condensa-

teurs de filtrage tandis qu'ils détecteront les surcharges persistantes. Une seconde protection du transformateur est fournie par un fusible intercalé dans la ligne du primaire.

L'alimentation des étages préamplificateurs est filtrée électroniquement par le transistor Q 209 dont la base est découplée par un condensateur.

FABRICATION

L'électronique est regroupée sur deux circuits imprimés, l'un placé parallèlement au radiateur de l'amplificateur de puissance, l'autre le long de la façade. Les composants sont admirablement rangés (pour du matériel japonais) et les circuits sont sérigraphiés pour permettre le repérage des composants. Les commutateurs sont blindés et soudés directement sur le circuit imprimé. Les sélecteurs rotatifs sont reliés aux prises par des faisceaux de câble. Les extrémités des fils blindés

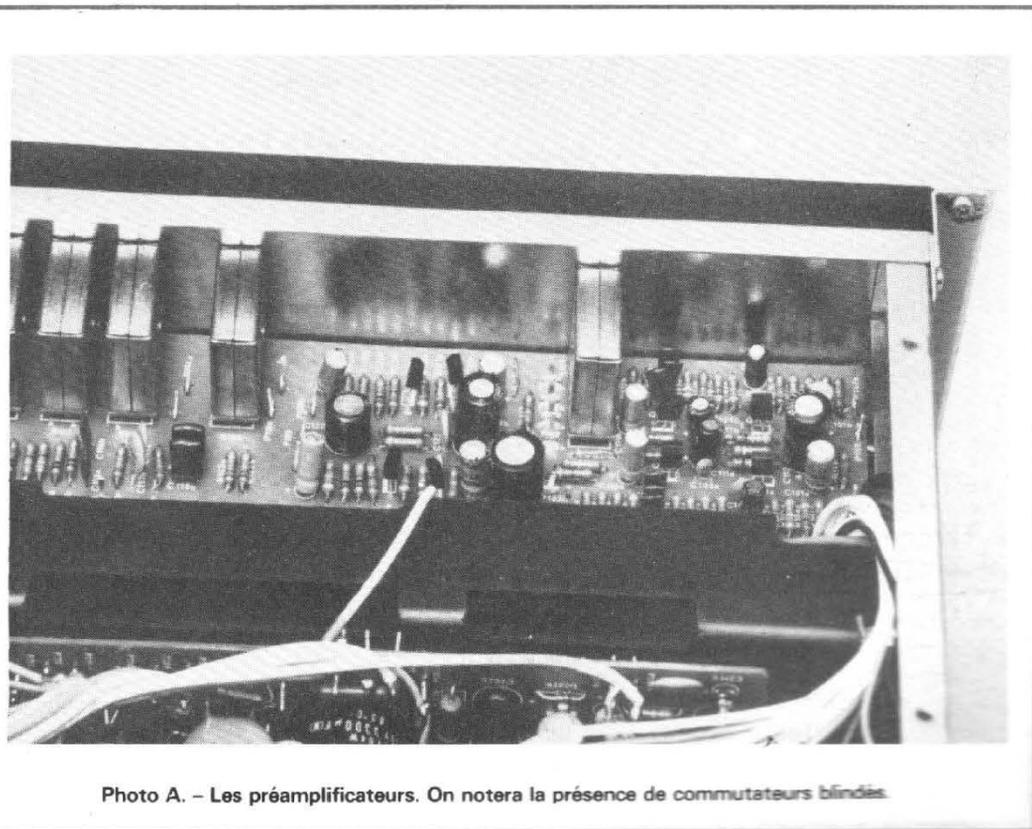
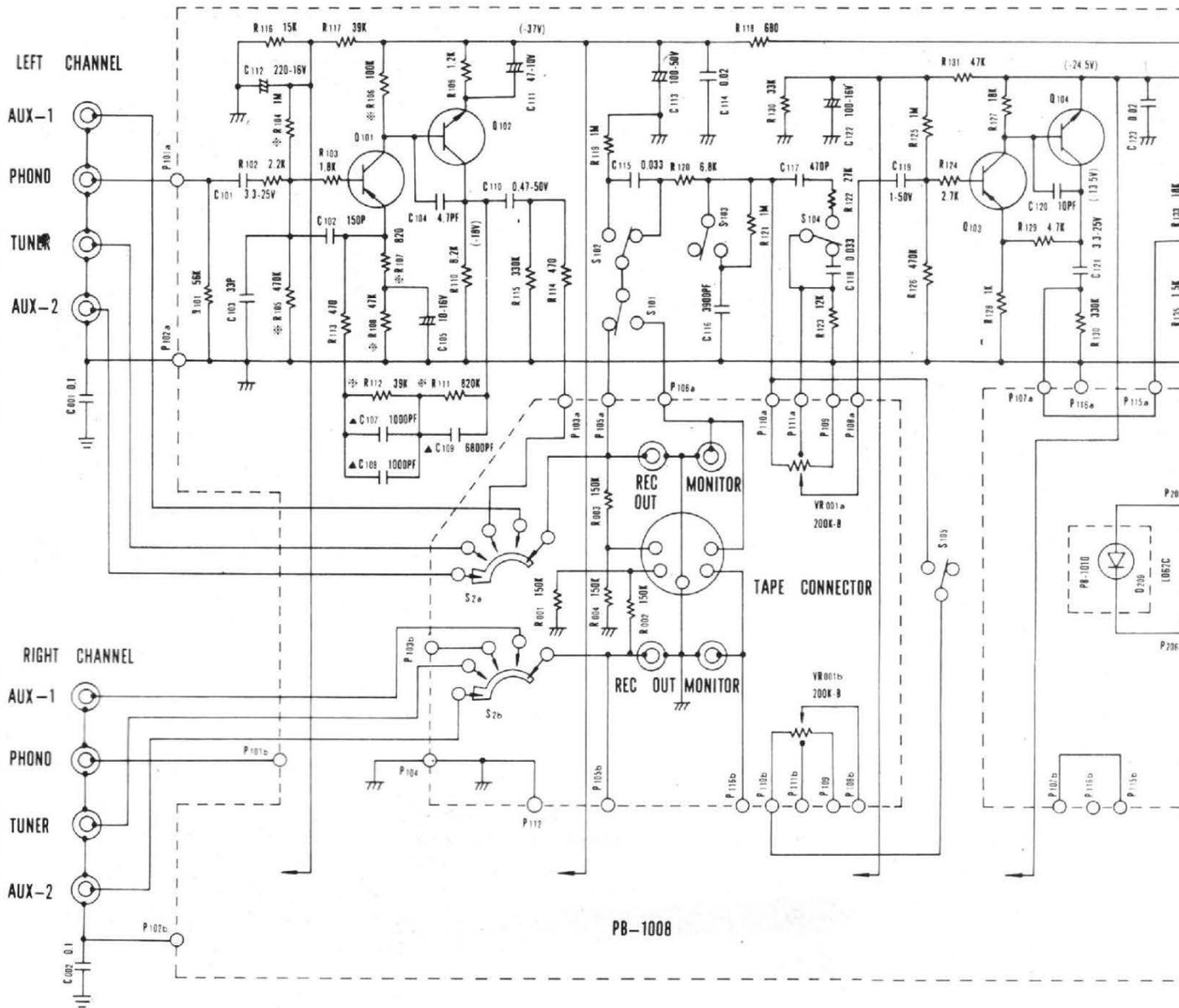


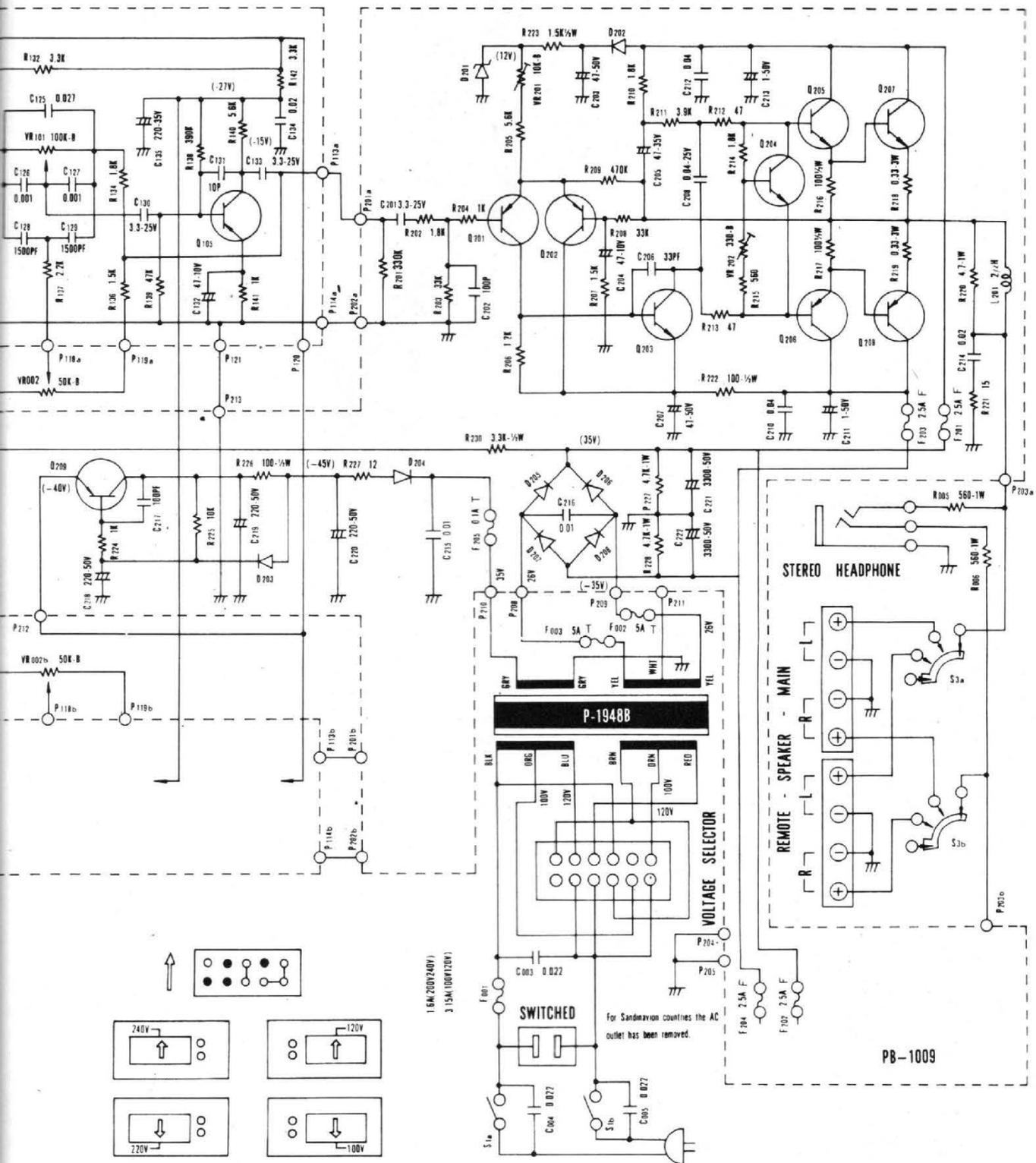
Photo A. - Les préamplificateurs. On notera la présence de commutateurs blindés.



PB-1008

VR 101	TONE CONT-BASS	Q 101, Q 103, Q 105, Q 209	2SA836E	D 201	WZ-120
VR 002	TONE CONT-TREBLE	Q 102, Q 104	2SC1345E	D 202, D 203	IN4002
VR 001	MASTER VOLUME	Q 201, Q 202	2SA763WL	D 204	IN4003
VR 201	DC BALANCE	Q 203	2SC1951	D 205, D 206 }	HIFI-SPECIAL
VR 202	BIAS ADJ.	Q 204	2SC945	D 207, D 208 }	
S 1	POWER SW	Q 205	2SC1626	* LOW NOISE "R", ▲ · 5% CLASS "C"	
S 2	FUNCTION	Q 206	2SA816		
S 3	SPEAKER SW	Q 207	2SD 371		
S 101	MONITOR	Q 208	2SB 531		
S 102	LOW CUT FILTER				
S 103	HIGH CUT FILTER				
S 104	LOUDNESS				
S 105	MODE SW				

1. UNLESS OTHERWISE SPECIFIED, ALL RESISTOR ARE OHM 1/4 WATT. ALL CAPACITOR ARE IN MICRO-FARA
2. TRANSISTOR AND DIODES MAY BE REPLACED WITH TYPE HAVING COMPARABLE RATINGS
3. DUE TO CONTINUED IMPROVEMENTS LUX RESERVE RIGHT TO ALTER THE CIRCUIT OR SPECIFICATIONS



sont parfaitement isolées, suivant la plus pure tradition extrême-orientale. A titre d'exemple, certains souplessos isolants sont collés à leur place. Le transformateur d'alimentation, d'une bonne taille est partiellement encastré dans la face arrière. Comme les prises dépassent également, cette protubérance ne nuit pas à l'encombrement général.

Les transistors de puissance sont montés sur une plaque de duralumin anodisée en noir. Ils sont connectés par l'intermédiaire de supports moulés et de ce fait, comme le fait toujours Luxman, sont amovibles, sans qu'il y ait de soudure à faire, au même titre qu'un fusible ! Une fois le coffret enlevé, la circulation de l'air de refroidissement des transistors de puissance se fait très facilement. Le coffret est pourvu de fines grilles d'aération, une en bas, une en haut, les essais que nous avons faits ont bien sûr montré que la température des transistors s'élevait de façon notable. Cet amplificateur n'est bien sûr pas fait pour supporter un régime sinusoïdal sur charge pure de 4 ohms. Les impédances des enceintes sont, en fait, beaucoup plus complexes et ont une valeur moyenne, pour la musique de 10 à 12 ohms si l'impédance nominale est de 8 ohms, un amplificateur soumis à de la musique « normale » ne doit pas surchauffer, en sinusoïdal et à 15 000 Hz, il deviendra très chaud, c'est normal. Donc, pour résumer, une construction très sérieuse et, qui plus est, bien présentée. Un appareil que l'on peut ouvrir sans crainte d'effrayer un acheteur curieux...

MESURE

La puissance que nous avons mesurée est élevée, beaucoup plus que celle que nous annonce le constructeur. En effet, sur 8 ohms et les deux voies en service, nous

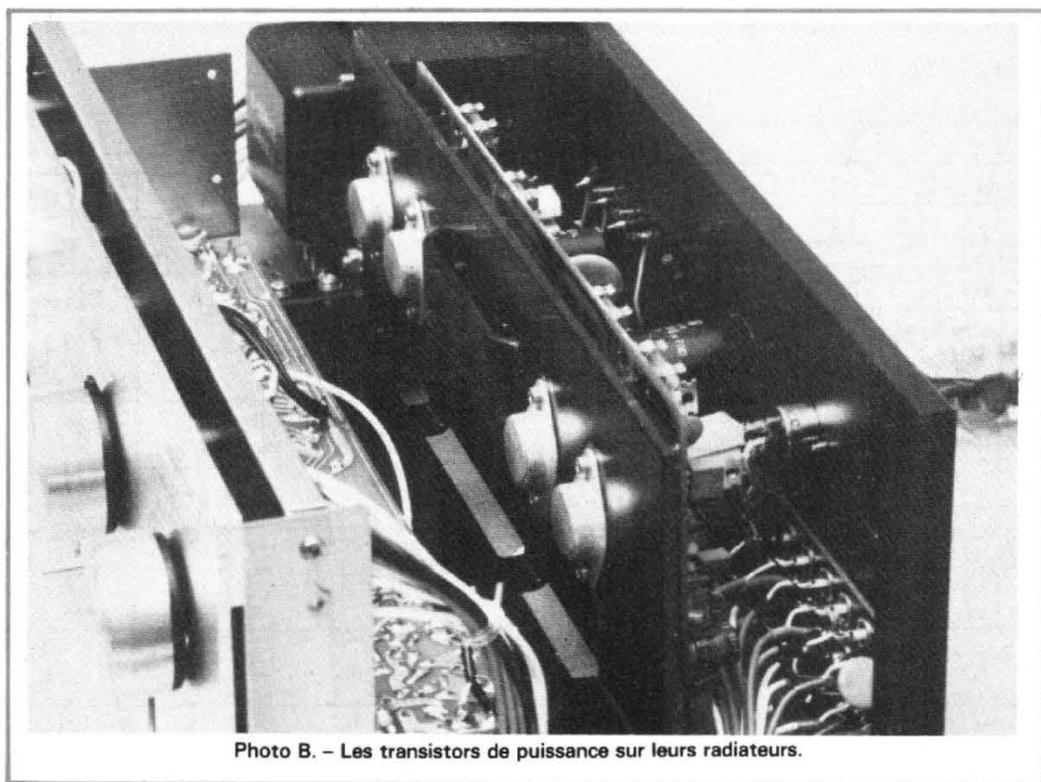


Photo B. - Les transistors de puissance sur leurs radiateurs.

avons relevé une puissance de 37 W par canal. Un seul canal en service, la puissance passe à 47,5 W, ce qui donne une idée de la puissance que pourra avoir une pointe de modulation venant aussitôt après un pianissimo. Si on considère le comportement physiologique de l'auditeur, on se rend compte que cette augmentation de puissance est inférieure à 3 dB, donc à peine perceptible par l'oreille... Par contre, l'enceinte devra résister.

Sur une charge de 4 ohms, la puissance est de 2 x 45 W les deux canaux en service, et si nous n'en conservons qu'un, la puissance passe à 67 W.

Le taux de distorsion harmonique nous a posé quelques problèmes, il est réellement très faible. A 1 000 Hz et à la puissance maximale, nous avons mesuré 0,02 % sur 8 ohms, 0,14 sur 4 ohms. A 20 Hz, 0,06 % sur 8 ohms, 0,1 % sur 4 ohms. A 10 kHz, 0,06 % sur 8 ohms, 0,18 % sur 4 ohms, lorsque l'on atteint des valeurs aussi basses, on peut se poser des questions et se demander si ce que l'on

mesure est réellement la distorsion de l'appareil.

La mesure de la distorsion par intermodulation devait, elle aussi nous apporter d'heureuses surprises, nous avons atteint semble-t-il les limites de l'appareil de mesure. L'indication résiduelle de l'analyseur est de 0,05 %, chiffre relativement faible. A la puissance maximale sur 8 ohms, nous avons mesuré 0,15 % valeur excellente ; à mi-puissance, donc 3 dB audessous, le taux de distorsion passe à 0,08 %.

Le rapport signal/bruit est de 87,1 dB pour les entrées auxiliaires et de 73,1 dB pour l'entrée phono, ces mesures ne sont pas pondérées, les chiffres obtenus sont excellents, meilleurs en tous cas que ceux annoncés modestement par le constructeur. La sensibilité phono est de 3,4 mV. C'est la tension qui permet d'atteindre la saturation de l'amplificateur, cette entrée admet, sans distorsion visible une tension de 172 mV, à 1 000 Hz, deux chiffres particulièrement excellents.

Le filtre passe-bas amène une atténuation de 3 dB à

8 kHz et a une pente voisine de 6 dB par octave. Le filtre anti-rumble commence à faire sentir son action à 60 Hz et a lui aussi une pente de 6 dB par octave.

La bande passante de l'appareil, à - 3 dB est de 4 Hz à 100 kHz, la limite basse impose l'utilisation d'un filtre infra-sonique.

CONCLUSIONS

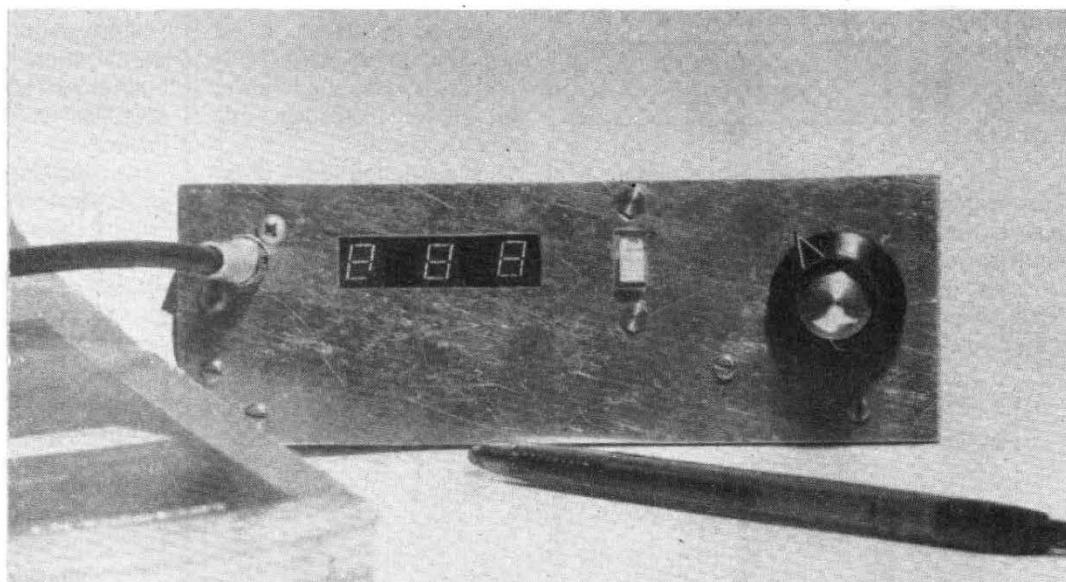
Un appareil qui satisfait parfaitement le cahier des charges, dont l'accessibilité aux composants est remarquable et ne requiert pas de démontage difficile ; une présentation impeccable. Bref, un appareil digne de figurer dans toutes les chaînes HiFi, si vous n'avez pas besoin de sonoriser 10 000 m². Le premier appareil d'une gamme, peut-être, mais dont les performances sont dignes de celles des plus sophistiqués, et pour conclure, un rapport qualité/prix excellent.

Etienne LÉMERY

15. — LA MESURE

DES FREQUENCES

construction d'un fréquencesmètre



digital simplifié

FAISANT suite à la précédente description, nous vous proposons un appareil beaucoup plus simple, dont les performances sont néanmoins très intéressantes, puisqu'il couvre le domaine BF et HF (Radio-diffusion) avec une précision tout à fait satisfaisante.

La réalisation est à la portée des amateurs moyens à peine familiarisés avec la technique digitale mais qui sont assez minutieux. Pour ne pas rebuter certains d'entre eux, nous avons choisi la technologie des

circuits Veroboard facile et relativement rapide à mettre en œuvre.

L'accent a été mis sur les deux points suivants :

- dimensions et consommation réduites (alimentation éventuellement par piles),
- faible coût.

Par l'utilisation de compteurs/afficheurs combinés, on a pu réduire à 11 le nombre de circuits intégrés logiques et à 6 le nombre de transistors, de sorte que la consommation totale reste réduite et le coût (relativement) peu élevé.

LES CARACTERISTIQUES DE L'APPAREIL

On ne fait appel qu'à trois digits, ce qui permet, par le jeu du commutateur de gammes d'aller :

- de 1 Hz à 999 Hz sur la gamme Hz,
- de 1 kHz à 999 kHz sur la gamme kHz,
- de 0,1 MHz à environ 12 MHz sur la gamme MHz (la limitation est, dans ce cas, due aux circuits de comptage).

Malgré le nombre réduit de digits, la précision de la mesure avec une base de temps à quartz n'en est pas moins intéressante surtout si l'on sait manier judicieusement le commutateur de gammes. Ainsi, si l'on réalise les lectures suivantes :

- MHz lecture 0 ou 1,
- kHz lecture 2,5 ou 2,6,
- Hz lecture 522,

on en conclura que la fréquence du signal mesuré est de $2\,522\text{ Hz} \pm 1\text{ Hz}$.

De la même façon, MHz lecture 10,3 :

kHz lecture 25,8, correspondant à une fréquence de 10 258 kHz ou 10,258 MHz.

On se limitera à la cinquième décimale car la précision ne sera pas meilleure que 10^{-5} dans des conditions habituelles de mesure.

La sensibilité de l'appareil pour un signal sinusoïdal de 1 kHz. Elle reste à peu près constante jusqu'à 10 MHz.

La consommation moyenne est de 500 mA avec des pointes pouvant atteindre 600 mA (affichage de 888) ce qui reste compatible avec une alimentation à piles de forte capacité.

Les dimensions de l'appareil ne sont que de 15 x 15 x 5 cm, ce qui permet de le loger dans un espace très restreint au même titre qu'un simple contrôleur universel. Son poids est de l'ordre de 1 kg, en ordre de marche.

L'utilisation de cet appareil, nous l'avons indiqué, s'étend au domaine des fréquences les plus couramment utilisées : de quelques Hz à 12 MHz, ce qui permet de mesurer avec préci-

sion la fréquence d'un générateur BF, celle d'effacement d'un magnétophone, ou la fréquence intermédiaire d'un récepteur à modulation de fréquence.

Utilisé avec un prédiviseur par 10, la fréquence de fonctionnement pourra s'élever à 120 MHz, ce qui couvre largement toutes les gammes de radio-diffusion y compris la FM.

En liaison avec un microphone et un petit amplificateur BF, on pourra évaluer la fréquence de résonance d'un local, d'une machine, etc. Le fait que cet appareil soit portable est très appréciable dans ce cas.

LE CIRCUIT D'ENTRÉE

La figure 34 représente le schéma de ce circuit très simple.

L'attaque se fait à haute impédance (1 M Ω) à travers un condensateur d'isolement. Le dispositif de protection à

résistance série et diodes tête-bêche est très efficace pour éviter la destruction du FET d'entrée.

Le signal est dirigé vers la grille de T1 (2N4416) monté entre base et collecteur d'un PNP T2 (2N2894). Ce dispositif est semblable à celui du fréquence-mètre précédemment décrit. Le point de fonctionnement optimal (sensibilité maximale) est déterminé par le courant dans le FET, réglé au moyen d'une résistance ajustable de 120 Ω placée, en série avec 47 Ω , dans le drain de T1.

La base de T3 (2N918) est attaquée en liaison directe. Ce transistor NPN est monté de façon classique en émetteur commun avec une faible charge de collecteur. Il est relié directement à T4 (NPN 2N918) en émetteur follower qui abaisse l'impédance de sortie du circuit.

L'alimentation se fait directement sur la source 5 V. On prend la précaution de la découpler, sur la carte, au moyen de deux condensateurs montés en parallèle (0,1 μ F et 470 μ F).

La bande passante est suffisante pour la rapidité maximale de comptage des circuits. On peut encore l'améliorer pour éviter une légère chute au-delà de 10 MHz par la mise en série d'une inductance de 10 μ H (10 tours sur ferrite de \varnothing 4 mm) avec la charge de collecteur de T3.

LA BASE DE TEMPS

Le principe, toujours le même, consiste à générer un certain nombre de signaux d'allure rectangulaire dont la fréquence de récurrence ou la largeur des créneaux soit bien définie et constante.

Ces signaux sont élaborés à partir d'un oscillateur à quartz, donc très stable, et une série de diviseurs de fréquence.

Le schéma est représenté sur la figure 35.

L'oscillateur se fait directement sur la source 5 V. On prend la précaution de la découpler, sur la carte, au moyen de deux condensateurs montés en parallèle (0,1 μ F et 470 μ F).

L'oscillateur comporte 3 transistors en liaison directe. Le bouclage sélectif est obtenu en réunissant à travers un condensateur ajustable et le quartz, les émetteurs de T5 et de T6. La base de T6 est maintenue à un potentiel statique et dynamique constant grâce à un pont de résistances entre +5 V et masse et d'un condensateur de découplage.

Le transistor T6, monté en émetteur follower abaisse l'impédance de sortie. Le transistor T7 est monté en amplificateur écrêteur ; il isole également le circuit de l'utilisation de celui de l'oscillateur.

On trouve sur le collecteur de T7 une tension rectangulaire à 100 kHz. Cette fréquence est ensuite divisée 5 fois par 10 au moyen des 5 SN7490 montés en cascade (CL1 à CL5).

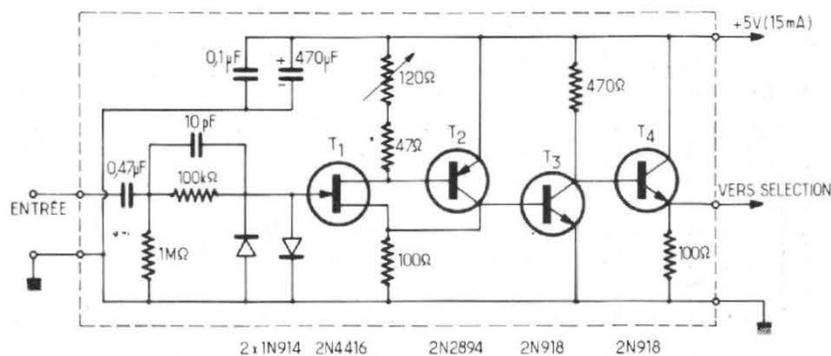
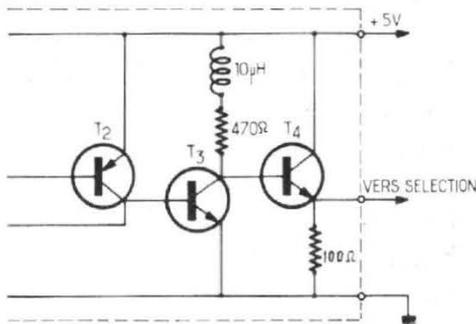


Fig. 34. - Circuit d'entrée avec variante à plus large bande.



LE CIRCUIT DE COMPTAGE ET D'AFFICHAGE

Le schéma est présenté sur la figure 36.

Ce sous-ensemble est cer-

tainement le plus original du montage puisqu'il ne comporte que 5 circuits intégrés pour réaliser la sélection, la génération des signaux fonctionnels, le comptage et l'affichage.

En fait cette tâche est facilitée par l'utilisation de circuits

TIL 306 ou TIXL 306 de Texas Instruments (Radio-Voltaire) qui comprennent chacun tous les éléments d'une décade affichante soient :

— un circuit diviseur par 10,

La plus basse fréquence du signal est donc de 1 Hz (créneau de 0,5 sec.). Or, pour le comptage des Hz on a besoin d'un créneau de 1 sec. C'est ce qui est obtenu par le diviseur par 2 (CL6).

Ainsi les signaux suivants, seront utilisés : 1 s, 10 ms et 10 μ s pour les créneaux de sélection, 1 Hz, 100 Hz et 100 kHz pour la synchronisation du comptage, 100 ms pour la génération des impulsions de transfert.

L'alimentation sous 5 V de la base de temps entraîne une consommation de 120 mA. On veillera à son bon découplage par un condensateur de 470 μ F doublé d'un 0,1 μ F céramique.

Compte tenu de sa compacité, la carte base de temps pourra être utilisée pour piloter un autre fréquencemètre ou pour constituer une source de fréquences étalon, par exemple pour la calibration d'une base de temps d'oscilloscope. Son alimentation, dans ce dernier cas, pourrait être constituée d'une simple pile plate de 4,5 V.

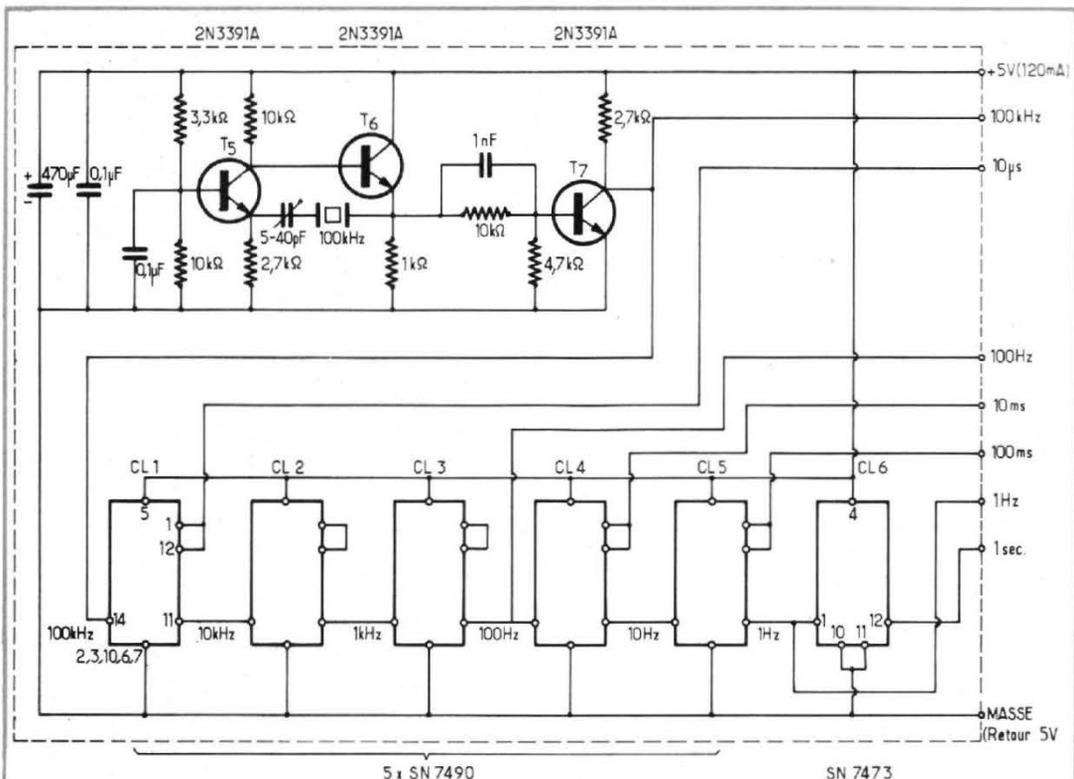


Fig. 35. - Le circuit de base de temps.

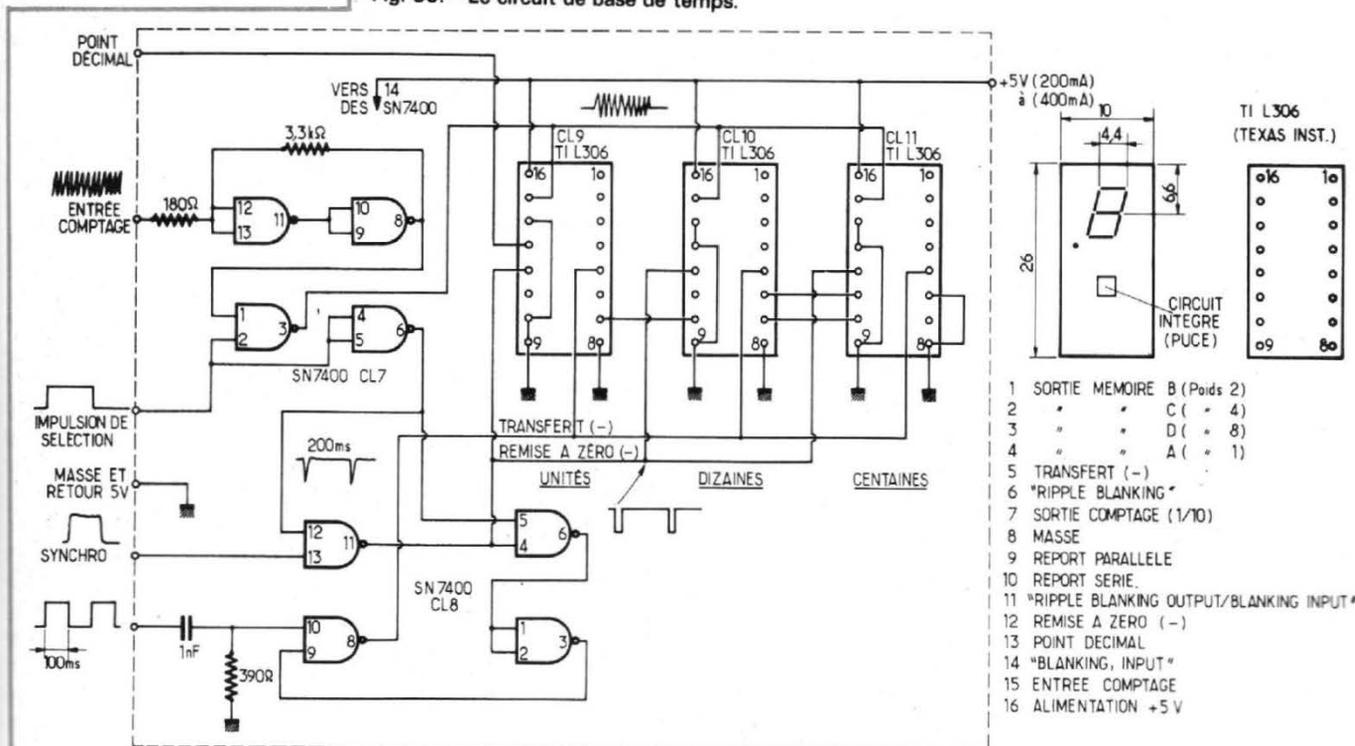


Fig. 36. - Circuit de comptage et d'affichage.

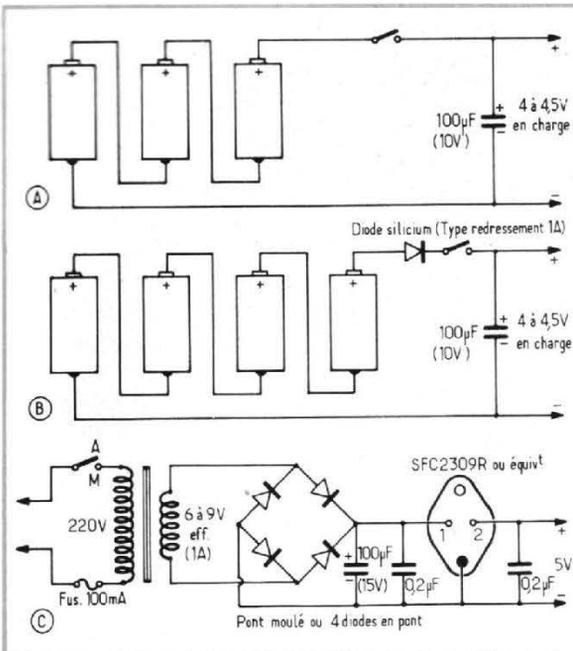


Fig. 37. - Alimentation piles ou secteur.

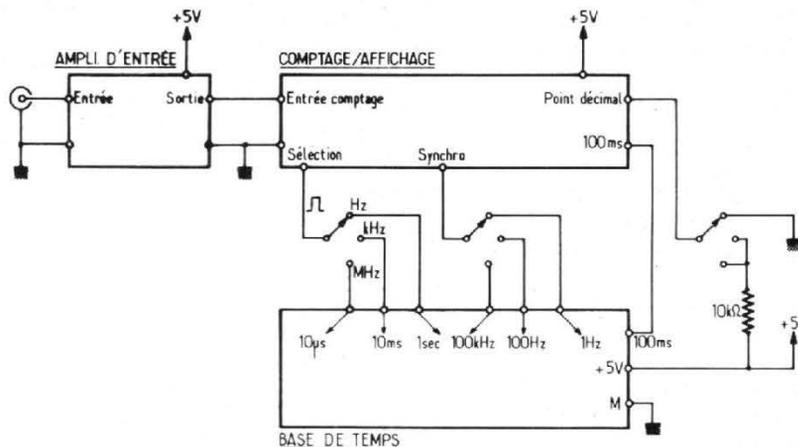


Fig. 38. - Interconnexions des circuits.

- une mémoire à 4 bits,
- un décodeur/driver pour 7 segments,
- un afficheur 7 segments à LED (y compris le point digital).

Ce circuit permet donc, par toutes les fonctions qu'il remplit, de gagner une place importante. En effet, chaque élément est disposé sur un boîtier DIL 16 broches. Il ne mesure que 10 x 26 mm. Les chiffres affichés sont très lumineux, même avec une alimentation de 4 V.

Le circuit de sélection SN7400 (CL7) reçoit le signal d'entrée amplifié (entrée comptage) et l'impulsion de

sélection. Deux circuits NAND composent une bascule de mise en forme. Le 3^e NAND sert à opérer la sélection. Il reçoit la sortie du 2^e NAND et le créneau de sélection. Le 4^e NAND, enfin, sert à inverser le créneau de sélection pour son utilisation dans le dispositif de génération des signaux fonctionnels : les impulsions de transfert et celles de remise à zéro.

Ce dispositif comprend essentiellement un circuit intégré SN7400 (CL8) qui utilise :

- le créneau de sélection inversé,
- la synchro venant de la

base de temps à travers le commutateur de gammes,
- un signal de 100 ms.

Le diagramme des signaux est du même type que celui que nous avons décrit, au début de ce chapitre, pour le fréquencemètre à 5 digits (voir figure 16) : nous ne l'avons pas présenté de nouveau.

Le générateur de signaux fonctionnels fournit des impulsions de transfert négatives très courtes se répétant toutes les 200 ms (on les obtient par différenciation des créneaux de 100 ms) et des signaux de remise à zéro sous forme d'impulsions également négatives dont la fréquence de

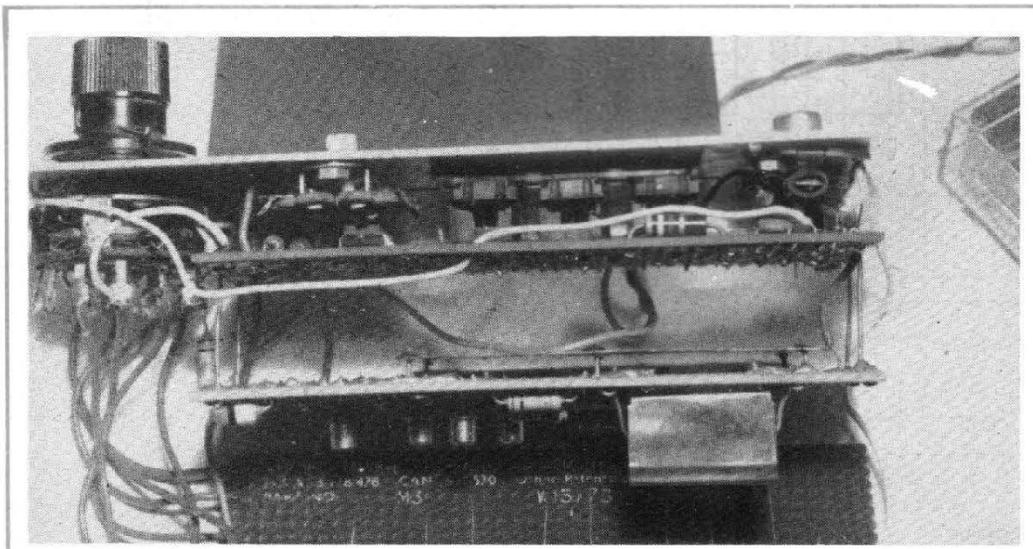
répétition est calquée sur celle des créneaux de sélection et qui sont utilisées entre deux opérations de comptage.

Le comptage affichage réalisé par CL9, CL10 et CL11 fait appel à un câblage d'interconnexions très simplifié comme le montre la figure. Contrairement à ce qui était pratiqué sur les circuits du fréquencemètre à 5 digits, les circuits sont ici attaqués en parallèle. Le signal sélectionné est en effet envoyé simultanément sur les entrées 15 des décades.

Chaque sortie de comptage (7) est réunie à une entrée « report série » (10). On notera également l'utilisation du système d'effacement des zéros inutiles. C'est ainsi que le nombre 7 ne s'affichera pas 007 mais seulement 7 sur le circuit des unités. Par contre le nombre 700 sera bien représenté intégralement. Cette disposition est précieuse puisqu'elle limite la consommation moyenne de courant.

La place manque pour décrire en détail le fonctionnement de ces circuits. Les lecteurs intéressés consulteront la documentation du constructeur.

La consommation des circuits de comptage et d'affichage et des circuits associés varie de 200 à 400 mA suivant la présentation des chiffres.



Il va de soi que l'on pourrait remplacer les TIL 306 par des circuits conventionnels 7 segments + décodeur/driver SN7447 + mémoire SN7475 + décade SN7490, mais il va également de soi que l'encombrement ne serait plus le même...

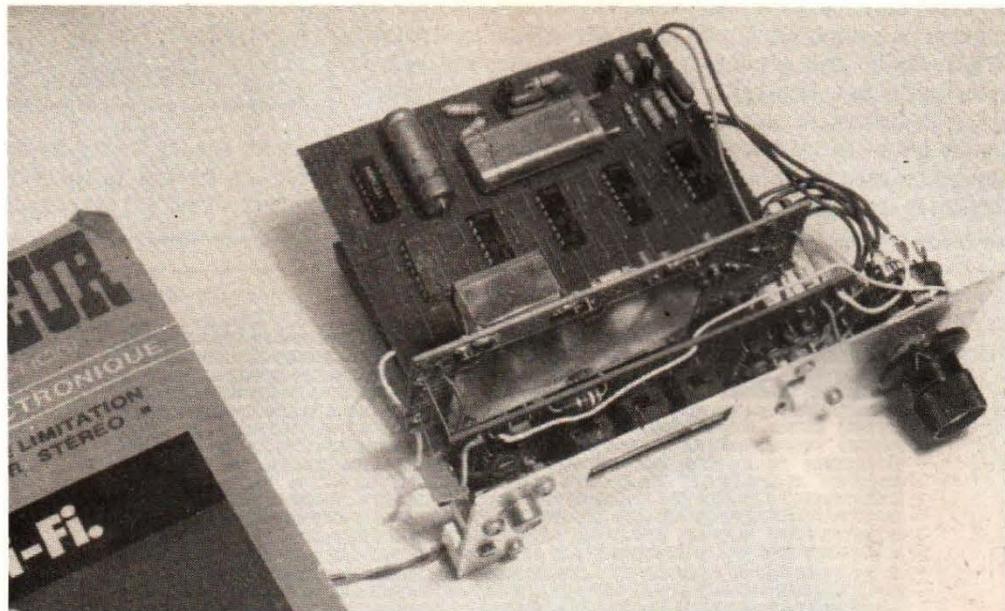
L'ALIMENTATION (+ 5 V, 500/600 mA)

On peut utiliser deux types d'alimentation : secteur ou batteries.

Sur la figure 37A est présenté le type le plus élémentaire d'alimentation qui fait appel à 3 éléments de pile torche R20 donnant une tension de 4,7 à 4,8 V. Cette tension baissera à 4,2/4,4 V en charge et ne permettra pas une utilisation très prolongée de l'appareil surtout si les éléments ne sont pas à forte capacité. En-dessous de 3,8 V les performances de l'appareil commencent à s'altérer, ce qui limite l'autonomie de l'appareil à un temps relativement court de l'ordre de l'heure à la condition de ne l'utiliser que pendant de courtes périodes afin de permettre au dépolarisant de faire son office.

Une durée plus longue et un fonctionnement plus stable seront obtenus par le circuit de la figure 37B. Dans ce cas, on utilise 4 éléments de piles (tension maximale 6,4 V) en série avec une diode silicium (type redressement 1A), de sorte que la tension disponible sera de 4,8 à 5,2 V en charge. En fin d'utilisation des piles, soit vers 4 V en charge, on pourra court-circuiter la diode ce qui prolongera la durée d'utilisation.

Bien entendu, ces chiffres sont relatifs à l'utilisation d'éléments zinc/carbone. Avec des piles alcalines ces durées sont doublées ou triplées et la tension demeure plus constante en fonction du courant et du vieillissement. Dans ce cas, cependant, comme la tension aux bornes d'un élément est plus faible,



on n'utilisera que la solution à 4 éléments sans diode.

L'alimentation secteur de la figure 37C est très classique : elle fait appel à un transformateur 220/6,3, 1A, un pont de diodes, un filtrage sommaire et un régulateur intégré. Ce montage, très fiable, protégé contre les surintensités, les

court-circuits et l'échauffement prohibitif a déjà été cité dans le montage précédent.

Une solution originale pourrait être l'emploi d'une alimentation mixte secteur/batteries à inverseur ou mieux secteur/accumulateurs cadmium-nickel (avec un montage tampon).

LES INTERCONNEXIONS

Par suite de la décomposition des différentes fonctions en cartes séparées, les interconnexions sont très réduites (voir fig. 38).

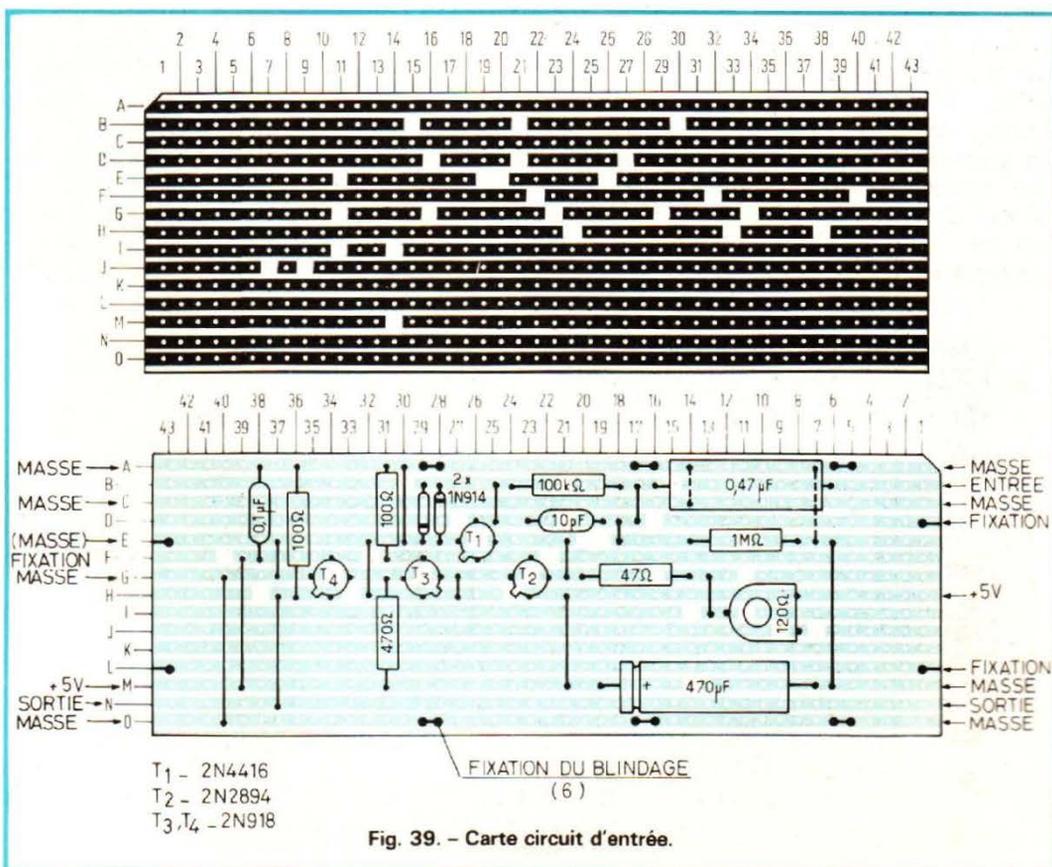


Fig. 39. - Carte circuit d'entrée.

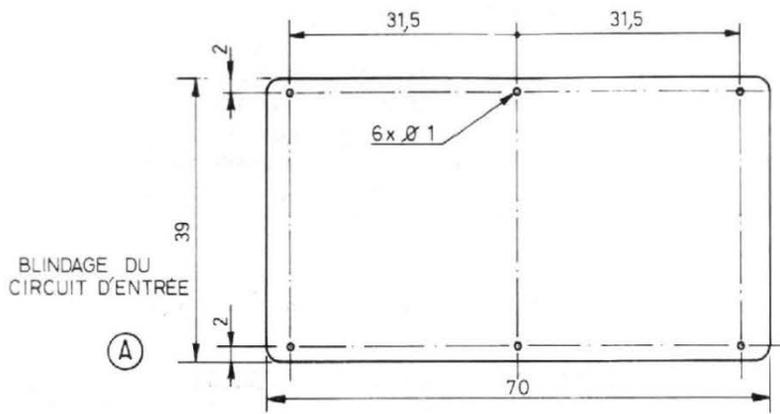


Fig. 42. - Assemblage des cartes entrée et affichage.

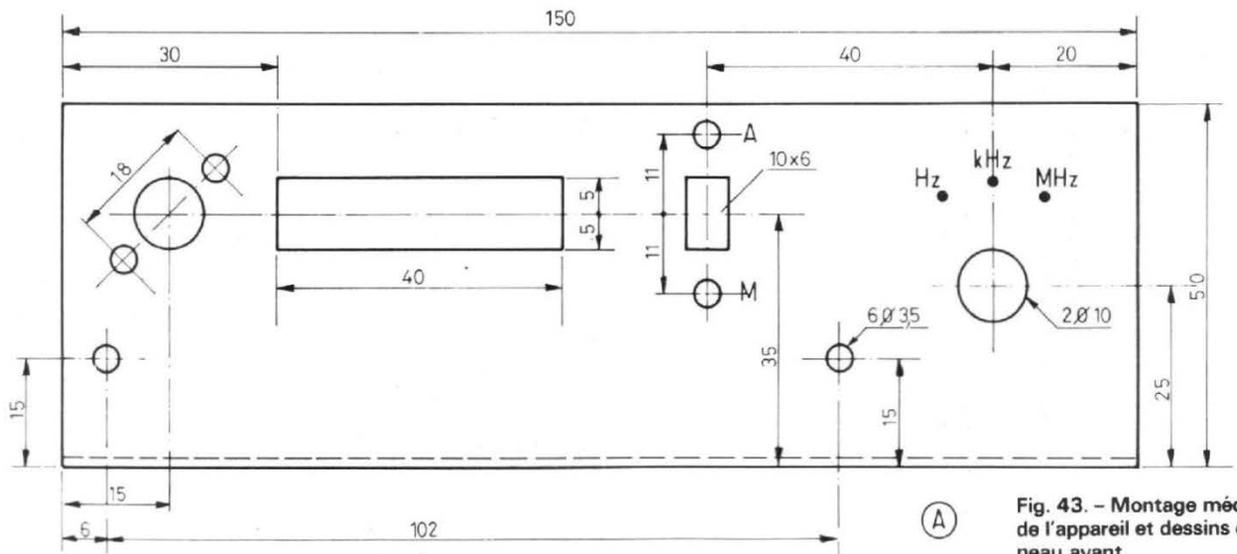
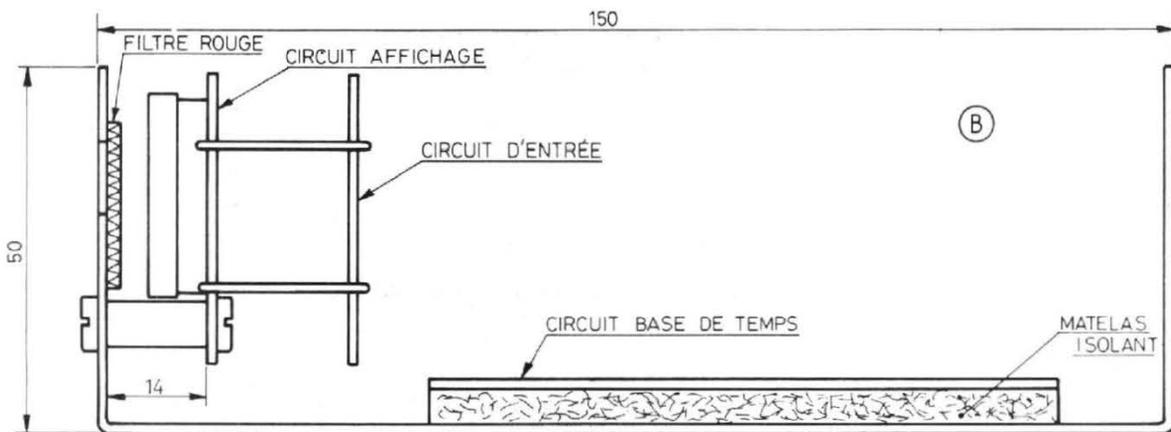
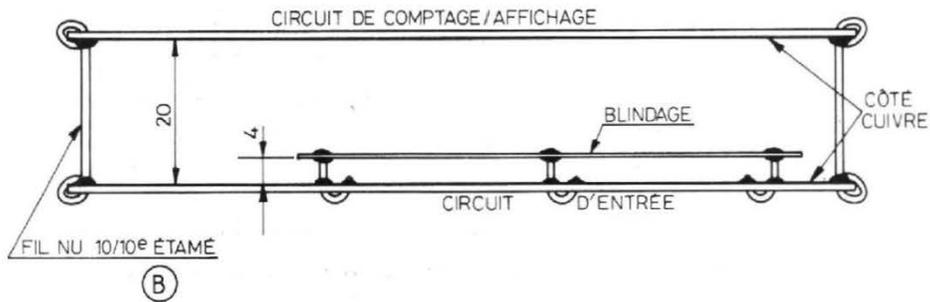


Fig. 43. - Montage mécanique de l'appareil et dessins du panneau avant.

**ASSEMBLAGE DES
CARTES ENTRÉE
ET AFFICHAGE**

La carte entrée sera munie d'un blindage de 39 x 70 mm fixé à 4 mm du circuit (côté

De plus, 2 trous de 3,2 mm de diamètre seront percés pour la fixation aux points N2 et N42. Une échancrure rectangulaire sera pratiquée sur les bandes F, G, H (côté 43), sur une profondeur de 3,5 mm.

La disposition des composants représentée sur la figure 41B montre bien la grande simplicité de ce circuit surtout si on le compare aux précédentes décades affichantes.

Les circuits CL7 et CL8

(SN 7400) seront soudés directement sur le circuit. Des supports 2 x 8 broches seront soudés pour recevoir les décades affichantes aux endroits indiqués. Ces supports ont pour mission de surélever les afficheurs.

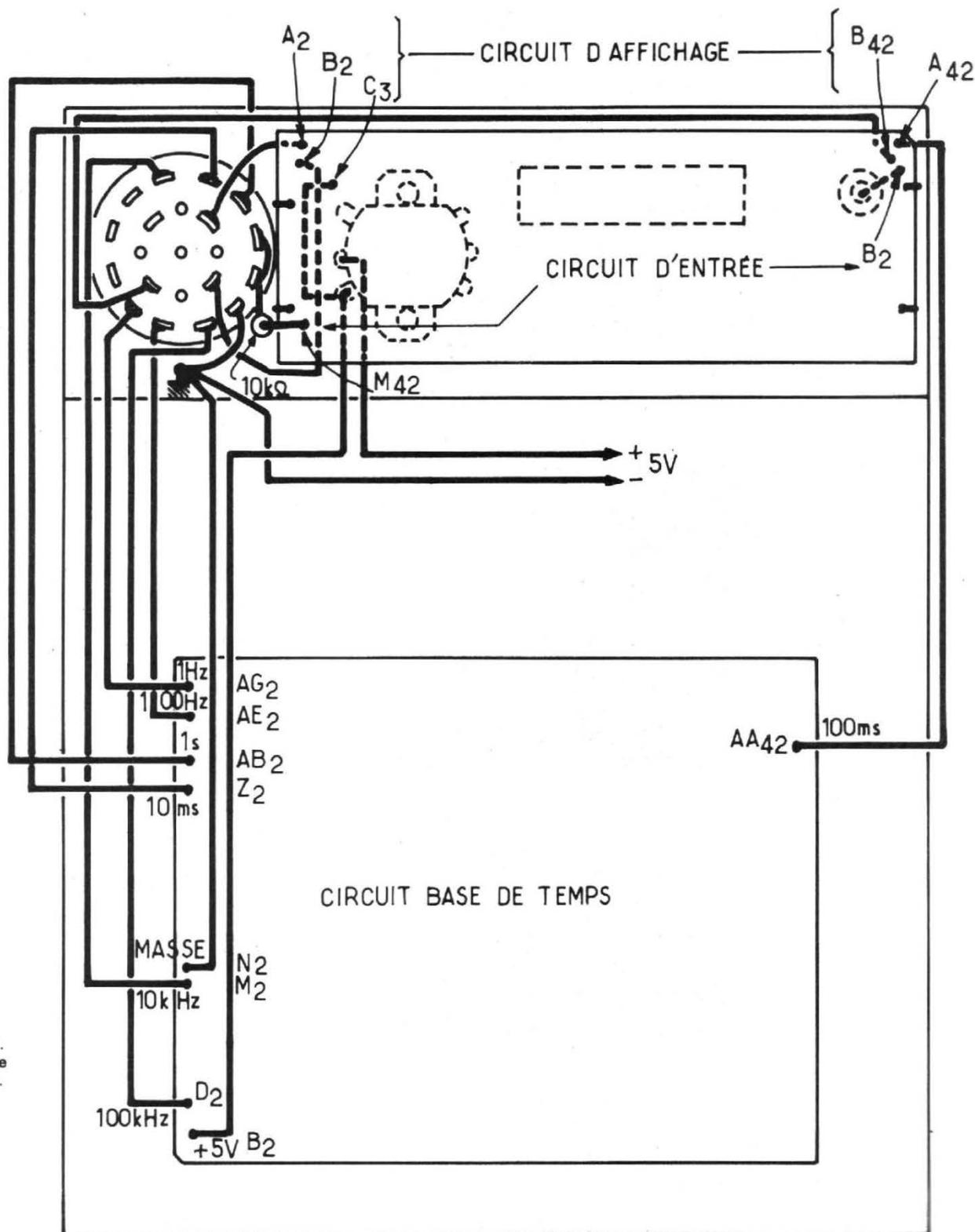
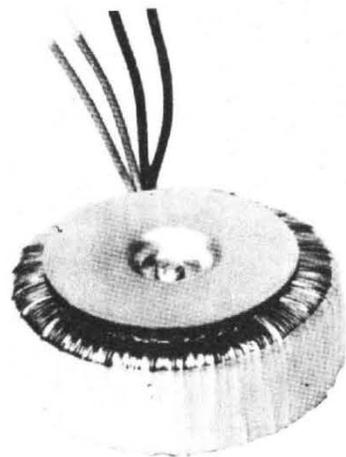


Fig. 44.
Câblage
interne.

TRANSDUKTOR AB

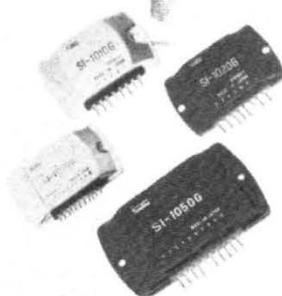


Transformateurs
Toroidaux non
Rayonnants



Type	Tens. au sec. V	Cour. au sec. A	Puis. VA	Dimensions Ht mm Ø mm sans : avec (rondelettes)	Poids kg
6031	10	1,5	15	60 33	0,330
6061	15	1,0	15	60 33	0,330
6062	30	0,5	15	60 33	0,330
6042	2 x 6	1,25	15	60 33	0,330
6033	2 x 10	0,75	15	60 33	0,330
6038	2 x 12	0,62	15	60 33	0,330
6020	2 x 15	0,5	15	60 33	0,330
6046	2 x 18	0,41	15	60 33	0,330
6032	10	3,0	30	72 34	0,900
6063	24	1,25	30	72 34	0,900
6064	30	1,0	30	72 34	0,900
6043	2 x 6	2,5	30	72 34	0,900
6034	2 x 10	1,5	30	72 34	0,900
6021	2 x 15	1,0	30	72 34	0,900
6047	2 x 18	0,83	30	72 34	0,900
6065	24	2,1	50	82 37	0,650
6066	35	1,4	50	82 37	0,650
6039	110	0,45	50	82 37	0,650
6044	2 x 6	4,1	50	82 37	0,650
6041	2 x 10	2,5	50	82 37	0,650
6022	2 x 15	1,6	50	82 37	0,650
6023	2 x 20	1,25	50	82 37	0,650
6067	15	5,3	80	95 38	1,050
6068	24	3,3	80	95 38	1,050
6069	35	2,3	80	95 38	1,050
6010	42	1,8	80	95 38	1,050
6045	2 x 6	6,6	80	95 38	1,050
6048	2 x 18	2,2	80	95 38	1,050
6024	2 x 22	1,8	80	95 38	1,050
6025	2 x 30	1,3	80	95 38	1,050
6011	24	5,0	120	95 47	1,250
6012	42	2,8	120	95 47	1,250
6035	110	1,0	120	95 47	1,250
6049	2 x 18	3,3	120	95 47	1,250
6026	2 x 22	2,7	120	95 47	1,250
6027	2 x 30	2,0	120	95 47	1,250
6013	24	6,7	160	115 42	1,600
6014	42	3,8	160	115 42	1,600
6015	54	2,9	160	115 42	1,600
6050	2 x 18	4,4	160	115 42	1,600
6028	2 x 22	3,6	160	115 42	1,600
6040	2 x 30	2,6	160	115 42	1,600
6016	24	9,4	225	115 50	2,000
6017	42	5,0	225	115 50	2,000
6036	110	2,0	225	115 50	2,000
6029	2 x 30	3,7	225	115 50	2,000
6018	24	12,5	300	115 60	2,500
6019	42	6,0	300	115 60	2,500
6037	110	2,7	300	115 60	2,500
6030	2 x 30	5,0	300	115 60	2,500
7010	2x5 + 2x13	2,2	80	95	1,000
7310	48	2,8	140	115	1,500
T500	2 x 60	2,7	330	140	3,600

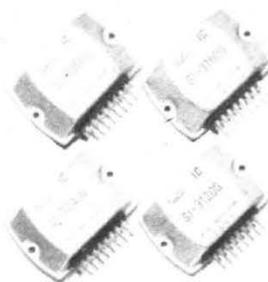
Sanken®



Amplis hybrides SANKEN - 10 - 20 - 30 et 50 watts efficaces



Régulateurs de tension hybrides SANKEN 5 V - 12 V - 15 V et 24 V (1,5 A)



Régulateurs de tension hybrides de différents voltages



Ampli hybride opérationnel

cuire). Pour réaliser cette opération on s'aidera des figures 39 B et 42 A et B.

Les deux cartes seront rendues solidaires au moyen de 4 tiges en fil rigide étamé de 10/10^e. Les deux faces cuivre sont en regard à 20 mm environ de distance. Pour ne pas commettre d'erreur, on consultera les figures 39B, 41B et 42B. On notera que l'alignement des points de fixation est tel que les angles fraisés des deux cartes sont opposés : ainsi, l'angle A1 du circuit d'entrée fera face à l'angle A43 du circuit d'affichage.

Le câblage entre les deux cartes s'effectuera de la manière suivante :

- Relier N42 (entrée) à K2 (affichage)
- Relier M42 (entrée) à B2 (affichage).

RÉALISATION DE LA TÔLERIE ET ASSEMBLAGE FINAL

Le châssis métallique de l'appareil est formé par une planche d'AGS de 10/10^e de 252 x 150 mm pliée à chaque extrémité de façon à former un étrier.

La figure 43A représente le dessin de la face avant de l'appareil avec ses ouvertures et ses marquages. Le dessin de la figure 43B montre comment sont assemblés les différents circuits. On fixera par collage sur la face avant interne un filtre rouge, en plexiglass teinté, par exemple, devant l'ouverture rectangulaire de 10 x 40 mm.

L'entrée est prévue pour une embase CINCH. L'inverseur A/M est du type plat à glissière de façon à ne pas prendre trop d'encombrement en épaisseur. Le commutateur de gammes est un modèle rotatif (4 x 3 positions) de dimensions réduites.

Les deux circuits entrée et affichage seront fixés sur la

face avant au moyen de 2 entretoises filetées de 14 x 5 mm ainsi qu'il est indiqué sur la figure 43B.

Le circuit de base de temps peut être fixé de plusieurs façons. L'une des plus simples consiste à coller ce circuit sur un matelas isolant genre polystyrène expansé. On peut également, si une alimentation sur piles est prévue disposer le circuit base de temps au-dessus des éléments de pile, couchés à plat au fond du châssis.

La figure 44 représente les interconnexions de câblage interne, notamment entre le commutateur de gammes et les différents circuits.

L'entrée est réunie au point B2 du circuit d'entrée. Le fil correspondant passe par l'échancrure pratiquée dans le circuit d'affichage.

MISE AU POINT

Le processus de mise au point de ce fréquencemètre est strictement le même que celui que nous avons décrit précédemment. Il consiste à ajuster la résistance réglable de 120 Ω située sur la carte entrée pour obtenir un comptage stable avec un signal à 50 Hz, par exemple, avec un niveau aussi faible que possible.

Si nécessaire, le réglage de la fréquence de l'oscillateur de la base de temps s'opère par comparaison avec une source étalon comme Droitwich (voir le chapitre consacré à la calibration). Ce réglage n'est à entreprendre que dans la mesure où l'on désire obtenir une valeur très précise des signaux de la base de temps, ce qui pourrait être le cas de l'utilisation de ce circuit pour piloter un fréquencemètre à 5 digits ou pour constituer une source de signaux d'étalonnage.

(à suivre)

tradelec

9, av. de la Porte de la Plaine, 75015 Paris - tél. 531 51 37

alarme pré et post temporisée à très faible consommation

PARTEZ tranquille en week-end ou en vacances, retrouvez votre voiture là où vous l'avez garée, cet appareil protégera efficacement vos biens contre le vol.

A la moindre sollicitation d'ouverture de porte ou de fenêtre ou d'un contact quelconque, le système se déclenche, et au bout d'un certain temps préalablement ajusté, il fournit un signal d'alarme puissant soit par haut-parleur soit par klaxon, soit par sirène. Le signal d'alarme peut être également temporisé, le réarmement est alors automatique. Ce montage est « autonome », il fonctionne sur piles ou batterie, sa « consommation » au repos est pratiquement « nulle », son déclenchement s'effectue par « ouverture » de contacts : ce sont là les conditions indispensables de la sécurité permanente. Il peut rester branché continuellement, on ne risque pas ainsi d'oublier de mettre en route le système d'alarme. Le problème de la neutralisa-

tion est résolu par un circuit de temporisation qui vous fixe le retard de l'alarme. Lorsque vous entrez dans le local protégé, vous déclenchez systématiquement le montage mais sans donner l'alarme immédiatement. Une lampe témoin clignote vous indiquant que l'alarme va être donnée, vous devez alors la neutraliser par l'ouverture d'un contact dont l'emplacement n'est connu que par vous seul ou par vos proches. Si vous mettez plus de temps à le faire que la temporisation vous le permet, alors l'alarme est donnée.

Cet appareil est constitué par trois sous-ensembles indépendants : le système d'alarme proprement dit, le temporisateur pré-alarme qui fixe le délai de neutralisation, et le temporisateur post-alarme qui fixe la durée de l'alarme.

Les circuits utilisés sont de la famille des MOS-Complémentaire technologie qui a l'immense avantage d'avoir une consommation au repos quasiment nulle. L'ensemble des trois montages ne consomme qu'une douzaine de μA sous 6 V, Soit une puis-

sance de 0,000072 watt. En fait, cette consommation, qui pourrait paraître excessive pour des C-MOS, n'est due qu'aux éléments extérieurs aux circuits intégrés (deux résistances de $1\text{M}\Omega$ dans notre cas).

LE SYSTÈME AVERTISSEUR

Il est constitué par deux oscillateurs BF formés à partir d'un quadruple NOR. Le premier oscillateur A₁ et A₂ de la

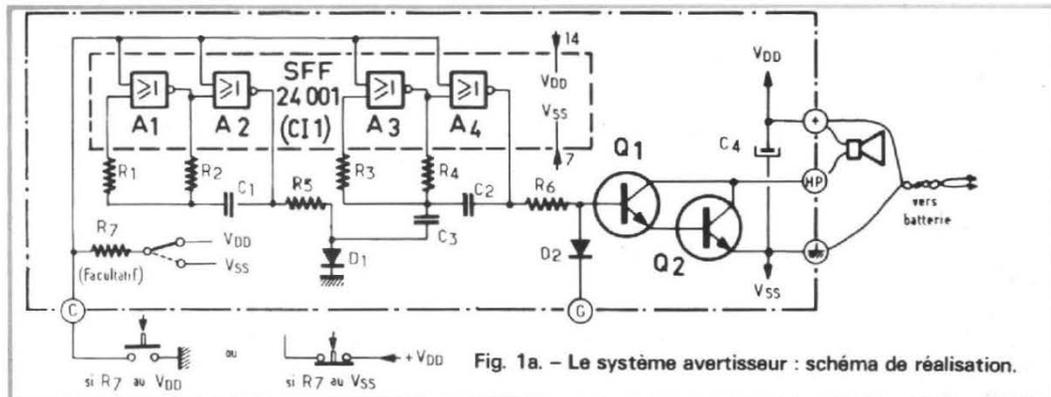


figure 1, fournit un signal de très basse fréquence pour changer celle du deuxième oscillateur BF (A_3 et A_4). Le signal ainsi obtenu à la sortie de A_4 est un signal à deux tons du genre « pompier ». Les deux fréquences sont déterminées par R_4C_2 et par $R_4C_2C_3$. La capacité C_3 modifie la fréquence d'oscillation lorsque la diode D_1 est rendue conductrice au rythme du premier oscillateur dont la période est fonction de R_2C_1 . Les résistances R_1 et R_3 servent à protéger les entrées des portes A_1 et A_3 et à symétriser les signaux. Le système est mis en route par les entrées des portes NOR réunies au point C. Si on appelle 0 le niveau de la masse (ou du V_{SS}) et 1 le niveau du plus alimentation (ou du V_{DD}), un 1 au point C bloque toutes les portes NOR (toutes les sorties sont alors au 0), tandis qu'un 0 les ouvre, ce qui entraîne la relaxation des oscillateurs.

Etant donné la très grande impédance d'entrée des CMOS, il est recommandé de les protéger contre les surcharges électrostatiques accidentelles : c'est le rôle de la résistance R_7 nécessaire seulement si le point C risque de se trouver « en l'air ». Mais si ce point C est relié à une source à basse impédance branchée à demeure, R_7 n'est plus indispensable. D'autre part, il est possible de brancher cette résistance R_7 soit au V_{DD} soit au V_{SS} selon la façon que l'on désire commander le système. Etant branchée au V_{DD} , R_7 bloque les oscillateurs en l'absence de signal au point C : il faut alors porter le point C au V_{SS} pour que les oscillateurs fonctionnent. Si R_7 est branchée au V_{SS} , le système oscillera toujours en l'absence de signal au point C : il faut alors porter le point C au V_{DD} pour bloquer les oscillateurs.

Le signal sonore est fourni par haut-parleur alimenté par tout ou rien par l'intermédiaire du Darlington Q_1 Q_2 , lequel peut être inhibé par la diode D_2 si sa cathode est à la masse. Nous obtenons donc

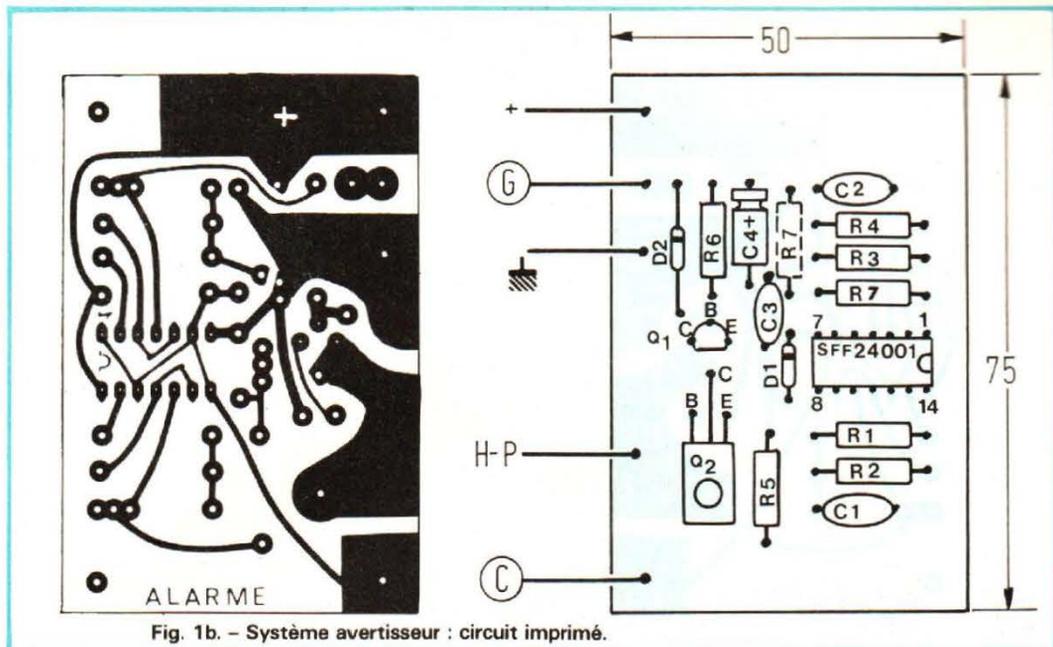


Fig. 1b. - Système avertisseur : circuit imprimé.

un blocage de l'alarme qui fait peut-être double emploi avec la commande du point C, mais qui nous sera utile par la suite.

Quant à la puissance sonore mise en jeu, tout dépend des valeurs de la tension d'alimentation U et de l'impédance Z_e du haut-parleur. La valeur efficace d'un signal carré d'amplitude U est $U/\sqrt{2}$, la puissance efficace fournie à la charge Z_e est donc :

$$P = \frac{U^2}{2 Z_e}$$

C'est la moitié de la puissance dissipée par une résis-

tance Z_e ayant une tension continue U à ses bornes, ce qui est normal puisqu'elle ne dissipe cette puissance continue qu'une fois sur deux. Le tableau de la figure 2 donne les puissances sonores efficaces délivrées par un haut-parleur d'impédance Z_e en fonction de différentes tensions d'alimentation. Ce tableau indique également le courant maximal parcourant le transistor de puissance Q_2 , ce qui facilitera le choix de ce transistor, ou ce qui permettra de déterminer la puissance maximale en fonction du transistor et/ou du

haut-parleur que vous comptez utiliser s'il est ou s'ils sont déjà en votre possession.

Comment choisir les transistors Q_1 et Q_2 ? La tension maximale, la rapidité ou les temps de commutation ne sont pas critiques : seules les caractéristiques gain et courant seront prises en considération. En partant du courant maximal imposé par la charge Z_e et la tension d'alimentation V_{al} , cela impose déjà le courant que devra fournir le transistor Q_2 , d'où

$$I_{C2 \max} = \frac{V_{al}}{Z_e}$$

Z_L	2Ω	4Ω	8Ω	16Ω
$V_{alim.}$				
12 V	36 W 6 A 2N 3771+BD 165 BC 337 C1 16	18 W 3 A BD 301 BCW 90 C	9 W 1,5 A BD 433 BC W 90 B	4,5 W 0,75A BD 233 BC 337 C1 25
9 V	20,2W 4,5A 2N 3055 BC W 90 C	10,12W 2,25A BD 301 BC W 90 B	5 W 1,12A BD 433 BC 337 C1 16	2,5 W 0,5 A BD 165 BC 337 C1 16
6 V	9 W 3 A BD 301 BC W 90 B	4,5 W 1,5 A BD 433 BC 337 C1 16	2,25W 0,75A BD 233 BC 337 C1 16	1,12W 0,37A BD 165 BC 337 C1 16

Fig. 2. - Puissance efficace en sortie, courant maximal du transistor de puissance, et exemple de couple de transistors à utiliser, en fonction de la tension d'alimentation et de l'impédance du haut-parleur.

Remarquons en passant que dans les caractéristiques principales des transistors, le courant maximal d'un transistor est le courant limite à ne pas dépasser sous peine de destruction. Le gain en courant, à cette valeur limite, est mal défini et même pas défini du tout. Donc $I_{C2\max}$ sera la valeur maximale du courant pour laquelle le constructeur donne la valeur du gain minimal du transistor $\beta_{2\min}$. Le courant base du transistor sera donc

$$I_{B2} = \frac{I_{C2\max}}{\beta_{2\min}}$$

c'est aussi le courant émetteur de Q_2 donc :

$$I_{C1} = \frac{I_{C2\max}}{\beta_{2\min}}$$

On en déduit :

$$I_{B1} = \frac{I_{C2\max}}{\beta_{1\min} \cdot \beta_{2\min}}$$

Le courant base I_{B1} de Q_1 est aussi le courant sortant de la porte NOR du SFF 2400 : il ne peut être supérieur à :
 0,15 mA pour $V_{alim} = 6$ V
 0,30 mA pour $V_{alim} = 10$ V
 0,50 mA pour $V_{alim} = 12$ V
 cela nous donne la seule relation à respecter :

$$\beta_1 \beta_2 > \frac{I_{C2\max}}{I_{B1}}$$

A titre d'exemple il est mentionné dans chaque case du tableau de la figure 2 un couple de transistors satisfaisant la relation précédente.

Remarquons que pour faire du « bruit », c'est le but du signal d'alarme, ce montage est très satisfaisant au point de vue rendement car, non seulement il ne consomme rien au repos, les transistors étant bloqués, mais ses pertes en fonctionnement sont faibles. Essayons de chiffrer son rendement pour une puissance de 10 W sous 9 V avec un HP de 4 Ω . Les résultats affichés au tableau sont théoriques et ne tiennent pas compte des pertes qui proviennent des commutations et de la conduction des transistors du Darlington,

essentiellement du transistor de puissance Q_2 . En fait les pertes de commutations, pour les basses fréquences sont négligeables devant les pertes de conductions, surtout pour un Darlington où la tension de saturation est assez élevée : elle est égale à la somme du $V_{BE\text{ sat}}$ de Q_2 et du $V_{CE\text{ sat}}$ du driver Q_1 . On peut évaluer cette somme à 1,5 V environ. Le courant, dans notre exemple étant de 2,25 A, les pertes de conduction s'élèvent à

$$\frac{1}{2} (1,5 \times 2,25) = 1,6875 \text{ W}$$

Admettons même 1,8 W de pertes, ce qui nous donne une puissance efficace réelle de 8,32 W, soit un rendement de 83 %, il est impossible de faire mieux avec un amplificateur BF classique. La puissance à dissiper étant relativement faible, il est possible de monter le transistor de puissance sans radiateur, directement sur le circuit imprimé.

Ce montage seul peut déjà être utilisé comme signal d'alarme. La diode D_2 est alors superflue. Le système peut être déclenché par la fermeture d'un contact à la masse au point C ; la résistance R_7 branchée au V_{DD} est alors indispensable. On peut

aussi le déclencher par un contact qui s'ouvre, mais il doit être branché au plus alimentation et R_7 à la masse.

LISTE DES COMPOSANTS DU SYSTÈME D'ALARME

- $R_1 = 4,7 \text{ M}\Omega$
- $R_2 = 2,2 \text{ M}\Omega$
- $R_3 = 150 \text{ k}\Omega$
- $R_4 = 75 \text{ k}\Omega$
- $R_5 = 24 \text{ k}\Omega$
- $R_6 = 24 \text{ k}\Omega$
- $R_7 = 200 \text{ k}\Omega$
- $C_1 = 47 \text{ nF}$
- $C_2 = 10 \text{ nF}$
- $C_3 = 10 \text{ nF}$
- $C_4 = 10 \mu\text{F}/16 \text{ V}$
- $D_1 = D_2 = 1\text{N}4148$
- Q_1, Q_2 : voir tableau de la figure 2
- $CI_1 = \text{SFF}24001 \text{ AEV}$

LE TEMPORISATEUR PRÉ-ALARME

Ce montage utilise une quadruple porte NOR, le SFF 24001, et un compteur binaire 7 étages, le SFF 24024. Les deux portes A_7 et A_8 (voir figure 3) sont montées en

oscillateur dont la période est $\tau = 1,4 R_{12} C_6$. Il peut être bloqué par les deux entrées réunies ensembles (point G). Lorsqu'il oscille, il fournit des impulsions qui sont comptées par le circuit SFF 24024. Ce circuit intégré contient 7 bascules bistables en série, il change d'état après chaque front négatif de l'impulsion d'entrée. Il possède une entrée de remise à zéro active au niveau 1. Une de ses 7 sorties commande la mise en route de l'oscillateur. Après une brève impulsion de remise à zéro, toutes les sorties passent au niveau zéro, l'oscillateur fonctionne, et arrivé à la 2^e ou 4^e ou 8^e ou 16^e ou 32^e ou à la 128^e impulsion, selon le nombre n d'étages choisi, le point G passe au niveau 1 bloquant ainsi l'oscillateur, et le système reste indéfiniment dans cet état jusqu'à la prochaine remise à zéro du compteur. Le retard de ce temporisateur est $T = 2^{(n-1)} \cdot \tau$.

Cette formule n'est valable que pour n assez grand, car le SFF 24024 ne compte qu'une partie de la première période de l'oscillateur, la moitié si le rapport cyclique est égale à 1. Le démarrage s'effectue lors de la remise à zéro, c'est le but des portes A_5 et A_6 du SFF 24001 qui constituent une bas-

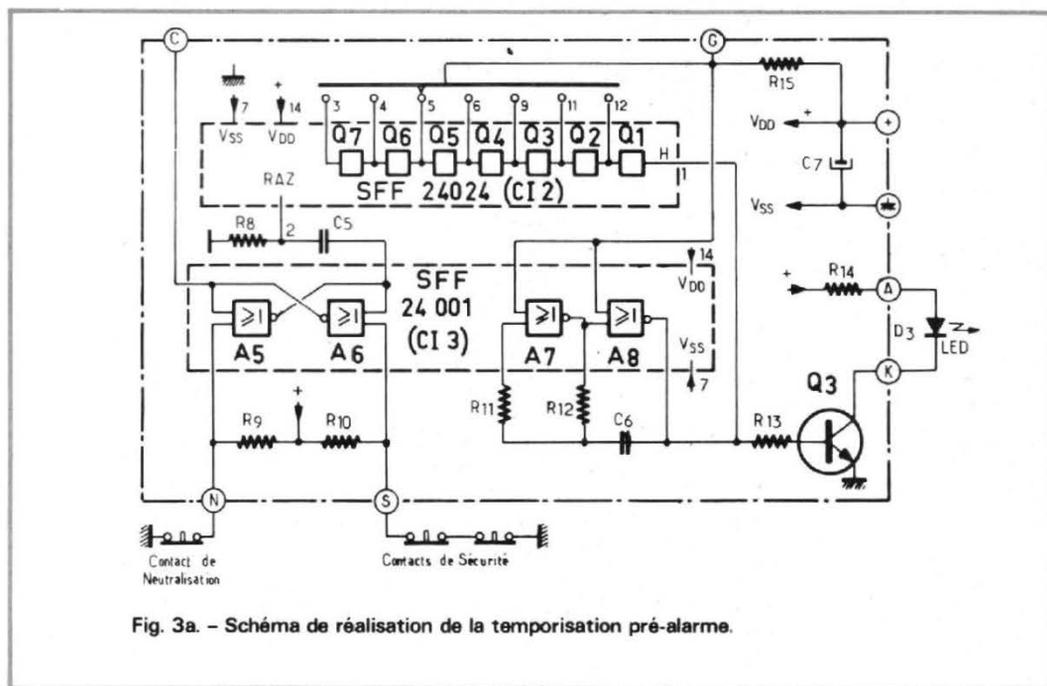


Fig. 3a. - Schéma de réalisation de la temporisation pré-alarme.

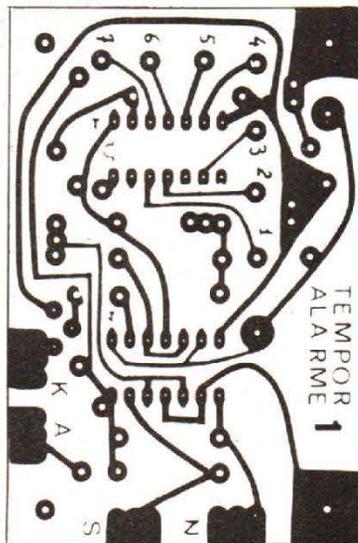
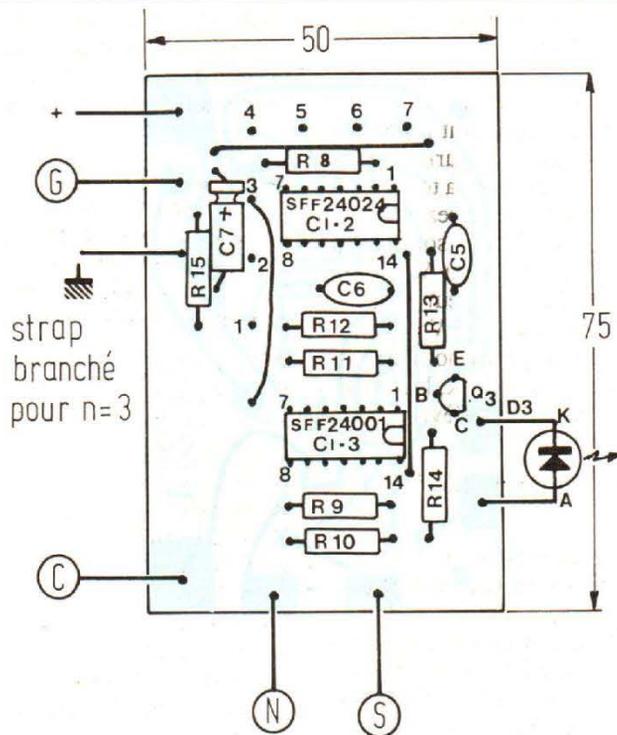


Fig. 3b. - Circuit imprimé de la temporisation pré-alarme.



Ainsi avec deux SFF 24024 en série, si l'oscillateur bat la seconde, on arrive à une durée de 2^{13} s soit 2 h 16' 32". Avec trois compteurs SFF 24024 en série on arriverait à 2^{20} secondes soit 12 jours 3 h 16' 16".

Il peut être intéressant de « visualiser » la temporisation ; c'est le rôle de la LED témoin (Diode Electro-Luminescente) alimentée par le transistor Q_3 . La résistance R_{14} limite le courant parcourant la LED lorsque Q_3 conduit. Les LED courantes nécessitent un courant de l'ordre de 10 mA pour qu'elles soient visibles. Leur tension directe vaut 1,5 V environ. En tenant compte de la tension de saturation de Q_3 (environ 0,5 V), la résistance R_{14} sera alors calculée par la formule suivante :

$$R_{14} = \left(\frac{V_{\text{alim}} - 2 V}{10} \right) k\Omega$$

Le courant base de Q_3 provient de la sortie d'une porte NOR. Nous avons vu précédemment quel était le courant maximal pouvant en sortir. La résistance R_{13} sera donc calculée en conséquence.

Pour une alimentation de 12 V par exemple, le courant maximal est 0,5 mA : d'où

$$R_{13} = \frac{11}{0,5 \text{ mA}} = 22 k\Omega$$

Le choix du transistor importe peu car il fonctionne en tout ou rien. Il faut seulement que son gain soit supérieur ou égal à 20.

Dans certains cas, il est utile de savoir si le système est prêt à être déclenché : on peut alors utiliser le même procédé de visualisation par LED en le branchant au point C. Si le système n'est pas armé, cette LED est éteinte. Lorsqu'il est armé (ouverture du contact en N), elle s'allume, ce qui veut dire que l'entrée S est active : la temporisation est prête à être déclenchée. Bien entendu, cette seconde visualisation est facultative, elle n'a pas été jugée utile dans notre cas, car la consommation n'aurait plus été « nulle »

cule du type RS. Au repos, la sortie de A_5 est à 0, la sortie de A_6 (point C) à 1, et les entrées N et S à 0 ou à la masse par les boutons poussoirs. Initialement la porte A_5 est donc bloquée et la porte A_6 ouverte, car on sait qu'une porte NOR est bloquée lorsqu'une de ses entrées est au niveau 1, ce qui entraîne 0 en sortie, c'est le contraire d'une porte NAND.

Dans l'état pré-cité, A_5 bloquée A_6 ouverte, l'entrée N est donc inactive. Si on appuie sur le bouton poussoir branché en S (entrée active) cela entraîne un 1 sur l'entrée de A_6 d'où un 0 en sortie de A_6 et aussi sur l'entrée de rebouclage de A_5 provoquant un 1 en sortie de A_5 donc aussi sur l'entrée de rebouclage de A_6 , d'où un 0 en sortie de A_6 , etc., il y a effet cumulatif, et le système a changé d'état, c'est au tour de A_6 d'être bloqué, l'entrée S devient alors inactive.

Une seule ouverture du contact en S, même très brève, suffira à déclencher la temporisation, et par la suite à donner l'alarme. Le contact branché en N ne sert qu'à réarmer le système. Le réarmement peut s'effectuer pendant ou

après la temporisation ; s'il s'effectue pendant, et si on réappuie sur le contact S la temporisation repart de zéro.

La sortie se trouve au point G, elle est au niveau 1 au repos et au niveau 0 pendant la temporisation ; c'est justement cette sortie qui va être utilisée pour bloquer l'alarme pendant un certain temps T que l'on peut déterminer soit par la formule donnée plus haut, soit à l'aide du tableau de la figure 4 qui donne T pour 3 constantes de temps différentes et pour les 7 branchements possibles du compteur.

Si l'on remplace la résistance R_{12} par un potentiomètre et le branchement des sorties du compteur par un commutateur, nous obtenons une minuterie réglable dans une très large gamme pouvant aller du 1/10 de seconde à 1000 secondes et même plus. Remarquons qu'à chaque fois qu'on ajoute un étage au compteur, la temporisation double, d'où un accroissement très rapide de la durée de la temporisation. Il est même possible d'augmenter le nombre d'étages en rajoutant d'autres compteurs en série.

Avec $C_6 = 0,1 \mu F$ n = nombre d'étages du compteur binaire									
R_{12}	τ	n							
		1	2	3	4	5	6	7	
10 M Ω	2,75 s	1,2	3,8	9,2	20	44	88	175	
4,7 M Ω	1,3 s	0,56	1,8	4,4	10,2	20,7	41,4	82,8	
1 M Ω	0,275s	0,12	0,38	0,92	2	4,4	8,8	17,6	

Fig. 4. - Tableau donnant le retard T en secondes du montage de la figure 3, en fonction de la constante de temps $\tau = R_{12}C_{16}$ et du nombre n d'étages du compteur binaire. On a $T \approx 2^{(n-1)} \cdot \tau$ pour n assez grand.

comme nous l'avons mentionnée au début.

Notons aussi que la résistance R_{15} est facultative, ceci pour la même raison que R_7 : toute entrée susceptible d'être en l'air doit être reliée à la masse, au V_{SS} ou au V_{DD} ; c'est une règle générale à appliquer aux montages utilisant les technologies MOS ou C-MOS.

LISTE DES COMPOSANTS DU TEMPORISATEUR PRÉ-ALARME

- $R_8 = 100 \text{ k}\Omega$
- $R_9 = 1 \text{ M}\Omega$
- $R_{10} = 1 \text{ M}\Omega$
- $R_{11} = 2 \text{ M}\Omega$
- $R_{12} = 1 \text{ M}\Omega$
- $R_{13} = \text{voir texte}$
- $R_{14} = \text{voir texte}$
- $R_{15} = 200 \text{ k}\Omega$
- $C_5 = 1 \text{ nF}$
- $C_6 = 0,1 \mu\text{F}$
- $C_7 = 10 \mu\text{F } 16 \text{ V}$
- $D_3 = \text{LED de } 20 \text{ mA max}$
- $Q_3 = \text{BCW } 90 \text{ A ou BC } 337$
- $CI_2 = \text{SFF } 24024 \text{ AEV}$
- $CI_3 = \text{SFF } 24001 \text{ AEV}$

LE TEMPORISATEUR POST-ALARME

C'est un montage parfaitement identique au précédent, mis à part un compteur supplémentaire, ce qui porte à 14 le nombre d'étages, d'où une possibilité de durée de temporisation beaucoup plus élevée.

Les deux compteurs SFF 24024 sont en série. La dernière sortie Q_7 du premier compteur est reliée à l'entrée horloge du deuxième. Le rebouclage s'effectue en réunissant le point M de la figure 5 sur une des 14 sorties disponibles. Evidemment si l'on ne désire pas une temporisation de très longue durée le deuxième compteur n'est pas forcément nécessaire. Les entrées de remise à zéro sont réunies en parallèle. C'est une

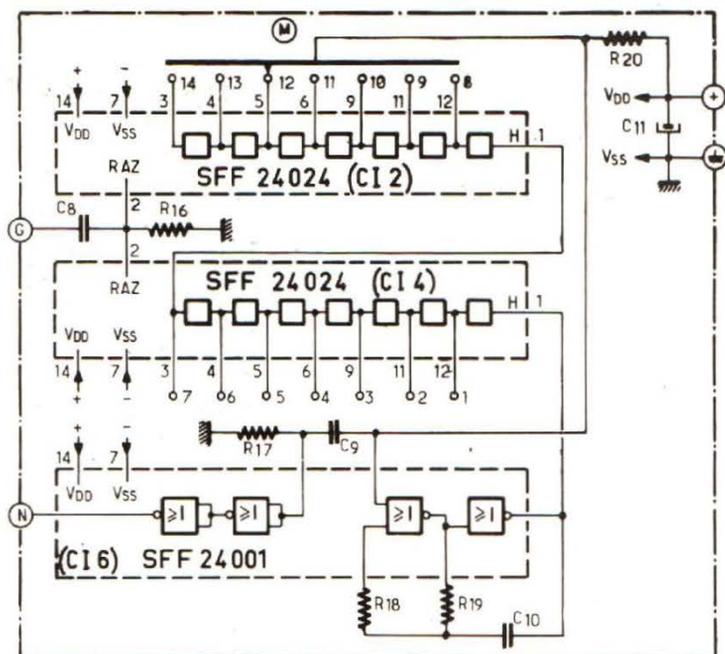


Fig. 5a. - Schéma de la temporisation post-alarme de longue durée.

impulsion positive qui déclenchera le comptage. Contrairement au temporisateur précédent, il n'y a pas de réarmement, le déclenchement s'effectue directement sur les RAZ par le front positif d'une

impulsion (point G) dérivée par R_{16} C_8 . Le signal de temporisation (point M) est également dérivé par R_{17} C_9 puis appliqué à l'entrée des deux portes restées disponibles du SFF 24001. Ces portes mon-

tées en série ne transmettront donc que le front positif correspondant à la fin de la temporisation : c'est ce signal (point N) qui va nous servir à réarmer le premier temporisateur à la fin de l'alarme.

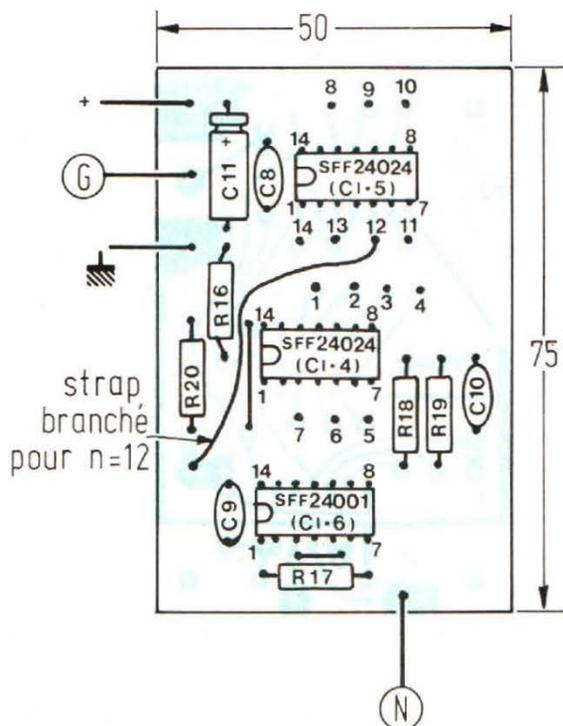
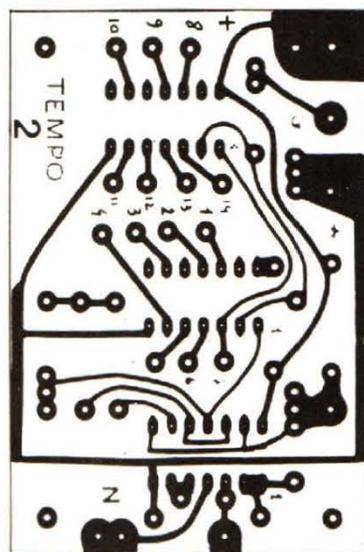


Fig. 5b. - Temporisation post-alarme de longue durée : circuit imprimé.

LISTE DES COMPOSANTS DU TEMPORISATEUR POST-ALARME

$R_{16} = 200 \text{ k}\Omega$
 $R_{17} = 200 \text{ k}\Omega$
 $R_{18} = 2 \text{ M}\Omega$
 $R_{19} = 1 \text{ M}\Omega$
 $R_{20} = 200 \text{ k}\Omega$
 $C_8 = 470 \text{ pF}$
 $C_9 = 470 \text{ pF}$
 $C_{10} = 0,1 \mu\text{F}$
 $C_{11} = 10 \mu\text{F} \text{ } 16 \text{ V}$
 $CI_4 = CI_5 = \text{SFF } 24024 \text{ AEV}$
 $CI_6 = \text{SFF } 24001 \text{ AEV}$

MONTAGE DE L'ENSEMBLE

Les trois montages décrits ci-dessus sont indépendants, mais ils ont été conçus de manière à constituer un ensemble facile à adapter aux exigences de chacun. Ces trois circuits ont exactement les mêmes dimensions, et certaines sorties ou entrées se trouvent aux mêmes emplacements : on peut donc les empiler les uns au-dessus des autres. Ils sont maintenus par des entretoises (longueur 10 mm) dont deux servent d'interconnexions, l'une pour le plus alimentation, et l'autre pour la commande C des oscillateurs. Les autres interconnexions (masse et blocage G de l'alarme) se font par fil rigide traversant les circuits. Nous obtenons alors un tout, compact qui ne tient pas beaucoup de place, et qui peut se loger dans une boîte de diapositives 24 x 36. Les liaisons extérieures, déclenchement, alimentation, H.P., se font par dominos fixés à l'extérieur de la boîte. La figure 6 donne le branchement des deux ou des trois montages, suivant le besoin.

Le premier montage donne le signal d'alarme après la temporisation T_1 . Le signal d'alarme ne s'arrête pas automatiquement, il faut une intervention humaine pour l'arrêter, en appuyant sur le bouton neutralisation. Le deuxième

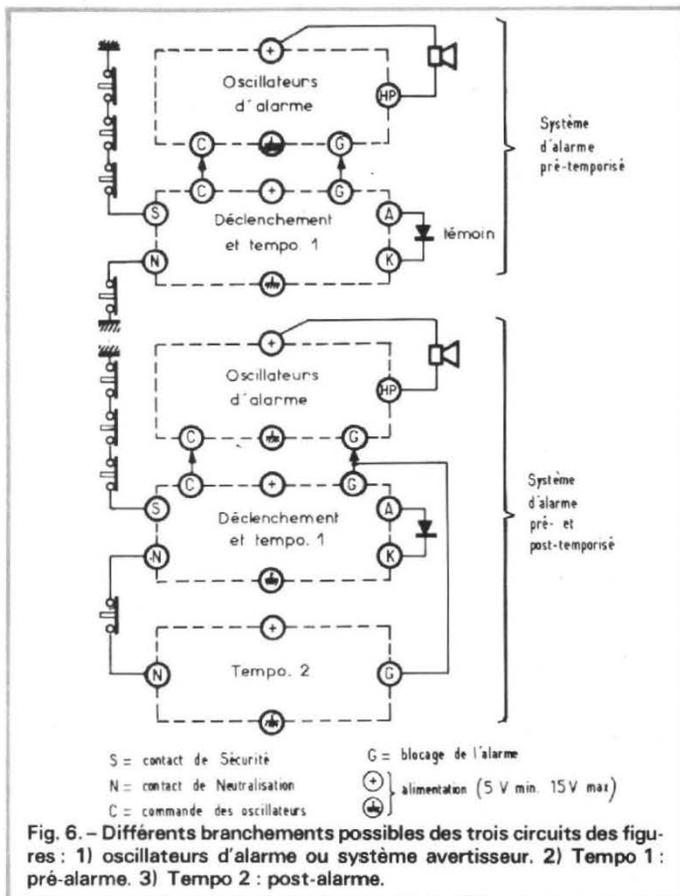


Fig. 6. - Différents branchements possibles des trois circuits des figures : 1) oscillateurs d'alarme ou système avertisseur. 2) Tempo 1 : pré-alarme. 3) Tempo 2 : post-alarme.

montage donne le signal d'alarme également après T_1 , mais il ne dure que le temps nécessaire T_2 : le système se ré-arme automatiquement, à condition, bien sûr, que les contacts de sécurité aient été refermés.

Les chronogrammes de la figure 7 résument le fonctionnement de l'ensemble. Si un des contacts de sécurité s'ouvre au temps t_0 , l'alarme n'est donnée qu'au temps $t_1 = T_1$ grâce au premier temporisateur. Il faut une impulsion

de neutralisation pour stopper l'alarme, opération qui s'effectue au temps t_2 soit manuellement à l'aide du contact N soit automatiquement après la temporisation T_2 qui démarre à partir de t_1 , ceci grâce au deuxième temporisateur « post-alarme » par opposition au premier appelé « pré-alarme ». Examinons d'autres cas qui peuvent se produire.

A la mise sous tension, la première temporisation se met en route, la lampe clignote pendant T_1 , mais l'alarme n'est pas donnée.

Dans le cas où le système est neutralisé manuellement avant le temps T_1 , la lampe témoin continue à clignoter pendant la première temporisation, mais sans donner l'alarme.

Dans le cas où le contact de sécurité reste ouvert, la neutralisation est inhibée et l'alarme est donnée après la première temporisation.

Dans le cas où les contacts de sécurité et de neutralisation restent ouverts, l'alarme fonctionne instantanément.

VARIANTES POSSIBLES

Si l'on désire un signal d'alarme de forte puissance, le haut-parleur n'est pas la solu-

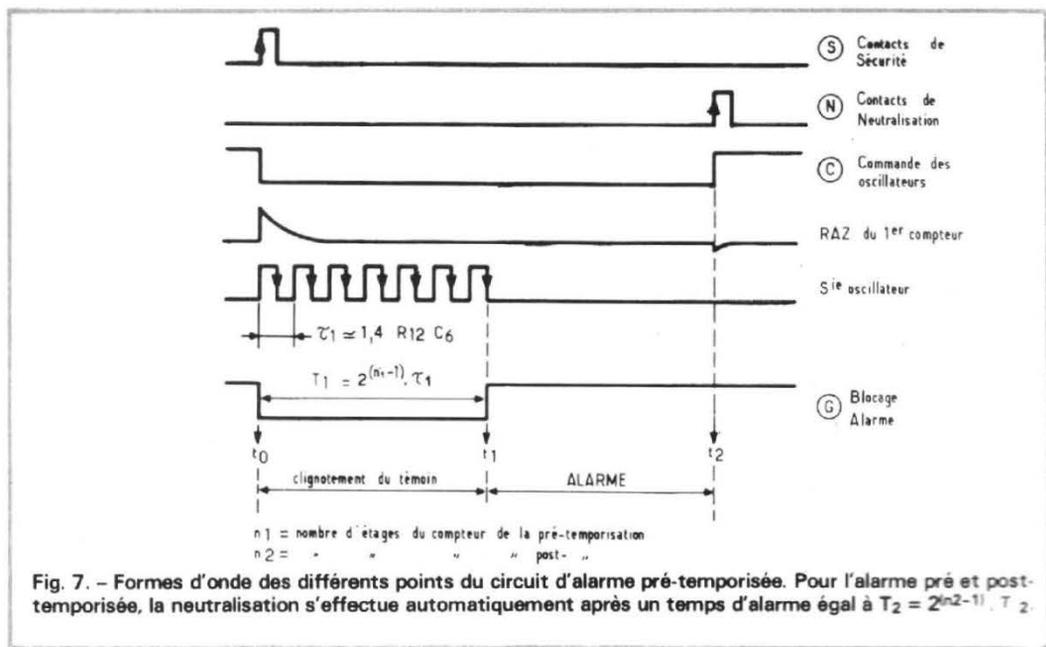


Fig. 7. - Formes d'onde des différents points du circuit d'alarme pré-temporisée. Pour l'alarme pré et post-temporisée, la neutralisation s'effectue automatiquement après un temps d'alarme égal à $T_2 = 2^{(n_2-1)} \cdot T_2$.

Nouveau record prix/ performance



le multimètre numérique SIMPSON 464 1160 F* ht

6 gammes de courant continu et alternatif jusqu'à 10 A
6 gammes de résistance jusqu'à 20 MÉGOHMS
5 gammes de tensions alternatives jusqu'à 600 volts
5 gammes de tensions continues jusqu'à 1000 volts

Autres caractéristiques :

2 000 points, affichage électro-luminescent
Technologie LSI, haute fiabilité
Zéro automatique
Boîtiers anti-chocks, haute résistance avec poignée inclinable
Poids : 1,400 kg
Alimentation secteur
En option : Alimentation par batterie rechargeable/secteur

Accessoires : Sonde H.F. 250 MégaHertz
Sonde H.T. 40 kV
Pince-transformateur : 0 - 200 A

*Prix décembre 1975

8, rue Sainte-Lucie, 75015 Paris
Tél. 577.95.70
Télex : ELEXO PARIS 26 0073

tion idéale, sinon il devra être très encombrant. Il est alors plus avantageux d'utiliser un klaxon, ou mieux une sirène. Dans ce cas il y a lieu de modifier le premier circuit, celui de la figure 1 : la constante de temps $R_4 C_2$ qui donnait la période du signal BF au haut-parleur sera fortement augmentée pour que la cadence de l'alarme soit compatible avec le système employé. Le premier oscillateur pourra être éliminé : pour cela il suffit de supprimer $R_5 C_3$ et D_1 .

sance et de commande ; ce dernier pouvant être alors éloigné de l'alimentation sans inconvénient. Un câblage court du circuit de puissance est toujours souhaitable.

CONCLUSION

On trouve dans le commerce des dispositifs contre le vol, baptisés centrale d'alarme, qui possèdent à peu

Circuit de la figure 1

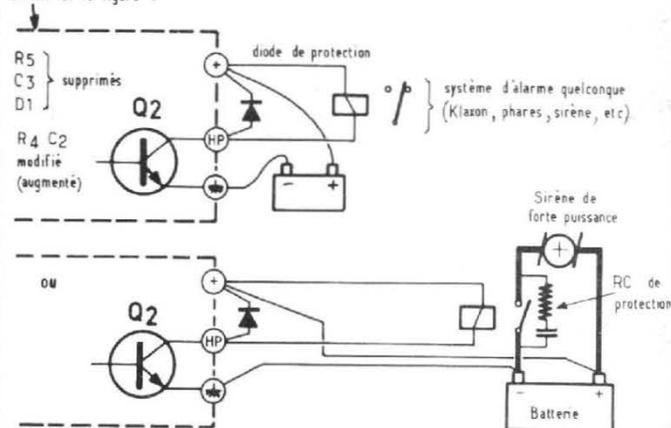


Fig. 8. - Modifications possibles à apporter au circuit avertisseur de la figure 1, dans le cas d'utilisation d'alarme de forte puissance.

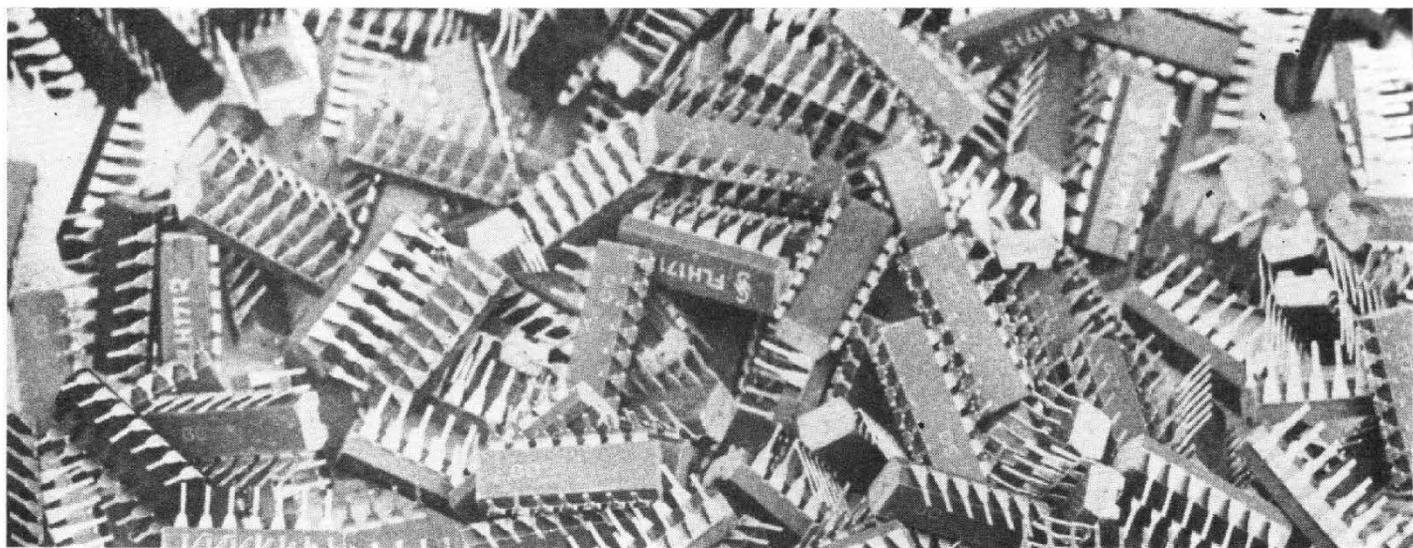
Si l'alarme est donnée par l'intermédiaire d'un relais (voir figure 8) il est souhaitable de protéger le transistor de commutation contre les surtensions dues à l'inductance du relais lors de la coupure du courant. Le moyen le plus simple est de brancher une diode rapide aux bornes du relais (près du transistor Q_2). On entend par diode rapide, une diode dont le temps de recouvrement inverse (moment du blocage) est bien défini.

Lorsque les courants deviennent importants (disons supérieurs à 5 A environ), les chutes de tension des câbles de liaison ne sont plus négligeables surtout si la tension d'alimentation est faible. Il faut alors grossir la section des câbles où passe la puissance, et séparer les circuits de puis-

près les mêmes caractéristiques que celui que l'on vient de décrire, mais ils sont fort coûteux. Avec 6 circuits intégrés, quelques transistors d'usage général, un haut-parleur ou une sirène, vous pouvez réaliser la même chose à peu de frais.

M.M.

LE CIRCUIT INTÉGRÉ



POURQUOI PAS ?

CONVERTISSEUR TENSION / COURANT : mesure de l'impédance d'une enceinte

LE convertisseur tension courant est un appareil dont le nom n'évoque pas grand chose. Ses applications sont plutôt rares et celui que nous vous proposons a été conçu dans un but bien déterminé : la mesure d'une impédance, et plus particulièrement celle d'une enceinte acoustique.

Les enceintes acoustiques doivent avoir leur impédance mesurée soit à courant constant, soit à tension constante. Le montage de mesure est représenté sur la figure 1, il est valable, pour les deux cas de mesure. Dans l'un, on mesure la tension en maintenant le courant constant grâce au bouton de niveau de sortie du générateur BF, soit on mesure toujours tension et courant mais en maintenant la tension aux bornes de l'enceinte constante. La loi d'Ohm permet ensuite de trouver quelle va être l'impédance de l'enceinte.

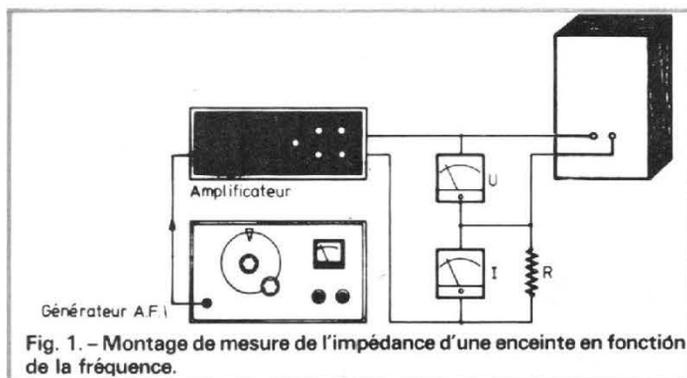
En faisant cette mesure fréquence par fréquence, on obtient sans difficulté une série de points qu'il suffit de joindre entre eux par des courbes harmonieuses (?) pour obtenir une splendide courbe donnant l'impédance en fonction de la fréquence. Si vous avez de l'argent, vous achetez un traceur de courbe qui par malheur ne disposera pas du système de mesure à courant constant auto-régulateur asservi etc. etc.

Alors, vous prendrez votre fer à souder et vous ferez le montage que nous vous proposons, utilisable avec des fréquences glissantes ou en bruit rose.

LA MESURE DE L'IMPEDANCE

Cette mesure, comme nous venons de le voir se fait à courant constant. Cette formule

se justifie aisément en examinant la loi d'Ohm. $U = RI$. La tension aux bornes d'une résistance est directement proportionnelle à la valeur de la résistance si le courant est maintenu constant. Ce maintien, nous le provoquons avec notre générateur de courant. Le courant choisi est de 10 mA, pour des raisons pratiques. 10 mA, cela ne va pas représenter une puissance importante dans l'enceinte, donc il ne sera pas nécessaire de procéder aux mesures en chambre sourde... pour ne pas être assourdi. De plus, les faibles puissances mises en œuvre permettent d'employer un circuit intégré qui ne sera pas un circuit de puissance. Enfin, avec 10 mA dans une impédance de 4 Ohms, on recueille une tension de 40 mV que l'on peut lire facilement sur l'échelle d'un millivoltmètre doté d'un calibre 100 mV, ou si vous préférez



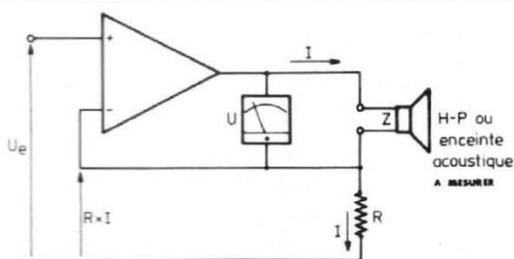


Fig. 2. - Schéma de principe du convertisseur tension/courant, le gain de l'ampli est très grand, la tension différentielle d'entrée très petite, le courant est égal à U_e/R , où U_e est constant, I le sera.

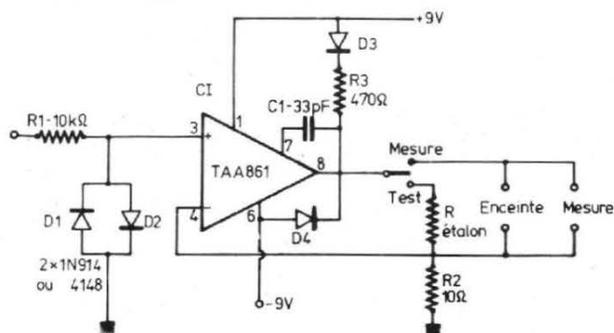


Fig. 3. - Schéma pratique complet.

0,1 V, les valeurs de tension ainsi obtenues seront donc parfaitement exploitables, sans risque de bruit de fond.

LE CONVERTISSEUR TENSION/COURANT

Nous avons utilisé pendant quelque temps la méthode de mesure de l'impédance par l'intermédiaire d'un montage possédant une résistance en série avec l'enceinte et avons évidemment été quelque peu gêné par le fait qu'il était nécessaire de changer constamment le niveau de sortie du générateur. Un générateur BF digne de ce nom délivre une tension rigoureusement constante en fonction de la fréquence. Il faut donc construire un appareil qui, quelque soit la charge de son circuit de sortie délivre un courant constant. Nous allons employer là un amplificateur opérationnel (Fig. 2). Cet amplificateur, nous l'avons dit souvent dans

cette rubrique est un ampli dont la différence de tension entre les entrées est constamment nulle puisque le gain de l'amplificateur est élevé et que la tension de sortie a une valeur finie.

Il suffira donc de placer en série avec l'impédance à mesurer une résistance quelconque, d'effectuer une contre-réaction en prenant la tension aux bornes de la résistance et en l'appliquant à l'entrée du circuit intégré-amplificateur opérationnel pour obtenir un courant de sortie proportionnel à la valeur de la tension d'entrée. Comme cette dernière, issue du générateur AF est constante en fonction de la fréquence, nous aurons au travers de l'enceinte à mesurer un courant constant et cela, sans avoir à modifier la position de sortie du générateur pour lire la valeur de la résistance, par exemple 300 mV avec une résistance de 30 Ohms. On choisira une valeur de résistance permettant d'atteindre la pleine

déviations du cadran du voltmètre électronique. De plus, cette résistance « étalon » vous permettra de connaître la réponse en fréquence de votre convertisseur qui, nous devons vous l'avouer tout de suite accuse une erreur de -0,5 dB à 20 000 Hz. Ce qui est peu et très satisfaisant. Une erreur de 5 % sur la valeur de l'impédance, surtout à cette fréquence où l'énergie acoustique est très faible, est parfaitement tolérable.

SCHEMA PRATIQUE

Le schéma pratique complet est représenté figure 3. On reconnaît ici la configuration de la figure précédente, nous avons ajouté certains éléments servant en particulier à la protection de l'amplificateur opérationnel. Une diode électroluminescente insérée en série avec la résistance de charge du transistor de sortie

du circuit intégré témoigne de la présence d'un courant, donc d'une source d'alimentation. A l'entrée du circuit intégré, deux diodes tête-bêche limitent la tension d'entrée à 0,8 V crête/crête, nous obtenons ainsi une limitation du courant de sortie à 40 mA, comme le courant maximum admissible par le transistor de sortie est de 70 mA, nous avons ainsi un coefficient de sécurité suffisant qui a été prouvé dans la pratique. Un condensateur de 33 pF assure la compensation en fréquence nécessaire lorsque la valeur de la charge est faible. La tension d'alimentation a été prise relativement élevée afin de permettre au circuit intégré de travailler avec un gain en courant suffisant, les essais pratiqués avec une tension résulte ont démontré que le circuit intégré se saturait rapidement et qu'il était difficile, pour ne pas dire impossible de faire passer plus de 30 mA dans la charge avec une tension de 2 fois 4,5 V qui aurait pu être donnée par sim-

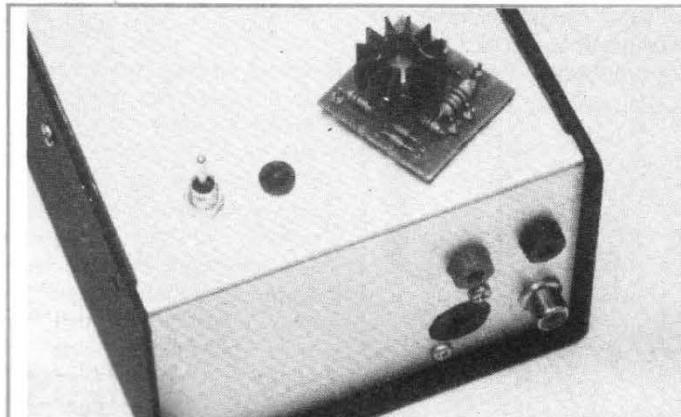


Photo A. - Le circuit imprimé, sur le coffret abritant la version de laboratoire.

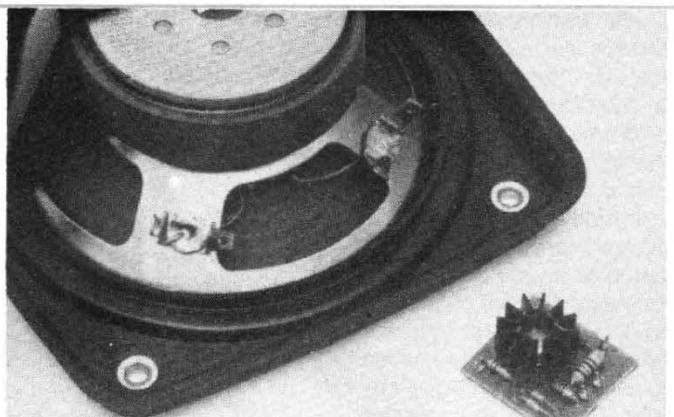


Photo B.

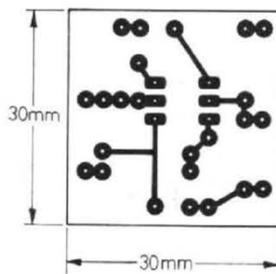


Fig. 4 et 5 :
Implantation
et circuit imprimé.

Liste des composants

- R₁ : résistance 10 k Ω 1/4 W 10 %
- R₂ : résistance 10 Ω 1/4 W 5 %
- R₃ : résistance 470 Ω 1/4 W 5 %
- R étalon : 10 à 30 Ω 1 à 2 %
- D₁, D₂, D₄ : diodes IN914 ou 4148
- D₃ : diode LED
- CI* : TAA861 ou 861A.
- Siemens/Telefunken/Ses-cosem.
- * 861 en boîtier métal si
- U = 2 x 9 V

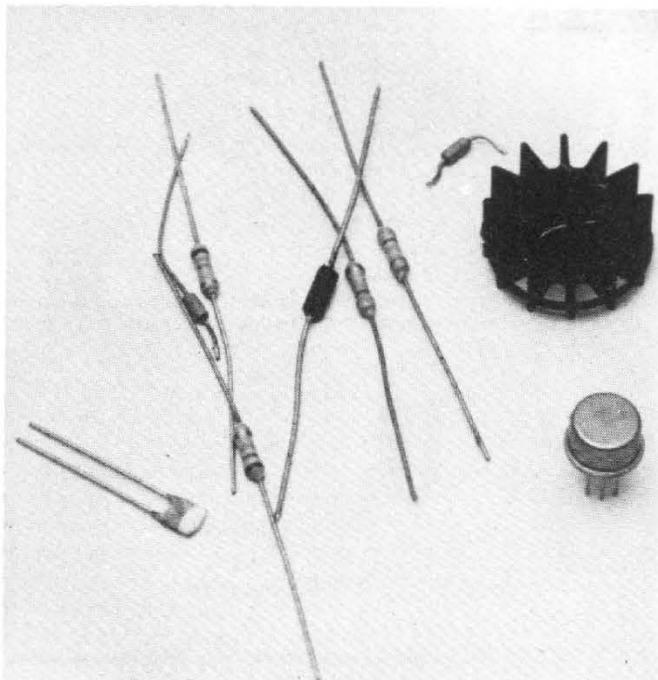
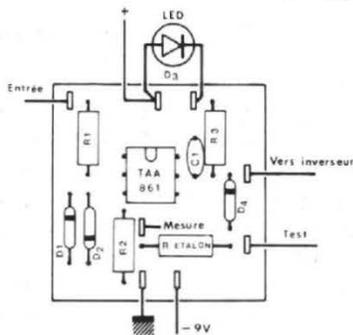


Photo C. - Les composants du montage.

plement deux piles. Si vous possédez un millivoltmètre plus sophistiqué ayant par exemple un calibre 10 mV, vous pourrez travailler avec un courant réduit et par conséquent adopter une telle valeur de tension.

REALISATION

Nous retrouvons là un montage simple pour lequel toutes les méthodes classiques de câblage pourront être

employées. Le circuit intégré sera de préférence monté sur un support que l'on pourra éliminer une fois le montage dûment essayé. Nous avons employé une méthode de gravure mécanique, qui est certainement la méthode la plus

rapide lorsque les circuits sont d'une grande simplicité.

Le circuit intégré, en boîtier métallique de préférence, sera pourvu d'un radiateur, il est en effet alimenté sous une tension relativement élevée et la puissance qu'il dissipe l'échauffe. Les circuits intégrés à boîtier métallique ont une meilleure conduction thermique substrat/ambiance, et la dissipation des calories améliorée, si on fixe un petit dissipateur à ailettes. Pour les circuits type 861 A en boîtier DIL à 6 pattes, on pourra coller une petite plaque d'aluminium sur le circuit (2 cm x 2 cm), bien plane, en utilisant une colle conductrice de la chaleur, par exemple araldite chargée de poudre d'aluminium. Pour un montage alimenté par deux piles de 4,5 V, il n'est pas nécessaire d'utiliser de boîtier métallique, ni de radiateur.

L'alimentation (Fig. 7) peut se faire à partir d'un transformateur bon marché disposant d'un secondaire délivrant 6 V. Comme il faut une alimentation symétrique, on utilisera un double redressement simple alternance qui permettra d'obtenir cette caractéristique.

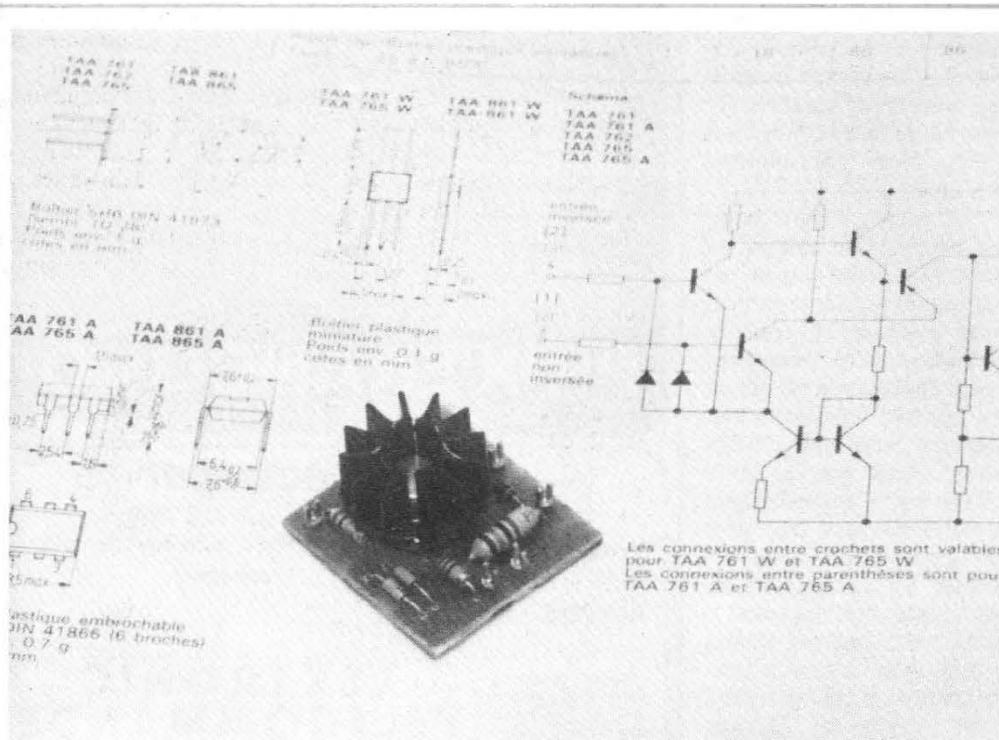
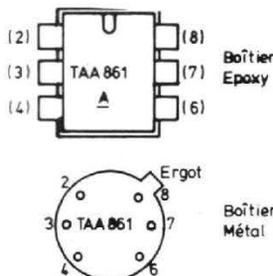


Photo D.



Boîtiers Epoxy et Métal vus de
dessus. Brochage compatible.

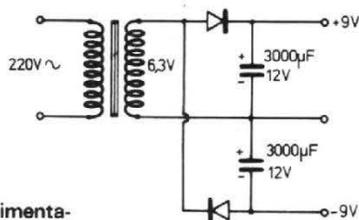


Fig. 7. - Alimentation secteur.

Avec ce type d'alimentation, l'ondulation des deux tensions est en phase et risquerait de se traduire, sur un préamplificateur AF par un ronflement. Comme ici, nous avons mis de gros condensateurs et que le millivoltmètre n'est pas perturbé par le ronflement, minime en réalité, produit ici, cette solution économique est parfaitement admissible.

UTILISATION

L'utilisation de ce montage est d'une simplicité élémentaire. On relie l'enceinte à la prise de sortie, on branche le millivoltmètre en parallèle sur cette enceinte, on relie un générateur à l'entrée du montage. Mettre en route l'appareil, la diode LED s'allume.

Placer l'inverseur en position « test », la résistance étalon remplace alors l'enceinte, ajuster le niveau de sortie du générateur AF, placer l'inverseur en position « mesure », il ne reste plus alors qu'à tracer la courbe d'impédance, point par point, à toutes les fréquences. Pour améliorer la précision aux fréquences hautes, on pourra effectuer une mesure par comparaison en basculant l'inverseur

« test » / « mesure ». La gamme de résistances qu'il est possible de mesurer, linéairement et en une seule gamme s'étend de 4 Ohms environ à 500 Ohms, pour des mesures d'autres résistances, on pourra changer la valeur de la résistance de 10 Ohms pour modifier la valeur du courant, de plus, il est parfaitement possible de mesurer en BF n'importe quelle impédance, avec peut-être quelques risques d'oscillation, un oscilloscope branché en parallèle sur la résistance de 10 Ohms vous donnera alors des informations utiles.

« Le circuit intégré pourquoi pas ? » s'est fait ici un peu différent des autres, en abordant un problème particulier de mesure en HiFi ou plus précisément aux fréquences basses. Signalons aussi que ce petit appareil fonctionne parfaitement aussi en courant continu, mais que là, votre millivoltmètre alternatif aura du mal à suivre, il faut alors tenir compte de l'impédance ramenée par l'instrument de mesure que vous ajouterez, là encore, vous pourrez ajouter un petit amplificateur à courant continu, et pourquoi pas à circuit intégré, un 741 par exemple.

vient de paraître



NOTRE NOUVEAU CATALOGUE 1976

(prix Fabricant)

C'est une DOCUMENTATION indispensable aux MODELISTES car il comporte la description de nos :

- ENSEMBLES DE R/C PROPORTIONNELLES
- RECEPTEURS DIGITAUX
- SERVOMECHANISMES DIGITAUX
- RADIOCOMMANDE "TOUT OU RIEN"
- ACCESSOIRES et, entre autres :
accumulateurs au cadmium - nickel et au plomb
- Enfin un grand choix de
COMPOSANTS ELECTRONIQUES

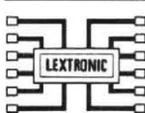
PRIX FRANCO: 10 F

en joignant le BON CI-DESSOUS

bon à découper

pour recevoir notre CATALOGUE 1976
(veuillez joindre 10 F en chèque Postal ou chèque bancaire)

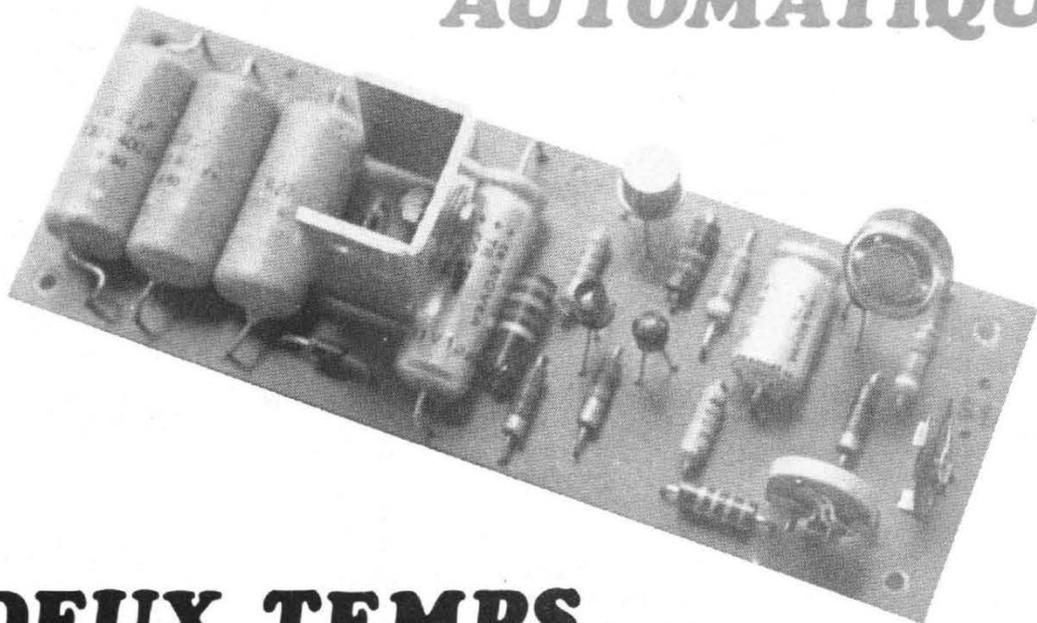
NOM _____ PRENOM _____
ADRESSE _____



LEXTRONIC TELECOMMANDE

25, rue du Docteur-Calmette, 93370 MONTFERMEIL
Téléphone 936 10 01 - CCP LA SOURCE 30576.22

UNE MINUTERIE D'ESCALIER AUTOMATIQUE



ET A DEUX TEMPS

POUR être « intelligente », une minuterie d'escalier doit pouvoir distinguer entre nuit et jour (si elle n'est utile que la nuit), et savoir déceler le passage d'une personne, du moins à l'entrée de l'immeuble, car aux étages, la solution de la touche manuelle reste la plus commode. Pour distinguer entre jour et nuit, une photorésistance convient parfaitement et il est assez facile de faire en

sorte que cette même photorésistance serve également à la détection de passages de personnes. Pour cela, il suffit de disposer d'une veilleuse qui éclaire la porte d'entrée en permanence. On fixe, par exemple, cette veilleuse en haut et à droite de la porte, et en bas, à gauche, on dispose la photorésistance de façon qu'elle soit obscurcie soit par une personne qui passe, soit par le battant de la porte.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Dans le schéma de la figure 1, cette photorésistance (Ph) se trouve connectée entre base et émetteur d'un transistor T_1 dont la polarisation de base est assurée par R_1 , R_2 . Mais tant que la photorésistance se trouve éclairée (soit par la veilleuse, soit par la lumière du jour), sa résistance

est suffisamment faible pour dériver entièrement l'intensité de polarisation de base de T_1 , et ce transistor reste bloqué. Il en résulte que T_3 est conducteur, car T_2 et T_3 constituent un trigger. Et comme l'intensité de collecteur de T_3 représente l'intensité de base de T_4 , ce transistor conduit également, ce qui signifie qu'il dérive vers le positif de l'alimentation le courant véhiculé par R_{11} . Ainsi, ce courant ne

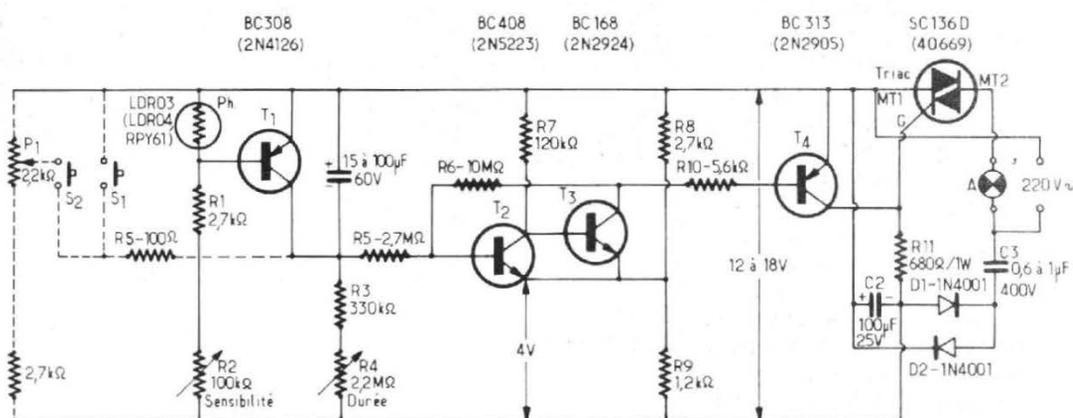


Fig. 1. - La minuterie est bloquée, pendant la journée, par une photorésistance qui sert, la nuit, à la détection de passages de personnes. Un déclenchement manuel, accessoire, permet des durées d'éclairage différentes pour la montée et pour la descente de l'escalier.

peut atteindre la gâchette (G) du triac, et l'ampoule A (ou plusieurs, en parallèle) reste éteinte.

Pendant le jour, l'éclairage ambiant sera suffisamment intense pour que cet état de repos se maintienne, même si une ombre se trouvait projetée sur Ph. Si, exceptionnellement, on constatait le contraire, il suffirait de connecter une seconde photo-résistance, en parallèle à Ph, qu'on disposerait de façon qu'elle capte exclusivement la lumière du jour. Mais le plus souvent, il suffira d'agir sur l'ajustage de sensibilité (R_2) de façon à obtenir le déclenchement de la minuterie seulement, si la lumière ambiante est relativement faible.

Dans ces conditions, un obscurcissement instantané de Ph rendra T_1 conducteur, d'où décharge de C_1 , basculement du trigger T_2 , T_3 , et allumage de l'ampoule. Cet état de fonctionnement durera jusqu'à ce que C_1 ait acquis une charge suffisante pour faire rebasculer le trigger dans son état de repos. Comme cette recharge s'effectue par des résistances d'assez grande valeur (R_4 , R_5), elle peut durer plusieurs minutes. Pour avoir un ordre de grandeur, on peut admettre que cette durée est (en secondes) égale à trois fois la valeur de C_1 (en microfarads), R_4 étant ajustée à sa valeur maximale. Comme dans le cas de constantes de temps aussi importantes, l'intensité de fuite de C_1 peut jouer un rôle, il est indispensable d'utiliser, pour ce composant, un condensateur de bonne qualité et supportant au moins une tension de 60 V. Comme les condensateurs électrolytiques ont besoin de se « reformer » après un stockage prolongé, il est bon de connecter le composant à utiliser, avant montage, pendant quelques minutes sur une tension continue d'une vingtaine de volts. En fonctionnement normal, ce problème de « formation » ne se pose plus, car C_1 reste chargé au repos. Il est à noter que la décharge de C_1

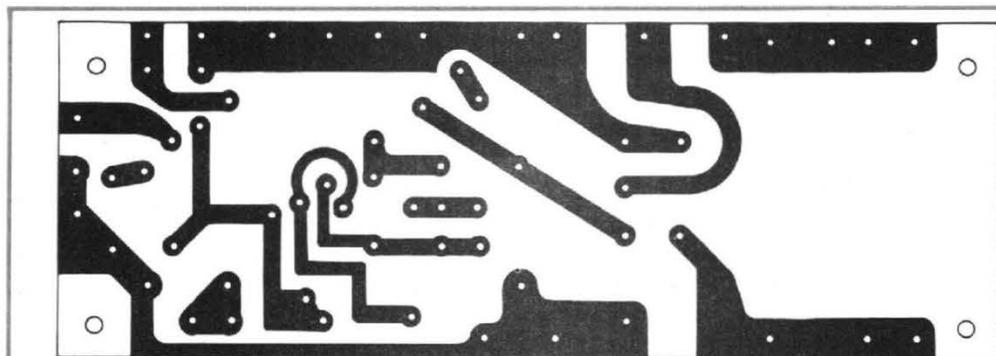


Fig. 2. - Plans de connexion et d'implantation correspondant au schéma de la figure 1.

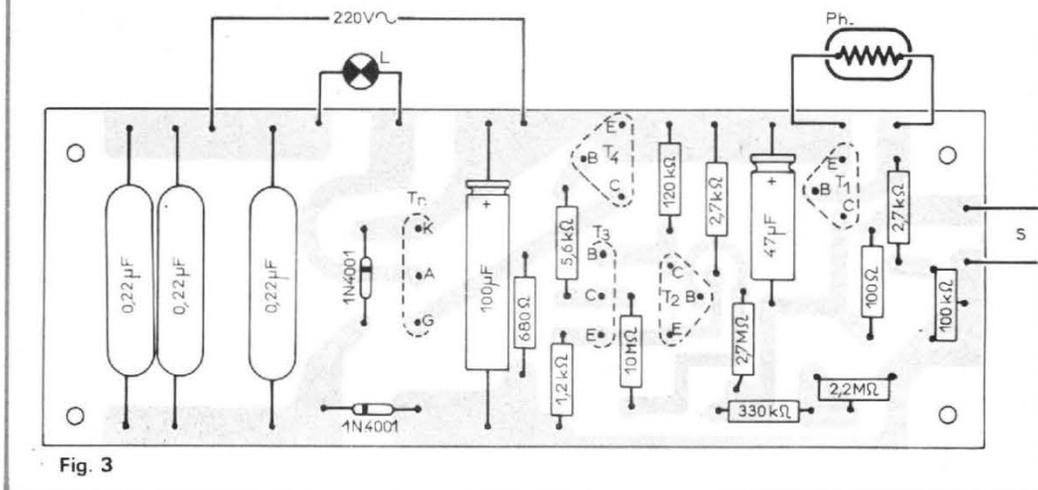


Fig. 3

s'effectue, lors d'un obscurcissement de Ph, même si A se trouve déjà allumée. Lorsque, après un premier passage, une seconde personne entre dans l'immeuble pendant que l'éclairage fonctionne encore, la minuterie se trouve donc remise dans son état de départ.

DÉCLENCHEMENT MANUEL À DOUBLE DURÉE

Comme le déclenchement de la minuterie se fait par la décharge de C_1 , il suffit de prévoir une touche (S_1) si on désire une commande manuelle. Pour éviter toute étincelle de contact, il est avantageux de prévoir une faible résistance (R_5) en série avec la touche. Si on renonce entièrement au fonctionnement automatique, on peut supprimer T_1 et son circuit de base. Mais il est également possible de conserver le montage entier et de dispo-

ser Ph de façon qu'elle capte seulement la lumière du jour. On interdit ainsi tout abus diurne de la minuterie.

Dans la pratique, une personne qui monte l'escalier a besoin de l'éclairage pendant plus longtemps qu'une personne qui descend. Pour tenir compte de cette différence de durée, on peut s'arranger pour que les boutons de commande, disposés dans les étages, ne déchargent que partiellement C_1 , alors que cette décharge sera entière, si l'impulsion de commande (automatique ou manuelle) part de la porte d'entrée. La touche S_2 (fig. 1, à gauche) opère une telle décharge partielle. L'un de ses contacts aboutit au curseur du potentiomètre P_1 qui permet de doser le niveau de décharge, c'est-à-dire d'ajuster la durée de fonctionnement qu'on obtient en commandant l'allumage à partir d'un palier d'étage. Il serait même possible d'opérer un dosage étage par étage, en utilisant plu-

sieurs potentiomètres, montés comme P_1 .

Ces circuits étant accessoires, ils n'ont pas été prévus sur la platine imprimée de la figure 2 qui contient, cependant, un emplacement pour la résistance R_5 . Pour C_3 on a utilisé, pour des raisons de facilité d'approvisionnement, trois condensateurs de 220 nF dans la maquette. De ce fait, C_3 apparaît trois fois dans le dessin de la figure 2. Dans le schéma, la réactance de C_3 sert à provoquer une réduction de la tension d'alimentation de 220 V, de façon qu'on dispose de 12 à 18 V après le redresseur (D_1 , D_2). On doit donc utiliser, pour C_3 un condensateur donné soit pour une tension **alternative** nominale de 220 V, soit pour une tension **continue** de 400 V. Lors de l'expérimentation, on devra prendre les précautions d'isolement qui sont nécessaires du fait que l'appareil se trouve directement relié à la prise de courant.

H. SCHREIBER

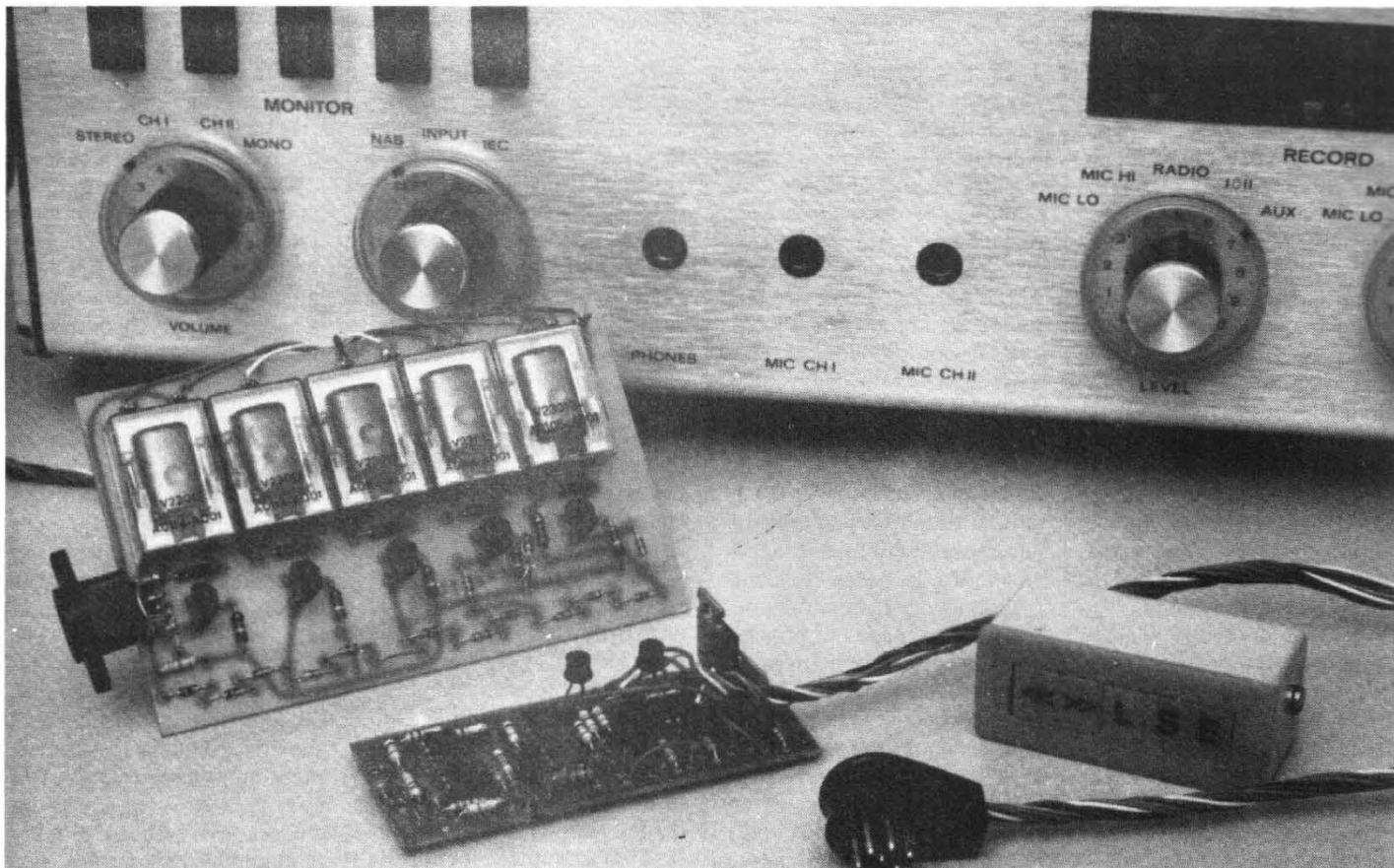


Photo A. - La version statique devant une version mixte transistors/relais réalisée auparavant. Les dimensions ont été notablement réduites.

Télécommande à infra-rouges POUR REVOX A77

LES infra-rouges sont à la mode, Berlin nous avait permis de découvrir un certain nombre d'appareils utilisant un système de transmission à modulation de fréquence où la porteuse n'était pas une onde radio mais un faisceau d'infra-rouge haché en tout ou rien. Les impératifs d'une télécommande à infra-rouge sont très différents. Ce mode de transmission du son exige une puissance d'émission importante si on veut obtenir un rapport signal/bruit élevé. Comme l'émetteur utilisé dans ce cas est placé au voisinage et est en liaison directe par câble avec un téléviseur ou un amplificateur, il dispose d'une source d'alimentation inépuisable qu'est le secteur, il n'y a donc pas de problème énergétique qui se pose à l'émission. Par contre, une télécommande utilisant un émetteur infra-rouge devra consommer le minimum d'énergie puisqu'il sera alimenté par piles et si possible à partir d'une tension réduite, par contre, le récepteur qui commandera un autre dispositif pourra être alimenté par le secteur.

Nous avons scindé cette étude en deux parties. La première traitera de la télécommande du magnétophone, elle pourra même être utilisée sans dispositif à infra-rouge, la seconde partie donnera tous les détails sur la liaison infra-rouge réalisée à partir d'éléments récemment sortis et spécialement conçus dans ce but. Cette télécommande sera extensible et permettra de télécommander autre chose qu'un magnétophone. Ce type de liaison est particulier, il n'exige en tout cas pas d'autorisation de la part de l'administration, la portée d'une telle télécommande, discrète puisque n'utilisant pas d'antenne peut, suivant le système optique adopté, atteindre plusieurs dizaines de mètres, elle fonctionne parfaitement dans toutes les pièces d'habitation, le rayonnement infra-rouge ayant la propriété de se réfléchir sur les cloisons.

TÉLÉCOMMANDE BIFILAIRE

Si on peut réaliser une télécommande à fil n'utilisant que deux conducteurs, il sera possible d'utiliser le principe de cette télécommande en remplaçant cette fois la liaison filaire par une autre sans fil, hertzienne à infra-rouge, par ultra-sons ou autre.

Le système que nous avons choisi ici n'utilise pas de décodeur ultra-sophistiqué, ni de circuits intégrés spéciaux, au contraire, nous avons recherché la simplicité et tenté de n'utiliser que des composants économiques, dont des circuits intégrés TTL de la série 74 en usage depuis pas mal de temps dans l'industrie et un comparateur économique.

Le premier système de télécommande réalisé par l'auteur et qui d'ailleurs fonctionne parfaitement utilisait des relais électromécaniques, ce sont des composants dont la fiabilité est bonne mais qui coûtent tout de même relativement cher. De plus, pour limiter le nombre de contacts, nous avons utilisé certaines des propriétés de la logique à relais du magnétophone Revox qu'il s'agissait de commander à distance. Avec le recul, nous avons étudié un autre système présenté ici et qui offre des avantages sur la télécommande mise sur le marché par le constructeur : Prix de revient avantageux, si

on ne compte pas ses heures de travail (moins de 50 F T.T.C.) - possibilité d'avoir plusieurs postes de contrôle en parallèle mais risque d'erreur si les deux sont commandés en même temps ; les boutons sont disposés dans un certain ordre qui établit une priorité de certains ordres sur d'autres dans le cas d'un fonctionnement simultané.

La liaison se fait par un fil à deux conducteurs non blindés, on peut ainsi prolonger ou raccourcir les fils de la télécommande sans se soucier de problèmes d'économie. Pour les dix fils qui sont en principe nécessaires pour établir la liaison entre le poste de commande et le magnétophone. Dernier avantage : la possibilité de réaliser ultérieurement le remplacement du fil par une liaison aérienne et aussi de pouvoir conserver des postes à fil en parallèle sur la télécommande aérienne. Bien entendu, la commande depuis le magnétophone conserve son efficacité, la seule modification que l'on devra apporter au magnétophone sera externe et consistera à remplacer le bouchon à dix broches livré avec l'appareil par celui qui viendra du « récepteur ».

PRINCIPE DE LA TÉLÉCOMMANDE

Il s'agit d'une télécommande à 5 canaux fonctionnant à la réception en tout ou

rien étant donné que les composants de sortie sont censés remplacer les contacts du boîtier normal. Mais, si la sortie est effectivement en tout ou rien, il n'en est pas de même pour la liaison entre le récepteur et le boîtier de commande, l'information intermédiaire étant analogique.

La figure 1 représente un synoptique très simplifié du dispositif réalisé, l'émetteur est une source de tension variable, le récepteur capte les 5 tensions émises par l'émetteur et commute l'une des sorties en fonction de la valeur de la tension introduite sur son entrée.

Sur la figure 2, nous avons représenté les ordres de sortie en fonction des ordres d'entrée, à l'entrée, nous avons une tension qui peut varier de façon continue tandis qu'à la sortie, ce sont des ordres logiques que l'on obtiendra. Si la tension d'entrée est nulle, aucune sortie n'est actionnée ; lorsqu'elle augmente, les sorties sont actionnées successivement, ce fonctionnement est celui d'un convertisseur analogique digital, la tension d'entrée est analogique, celle de sortie est digitale.

FONCTIONNEMENT DU RÉCEPTEUR

La figure 3 représente le schéma détaillé de la télécommande. Le signal d'entrée est

envoyé sur un circuit à cinq seuils, le seuil inférieur, celui dont la précision importe peu, utilise un transistor monté en trigger. C'est le transistor T_1 , la tension de seuil est celle de sa jonction base-émetteur, dès qu'un courant traverse la jonction, la tension de collecteur diminue, l'inverseur du circuit intégré 7404 envoie alors sur la base de T_1 et par l'intermédiaire de la résistance de $1\text{ M}\Omega$ une tension positive qui accélère le processus de basculement. Nous avons utilisé ici un transistor car nous avons besoin en tout de cinq comparateurs, étant donné qu'il y a cinq sorties ; comme les circuits intégrés du type quadruple comparateur ne comportent que quatre de ces éléments, il a fallu improviser avec le minimum d'éléments un comparateur dont la précision du point de fonctionnement importe peu. Les autres comparateurs ont leurs entrées inverseuses réunies, tandis que les entrées non inverseuses sont polarisées par un réseau de résistances. L'alimentation des circuits intégrés, comparateur et logiques est faite sous une tension de 5 V.

Nous appliquons, à l'entrée de ce décodeur une tension qui commande le transistor T_1 , la sortie 8 du 7404 devient positive, au repos, toutes les sorties des comparateurs sont positives, l'entrée 2 du 7408, quadruple porte ET, reçoit une tension positive, l'entrée 1

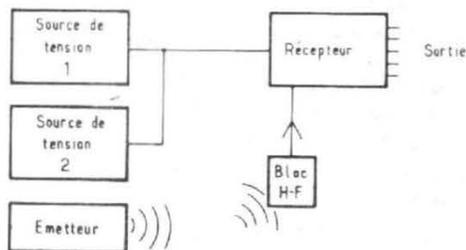


Fig. 1

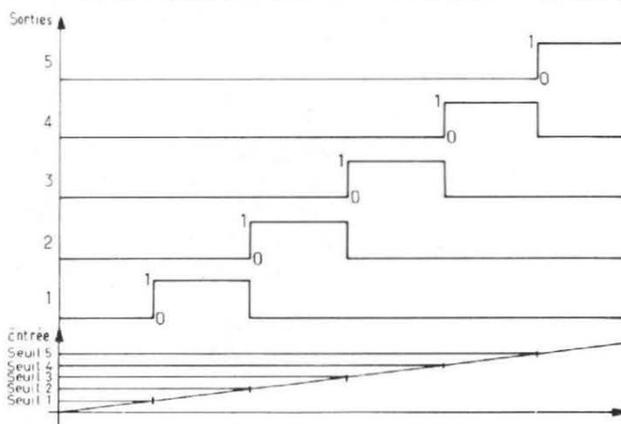


Fig. 2

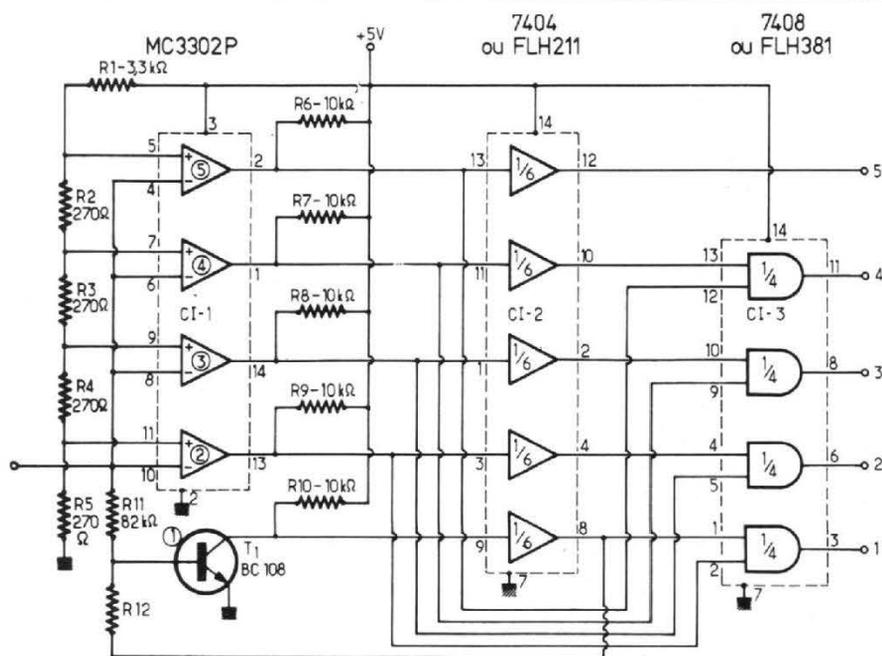


Fig. 3

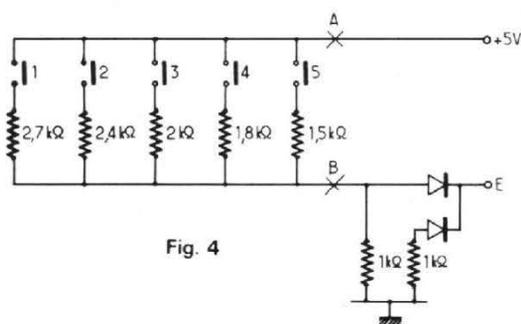


Fig. 4

détection au germanium permet d'isoler entre eux les boîtiers de commande. Chaque boîtier dispose de sa résistance de $1\ 000\ \Omega$ et de sa diode. Les variations de tension de seuil de ces diodes ne sont pas importantes, elles sont en principe très voisines et de toute façon, les tensions de référence des comparateurs sont suffisamment espacées pour que les variations thermiques de tension soient négligeables.

Pour réaliser une liaison bifilaire, il ne reste plus qu'à couper le circuit en A et B et à placer la partie de gauche du schéma dans un petit coffret et l'autre partie sur le décodeur. Les valeurs des résistances données là ne sont qu'approximatives et devront éventuellement être modifiées si par exemple les ordres étaient décalés. Vous pourrez également utiliser des résistances variables si vous ne disposez pas d'un stock de résistances de valeurs suffisamment proches.

également, la tension de sortie 1 est positive. Si la tension d'entrée est nulle, l'entrée 2 de cette porte est positive, mais l'entrée 1 est négative, la tension de sortie est donc nulle.

Les autres sorties : 2, 3, 4, 5 sont à zéro lorsque 1 conduit, en effet, les entrées reliées directement aux sorties des quatre comparateurs sont toutes positives, mais celles reliées aux sorties par l'intermédiaire d'un inverseur du 7404 sont négatives.

On remarquera que le comparateur numéro 2 est relié à l'entrée 4 de la porte 7408 numéro 2 par l'intermédiaire d'un inverseur, tandis que la seconde entrée de cette porte est reliée directement à la sortie du comparateur numéro 3.

Appliquons maintenant une tension un peu plus élevée et permettant de commander le comparateur 2. Comme la ten-

sion d'entrée est appliquée sur une entrée inverseuse, la tension de sortie passera à zéro. On envoie alors par l'intermédiaire d'un inverseur une tension positive sur la borne 4 de la porte 2 comme la borne 5 est positive, la sortie 2 passera au +. Mais, comme la sortie du premier comparateur est à zéro, l'entrée 2 passe à zéro, la sortie 1 retombe à zéro, il n'y aura donc qu'une seule sortie sous tension. Pour des tensions d'entrées supérieures, le processus est identique, chaque tension de sortie de comparateur à zéro remet une sortie à zéro. Pour la dernière porte, qui est en réalité un inverseur, il n'y a pas de remise à zéro, nous avons réalisé là un décodeur à cinq sorties, mais on peut facilement se rendre compte que le procédé est extensible à un nombre beaucoup plus important d'éléments.

SYSTÈME D'ÉMISSION DES ORDRES

En principe, il faut mettre une source de tension à l'entrée, cette tension pourrait être délivrée par une pile associée à un potentiomètre, ce n'est pas la peine, on peut réaliser facilement un convertisseur courant/tension.

La figure 4 représente le circuit de commande. Un petit boîtier dispose de 5 poussoirs, un par ordre, chaque poussoir met en service une résistance, cette résistance fait passer dans la résistance de $1\ k\Omega$ un certain courant et ce courant développe une tension qui est maintenant appliquée à l'entrée du comparateur par la diode, cette diode, du type AA119 ou 1 N 60 ou n'importe quelle diode de

ADAPTATION AU REVOX A 77

Cette adaptation à un magnétophone a entraîné quelques modifications peu importantes du schéma de principe, ces modifications ont porté sur une simplification du schéma, sur l'adjonction de transistors de sortie et sur celle d'une alimentation stabilisée qui permet d'alimenter directement le montage à partir du magnétophone. Le constructeur autorise un débit de 150 mA, nous n'en avons utilisé que le tiers.

ALIMENTATION

La tension d'alimentation délivrée par le Revox A 77 est de 27 volts environ, il a fallu

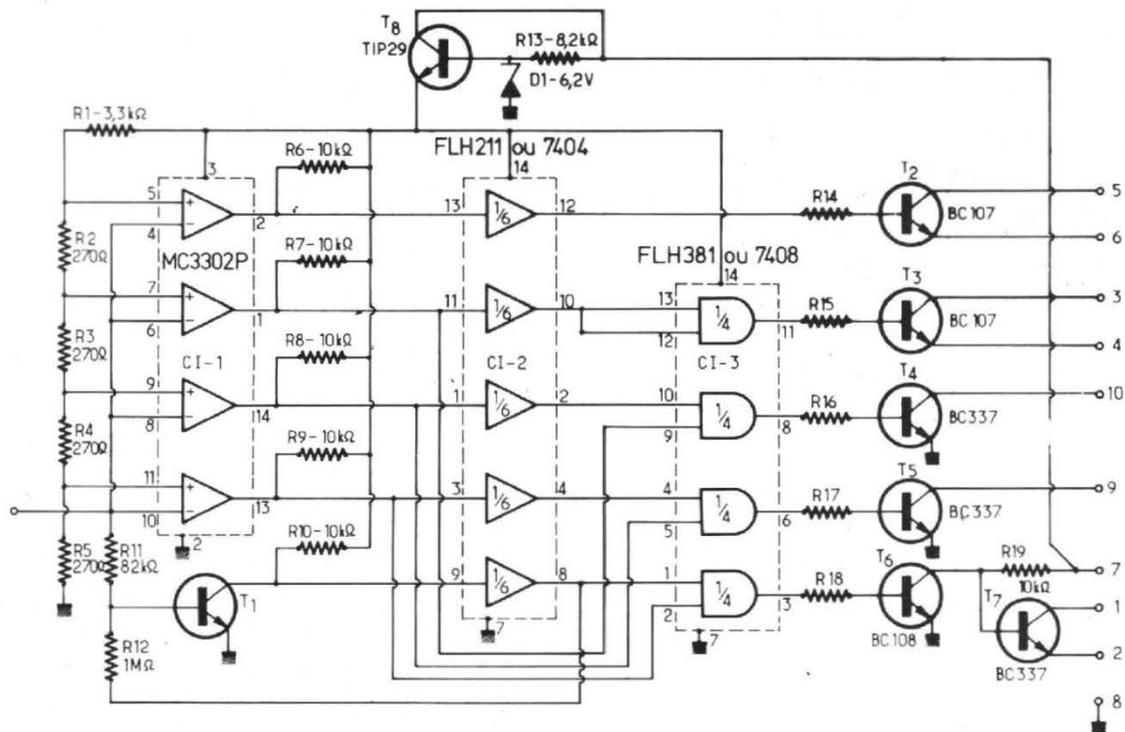


Fig. 5

prendre pas mal d'énergie dans le transistor ballast pour que la tension d'alimentation des circuits intégrés ne soit que de 5,22 volts avec 50 mA, cela nous fait une puissance de 1,1 W. Nous avons utilisé un transistor en boîtier plastique auquel nous avons ajouté, par scrupule un petit radiateur, si vous voulez faire l'économie d'un radiateur, vous pouvez mettre en série avec l'alimentation une résistance d'un demi-watt, résistance de 220 Ω. Le transistor ballast est monté en collecteur commun, sa tension de base est fixée par une diode zener de 6,2 V et une résistance de 8,2 kΩ.

l'ordre de 200 mA, il en est de même pour le transistor de la fonction Stop. Ce dernier doit par ailleurs être saturé en permanence, ce qui nous a obligé à utiliser deux transistors pour réaliser cette fonction. On

notera que l'émetteur et le collecteur de ce transistor sont en l'air. Les mesures que nous avons faites sur le magnétophone ont démontré que la tension de l'émetteur n'atteignait jamais de valeur dange-

reuse. Nous retrouvons le même problème pour les transistors de lecture et d'enregistrement.

Dernière modification : elle concerne les fonctions d'enregistrement et de lecture, là, les

TRANSISTORS DE SORTIE

C'est simplement en consultant les schémas du constructeur du Revox A 77 que l'on peut justifier ce choix, les transistors pour la marche à grande vitesse, avant et arrière doivent être capable d'encaisser un courant de



Photo B. - Boîtier de commande et section électronique, trois circuits intégrés, sept transistors, le transistor de l'alimentation n'a pas encore reçu son radiateur.

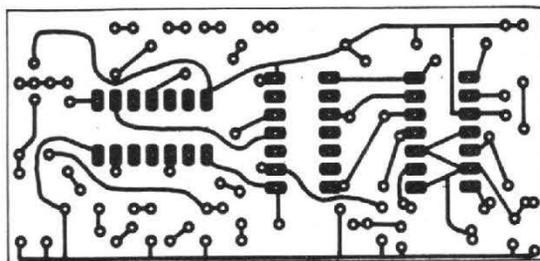


Fig. 6

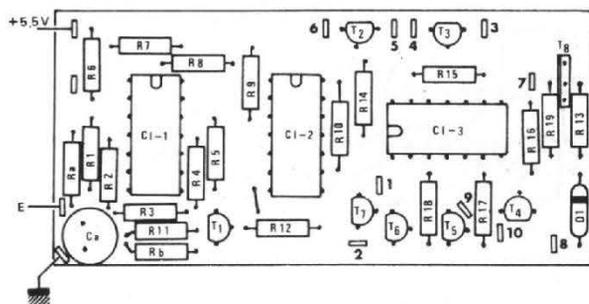


Fig. 7

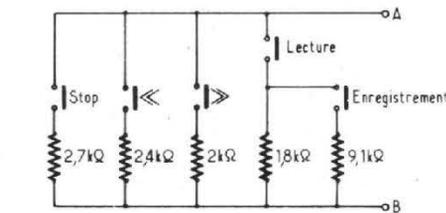


Fig. 8

transistors sont de simples BC 107 mais leur dispositif de commande a été simplifié. Noter que l'enregistrement est la fonction qui nécessite la tension la plus élevée à l'entrée, par mesure de sécurité.

Pour l'enregistrement, il faut commander la lecture, non pas par sécurité mais pour que la bande défile. Nous avons donc supprimé la liaison qui allait de la borne 2 du comparateur quadruple à la borne 12 de la quatrième porte, ainsi, lorsque ce comparateur passera à zéro, la quatrième porte restera positive puisque tous les comparateurs délivreront un signal bas lors de la commande d'enregistrement. Si vous voulez pousser la simplification un peu plus loin, vous pouvez supprimer la porte pour relier le transistor 3 à la sortie 10 du sextuple inverseur. De toute façon, le circuit intégré 7408 possède quatre

portes et consomme une énergie sensiblement identique, que les portes soient ou non en service.

BOITIER DE COMMANDE

Le boîtier de la figure 4 ne vous sera d'aucune utilité : il ne permet pas d'assurer la sécurité d'enregistrement. Nous avons donc utilisé une autre configuration des boutons, il faut en effet que le bouton de lecture soit enfoncé pour que puisse parvenir un ordre d'enregistrement, nous avons là, la même sécurité que sur le magnétophone : il faut appuyer simultanément sur deux boutons pour l'enregistrement. Une modification a été apportée à la valeur d'une résistance : comme la résistance d'enregistrement vient

en parallèle sur celle de lecture, sa valeur passe de 1,5 kΩ à 9 kΩ, lors de la mise au point, on pourra jouer sur la valeur de la résistance R₁.

REALISATION

Les figures 6 et 7 donnent le schéma du circuit imprimé et le plan d'implantation des composants. Attention, nous avons fait figurer à l'entrée du circuit des composants que vous ne trouverez pas sur le schéma, ils sont là un peu prématurément et serviront lors de l'adaptation du récepteur infrarouge. Si vous désirez conserver cette version à liaison par fil, vous pouvez remplacer ces composants par ceux dont nous avons parlé, c'est-à-dire la résistance de 1 000 Ω et la diode. Les résistances sont du type 1/4 de watt à 5 %, les transistors sont au silicium et les circuits intégrés sont d'un type classique. Le circuit imprimé utilise deux techniques de fabrication différentes : l'une classique ; elle consiste à réunir les points concernés par des bandes de circuit imprimé, l'autre de relier directement les broches des circuits intégrés par des fils thermosoudables, méthode dont nous avons parlé (stylo à câbler) haut-parleur n° 1499 du 10 avril 1975. On évite ainsi d'avoir à employer un circuit imprimé double face, deux fois délicat à réaliser. Pour donner une idée de la simplicité du circuit imprimé, signalons qu'il a été réalisé d'après la méthode de gravure mécanique : perceuse miniature et fraise sphérique, il faut moins de 20 minutes pour avoir le circuit percé, prêt à câbler entre les mains.

Une fois le câblage terminé, il est bon de le vérifier, les erreurs arrivent très vite. Comme le fonctionnement est simple et qu'il a longuement été expliqué, en cas de mauvais fonctionnement, vous pourrez vous y reporter au chapitre concerné. Il ne reste

plus alors qu'à relier par une prise spéciale à 10 broches que vous trouverez chez un concessionnaire Revox le montage à votre appareil mais attention, au moment des essais ; utilisez une vieille bande, les mauvaises manœuvres, nous en avons fait l'expérience, comme le passage de l'avance rapide à la lecture ont des effets néfastes sur la bande.

BOITIER DE COMMANDE

La façon la plus simple de réaliser le boîtier de commande est de prendre un petit boîtier en métal ou en plastique, on percera le couvercle pour y visser cinq poussoirs miniatures. Le câblage sera réalisé en suivant le schéma théorique.

Nous avons préféré une solution exigeant un certain tour de main, car les boutons poussoirs sont remplacés par un système de touches affleurant la surface du coffret. La base de notre boîtier est réalisée à partir d'un couvercle de coffret à diapositives, la partie supérieure est une pièce en plexiglas évidée pour permettre le passage de touches réalisées elles aussi à partir de petits rectangles de plexiglas.

Les touches sont collées sur une plaque en verre époxy de 0,2 mm d'épaisseur qui sert de ressort, la figure 10 donne le dessin du circuit gravé. Les contacts fixes sont les extrémités de vis qui sont vissées dans une plaque de circuit imprimé de 16/10^e d'épaisseur. Entre ce circuit et le précédent, on aura intercalé des morceaux de ruban adhésif plastique qui servent à écarter les contacts. Les résistances sont soudées directement sur le circuit imprimé de 16/10^e. Un fil réunissant les deux circuits permet de réaliser le contact d'enregistrement, différent des autres pour des raisons de sécurité. De plus, la disposition des contacts ; qui

Coupe AA

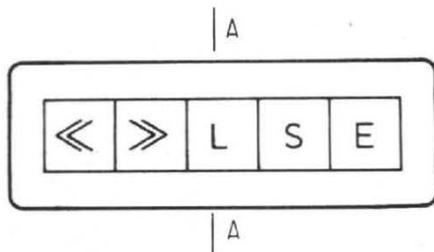
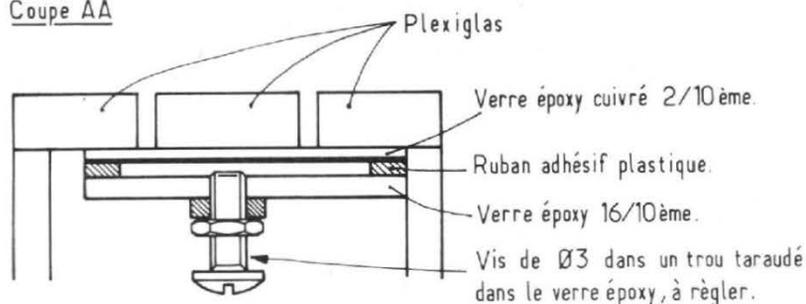


Fig. 10

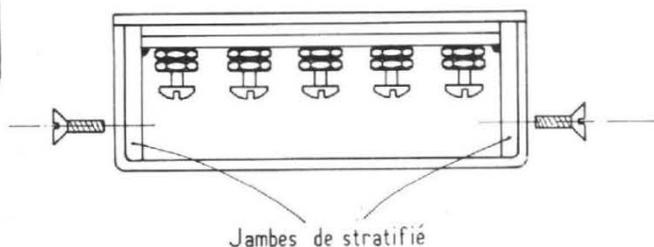
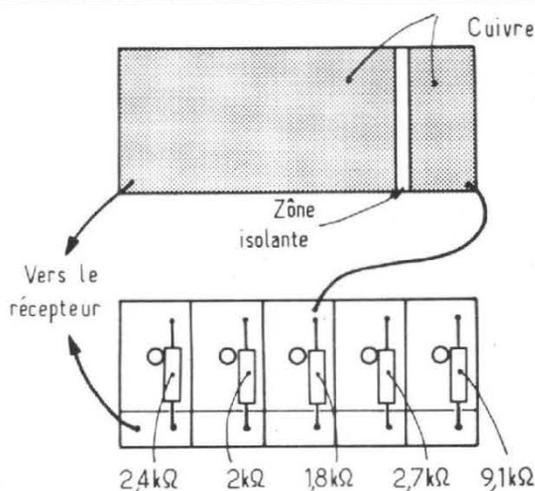


Fig. 9

LISTE DES COMPOSANTS

CI 1 circuit intégré MC3302P
Motorola

CI 2 circuit intégré 7404 divers
ou FLH211 Siemens

CI 3 circuit intégré 7408 divers
FLH381 Siemens

$T_1 = T_6 = BC108, 548, 148,$
NPN 25 V

$T_2 = T_3 = BC107, 147, 547,$
NPN 50 V

$T_4 = T_5 = T_7 = BC337 50 V$
1 A (Sescosem, Siemens, Tele-
funken, etc.)

$T_8 = TIP29$ (Texas 1 A 50 V,
puissance plastique)

$R_1 = 3,3 k\Omega$

$R_2, R_3, R_4 = 270 \Omega$

$R_5 = 1,2 k\Omega$

$R_6, R_7, R_8, R_9, R_{10}, R_{19} =$
 $10 k\Omega$

$R_{11} = 82 k\Omega$

$R_{12} = 1 M\Omega$

$R_{13} = 8,2 k\Omega$

$R_{14}, R_{15}, R_{16}, R_{17}, R_{18} = 470 \Omega$

$D_1 =$ diode zener 6,2 V

Prise 10 broches DIN

1 diode AA119

1 résistance 1 k Ω

Boîtier de commande :

5 boutons poussoirs

1 résistance 2,7 k Ω 5 %

1 résistance 2,4 k Ω 5 %

1 résistance 2 k Ω 5 %

1 résistance 1,8 k Ω 5 %

1 résistance 1,5 ou 9,1 k Ω 5 %
suivant application.

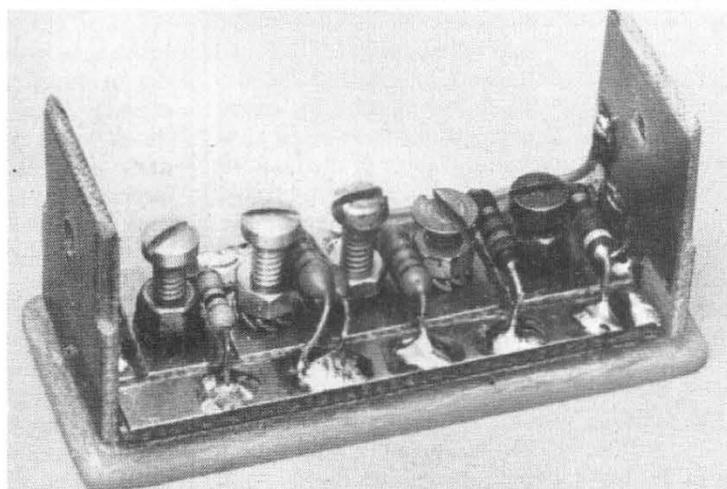


Photo C. - Détail interne du boîtier de commande à touches. Les vis servent à régler le point de contact, les deux jambes maintiennent la façade au fond du boîtier à diapositives.

est la même que celle adoptée par le constructeur du magnétophone, oblige à utiliser deux doigts pour l'enregistrement. Le circuit imprimé fixé sera soudé à deux jambes de stratifié en verre époxy qui prendront appui au fond du boîtier.

Avant de monter définitivement le boîtier, il faudra effectuer le réglage des contacts pour cela, on tournera la tête de la vis jusqu'à ce que le contact soit établi et sans que l'on appuie sur la touche (vérifier à l'ohmmètre). Cela fait, dévisser la tête de la vis et vérifier qu'en enfonçant la touche le contact s'établit, bloquer le contre-écrou.

Le clavier de commande pourra être séparé ultérieurement de la boîte à diapos pour être monté sur un boîtier plus grand, celui de la télécommande à infrarouges, nous reviendrons prochainement sur le sujet.

Etienne LEMERY

(à suivre)

ELLES SONT LA

MODELE UN
2 voies

MODELE TROIS
2 voies

MODELE CINQ
2 voies



ALTEC
LANSING®

MODELE SEPT
3 voies

MODELE NEUF
3 voies

les cinq nouvelles Bookshelf

dans tous les grands auditoriums

Agent Exclusif pour la FRANCE

HIGH FIDELITY SERVICES S.A. 7 et 14 rue Pierre Sémard 75009 PARIS Tél.: 285 00 40

petit dispositif pour

UN RÉVEIL

moins brutal ...

EN raison de la vie très « moderne » que nous menons, il est essentiel de préserver notre équilibre nerveux. Le premier bruit franc qui irrite nos oreilles est la sonnerie du « réveil » le matin. Pour de nombreuses personnes le cœur accélère alors son mouvement de sorte que leurs nerfs sont à fleur de peau dès le matin. De plus en plus de chambres à coucher sont équipées de « réveils » de type électrique ou électronique et fonctionnant sur piles. L'avantage est évident : absence de remontoir ; par contre, la sonnerie est tout aussi brutale ! Le montage proposé a été étudié pour un « Jasistor » fonctionnant « sur » 2 piles de 1,5 V en série.

L'âme du système est un multivibrateur astable à très basse fréquence (quelques Hz). RX est le vibreur ou la sonnerie d'origine du « réveil » ; dans notre cas, sa

résistance avoisinait 10 Ω. Rappelons brièvement le fonctionnement d'un tel oscillateur.

Tout d'abord, les deux transistors doivent être saturés ou au « cut-off » tour à tour. Pour qu'un transistor soit saturé il faut impérativement que $I_b > I_c / \beta$ (I_b est le courant de base, I_c est le courant collecteur, et β le gain pour le courant collecteur I_c). On peut transformer cette relation sous la forme plus attrayante : $R_b < R_c \cdot \beta$ (R_b est la résistance de base et R_c est la résistance de collecteur).

Le « cut-off » étant l'état dans lequel se trouve un transistor dont le courant de collecteur est pratiquement nul. On se méfiera d'une interprétation trop souple de ces expressions ; en effet, on ne saurait faire circuler un courant base qui dépasse quelques milliampères dans notre cas. Ces quelques « renseignements » permettront aux

possesseurs de réveils de type différent de réévaluer les valeurs des résistances.

Pour T_1 et T_2 nous conseillons des 2 N 2222 qui supportent aisément la dissipation intermittente qu'on leur demande et surtout ont un gain qui reste supérieur à 100 dans le cas envisagé ici. Les éléments passifs de la figure 1 ont été déterminés en tenant compte de l'usure des piles et de la disponibilité en transistors de nos lecteurs. On peut envisager d'autre part des 2 N 2219, 2 N 1711, BSX 52A.

En figure 2, on a représenté le circuit sonnerie d'origine du réveil et en figure 3 ce circuit modifié par l'auteur. La figure 4 représente le câblage sur plaquette véroboard, vu côté composants. Tous les éléments ont été montés verticalement afin de gagner de la place ; on pourra ainsi, dans certaines conditions, loger le montage à l'intérieur du

réveil. Si celui de certains lecteurs fonctionne sur une seule pile de 1,5 V, il faudra impérativement utiliser des transistors au Germanium. En effet, les tensions de diffusion des éléments au silicium étant plus élevées on pourrait craindre un blocage du multivibrateur dès que les piles s'épuisent quelque peu.

Un découplage de l'alimentation n'est pas impératif car on craint peu ici une imprécision dans la forme des signaux engendrés, d'autre part, la variation de consommation étant très lente il faudrait une capacité de valeur très importante pour être efficace.

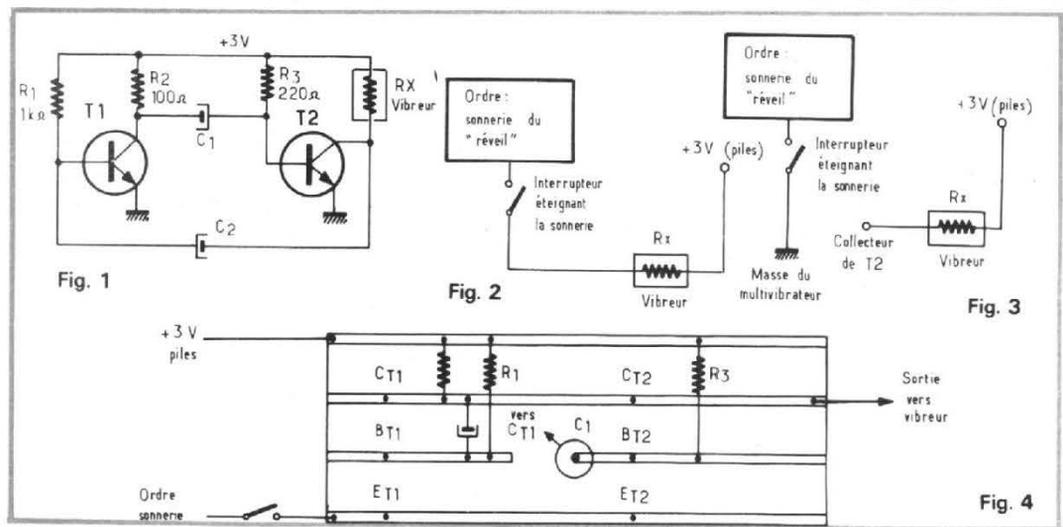
Caractéristiques des éléments :

- $T_1 = T_2 = 2 N 2222$ ou équivalent
- $C_1 = C_2 = 470 \mu F 5 V$
- $R_1 = 1 000 \Omega$
- $R_2 = 100 \Omega$
- $R_3 = 220 \Omega$

est un morceau comportant 4 pistes de cuivre de plaquette Véro-board (écartement $\approx 5,08$ mm)

La mise au point de l'ensemble est pratiquement nulle et on devra percevoir une sonnerie discontinue. En fonction des différents éléments et de l'humeur du lecteur, il pourra être nécessaire d'augmenter ou de diminuer la valeur des condensateurs afin que le « top » se répète plus ou moins souvent. Pour notre part, avec les valeurs indiquées, le réveil devient très doux (ce qui ne convient pas à tout le monde !).

Gérard MOURIER



PROGRES & TRANSFORMATIONS

— DES RESISTANCES —

PARMI les composants électroniques passifs, les résistances conservent leur importance essentielle, quelles que soient les transformations des méthodes de montage. En particulier, leurs qualités de fiabilité et de réduction du bruit de fond présentent un intérêt de plus en plus grand, au fur et à mesure de l'emploi plus généralisé des ensembles sophistiqués, qui exigent des quantités d'éléments « discrets », imprimés ou intégrés, de plus en plus élevées.

La technique des résistances a une histoire longue et ancienne, dont le début est, d'ailleurs, antérieur à l'avènement même de l'électronique. Mais, c'est une technique dynamique, qui a pu être adaptée aux nécessités des applications électroniques modernes. De nouvelles techniques d'analyse et de préparation des matériaux et des productions automatisées en grande série assurent ainsi de plus en plus des caractéristiques améliorées, une fiabilité, et une durée de vie constamment plus étendues.

Mais, pour bien se rendre compte ainsi des améliorations obtenues, il faut, sans doute, d'abord se rappeler les caractéristiques générales et les différences, qui existent entre les divers types de résistances.

Le terme « résistance » peut, d'abord, être défini d'une manière normalisée, en se basant sur la loi d'Ohm. C'est ainsi, « le quotient d'une différence de potentiel constante appliquée aux extrémités d'un conducteur, par l'intensité qu'elle y produit, lorsque le conducteur n'est le siège d'aucune force électromotrice ». La résistance d'un conducteur quelconque peut, d'ailleurs, être exprimée par la formule bien connue :

$$R = \rho \frac{l}{S}$$

Dans laquelle, R est la résistance exprimée en ohms, ρ la résistivité en ohms par mètre, l, la longueur en mètres et S la section en mètres carrés.

On distingue, d'une part, les résistances fixes, c'est-à-dire dont la valeur est déterminée, en principe, au moment de la fabrication, et pour une température donnée, et les résistances variables dont la valeur peut être modifiée suivant la nécessité d'adaptation.

LES CARACTÉRISTIQUES DES RÉSISTANCES FIXES

Parmi les résistances fixes, on distingue essentiellement les résistances bobinées et non

bobinées. La deuxième catégorie comprend les résistances agglomérées ou à couche. Enfin, les résistances à couche peuvent être de différents

types, en particulier à couche de carbone, métallique, ou d'oxyde métallique. (fig. 1).

Les résistances normalisées sont déterminées par leurs

tournez la page

infra

infra
VOUS
informe

The advertisement features a large graphic of a man in profile talking on a telephone. To his right is a camera on a tripod. The word 'infra' is written in a stylized font across the camera. The text 'tournez la page' is written in a speech bubble above the camera. Below the camera, the text 'infra VOUS informe' is displayed. The 'infra' logo, a stylized 'V' shape, is repeated several times around the central image.

continue maximale applicable est déterminée comme indiqué précédemment, et les tolérances les plus courantes sont de 20 % et 10 %, et plus rarement de 5 %.

En raison même de leur composition, ces résistances ne sont pas stables et, comme le carbone a un coefficient de température négatif, la valeur ohmique diminue au moment du fonctionnement. La variation peut atteindre 25 % de la valeur ohmique dans des conditions sévères de fonctionnement.

Le bruit est relativement important, en raison de l'agitation thermique et de la composition de la résistance, avec des particules isolantes séparant des parties conductrices, ce qui peut déterminer la production d'arcs électriques minuscules.

Les éléments à couche de carbone sont généralement constitués par un cylindre de céramique, sur lequel est déposée une couche mince de carbone pyrolytique. On distingue, d'une part, les résistances à couche continue, dont la résistance est d'autant plus élevée que la couche est plus mince. Les sorties radiales et axiales sont réalisées avec une métallisation d'argent.

Les résistances à couche hélicoïdale comportent une hélice gravée le long du cylindre sur la couche conductrice. Le sillon met le support isolant à nu, et la résistance est d'autant plus élevée que le pas de l'hélice est plus faible. Enfin, dans les résistances à couche intérieure, le support isolant comporte une couche de carbone intérieure. Les résistances de haute qualité peuvent être contenues dans un tube scellé.

Les dimensions, la puissance admissible, la tension maximale sont du même ordre que pour les résistances agglomérées. La précision et la stabilité sont améliorées. Il y a des résistances à couche de carbone d'une précision de

5 % et 1 %, et même de 0,50 % et au-delà.

Le bruit est plus faible, en raison de la faible épaisseur de la couche de carbone. Il peut, cependant, se produire à haute fréquence pour les couches hélicoïdales un certain effet d'inductance, mais il y a en compensation un effet capacitif, de sorte que la tenue en haute fréquence est encore satisfaisante.

Ce genre de résistance peut être miniaturisé avec une tige en céramique sur laquelle on dépose une couche de carbone avec une couche isolante de protection contre les moisissures et les chocs.

Les résistances à couche métallique sont, de même, constituées par un support en céramique, sinon en verre, sur lequel est déposée par métallisation sous vide, une couche extrêmement mince de métal pur ou d'alliage. La couche a une épaisseur de l'ordre de 30 à 50 angströms. (Nous rappellerons que l'angström correspond au 1/10 000 de micromètre).

Les résistances à couche d'oxyde métallique comportent, de même, un support en céramique ou en verre. La couche est formée par des sels métalliques combinés superficiellement par traitement chimique à haute température, mais la couche d'oxyde est plus épaisse, et de l'ordre de 500 à 5 000 Å.

Ces résistances, comme les résistances à couche métallique, ont des caractéristiques intéressantes de stabilité, de précision et de réduction du bruit.

Il est, en effet, possible de choisir des métaux ayant un coefficient de température presque nul. Les variations normales sont ainsi inférieures à 1 %, et la précision est très élevée ; elle peut atteindre 1 % et même 0,5 %, et le bruit est aussi extrêmement faible. Le seul inconvénient réside dans le prix qui est plus élevé que celui des éléments agglomérés.

CARACTÉRISTIQUES DES RÉSISTANCES BOBINÉES

Les résistances bobinées sont formées par un fil d'alliage résistant enroulé habituellement sur un mandrin de céramique ou analogue. Le fil d'alliage est généralement de nickel-chrome ou du cupro-nickel ; le bobinage est recouvert d'une couche protectrice d'email vitrifié, ou de peinture laquée.

Les résistances bobinées, nues, sont très rares ; le revêtement protège contre les détériorations mécaniques et la corrosion. Le diamètre du fil est fixé par des normes ; il n'est pas normalement inférieur à 0,063 mm.

Les dimensions dépendent du potentiel applicable, et de la construction ; à puissance égale, la résistance laquée est plus longue que la résistance vitrifiée.

La tension maximale d'utilisation est déterminée par la formule habituelle, mais il ne faut pas dépasser une variation de potentiel de l'ordre de 7 volts par millimètre pour les résistances laquées et de 12 volts par millimètre pour les résistances vitrifiées.

Il y a une certaine température superficielle admissible, de l'ordre de 275 °C pour les résistances vitrifiées. La stabilité et la précision sont très élevées ; la précision normale est de l'ordre de 5 % ; elle peut s'abaisser au-dessous de 1 %. La stabilité est très grande, puisqu'elle dépend seulement du coefficient de température du fil du bobinage, qui peut être presque nul.

Le bruit est également nul, en raison de la nature du fil, mais le fonctionnement en haute fréquence dépend évidemment de la capacité entre les spires et de l'inductance.

La résistance bobinée peut être assimilée à un circuit-bouchon, comprenant une résistance correspondant à une valeur ohmique de la résistance, une capacité correspondant à la capacité entre spires,

et une inductance dépendant de la valeur de l'inductance du bobinage. Pour une certaine fréquence, il peut même se produire un effet de résonance, qui détermine une très forte impédance.

Pour éviter ces effets de capacité et d'inductance, on emploie deux sortes de bobinages, d'abord, un bobinage en double, dit en « épingle à cheveux », dans lequel on supprime les effets inductifs, mais on augmente la valeur de la capacité répartie.

On peut aussi effectuer un premier enroulement sur le mandrin isolant, puis un deuxième en sens inverse, entre les spires du premier.

Les enroulements sont ainsi réunis en parallèle ; on supprime de cette façon les effets d'induction et de capacité, mais il faut évidemment utiliser, pour obtenir la même résistance, une quantité de fil quatre fois plus grande.

LA PRODUCTION DU BRUIT DANS LES RÉSISTANCES ET LEUR RÉDUCTION

Les bruits de fond ou bruits parasites produits dans les amplificateurs de tous genres peuvent être déterminés particulièrement par les résistances. Ce phénomène provient de l'action moléculaire dans le matériau formant la résistance, et augmente avec la température.

Les collisions internes entre les molécules ont lieu d'une manière aléatoire et non périodique, de sorte que les fréquences de ces bruits ont également une nature irrégulière, d'où le nom de « bruit blanc » suivant l'expression anglosaxonne. Il n'y a pas une seule fréquence prédominante, et toutes les fréquences peuvent être constatées simultanément.

Cette action moléculaire se produit suivant les mêmes principes que dans les molécules de gaz contenues dans une enceinte. Le rapport de l'énergie moyenne totale de la molécule de gaz à sa température absolue est indiquée par une constante appelée constante de Boltzmann. En considérant les électrons libres dans un conducteur, comme dans un gaz de volume défini, on peut appliquer la constante de Boltzmann pour trouver la valeur de l'énergie disponible aux extrémités du récipient contenant le gaz. Dans ce cas, évidemment, et par analogie, le récipient correspond à la résistance et les extrémités correspondent aux extrémités de l'élément résistant, et non à celles des connexions.

En appliquant ces données à une résistance, on peut établir la relation pratique :

$$e = 4 KT \text{ dF R}$$

Dans laquelle, K est la constante de Boltzmann, soit $1,38 \times 10^{-23}$, T est la température absolue en degrés Kelvin, dF est la largeur de bande en Hz, R la résistance en ohms, e la valeur moyenne efficace de la tension de bruit en microvolts.

Pour appliquer cette formule rapidement et simplement, on peut utiliser un graphique permettant de trouver la tension parasite de bruit produite dans une résistance pour différentes bandes de fréquences, et à des températures de l'ordre de 20° à 25 °C.

Mais, lorsqu'on envoie un courant dans la résistance, un second type de bruit parasite peut prendre naissance. Un graphique peut indiquer les tensions de bruit en microvolts par volt pour différentes valeurs de la résistance. Cette tension de bruit est appelée habituellement « bruit de courant », et varie suivant le type de résistance considéré. Elle augmente d'une manière linéaire avec la tension appliquée, de sorte que la tension de bruit de courant indiquée par le graphique doit être multipliée par la tension aux bornes de la résistance.

Le graphique de la figure 2 se rapporte spécialement aux résistances en composition en matière moulée, et aux éléments en carbone. Les résistances bobinées et les résistances au carbone à dépôt à haute stabilité ne présentent pas ce même phénomène de bruit de courant.

Le bruit parasite total produit par une résistance en composition en matière moulée est constitué évidemment en additionnant les deux effets que nous venons d'indiquer.

Les tensions de bruits constituent des valeurs maximales pour les résistances qui ne présentent pas de défauts particuliers. Les résistances plus ou moins défectueuses peuvent déterminer la production de bruits plus intenses ; il en est de même pour tous les mauvais contacts, par exemple, un relâchement des connexions entre l'élément résistant et les bornes, des contacts entre les spires des résistances bobinées, des fissures des dépôts de carbone ou de la masse moulée. Des défauts sont souvent produits ou sont aggravés par la variation de tempé-

rature de la résistance, lorsque le montage dans lequel se trouve cet élément est mis en action et arrêté à plusieurs reprises.

Lorsqu'un montage produit des bruits de souffle ou de fond particuliers caractéristiques trop élevés, les transistors constituent habituellement les premiers éléments à vérifier ; si l'on ne constate pas de phénomène particulier, ce sont les résistances qui sont les éléments suspects. Si les essais ont été concluants, le remplacement de la résistance défectueuse constitue normalement le seul remède, mais l'essai de ces résistances peut être effectué suivant deux méthodes différentes. La première consiste à remplacer complètement et temporairement la résistance suspecte, et à se rendre compte si le bruit parasite a disparu ou non.

La seconde consiste à shunter la résistance avec un condensateur, ce qui permet ainsi à l'étage d'amplification de fonctionner sans être troublé par les conditions de fonctionnement en courant continu. Les deux méthodes doivent finalement permettre

d'obtenir une réduction de l'effet parasite.

Le choix d'une résistance permettant d'obtenir le bruit de fond le plus faible dépend de la valeur de la résistance utile. Comme nous l'avons vu plus haut, les résistances bobinées produisent normalement les bruits les plus réduits, mais leur résistance est limitée, et pour des valeurs élevées, les modèles à dépôt de carbone sont plus employés.

Pour réduire les prix, les éléments en composition en carbone moulé offrent des avantages, mais il est indispensable, dans ce cas, de choisir des éléments à puissance admissible élevée, de façon à réduire l'échauffement. Les résistances à couches métallique et à oxyde offrent désormais les possibilités les plus intéressantes dans ce domaine.

Le contrôle du bruit produit par la résistance peut être effectué en mesurant le gain obtenu, et la valeur efficace de la tension de bruit de sortie. Cette valeur divisée par le gain permet d'obtenir une mesure de la tension du bruit à l'entrée du premier étage ;

TABLEAU 1

Puissance à 70 °C	Tension Max. d'utilisation	Valeurs Ohmiques	Spécifications
0,25 W	250 V	0,51 à 5,1 MΩ	Tolérances 5 % (J) et 2 % (G) Valeurs Ohmiques : Série E 24. Ces résistances, grâce à leurs petites dimensions, peuvent s'insérer partout...
0,33 W	250 V	0,51 à 3,3 MΩ	
0,5 W	350 V	0,51 à 15 MΩ	
1 W	500 V	5,1 à 3 MΩ	
2 W	500 V	5,1 à 5 MΩ	
0,25 W	250 V	10 à 680 kΩ	Coefficient de température : (X) 100 PPM Tolérances : 2 % (G) série E 24 1 % (F) série E 96 Norme M I L R 22 654
0,5 W	350 V	10 à 1 MΩ	
1 W	500 V	10 à 1,2 MΩ	
0,125 W	200 V	49,9 à 100 kΩ	Coef. de température : (PPM) 100 (X) 50 (Y) 25 (2) Tolérances : 1 % (F) 0,5 % (D) sur demande spéciale : 0,25 % (C) 0,1 % (B) Norme M I L R 10 509 F.
0,25 W	300 V	49,9 à 300 kΩ	
0,5 W	500 V	49,9 à 698 kΩ	

elle est généralement de l'ordre de deux à trois fois la valeur indiquée par la méthode graphique, parce qu'il y a dans un amplificateur d'autres sources de bruits.

LES VALEURS PRATIQUES DES RÉSISTANCES MODERNES

Les résistances à couche de carbone ou de métal et les résistances bobinées permettent d'obtenir des caractéristiques prévues pour des puissances faibles ou moyennes.

Le tableau 2 donne ainsi les caractéristiques de résistances à couche de carbone **Tekelec-Airtronic**, le tableau 2 se rapporte à des résistances à couche métallique **Sfernice**, et le tableau 3 à des résistances bobinées sous support de la même marque.

LES TRANSFORMATIONS DES RÉSISTANCES FIXES

L'emploi de nouvelles compositions et d'autres méthodes de fabrication ont permis des transformations et des modifications dans des domaines très variés.

Par exemple, depuis quelques années, la gamme des valeurs des résistances à couche métallique vitrifiée était de l'ordre de 10 ohms à 500 k Ω ; la tension maximale de fonctionnement était de l'ordre de 500 volts, et le coefficient de température de 250 parties par million ou 250 ppm.

Actuellement, ces résistances, grâce à de nouvelles compositions et des procédés de production améliorés, peuvent avoir des gammes de valeurs de 1 ohm à 100 M Ω , une tension maximale de

fonctionnement de 35 kV, et des coefficients de température de 50 à 100 ppm.

Grâce à différents progrès de ce genre, il devient possible d'envisager des modèles nouveaux. Il y a, d'abord, la miniaturisation. Les puissances nominales standard pour les résistances ont été réduites de 1/2 à 1/8 watt, et seront probablement même encore diminuées dans l'avenir.

Il y a ensuite les progrès des matériaux et des fabrications. Les performances des résistances standard ont été augmentées avec seulement une très faible augmentation de leur prix. Les bruits de fond et le coefficient de température ont été en même temps diminués; la stabilité et la fiabilité ont pu être améliorées, les matériaux constituant les résistances sont mieux définis.

Le conditionnement et la protection sont améliorés. Les enrobages à éléments doubles ou simples des résistances « discrètes » c'est-à-dire distinctes, et des circuits de résistances sont de plus en plus employés. Les matériaux Cermet, c'est-à-dire céramique et métal, sont désormais utilisés pour les assemblages. Les éléments moulés permettent d'obtenir des meilleurs résultats pour des fréquences élevées, une bonne dissipation de la chaleur, des dimensions réduites.

On se rend compte de plus en plus des avantages remar-

quables concernant le rapport des prix et des performances offertes par la résistance d'autres types que celles comportant une composition à base de carbone.

Leurs propriétés sont indiquées sur le tableau 4. Un facteur essentiel a été constitué par les variations des productions et des prix. Au fur et à mesure de l'emploi de quantités plus grandes, les prix ont diminué.

Pour produire de meilleurs éléments, les ingénieurs spécialisés ont dû avoir recours à des technologies variées et pour étudier ainsi les résistances modernes, il faut considérer essentiellement les différents paramètres indiqués déjà plus haut sous un angle pratique. On envisage d'abord la tolérance, c'est-à-dire la précision, la variation maximale par rapport à la valeur nominale mesurée à la température normale ambiante, et sous une tension faible.

Il y a, ensuite, le coefficient de température de résistivité le changement de résistance suivant la variation de température en degrés, exprimée habituellement en \pm parties par million, comme il est indiqué sur le tableau 4, et par degré centigrade. Il s'agit évidemment de la température de la résistance et non de celle du milieu ambiant. Si la résistance dissipe assez d'énergie pour que sa température s'élève au-dessus de celle du milieu ambiant, il s'agit du

TABLEAU 3

Gamme de valeurs ohmiques	100 Ω 1 M Ω
Tolérances sur valeurs ohmiques	$\pm 0,01\%$ $\pm 1\%$
Dissipation nominale	0,20 W / 125°C
Coefficients de température	K6 : ± 10 ppm/°C K8 : ± 5 ppm/°C K9 : ± 2 ppm/°C
Tension limite nominale	150 V
Rigidité diélectrique	2 x Un/1 mn
Résistance d'isolement	100 V cc/1 mn 10 ⁵ M Ω

TABLEAU 2

Modèles	RCMT 02	RCMT 05	RCMT 08	RCMT 1	RCMT 2	RCMT 4
Dissipation à 125 °C	0,1 W	0,125 W	0,25 W	0,5 W	1 W	2 W
Valeurs ohmiques	1 Ω à 330 k Ω	1 Ω à 1 M Ω	1 Ω à 1,5 M Ω	1 Ω à 2,5 M Ω	1 Ω à 2,5 M Ω	1 Ω à 2,5 M Ω
Tolérances	$\pm 0,1\%$ $\pm 0,2\%$ à partir de 10 Ω $\pm 0,5\%$ $\pm 1\%$ pour toutes valeurs					
C.T. Nominiaux	K4 $\pm 25 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$			K3 $\pm 50 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$		

coefficient « d'auto-échauffement » de résistivité, qui est exprimé également en ppm et par watt de puissance dissipée.

Le coefficient de tension de la résistance est la variation de la résistance à une température déterminée produite par un effet moléculaire dans le matériau, et qui est exprimée également en ppm par volt.

La stabilité dans le temps est la variation de la résistance dans des conditions déterminées, lorsque l'élément est utilisé pendant 1 000 heures. Ce paramètre est exprimé en pourcentage positif ou négatif ou en ppm pendant 1 000 heures. La variation est plus importante avec les résistances de grande valeur nomi-

nale; la variation à court terme est généralement plus grande que la variation à long terme.

Le niveau du bruit correspond, nous l'avons montré, à la production du bruit d'origine thermique. Il est équivalent à la tension de bruit produite par la résistance pour une largeur de bande de fréquences déterminée, et dans des conditions données de fonctionnement, exprimée en volts multipliée par la racine carrée de la fréquence. L'indice de bruit et le rapport de la tension de bruit en valeur efficace à la tension continue appliquée exprimée en décibels.

On considère également au point de vue pratique la gamme de fréquences de fonctionnement habituelle et la fréquence la plus élevée, pour laquelle l'impédance diffère de la résistance d'une valeur plus grande que celle correspondant à la tolérance admise. Comme nous l'avons montré, une résistance peut être considérée comme shuntée par une capacité, et comporte une inductance produite, en particulier, par les connexions en série avec elle.

Ces éléments doivent être étudiés pour déterminer la gamme de fréquences normale. Le paramètre qui la caractérise est le rapport d'impédance en alternatif et

continu, le rapport de l'impédance complexe et spécialement de la capacité en shunt à la résistance en courant continu.

Il faut également évaluer les valeurs maximales nominales, la puissance maximale admissible, la tension maximale de fonctionnement, et la température maximale, de fonctionnement, qui ne doivent pas être dépassées. Cette évaluation est spécialement nécessaire pour le fonctionnement en impulsions ou dans les appareils digitaux, lorsqu'on utilise des résistances à couche. Dans ce cas, les valeurs moyennes peuvent être maintenues dans des limites, mais les valeurs instanta-

TABLEAU 4

Applications	Types	Propriétés essentielles	Coefficient température °C	Puissance admissible	Gamme de résistances
Applications générales Tolérance $\geq 5\%$ ≥ 200 ppm	Composition en carbone Bobiné moulé Bobiné céramique Couche métallique Oxyde d'étain Couche de carbone Cermet	Prix réduit Faible tension Puissance et tension limitées satisfais. Souplesse Fiabilité Prix réduit Stabilité	> 500 ≥ 200 ≥ 200 200 200 > 200 150	1/8 - 2 W 1/2 - 2 W 2 - 50 W 1/8 - 5 W 1/8 - 20 W 1/4 - 2 W 1/4 - 3 W	$1 \Omega \geq 100 M\Omega$ 0,1 Ω - 2,4 k Ω 0,1 Ω - 90 k Ω 4,3 Ω - 1,5 M Ω 4,3 Ω - 1,5 M Ω 10 $\Omega \geq 1 M\Omega$ 10 Ω - 10 M Ω
Semi-précision $> 1 < 5\% \leq 200$ ppm	Couche métallique Oxyde d'étain	Souplesse Stabilité	≤ 200 ≤ 200	1/8 - 2 W 1/8 - 2 W	1 Ω - 1,5 M Ω 4,3 Ω - 1,5 M Ω
Puissance ≥ 2 W	Bobinage céramique Tubulaire et plat	Prix réduit Facilité d'insertion	≥ 200 ≤ 100	2 - 50 W 4 - 250 W	0,1 Ω - 30 k Ω 0,1 Ω - 1 M Ω
Précision $\leq 1\%$ ≤ 100 ppm	Couche métal Email métal Oxyde d'étain Couche mince Bobinage avec capsule	Tolérance Résistance à l'environnement Puissance Dimensions réduites Puissance	< 20 ≤ 100 ≤ 100 ≤ 100 ≤ 20	1/10 - 1 W 1/10 - 1 W 1/10 - 1 W 1/20 - 5 W 1/20 - 5 W	0,1 Ω - 1 M Ω 1 Ω - 1 M Ω 10 Ω - 1 M Ω 10 Ω - 100 M Ω 0,1 Ω - 1 M Ω
Ultra-précision $\leq 0,5\%$ ≤ 25 ppm	Couche mince Bobinage avec capsule	Souplesse Diminution des bruits	≤ 25 ≤ 20	1/20 - 1/2 W 1/20 - 1 W	20 Ω - 1 M Ω 0,1 $\Omega \geq 1 M\Omega$
Résistances variables trimmers	Bobinages plastique conducteur Cermet Carbone	Coefficient de température Durée de service avec rotation Résistance à l'environnement Prix de revient	± 20 $\pm 250 - 500$ $\pm 250 - 500$ $\pm 300 - 2 000$	5 à 70 °C 2 à 70 °C 12 à 70 °C 5 à 70 °C	10 Ω - 100 k Ω 1 k Ω - 100 k Ω 500 Ω - 2 M Ω 100 Ω - 2 M Ω
Circuits résistants	Couche épaisse Couche mince	Prix réduit Performances élevées	≤ 200 ≤ 100	≤ 2 W/p Kg ≤ 2 W/p Kg	10 Ω - 10 M Ω 10 Ω - 1 M Ω

nées sont trop élevées pour les composants à employer.

Des progrès techniques remarquables ont pu être obtenus en ce qui concerne les matériaux, la fabrication et le conditionnement des résistances discrètes et des circuits. Les variations sont importantes d'un produit à un autre.

De nombreux fabricants de composants passifs ont maintenant organisé des laboratoires de recherches très complets. Les propriétés fondamentales de résistivité et de pouvoir diélectrique des matériaux exigent l'étude de problèmes aussi nombreux que ceux qui concernent les éléments au silicium et les circuits intégrés. Il faut avoir recours, pour l'étude des résistances, à l'analyse thermo-gravimétrique, à l'analyse thermique différentielle, aux appareils à rayons X et à diffraction par les électrons, aux microscopes électroniques à balayage et du type à transmission, aux sondes électroniques, aux chromatographes à gaz, à la polarographie, à l'optique infrarouge et à la spectroscopie de masse.

LES PROGRÈS DES RÉSISTANCES DISCRÈTES

Au cours de ces dernières années, de nouvelles techniques et des matériaux spéciaux pour assurer le contrôle au moyen de laser ont été mis au point pour permettre une précision élevée et régulière.

Les résultats ont permis d'obtenir une précision dans de meilleures conditions économiques, et de réaliser des résistances à métal semi-précieux et à film épais, qui entrent maintenant en compétition avec les résistances habituelles en composition à base de carbone, en ce qui concerne le rapport des performances et des prix.

En outre, ces résistances présentent des coefficients de température beaucoup plus

faibles. Par exemple, les éléments à composition à base de carbone peuvent présenter un coefficient de température de 500 ppm par degré C, tandis que les éléments à couche métallique permettent d'atteindre une valeur de 50 ppm seulement par degré C.

La nouvelle technologie d'ultra-précision des couches métalliques épaisses à pour base l'emploi de la différence existant entre les coefficients de dilatation des couches métalliques et leur support de verre.

La chaleur produit une compression dans l'alliage de métal, et un coefficient de température dans l'alliage; celui-ci tend à compenser le coefficient de température normalement positif de cet alliage. Cette technologie rend désormais possible la réalisation d'éléments ayant des coefficients de température de 1 ppm seulement par degré C, de 0 à 60 °C.

Les résistances à couches épaisses attirent également beaucoup l'attention; ces éléments, en raison de leur prix relativement réduit, peuvent désormais remplacer les résistances à composition à base de carbone dans de nombreuses applications. Dans un avenir assez prochain, sans doute, des résistances de précision à couche épaisse pourront remplir le rôle joué maintenant par les résistances à couche mince et les éléments bobinés.

Des progrès ont également été réalisés en ce qui concerne la régularité de l'épaisseur des fils de bobinage, le flux thermique entre le noyau et le fil, et le contrôle de la fabrication amélioré pour les perfectionnements des résistances bobinées.

La dissipation de puissance étant plus uniforme, il devient possible d'augmenter, à dimensions égales, la puissance nominale et, par suite, d'utiliser des conditionnements plus réduits. Jusqu'ici, bien souvent, une variation quelconque de l'épaisseur du fil risquait de déterminer une

modification de la densité du courant et de produire des points chauds.

Un défaut d'uniformité déterminé par des facteurs mécaniques tels que la pression du bobinage, la formation du support, la fixation et le conditionnement risquent de produire des variations de résistance dans certaines parties de ces éléments bobinés.

Pour éviter ces difficultés, les fabricants augmentent les possibilités de surcharge et de fonctionnement dans des conditions dépassant les valeurs habituellement prévues.

Par exemple, des éléments standard bobinés de 5 watts peuvent supporter des impulsions de 24 watts pendant une milliseconde, ce qui est équivalent à des tensions de 24 kV et dépasse de beaucoup les possibilités existant il y a quelques années.

Les fabricants semblent avoir résolu deux problèmes importants, dont nous avons montré l'intérêt: la production des bruits de fond, et les défauts de fiabilité.

Les bruits de fond ont pu être diminués, en améliorant les contacts des éléments résistants, et l'uniformité de la fabrication avec des matériaux de meilleure qualité. La fiabilité a été améliorée, en réduisant le mécanisme déterminant les défauts, grâce à un contrôle plus serré de la production pendant les différentes phases de réalisation.

Les conditions d'utilisation et l'environnement présentent toujours une grande importance; c'est ainsi que dans les montages, les contraintes appliquées aux matériaux résistants peuvent modifier leur valeur.

LES PROGRÈS DES RÉSISTANCES À COUCHE ÉPAISSE OU MINCE

Les éléments à couche attirent spécialement l'attention

et les circuits réalisés grâce à eux peuvent remplacer désormais souvent les composants passifs discrets.

Les circuits à couches épaisses sont réalisés en étendant des encres de masquage et des éléments liants sur des supports en céramique. Les circuits à couche mince sont plaqués, réalisés par pulvérisation, ou déposés par pyrolyse sur un support et les connexions sont formées par photo-lithographie.

Les couches épaisses sont généralement moins coûteuses; elles permettent des tolérances plus grandes et des coefficients de température plus faibles que les couches minces. Les éléments à couche mince permettent une meilleure stabilité, une précision plus grande, mais les prix sont plus élevés; bien souvent, ces différences sont désormais moins accentuées.

Lorsque les encres métalliques seront encore perfectionnées le prix de revient des matériaux des couches minces les rendra moins coûteux.

Les fabricants utilisent ainsi le tantale pour les circuits à résistances à couche mince et à résistance capacité en raison de sa résistivité spécifique très élevée. Le corps permet facilement d'obtenir des oxydes qui sont formés par un procédé anodique ou thermique et les mêmes matériaux peuvent être employés pour les résistances et les capacités.

D'autres fabricants ont réussi à diminuer le prix de revient à couche mince, en utilisant la technologie des couches minces de nichrome. En combinant la pulvérisation à haute fréquence et l'évaporation du nichrome, il a été possible d'obtenir des gammes de résistances diverses. Ces éléments à couche mince pourraient avoir un prix de revient qui ne dépasserait pas de 50% ou 75% ceux des éléments correspondants à couches épaisses.

Ils possèderaient cependant un nombre important d'avantages techniques et un rapport meilleur prix/performance.

Les tolérances pourraient, par exemple, être beaucoup plus réduites que pour les éléments à couche épaisse. On obtiendrait une stabilité remarquable de 0,1 % par an. En outre, le coefficient de tension deviendrait pratiquement nul, et le coefficient de température serait de 25 à 75 ppm, contre 100 à 150 pour les circuits analogues à couche épaisse.

Les circuits de résistances à couches épaisses permettent d'obtenir des performances généralement plus modestes, mais qui sont cependant de plus en plus améliorées. On peut envisager par exemple des couches de Cermet présentant des coefficients de température de 50 ppm, c'est-à-dire qui peuvent rivaliser avec les valeurs constatées pour les éléments à couches minces. Les techniques de production et la technologie des matériaux ont ainsi amélioré les performances des circuits à couches épaisses même de prix réduits.

L'utilisation de systèmes automatiques contrôlés par ordinateurs et de nouveaux matériaux ont ainsi permis la réalisation de résistances à couches de carbone épaisses améliorées.

L'emploi de nouvelles encres, de systèmes de contrôle à laser, de masquages automatiques et d'opérations d'assemblage également automatisées, ont permis une amélioration de la tolérance de $\pm 10\%$ à $\pm 15\%$, une amélioration également du coefficient de température de -1700 ppm par degré C à -375 ppm par degré C. On a pu obtenir également une diminution de la variation de résistance déterminée par l'humidité et la température.

Pratiquement, pour l'utilisateur, le même circuit utilisé avec le même matériau que celui employé déjà depuis quelques années présente ainsi des caractéristiques améliorées avec de meilleures tolérances de fabrication.

Pour les éléments à couche mince ou à couche épaisse, le

progrès consiste aussi dans le développement des productions standards. Les défauts de conditionnement standard et de circuits standards peuvent rendre les circuits de résistances moins compétitifs vis-à-vis des montages correspondants à éléments discrets.

Beaucoup d'encres pour couches épaisses contiennent des métaux précieux, tels que le platine, le palladium, l'argent, et le ruthénium; les prix ont également augmenté rapidement et, par suite, les prix de revient des éléments.

Les progrès des encres à base de métaux courants, tels que le cuivre, le nickel et l'aluminium assurent des avantages importants, en ce qui concerne les prix. Les recherches dans ce domaine sont donc très actives et les problèmes sont de caractère physique et chimique. Les encres peuvent être maintenant traitées dans une atmosphère inerte ou à pression réduite, pour éviter les réactions possibles, telles que l'oxydation au cours des traitements thermiques.

On étudie de mieux en mieux la variation des résistances à long terme et la tolérance de la résistance, et les effets des conditions d'environnement sur la résistance et le coefficient de température. Par exemple, une résistance présentant une tolérance initiale de 5 % peut finalement présenter, en pratique, une variation de tolérance de 9 %, lorsqu'elle est placée dans un circuit de montage.

On voit ainsi sur la figure 3 les effets des conditions de traitements variés sur la tolérance d'une résistance. L'importance de la variation dépend du type de résistance, et des contraintes qui agissent sur elle. La tolérance de fabrication dépend de la tolérance initiale, du stockage, de la soudure de l'emploi à une puissance proche de la valeur maximale et des autres conditions agissant sur le matériau, les différentes courbes montrent la variation initiale, la variation déterminée par le conditionnement, la courbe de tolérance après l'installation dans le montage, et, enfin, la courbe de tolérance après un usage de 10 000 heures dans des conditions d'échauffement variées.

Un facteur qui doit être parfois considéré consiste dans les caractéristiques du fonctionnement en impulsion d'une résistance à couche épaisse ou mince, et qui est très différente de la caractéristique normale pour le fonctionnement en courant continu.

Pour le fonctionnement en impulsions, la couche résistante est découplée au point de vue thermique par rapport à la couche du support. L'énergie transmise est dissipée dans la masse de la résistance; elle est ensuite transmise au support.

Ce fait peut déterminer l'altération ou la destruction d'une résistance pour des niveaux de puissances très inférieurs à la dissipation normale en courant continu.

L'énergie envoyée ainsi dans la petite masse de la résistance produit de la chaleur. La capacité maximale d'admission de l'énergie dans une résistance dépend de sa résistance, et elle n'est généralement pas indiquée.

Il s'agit, d'ailleurs, de pouvoir adapter et, s'il y a lieu, d'apparier les résistances dans les conditions les plus pratiques et les plus précises, d'utiliser dans les meilleures conditions les multiples modèles modernes, qui sont désormais à notre disposition, et les résistances variables potentiométriques, qui ont également bénéficié de progrès importants doivent aussi être étudiées.

R.S.

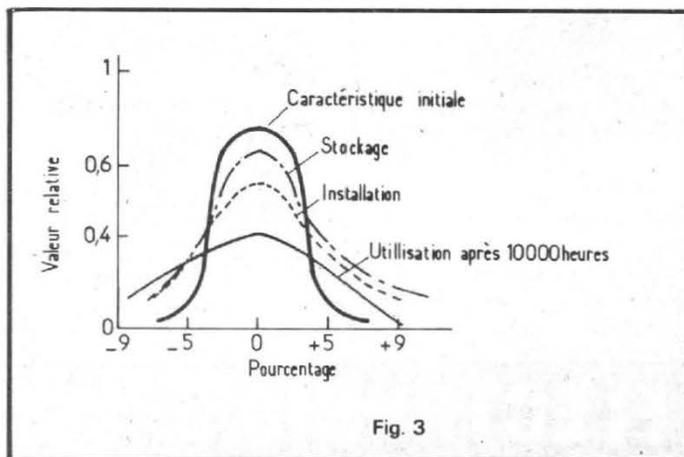


Fig. 3

1. L'AMPLIFICATEUR A LARGE BANDE

GENERALITES

POUR aborder les montages électroniques, deux chemins peuvent être empruntés : celui de l'amateur, qui consiste à réaliser une construction déjà étudiée, avec des composants sélectionnés à l'avance ou celui du bureau d'études, qui calcule et prévoit tout en fonction d'une technologie donnée. Les deux cheminements sont valables, les satisfactions qu'on tire de l'un ou l'autre étant différentes, le but atteint reste néanmoins le même.

Si l'on souhaite posséder rapidement un montage ayant des caractéristiques connues et admises à l'avance par le réalisateur, la solution du « kit » paraît tout à fait justifiée. L'amateur devient, alors, un exécutant comme le serait, en plus qualifié, un ouvrier spécialisé ; dénigrer une telle pratique relève de la pure sottise ! Le seul grief qu'on peut, néanmoins, reprocher aux kits est, précisément, le fait qu'on ne peut - et qu'on ne doit généralement pas ! - s'écarter du chemin tracé par le concepteur, sous peine de se ménager des surprises désagréables au cours de la mise au point. En effet, certaines performances semblent insuffisantes ou mal adaptées à l'emploi qu'on veut en tirer et l'on est parfois tenté de modifier les paramètres du montage. C'est là que le bât blesse or les résultats sont souvent décevants. La cause en est la méconnaissance du sujet. Reste,

alors, la solution de tout calculer avant de construire, ce qui demande, évidemment une certaine compétence. C'est le processus du technicien ou du maquettiste, l'élaboration se faisant dans l'équivalent d'un bureau d'étude.

Cette pratique, plus complexe dans la majeure partie des cas, permet, toutefois, la satisfaction bien évidente de maîtriser son montage tout au long de sa réalisation. Et, comme on en connaît les critères de fonctionnement, ceux-ci peuvent être facilement modelés en fonction de ses besoins propres. Le but de cette série n'est pas de développer une théorie déjà exposée dans bon nombre d'ouvrages, qu'ils soient scolaires ou de vulgarisation, mais de mettre en avant les quelques propriétés fondamentales qui régissent un montage dans son application précise.

Chaque article traitera donc d'une spécialité donnée, avec des applications concrètes essayées par l'auteur et que le technicien débutant ou l'amateur averti pourra éventuellement construire. L'avantage de cette méthode d'enseignement est évident : si le réalisateur veut modifier le schéma pour adapter le montage à ses besoins, il trouvera matière à réflexion pour guider son initiative personnelle. Au début les montages seront volontairement très simples, voire primaires, mais leur assimilation étant faite, ceux qui viendront, ensuite, seront mieux admis par le lecteur peu ou moyennement averti des techniques développées.

I-A ETUDE DE LA BANDE PASSANTE D'UN ETAGE AMPLIFICATEUR

SCHEMA EQUIVALENT

Avant de préciser la nature des montages permettant de transmettre une bande de fré-

quence donnée, considérons les paramètres qui réagissent sur cette bande passante. Un **minimum de théorie s'impose donc**. Un schéma équivalent peut simplifier le développement de l'exposé, encore faut-il qu'il soit proche de la réalité, ce qui nous empêche de vulgariser trop cet exposé **qui sert de base à toute l'étude**. En premier lieu, on peut toujours ramener un amplificateur sous la forme d'un bloc théoriquement par-

fait, de gain G_0 et auquel on associe des composants qui **matérialisent les défauts** : voir figure 1.

CIRCUIT DE SORTIE

La sortie se comporte toujours comme une charge capacitive réagissant sur le gain réel de l'étage. En fait, le gain

G_0 peut être intrinsèquement obtenu par l'amplificateur au moyen de R_C qui devient la charge en continu. Ceci constitue un cas d'espèce qui dépendra du schéma employé.

La première clause à définir est donc la bande passante ; par conséquent, on peut dire qu'au niveau de la sortie, il existe une cellule « $R_C C_p$ » équivalente qui réduit l'amplification aux fréquences élevées. Ainsi, le gain théorique « G_0 » se retrouve divisé par

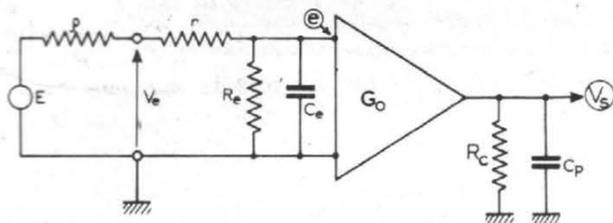


Fig. 1. - Schéma équivalent d'un amplificateur fonctionnant aux fréquences élevées.

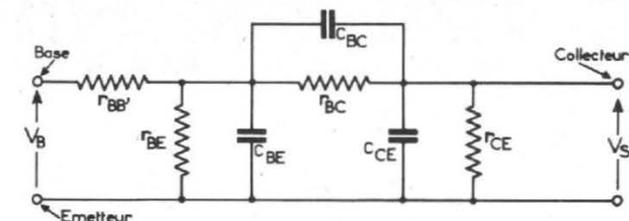


Fig. 4. - Schéma équivalent de Giacometto pour un transistor bipolaire.

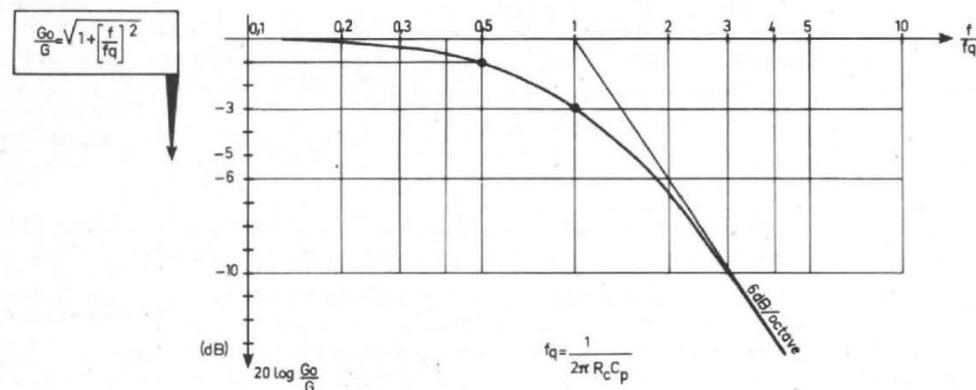


Fig. 2. - Réponse relative au gain d'un amplificateur chargé par un circuit capacitif.

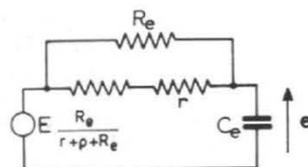


Fig. 3. - Schéma équivalent au circuit d'entrée.

une expression qui croît avec la fréquence comme s'il s'agissait d'une cellule « passe-bas » classique. Nous reproduisons, figure 2, la réponse relative au circuit de sortie : pour la fréquence quadrante « f_q » le gain baisse de 3 dB ; à partir de $f = 3 f_q$ la courbe devient tangente à une asymptote de pente égale à 6 dB par octave. L'affaiblissement est nul pour $f = f_q/10$. Comme on peut le remarquer, la fréquence quadrante f_q constitue le paramètre essentiel dans la réponse en fréquence de l'amplificateur. Il est normal qu'il conditionne directement la technique des amplificateurs vidéofréquences. Consécutivement, le gain est lié à la bande passante puis-

$$f_q = \frac{1}{2\pi R_c C_p}$$

et que R_c conditionne le gain. Ainsi, pour un gain important, un amplificateur ne peut pas posséder une grande bande passante. On est conduit, pour cette raison à

qualifier les possibilités de l'amplificateur en évaluant le produit « gain-bande passante » :

$$f_T = G_o \cdot f_q$$

Ce facteur dépend du montage et du transistor utilisé en sortie ; ceci reste vrai, que l'amplificateur soit constitué d'un micro-circuit, d'un transistor bipolaire ou d'un modèle à effet de champ.

CIRCUIT D'ENTRÉE

Dans l'étude des amplificateurs, on néglige généralement l'action du circuit d'entrée partant du principe que l'attaque se fait à basse impédance, au moyen d'un générateur adapté sur sa résistance caractéristique (50, 75, 300 ou 600 Ω selon les types d'appareil).

C'est, à notre avis, faire une simplification abusive car tous les défauts des amplificateurs

vidéo résident précisément dans l'action du circuit d'entrée sur l'étage précédent. En effet, on ne sait jamais, à priori, quelle est l'ampleur de la résistance « ρ » dans la représentation de la figure 1. Ce peut être par exemple, la résistance de sortie d'un pré-amplificateur, la résistance de charge d'un transistor précédent l'étage, un transformateur sélectif ou, plutôt, sa résistance d'amortissement ramenée en série... etc.

En supposant même que ρ soit très faible devant l'impédance d'entrée, il reste la résistance « r » qui, sans exister matériellement à l'extérieur du transistor, peut très bien se ramener à la résistance « $R_{BB'}$ » que diffusent tous les transistors bipolaires sur leur base. Cette résistance varie, selon le type de transistors, de quelques dizaines d'ohms à quelques centaines d'ohms : elle n'est pas négligeable aux fréquences élevées où la réactance de capacité $1/C_{BE}\omega$ devient faible, devant R_c notamment...

EFFET MILLER

Dans la représentation de la figure 3, R_c et C_c constituent des composants qui regroupent un certain nombre de phénomènes ; ce schéma équivalent est donc, déjà, une simplification. Elle n'est pensable en fait, que pour un gain donné de l'amplificateur, R_c et C_c renfermant intrinsèquement un phénomène voisin de l'« effet Miller ».

Si l'on se reporte au cas d'un transistor bipolaire, la représentation de Giacometto montre, en effet, l'existence d'une impédance de couplage complexe entre l'entrée et la sortie de l'échantillon, en l'occurrence entre la base et le collecteur, si l'on a affaire à un montage « base-commune » (voir fig. 4). Dans la majeure partie des cas, la technologie rend quasiment infinis les composants « R_{BC} » et « R_{CE} ». C_{BC} entre dans la valeur équivalente « C_E » selon l'expression :

$$C_E = C_{BE} + C_{BC} (1 + G_o)$$

Cette formule dimensionnant l'effet Miller, démontre que C_E peut devenir assez important si le gain G_o est lui-même grand. Ce phénomène est illustré par une droite (voir fig. 5) évoluant de C_{BE} à des valeurs deux ou trois fois plus fortes selon l'ampleur du gain de l'étage. Ainsi, pour un transistor RF assez ancien - le type AF121 - $C_{BE} \approx 45$ pF, dans les conditions typiques d'alimentation. La capacité de couplage C_{BC} est évaluée à 0,45 pF ce qui est justifié par la droite de la figure 5 et pour un échantillon donné.

BANC D'ESSAI AU RX METRE

En effet, les valeurs découlant des mesures effectuées avec un RX mètre (pont d'impédance réel), dans les conditions précisées sur la figure 6, peuvent varier dans des proportions étonnantes ($\pm 50\%$ par exemple) selon l'échantillon testé. Ces valeurs peuvent aussi varier avec les points de repos conditionnés par les paramètres suivants :

$$V_{CC} = V_{CE} + R_C I_C \\ = 10 \text{ V} + R_C 2.10^{-3}$$

$$I_C \frac{V_{EE}}{R_e} = 2 \text{ mA}$$

avec $R_e = 5000 \Omega$
et $V_{EE} = 10 \text{ V}$

Les alimentations seront donc judicieusement dosées de telle sorte que $V_{CE} = 10 \text{ V}$, quelle que soit la charge R_C . Les polarités des tensions seront inversées si l'on teste un transistor NPN au lieu d'un transistor PNP. Le gain est donné par le rapport V_s/V_e , la tension d'entrée V_e provenant de la composante alternative qui apparaît sur la sortie « mesure » du RX mètre. Pour doser commodément la tension appliquée au transistor, il est conseillé d'attaquer le RX mètre extérieurement, au moyen d'un générateur audio-fréquence.

La fréquence choisie est ni trop haute, ni trop basse, afin que la self de choc de 1 H située sur la base joue bien son rôle d'inductance.

RESISTANCE D'ENTREE

Quelque soit le type d'amplificateur, il apparaît sur l'entrée, une résistance qui, en continu, est égale à $R_i = r + R_e$, si l'on respecte la structure de la figure 1. Avec un transistor bipolaire (NPN ou PNP) la résistance R_i est équivalente à h_{11} , paramètre hybride, défini par le rapport :

$$\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}$$

pour le montage « émetteur commun ».

La mise en évidence de la résistance « r » ne peut se faire qu'en attaquant l'étage avec un générateur de tension parfait ($\rho_2 \neq 0$ ou une valeur extrêmement faible : voir figure 7A un montage qui utilise un transformateur abaisseur); cette résistance se trouve alors en parallèle sur R_e par le truchement d'un schéma équivalent qui compose l'ensemble sous forme d'une cellule « passe-bas » (B). La résistance R_e est, au contraire, mise en évidence au moyen d'un générateur de courant c'est-à-dire en ajoutant en série avec l'entrée une résistance ρ_1 très grande. C'est aussi une cellule « passe-bas ». Dans la mesure au RX

mètre, vue dans le montage de la figure 6, on ne met en évidence qu'une résistance équivalente R_{11} ramenée en parallèle sur une capacité globale C_E . Comme la structure physique du circuit r, R_e et C_e est tout autre, il faut faire appel aux formules de transposition série/parallèle. Celle-ci faisant intervenir la pulsation « ω », il est normal que R_{11} varie avec la fréquence (voir l'exemple du transistor AF121 dans la figure 8).

Par contre, on démontre, dans les relations ci-dessus, que C_E ne varie guère avec cette même fréquence. Malgré cette heureuse restriction, l'impédance d'entrée d'un montage à transistor n'est donc pas simple et varie avec la fréquence.

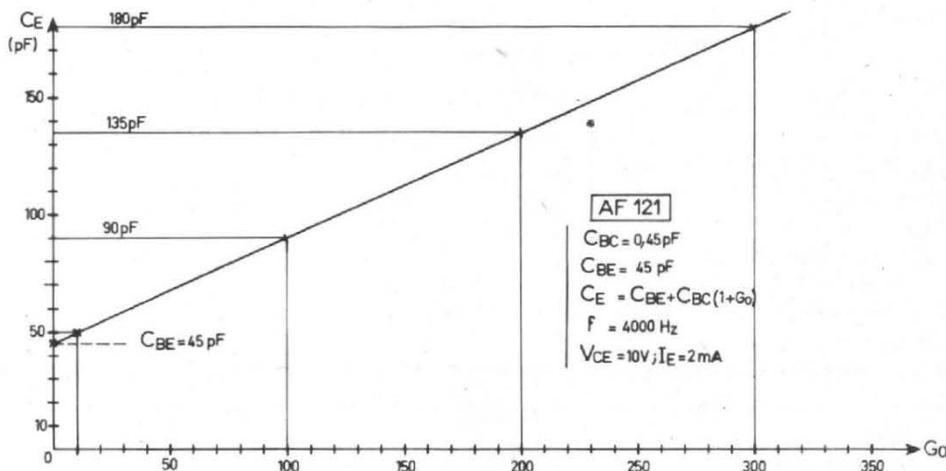


Fig. 5. - Variation de capacité d'entrée d'un transistor AF121 en fonction de son gain.

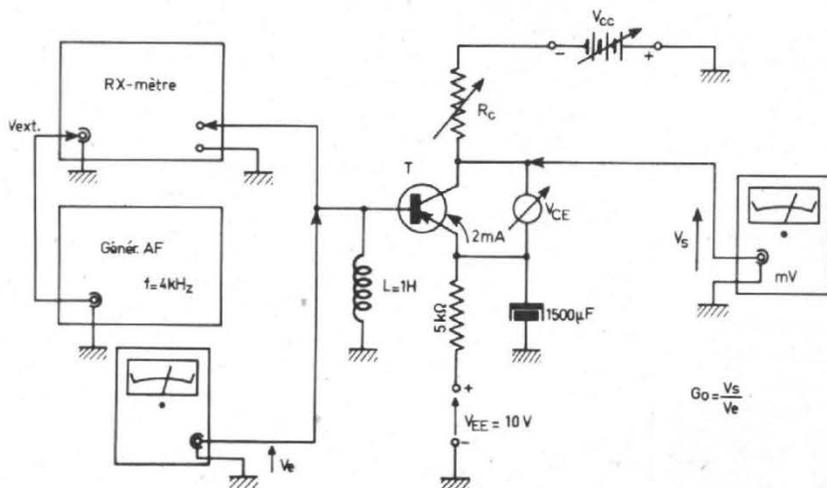


Fig. 6. - Banc d'essai d'admittance de base du transistor PNP en fonction de son gain.

(A) Montage pratique

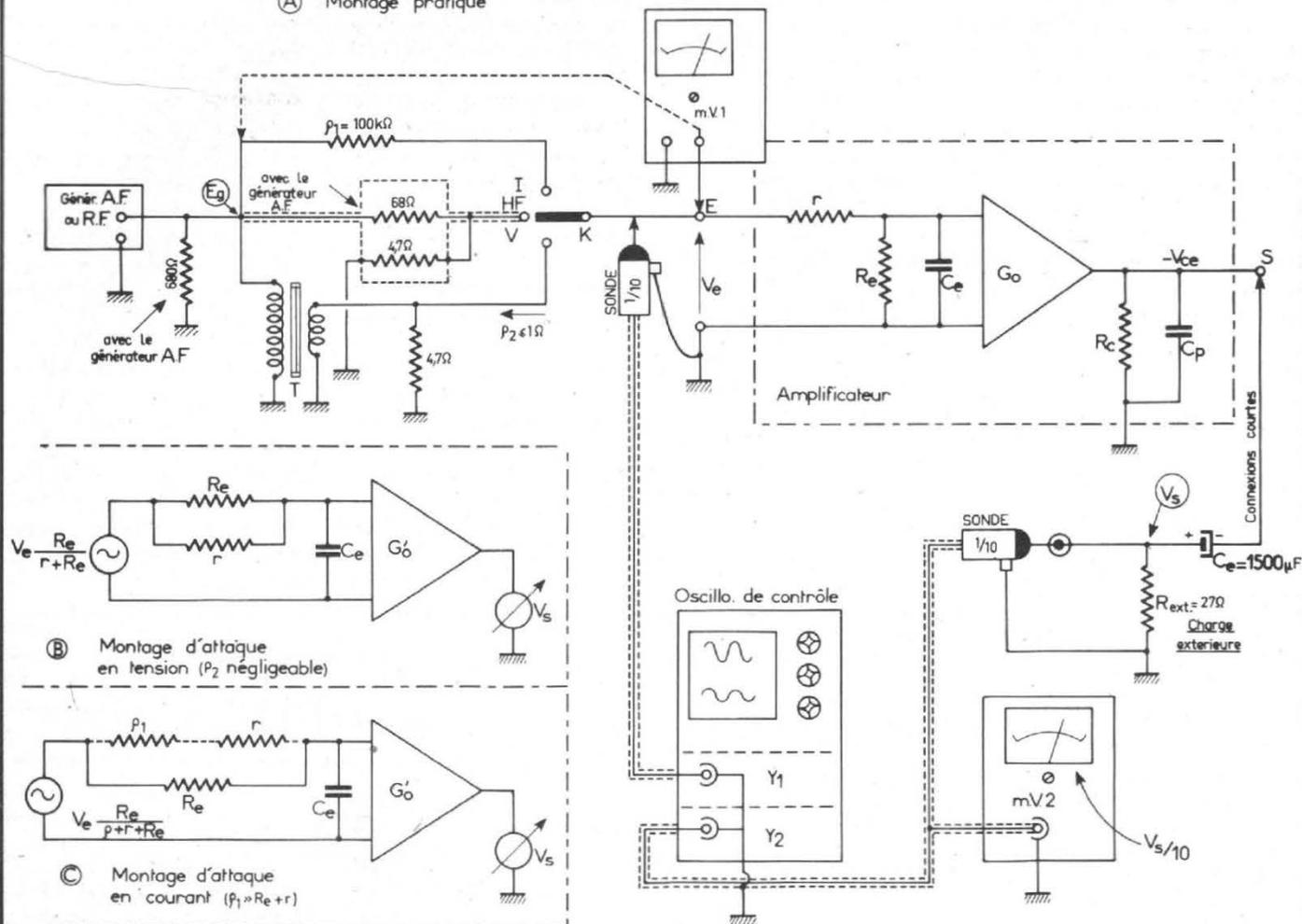


Fig. 7. - Montage d'analyse de l'impédance d'entrée d'un montage à transistor bipolaire et schémas équivalents dans les deux cas d'attaque.

MONTAGE D'ESSAI

Il est évident que, selon la valeur de ρ , la bande passante changera du tout au tout.

Considérons les cas extrêmes correspondant aux montages B et C de la figure 7 et appliquons, dans le cas concret d'un transistor qui possède les caractéristiques suivantes :

$C_E = 45 \text{ pF}$ valeurs moyennes
 $r = 22 \Omega$ fréquences aux basses
 $R_c = 1\,200 \Omega$

Pour isoler la bande passante du circuit d'entrée, il faut maîtriser celle de la sortie. Pour ce faire, il suffit de réduire considérablement la

charge soit en diminuant R_c soit en ajoutant extérieurement une résistance très faible ($R_{ext} = 27 \Omega$) par l'intermédiaire d'un condensateur de très forte valeur pour stopper l'éventuelle composante continue ; on prendra garde aux polarités de cette tension afin d'orienter convenablement celle du condensateur électro-chimique C_c .

Ainsi, si nous estimons à 20 pF l'ensemble des capacités qui se retrouvent sur la sortie S, la fréquence limite supérieure du circuit de sortie se monte à :

$$f_{qs} = \frac{1}{2\pi \cdot 27 \cdot 210^{-11}} = 300 \text{ MHz}$$

Cette faible capacité de 20 pF - regroupée dans C_p - est obtenue grâce à l'emploi

d'une sonde réductrice 1/10^e à haute impédance d'entrée (10 M Ω /4 pF) ; il ne reste que la capacité de sortie du transistor (2 à 3 pF) et celle parasite des composants branchés sur S.

La tension mesurée sur le voltmètre de sortie (mV2) doit être multipliée par 10 ainsi que la déviation obtenue sur l'oscilloscope.

La tension d'entrée V_e est également contrôlée par un millivoltmètre. Dans le cas d'une attaque en tension, cet appareil est branché sur l'entrée E_1 ; il veille à ce que le niveau reste constant. Dans le cas d'une attaque en courant, le millivoltmètre est déplacé sur E_g dont le niveau doit, aussi, rester constant.

L'oscilloscope peut être

également déplacé bien que l'on prévoit l'usage d'une sonde. L'emploi de l'oscilloscope s'impose afin de contrôler la qualité du signal amplifié : la droite de charge est, en effet, très relevée par suite de la faible valeur de R_{ext} servant, en réalité, de charge ; l'admissibilité est alors très réduite et un écrêtage du signal est toujours à craindre. Les mesures dans ces dernières conditions sont à proscrire et il faut réduire l'attaque.

ATTAQUE EN TENSION

Considérons tout d'abord le relevé de bande passante avec un montage d'attaque en ten-

sion (K sur V figure 7A). On se trouve dans les conditions de la figure 7B car ρ_2 est parfaitement négligeable, r et R_e , en parallèle, donnent une valeur peut différente de 20Ω (si l'on estime à 22Ω la valeur de r , conformément à ce que semble montrer la courbe de la figure 8 vers les fréquences élevées). Avec les 45 pF estimés par le fabricant du transistor testé (AF121) cela

donne une fréquence quadrante égale à

$$f_{qh} \approx \frac{1}{2\pi r C_e} = 160 \text{ MHz}$$

C'est évidemment très élevé et cela prouve qu'on ne peut utiliser la liaison par transformateur T, à moins qu'il ne s'agisse d'un modèle spécial prévu pour les fréquences VHF (transformateur d'impulsions sur ferrite HF).

On préfère, pour ce type de transistor, utiliser l'atténuateur adapté à 75Ω et blindé qui aboutit sur la position HF du commutateur K. Notons que nous avons utilisé un commutateur pour la commodité du dessus; toutefois, dans l'essai, aux fréquences VHF l'attaque se fera directement sur l'entrée du montage ainsi que le préconise pour l'essai le montage réel de la

figure 9. Celui-ci utilise un générateur RF et le transistor est câblé « en l'air » sur aucun support. En prenant un maximum de précautions ($V_e = c^e$, connexions courtes, sondes à haute impédance d'entrée, etc.) on doit aboutir à la courbe de réponse A de la figure 10.

En fait, la courbe s'incurve un peu plus tôt que ne le prévoit le gabarit asymptotique pour $f_{qh} = 160 \text{ MHz}$ parce que l'on s'approche des régions de fréquence où le circuit de sortie apporte sa propre atténuation.

De plus, l'entrée n'est jamais exempte de défaut (capacité parasites sur l'atténuateur, résistance selfique, etc.) et des corrugations risquent d'apparaître sur la courbe, aux alentours de 100 MHz .

Celle-ci nous enseigne, néanmoins que la bande passante est très grande pour une attaque sur résistance faible.

Il est indispensable que l'appareillage de mesure puisse ici « passer » les fréquences VHF, ce qui paraît problématique vers les 200 MHz . Pour tourner la difficulté, on peut moduler la porteuse à 1 kHz , les sondes à haute impédance d'entrée sont alors remplacées par des sondes détecteur VHF. L'allure de la courbe détectée reste rigoureusement proportionnelle à celle obtenue en VHF, du moment qu'on la trace en dB.

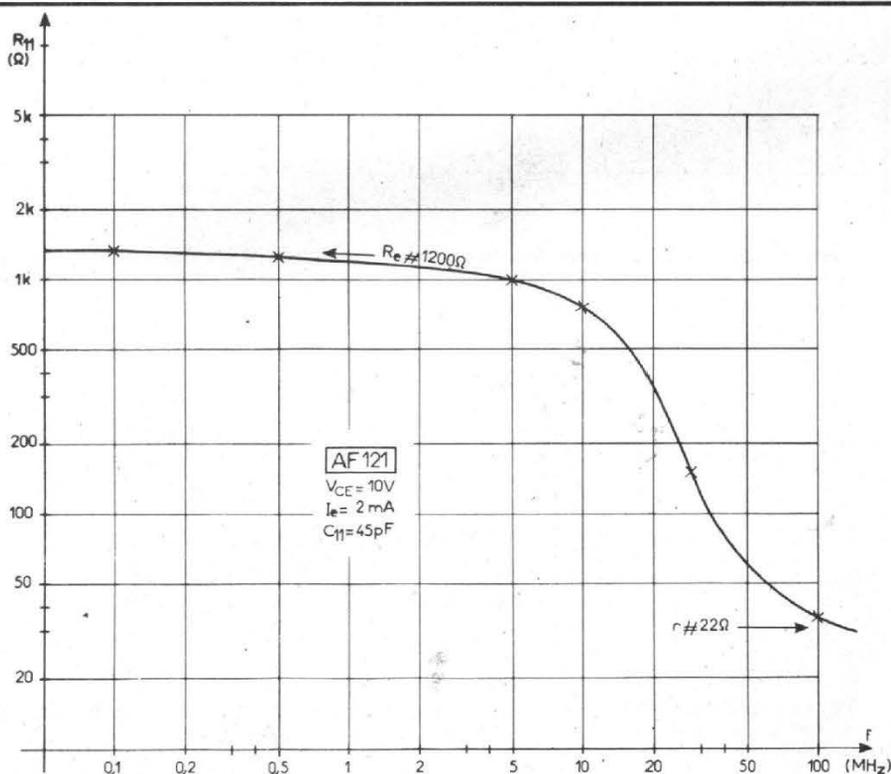


Fig. 8. - Variation de résistance d'entrée d'un transistor RF ordinaire.

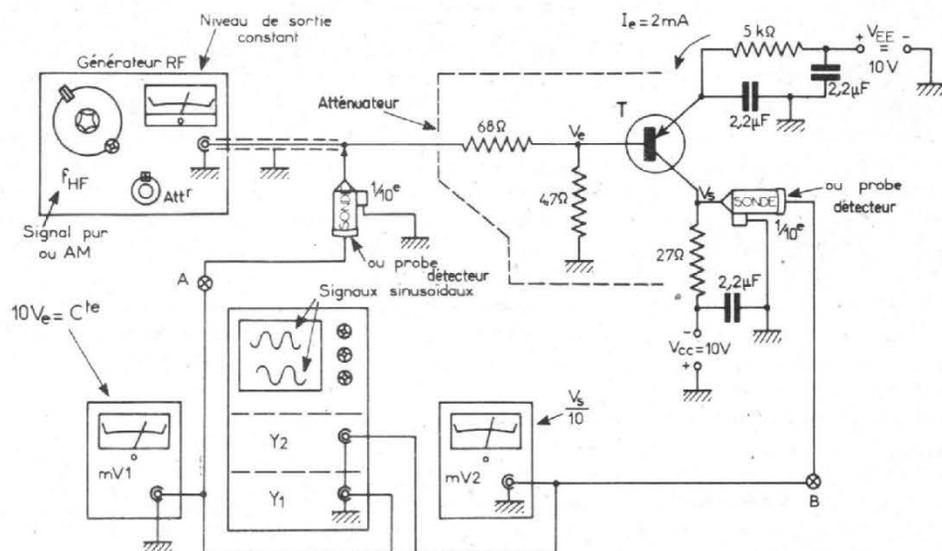


Fig. 9. - Banc d'essai du relevé en fréquence du circuit d'entrée.

ATTAQUE EN COURANT

Si l'attaque a lieu en courant, c'est-à-dire en attaquant le transistor ou le montage au travers d'une résistance de 10 ou $100 \text{ k}\Omega$ (fig. 7A contacteur K sur D), on se trouve dans les conditions de la figure 7C, où ρ isole r du circuit. On a, alors, une seconde fréquence quadrante - celle du gain en courant du transistor - que l'on évalue à :

$$f_{qh} \approx \frac{1}{2\pi R_c C_e} = 3 \text{ MHz}$$

... si l'on admet les valeurs proposées par le constructeur.

Lorsque l'on soumet une résistance de $100\text{ k}\Omega$ au circuit de base du transistor, une ddp continue est créée à ses bornes et déplace le point de repos de l'étage. Le montage de la figure 7A n'est valable qu'en théorie, pour l'attaque d'un amplificateur où les tensions continues internes sont isolées de l'attaque en dynamique. Pour l'étude d'un transistor, il faut modifier la liaison comme l'indique la figure 11 ; la base est alimentée en courant de telle sorte que l'on crée un courant de pont I_p s'opposant au courant de base I_B qui traverse ρ_1 . On règle donc R jusqu'à ce que la tension continue mesurée sur la base soit nulle (mesure au contrôleur universel très résistant) le procédé présente, toutefois, le défaut de réduire la résistance apparente du générateur de courant. Avec la valeur de $22\text{ k}\Omega$ choisie (R n'intervient pas car décomptée), il subsiste $\rho_1 = 18\text{ k}\Omega$. Cette valeur reste néanmoins suffisante, pour attaquer en courant le transistor.

Dans la représentation B de la figure 10, la courbe de réponse montre bien une fréquence quadrantale (f_{qB} à -3 dB) voisine de 3 MHz . l'affaiblissement de la courbe suit bien l'asymptote à 20 dB/décade d'affaiblissement.

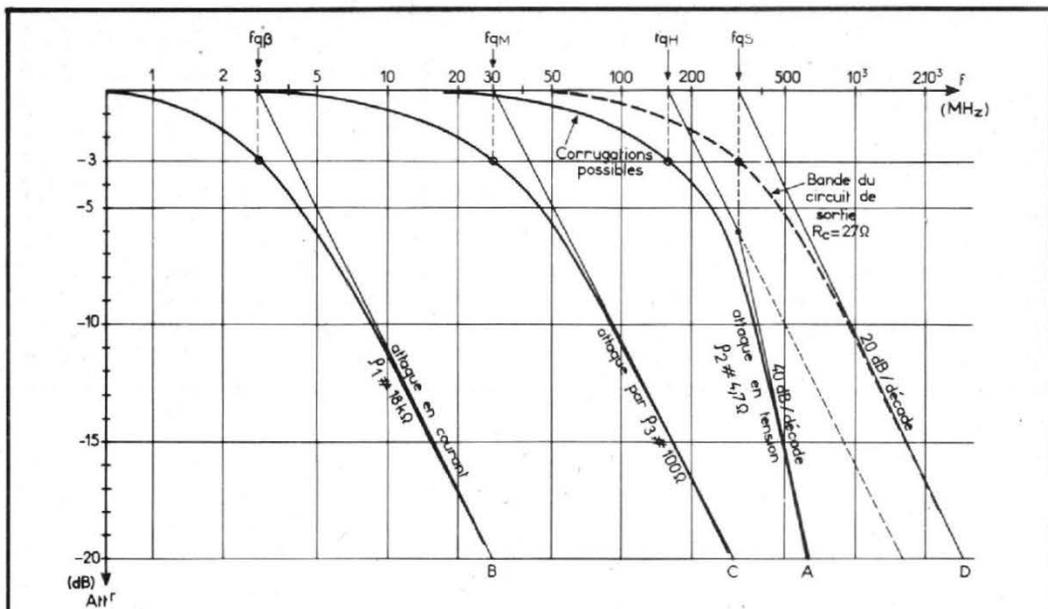


Fig. 10. - Variation de bande passante d'un étage à transistor attaqué dans diverses conditions d'adaptation d'entrée. La bande passante du circuit de collecteur est rejetée en D grâce à une résistance de charge faible.

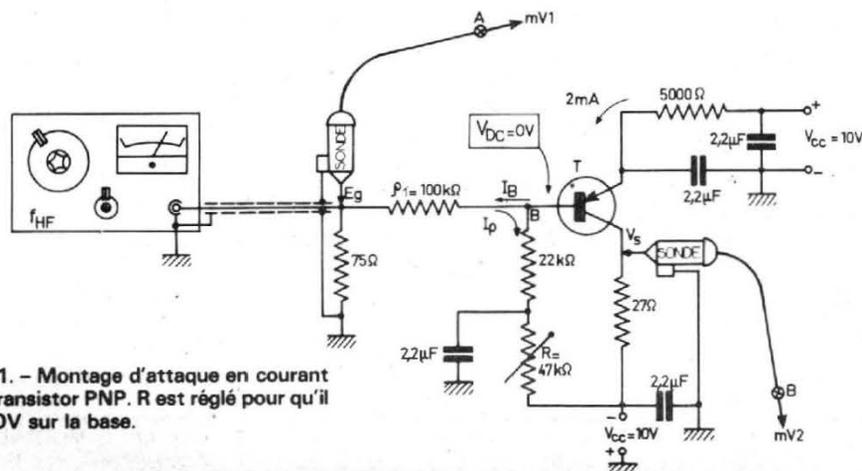


Fig. 11. - Montage d'attaque en courant d'un transistor PNP. R est réglé pour qu'il y ait 0V sur la base.

circuit d'entrée qui repousse la fréquence quadrantale à $f_{qM} = 30\text{ MHz}$.

C'est, en général, suffisant pour réaliser un amplificateur « vidéo ».

Une remarque s'impose toutefois : nous avons eu affaire à un transistor VHF dont la résistance r_{BB} s'avère très faible ($22\ \Omega$). Signalons que c'est rarement le cas avec les transistors PNP ou NPN usuels et que cette résistance dépasse souvent $100\ \Omega$.

Donnons un exemple, vérifié en pratique : un transistor 2N1711 attaqué comme le préconise le montage de la figure 9, présente une bande passante du circuit d'entrée

voisine de 25 MHz ; ceci justifie la présence d'une résistance R_{BB} , voisine de $110\ \Omega$.

Evidemment, si l'on accroît la charge du collecteur les mesures constatées font état d'asymptote à 40 dB/décade ce qui signifie que les actions sélectives des circuits d'entrée et de sortie ont lieu aux mêmes fréquences.

CAS PRATIQUE

Lorsqu'on veut réaliser un étage vidéo, il faut donc tenir compte de la réponse en fré-

quence de l'entrée et de la sortie du transistor utilisé.

Considérons le montage de la figure 12. La charge de $470\ \Omega$ dans le collecteur fait avec une capacité parasite réduite à 20 pF une fréquence quadrantale de sortie de $f_{qS} \neq 16\text{ MHz}$. On a gardé dans l'attaque une adaptation à $75\ \Omega$ puisque la liaison s'effectue pour un câble coaxial. Le circuit RC terminant sur $470\ \Omega$ permet de réduire les ronflements dans les bas niveaux ; en effet, la fréquence quadrantale basse se situe à 3 kHz ce qui rend négligeable les composantes à 50 et 100 Hz . La réponse globale (E_g étant maintenu constant) fait

ATTAQUE NORMALE

Dans la majeure partie des cas, il est difficile de réduire la résistance du générateur, à moins de quelques dizaines d'ohms ; « ρ » se trouve donc l'élément essentiel de la bande passante globale. Si, par exemple, on réduit à $100\ \Omega$ cette résistance, avec la résistance « r » interne au transistor, cela fait $120\ \Omega$ en série avec l'ensemble de 45 pF et de $1200\ \Omega$ placés en parallèle. Cela conduit à une réponse du

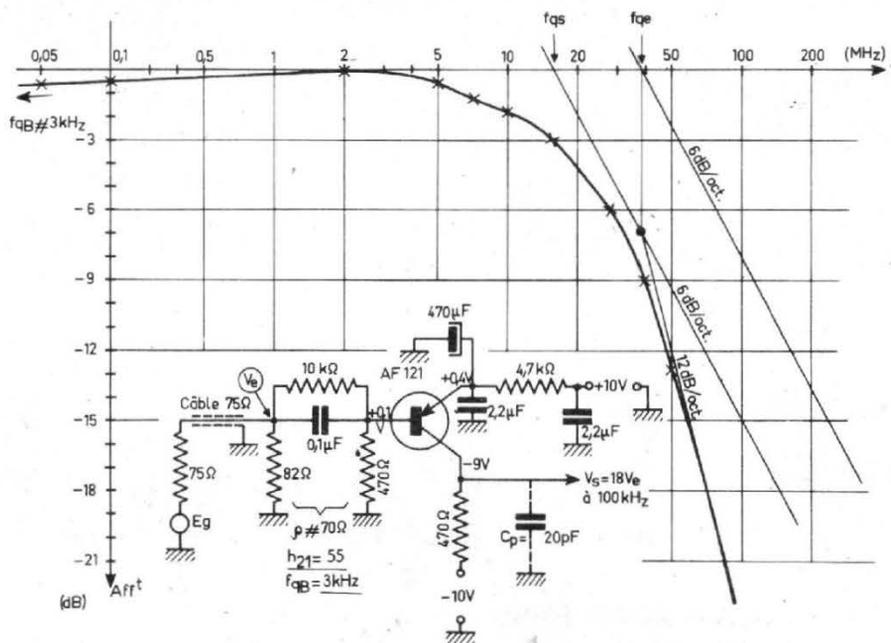


Fig. 12. - Courant de réponse d'un étage vidéo de gain 18/20.

début du texte); de même, on peut supposer que la capacité de couplage C_{bc} est, aussi, plus faible que les 0,45 pF estimés, au début, par le constructeur. Rappelons, en effet, que ces grandeurs sont appréciées à 50 % ! Ce gabarit asymptotique se combine donc avec celui du circuit de sortie.

La courbe présente quelques corrugations qui se justifient également dans ce domaine de fréquence. Ce relevé n'est valable que pour un transistor donné; son changement peut modifier complètement la réponse.

Roger Ch. HOUZE
Professeur à l'ECE

Prochainement : Association de transistors dans les amplificateurs vidéo.

état d'une fréquence quadrante « f_{qs} » de 15 MHz environ mais la courbe devient tangente à une asymptote de 12 dB/octave (ou 40 dB/décade) à partir de

35/40 MHz. Ceci est justifié par une fréquence quadrante d'entrée voisine de 36 MHz ($R_e \# 70 + 22 \Omega$ et $C_e \# 48 \text{ pF}$); ces valeurs sont déduites de la mesure. En fait,

la capacité C_e tient compte de l'effet Miller, ce qui suppose une capacité C_{bc} plus faible que 45 pF pour l'échantillon choisi dans la maquette (AF121 différent de celui du

P. HÉMARDINQUER

LA MÉCANIQUE DES MAGNÉTOPHONES ACTUELS

Ce livre, unique dans son genre traite de tout ce qui concerne les parties mécaniques et électroniques des magnétophones ultra-modernes et des modèles à cassettes.

Indispensable à tous ceux qui s'intéressent au magnétophone très perfectionné, automatique, précis, fidèle et à multiples applications, ce livre s'adresse aux constructeurs, fabricants, commerçants, dépanneurs et bien entendu aux utilisateurs amateurs ou professionnels.

Problème mécanique. Régulation et variation de vitesse. Entraînement. Contrôle et automatisme. Précis des cassettes et des cartouches. Pratique, emploi, maintenance. Transformation des têtes magnétiques actuelles à nouveaux matériaux.

UN VOLUME BROCHÉ. FORMAT 15 x 21, 168 PAGES. NOMBREUX SCHÉMAS. PRIX : 32 F. EN VENTE : LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO - TÉL. : 878-09-94/95 - 43, rue de dunkerque - 75010 PARIS - C.C.P. 4949-29 PARIS.



devenez un RADIO-AMATEUR !

pour occuper vos loisirs tout en vous instruisant. Notre cours fera de vous l'un des meilleurs EMETTEURS RADIO du monde. Préparation à l'examen des P.T.T.

GRATUIT ! Documentation sans engagement. Remplissez et envoyez ce bon à

INSTITUT TECHNIQUE ELECTRONIQUE

Enseignement privé par correspondance

35801 DINARD

NOM : _____

ADRESSE : _____

HPA 62

Qu'est-ce Que ?

L'EFFET HALL

(Suite voir N° 1535)

4. MANIPULATIONS

LES diverses manipulations possibles avec le montage décrit précédemment (fig. 9) sont résumées tableau I, **expérience par expérience**. Elles indiquent, en outre, le protocole à mettre en œuvre pour vérifier, point par point, le comportement de S.C. en fonction de I_L et de B. Les huit expériences suggérées ont trait à des semi-conducteurs différemment dopés, en N ou en P. Pour être complet, il faut les recommencer avec des échantillons, où les deux types de charges mobiles contribuent à la conduction électrique. Il n'y aura plus alors que quatre opérations à entreprendre.

Jusqu'à présent, les conditions physiques (température, pression, chocs et vibrations, dégradations du matériau par des agents d'altération physico-chimiques, comme l'humidité, les brouillards salins, etc.) n'ont pas été considérées. Des essais en température et en pression sont faciles à exécuter mais leur description sort du cadre imparti (1).

(1) Cette rubrique étant celle de nos lecteurs, nous nous tenons à leur disposition pour évoquer cette question s'il nous en font requête.

5. MANIPULATION

51. Expériences sur les électrons

Plaçons notre spécimen N de S.C. dans l'entrefer de E.A.

Mettons G et $P_{E.A.}$ en marche. Positionnons K_1 en (1) (fig. 6 et fig. 9). Le point (a) de

[C - 1] est positif, le point (b), dans ce cas, est négatif. L'intensité I_L passe de (a) vers (b). Les électrons qui la composent, en revanche, remontent de (b) vers (a).

Pour le moment, B valant zéro, l'aiguille du voltmètre V_H , connecté entre les bornes (c) et (d) du circuit de mesure (souvent désigné par circuit de

Hall), reste sur son 0 médian, les déviations à droite étant positives, celles de gauche, négatives (fig. 7). Ceci est imputable au fait qu'aucune différence de potentiel n'apparaît entre (c) et (d), par suite de l'équipotentialité des faces latérales du parallépipède S.C. (fig. 10).

Par conséquent, en

Tableau I* : Effet Hall, expériences réalisables avec le montage de la figure 9

Numéro de la manipulation	Type de S.C. (échantillon)	Nature des porteurs libres du spécimen	Quantité des charges mobiles	Nature de B	Sens de l'induction magnétique B	Sens du courant longitudinal I_L	
(1) {	1	N	électrons	n	continue	de bas en haut	a vers b
	2	N	électrons	n	"	id	b vers a
(2) {	3	N	électrons	n	"	de haut en bas	a vers b
	4	N	électrons	n	"	id	b vers a
(3) {	5	P	trous	p	"	de bas en haut	a vers b
	6	P	trous	p	"	id	b vers a
(4) {	7	P	trous	p	"	de haut en bas	a vers b
	8	P	trous	p	"	id	b vers a

N.B.

n électrons négatifs (- q) } par spécimen { de type N
p trous (+ q) } { de type P

(*) Nous opérons en continu. Les formes alternatives, pulsées, complexes, seront étudiées par ailleurs. Voir la référence B. Marin en bibliographie.

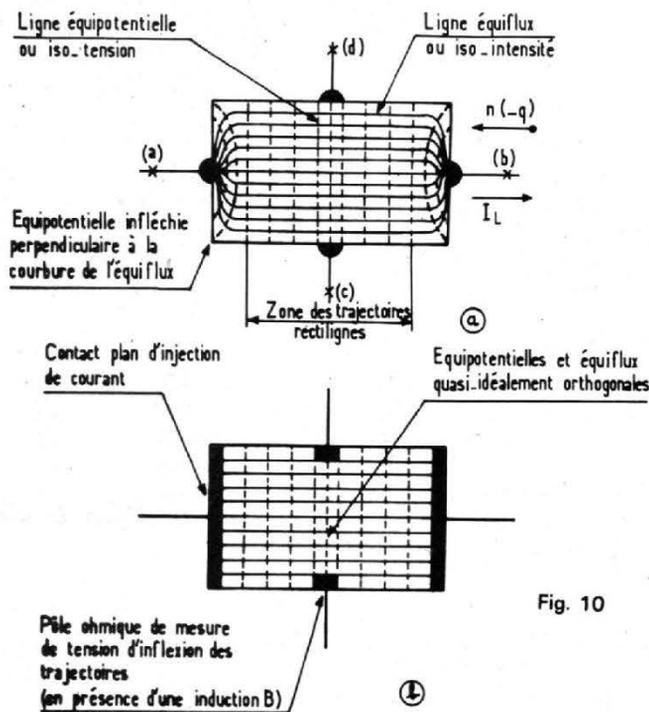


Fig. 10

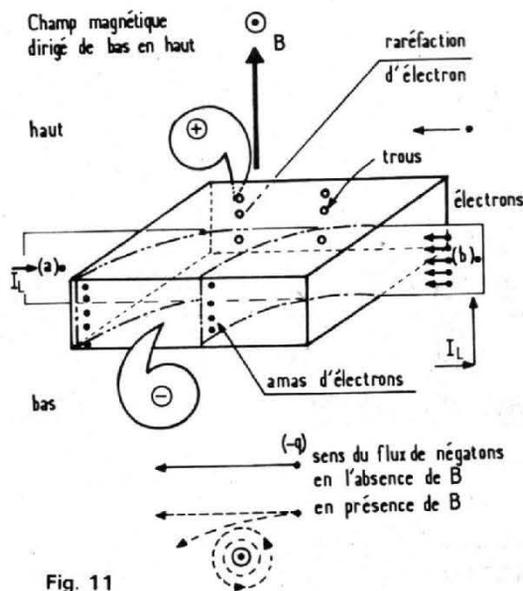


Fig. 11

l'absence d'induction magnétique ($I_{E.A}$ inexistante dans [C - 3]) les lignes de courant dans l'échantillon S.C. conservent leur... « rectilignité » sur la plus grande longueur de leur parcours, sauf aux environs immédiats des soudures d'entrée et de sortie (fig. 10a). D'ailleurs, si cela s'avérait nécessaire, des contacts

métalliques continus suppléeraient à ce défaut (fig. 10b).

Manœuvrons K_2 , de son zéro vers sa position (1), repérée figure 8 (a,b) et figure 9. Le champ magnétique s'instaure qui modifie les trajectoires des négatons, en les incurvant sur la gauche, ce qui rend la face gauche de l'échantillon, vue du point (b), négative par rap-

port à la droite, arrière-plan de la figure 11. L'aiguille de V_H de [C - 2] bascule à gauche sur ses divisions négatives. Le point (c) est bien négatif, le point (d) positif.

Si l'on inverse K_1 de manière à ce que I_L soit comptée de (b) vers (a) dans [C - 1], la situation précédente commute (c) et (d) de [C - 2]

deviennent, respectivement, positif et négatif.

Lorsque H, grâce à K_2 , est dirigé de haut en bas, les électrons se renversent et vont vers la droite du spécimen, toujours examinée de (b); le point (d) paraît négatif et (c) positif, en l'occurrence, si I_L se dirige de (a) vers (b). Quand I_L part de (b) pour (a), (c) rede-

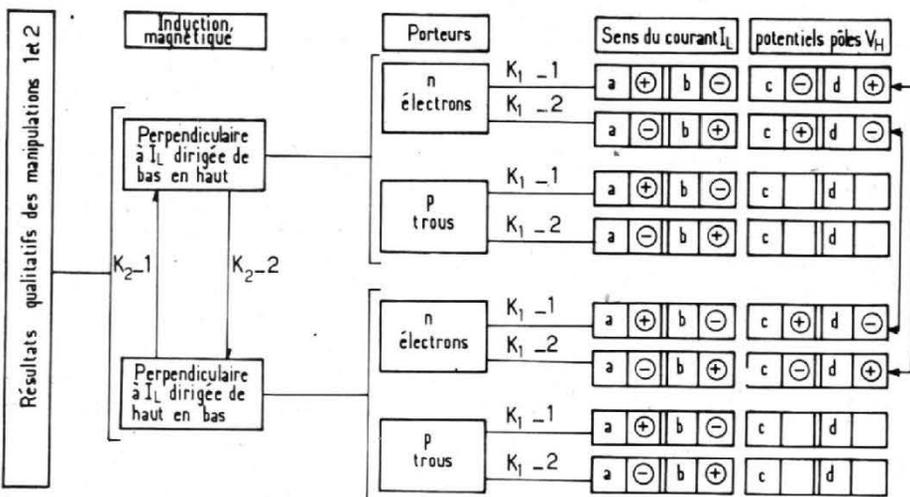


Fig. 12

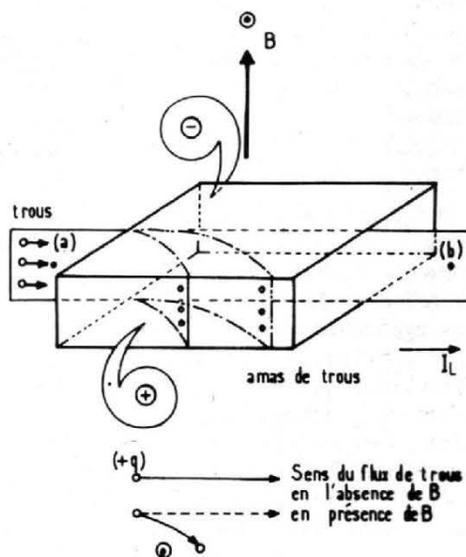


Fig. 13

vient négatif au détriment de (d).

La d.d.p. de Hall ne change pas de signe si le courant de négatons et le champ magnétique sont simultanément commutés. La figure 12 établit la conclusion de cette expérience (conditions 1, 2, 3, 4 du tableau I).

52. Expériences sur les trous

Reprenons nos examens en nous servant d'un semi-conducteur du type P. Les

trous suivent alors le trajet conventionnel de I_L .

Si B est dirigée de bas en haut, ils pivoteront à droite et la face reliée au point (c) se chargera positivement, (d) devenant négatif (fig. 13). Lorsque H pivote (d) se polarise positivement tandis que (c) s'inverse. La figure 14 résume cette nouvelle clause expérimentale qui se complète par la considération de la commutation de I_L . Un double basculement de H et de I_L

n'entraîne pas de modification dans le comportement des trous (similarité avec les électrons).

53. Semi-conducteur à deux catégories de porteurs

Il suffit de regrouper figure 15 les résultats de la figure 12 et de la figure 14 pour observer immédiatement que :

— Les expériences 1.1, 3.6, 2.4 et 4.7 conduisent à un même résultat $V_H(c) < 0$.

— Les expériences 1.2, 3.5, 2.3 et 4.8, entraînent l'inverse $V_H(c) > 0$.

Il est aisé de conclure que la présence simultanée de trous et d'électrons pour une configuration donnée de l'induction magnétique B et du courant I_L réduira la valeur de la tension de Hall. Si l'on veut bien se rapporter aux schémas de la figure 16, cette conclusion devient évidente.

6. FORMULAIRE DE L'EFFET HALL

L'intensité I_L qui circule dans [C - I] ne se trouve limitée que par la résistance R (résistivité ρ) du semi-conducteur inséré.

Nous avons donc la formule 1 pour le courant longitudinal (fig. 17a).

Par ailleurs, il faut tenir compte de la d.d.p. de Hall reprise formule 2 (fig. 17b), dans laquelle : V_H , tension de Hall, R_H facteur de Hall, caractéristique du matériau expérimenté, les autres lettres conservant leur désignation préalablement définie ; R_H n'est pas un coefficient pur, c'est une grandeur affectée d'une unité métrologique (fig. 17c). Ainsi, dans le système M.K.S.A., peu pratique en la matière, reconnaissons-le, R_H s'exprime en volts multipliés par des mètres-cubes, divisés par des ampères facteurs de webers !

Il est souvent plus commode de substituer au quotient de R_H par l'épaisseur d de la plaquette, la **sensibilité** K_H , avec des unités moins lourdes à manier, bien qu'hybrides et, par suite, moins élégantes pour l'esprit des rationalistes ; K_H se nomme aussi « constante de Hall réduite ».

Il a été trouvé une intéressante relation entre la mobilité μ des particules en mouvement dans le réseau cristallin, l'induction magnétique B et l'angle de Hall θ_H , dont pivotent les équiflux en présence de H ; pour les électrons, c'est

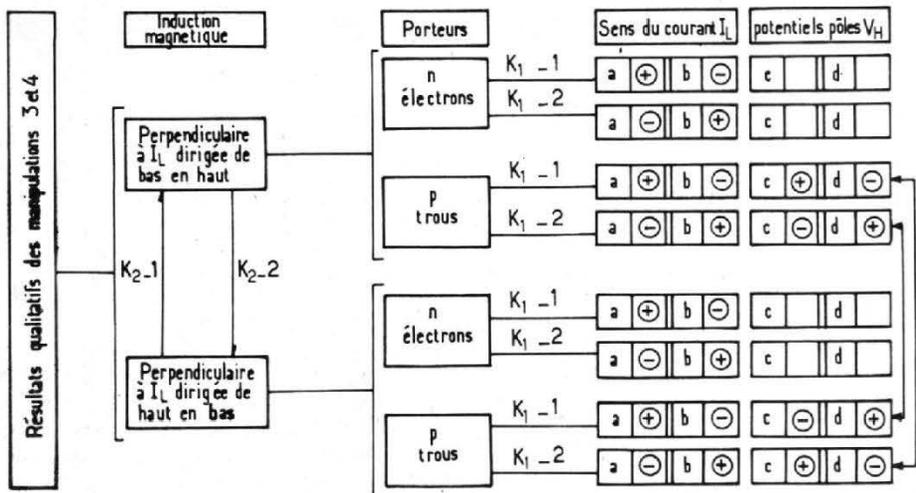


Fig. 14

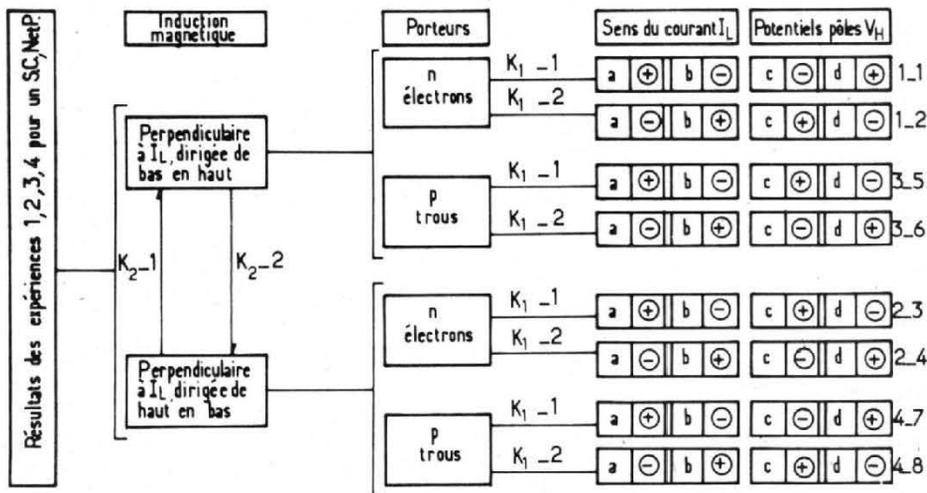
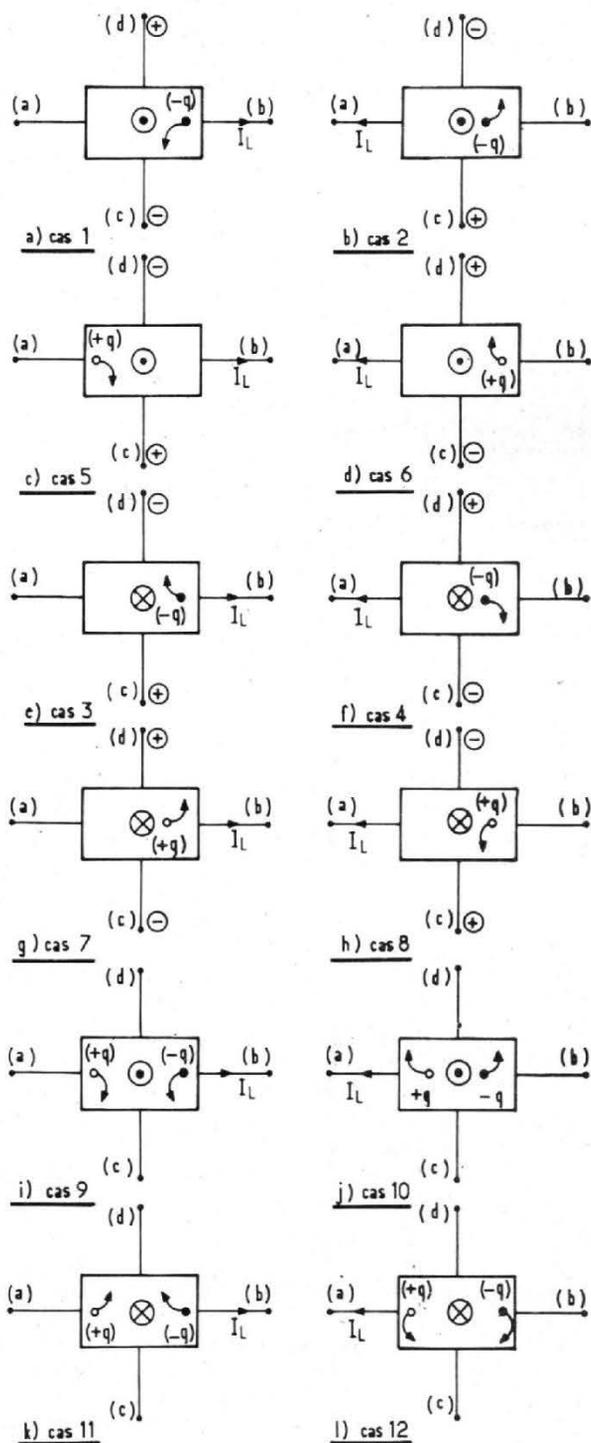


Fig. 15

⊙ Champ magnétique créant une induction B dirigée de bas en haut

⊗ Champ magnétique créant une induction B dirigée de haut en bas



N.B: Pour i), j), k), l), les tensions en (c) et en (d) dépendent des quantités n et p de porteurs libres et son fonction de $n \geq p$ et de $n \leq p$.

Fig. 16

la formule 4 (fig. 17d) qui est obtenue.

De plus, la composition de R_H introduit une autre formule (5) utile prise sur la figure 17e, pour les négatons de charge (-q).

Pour les trous, ces formules sont conservées aux signes près : (voir les formules 6 et 7 de la figure 17f et de la figure 17g)

7. UTILISATION DE L'EFFET HALL

La tension de sortie V_H , mesurée entre (c) et (d) résulte du produit de deux entrées I_L et B. Que l'une quelconque d'entre elles soit nulle, V_H n'apparaît pas (interrupteur).

Si I_L se trouve maintenue constante, la sortie, V_H , se révèle proportionnelle à B, et vice-versa. Lorsqu'une des entrées change de signe, les expériences antérieures ont démontré que V_H s'inversait aussi.

Puisque I_L et B sont engendrés par des f.e.m. convenables V_x et V_z , rien n'empêche de transcrire la formule de Hall procurant V_H , sous une forme exploitable, en introduisant un nouveau coefficient de proportionnalité k ; d'où :

$$V_H = k \cdot V_x \cdot V_z$$

V_x est la tension dépendante de x qui génère ou I_L ou B.

V_z est la tension dépendante de z qui génère l'entrée complémentaire de l'hypothèse précédente soit B, soit I_L .

Toutes les combinaisons de V_x et de V_z sont possibles, en nombre quasi-illimité.

De plus (et nous n'avons pas pu nous appesantir sur cet aspect des choses dans cet article volontairement concis), V_x et V_z peuvent être à la fois, ou contradictoirement, continues, alternatives, pulsées, voire, englober des formes d'ondes complexes, des signaux analytiques, linéaires, ou non, etc.

Le tableau II rassemble quelques informations à ce propos. Il conviendrait de l'élargir aux fréquences élevées pour couvrir le champ d'application de l'effet Hall, qui, d'ailleurs, s'agrandira encore avec les perfectionnements technologiques qui sont déjà en cours.

Outre les mesures magnétiques (champ, flux, gradient, etc.) les sondes de Hall interviennent pour les déterminations précises de déplacement, pour l'évaluation d'intensités et de puissances. On les retrouve en détecteurs de proximité, en contacteurs non-inertiels, et surtout sous forme de multiplicateurs (mélangeurs, modulateurs), de gyrateurs (isolateurs, circulateurs), de déphaseurs, d'inverseurs, de détecteurs quadratiques, de générateurs de fonctions analogiques, de convertisseurs, de commutateurs, de phasemètres, de relais directionnels, etc.

La liste serait longue sans être exhaustive et « qui ne sait se borner, a reconnu le poète, ne sait pas écrire » (Boileau) aussi arrêtons-nous là notre énumération...

BIBLIOGRAPHIE

- E.H. Hall : « A magnetic action on electric current ». American Journal of Mathematics N° 2 p. 287 (1879).
- E.H. Putley : « The Hall effect and related phenomena ». London Butterworths (1960).
- E. Spence : « Semi-conducteurs électroniques ». Dunod.
- F. Englert & P. Aigrain : « Les semi-conducteurs ». Monographie Dunod.
- B. Marin : « L'effet Hall et ses applications industrielles ». « Toute l'Electronique ». Nos 290 et 292 (nov. 1964-janvier 1965). Analyse de nombreuses applications électriques et électroniques.
- G. Goudet et G. Meuleau : « Les semi-conducteurs ». Eyrolles.
- J. Rocard : « Thermodynamique ». Masson.

FORMULAIRE DE L'EFFET HALL

a) Formule 1

$$V_L = V_a - V_b = R \cdot I_L$$

d'où : $V_L = \rho \cdot L/s \cdot I_L$

b) Formule 2 :

$$V_H = \pm R_H \cdot \frac{I_L \cdot B}{d}$$

c) Formule 3 :

$$[V] = (\pm) R_H \cdot \frac{[A]}{[M]} \cdot \frac{[Wb]}{[M]^2}$$

$$= (\pm) R_H \frac{[A]}{[M]} \cdot [T]$$

où [T] représente le tesla

Tableau II : Aperçu d'applications de l'effet Hall

Tension V_x	Tension V_z	$V_H = f(V_x, V_z)$	Définitions
X	Z	XZ	Multiplicateurs Fonction mathématique simple Convertisseur angulaire Mélangeur Modulateur $1/2 X^2 [\cos(\omega + \Omega)t + \cos(\omega - \Omega)t]$
X	$Z \cdot \sin \theta$	$XZ \sin \theta$	
$X \cdot \sin$	$Z \cdot \sin \theta$	$XZ/2 (1 - \cos 2\theta)$	
$X \cdot \sin$	$Z \cdot \sin \varphi$	$XZ/2 [\cos(\theta + \Omega) - \cos(\theta - \Omega)]$	
$X \cdot \cos \varphi$	$Z \cdot \sin \varphi$	$XZ \cos \varphi \cdot \sin \varphi$	
$X \cdot \cos \omega t$	$X \cdot \cos \Omega t$	$X^2 \cos \omega t \cdot \cos \Omega t$	
$X \omega f(\omega t)$	$X \omega f(\omega t)$	$X^2 \omega^2$ fonction trigonométrique de ωt	
X	$Y^{1/n}$	$X \cdot Y^{1/n}$	Diviseurs

d) Formule 4 :

$$\text{tg } \theta_{Hn} = \mu_n B$$

e) Formule 5 :

$$R_{Hn} = \rho \cdot \mu_n = -\frac{1}{n \cdot q}$$

f) Formule 6 :

$$\text{tg } \theta_{Hp} = -\mu_p \cdot B$$

g) Formule 7 :

$$R_{Hp} = -\rho \cdot \mu_p = \frac{1}{p \cdot q}$$

B. MARIN

découvrez l'électronique

notre méthode : **faire et voir**

sans connaissances théoriques préalables, sans expérience antérieure sans "maths"



LECTRONI-TEC est un nouveau cours complet, moderne et clair, basé sur la PRATIQUE (montages, manipulations, etc.) et l'IMAGE (visualisation sur oscilloscope)

- 1 Vous construisez un oscilloscope qui restera votre propriété et vous familiarisera avec tous les composants électroniques.
- 2 Vous comprendrez les schémas de montage et circuits fondamentaux employés couramment en électronique.
- 3 Avec votre oscilloscope, vous ferez de nombreuses expériences et vérifierez le fonctionnement de plus de 40 circuits.

LECTRONI-TEC

Enseignement privé par correspondance

UN CADEAU SPÉCIAL à tous nos étudiants

REND VIVANTE L'ÉLECTRONIQUE

GRATUIT!

Recevez sans engagement notre brochure 32 pages en envoyant ce bon à

LECTRONI-TEC, 35801 DINARD

NOM (majuscules SVP)

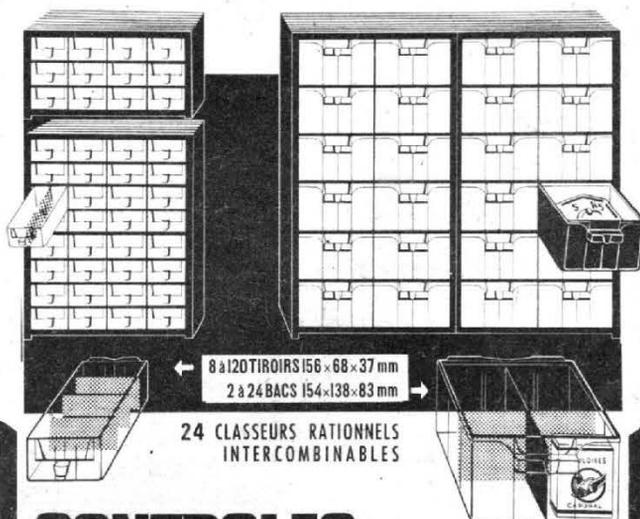
ADRESSE

HPS 62

L'ORDRE... transparent!

pour vos petits objets et pièces

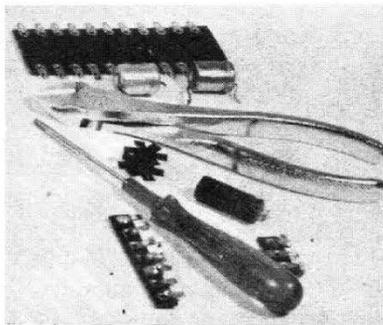
PLUS DE 120 KG SUR 1/10^e DE METRE CARRÉ



CONTROLEC

7 bis, rue Robert Schuman
94 - ABLON (près Orly) 922 - 20 - 78

NOUVEAU!
TIROIRS OPAQUES super-solides



ABC de L'ELECTRONIQUE

Les montages DARLINGTON

B IEN qu'ancien, le montage Darlington est utilisé de plus en plus dans diverses applications intéressant la plupart des domaines de l'électronique.

A la figure 1 (A), on montre la composition de l'une des versions du Darlington. On voit qu'il s'agit de deux transistors, par exemple des NPN couplés de la manière suivante :

Le collecteur de Q_1 est relié à celui de Q_2 ;

L'émetteur de Q_1 est relié à la base de Q_2 ;

Une charge commune R_L est disposée entre les collecteurs des deux transistors et l'alimentation ;

L'émetteur de Q_2 est à la masse.

Dans cette version, le signal de sortie est obtenu sur R_L . Une autre version de Darlington est celle de la figure 1 (B). Le montage est à sortie par l'émetteur de Q_2 , la charge étant insérée entre celui-ci et la masse, tandis que les deux collecteurs sont alors reliés au + alimentation.

Reportons-nous au schéma de la figure 1.

L'impédance d'entrée d'un transistor seul est βr_e . Dans le cas du transistor Q_1 de la figure 1 (A), la résistance d'entrée est donnée par la relation :

$$R_e(Q_1) = \beta(Q_1) \cdot R_e(Q_2) \\ = \beta(Q_1) \cdot \beta(Q_2) \cdot r_e(Q_2)$$

dans laquelle $R_e(Q_1)$ = résistance d'entrée de Q_1 et

$$\beta(Q_1) = \beta \text{ de } Q_1,$$

β étant le gain de courant.

Passons au montage de la figure 1 (B). Dans ce montage, le gain de courant est, par définition :

$$G = \frac{I_{E2}}{I_{B1}}$$

ou I_{E2} = courant de sortie, de l'émetteur de Q_2 ;

I_{B1} = courant d'entrée de la base de Q_1 .

Ce gain est égal à :

$$G = (1 + \beta_1)(1 + \beta_2)$$

ou β_1 = gain de courant de Q_1 ;

β_2 = gain de courant de Q_2 .

Si l'on multiplie les deux facteurs du second membre et, compte tenu du fait que β_1 et β_2 sont grands, devant 1, on pourra négliger β_1, β_2 et même 1 devant $\beta_1 \beta_2$ et écrire :

$$G \approx \beta_1 \beta_2$$

Le signe \approx signifiait « sensiblement égal à... ».

De cette relation, on conclut que le gain de courant G est

supérieur à celui des gains de courant de chaque transistor.

Remarquons que la liaison directe entre l'émetteur de Q_1 et la base de Q_2 permet d'écrire : $I_{E1} = I_{B2}$.

Le deuxième transistor, Q_2 , est à fort courant, comparativement à Q_1 .

Considérons aussi la tension de saturation du Darlington. La tension de saturation de ce montage est égale à la somme de la tension de saturation de Q_1 , transistor de commande et de la tension V_{BE} (entre base et émetteur) de Q_2 . Cela s'écrit :

$$V_{CE\text{ SATD}} = V_{CE\text{ SAT } Q1} + V_{BE\text{ } Q2}$$

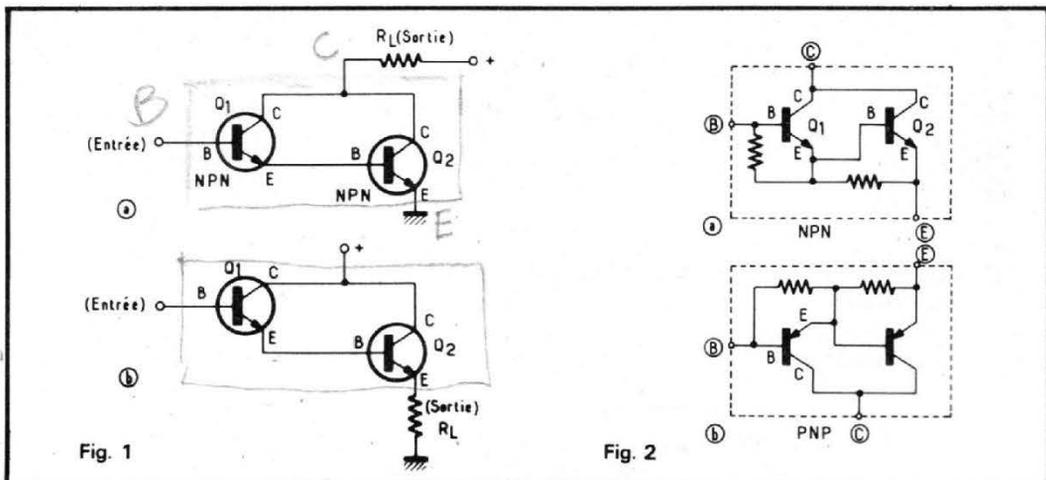


Fig. 1

Fig. 2

ce qui montre que la tension de saturation d'un Darlington est supérieure à celle du premier transistor considéré seul.

La bande passante d'un Darlington est toutefois inférieure à celle d'un seul transistor, ce qui est normal.

Voici à la figure 2 des Darlington composés de deux transistors constituant des circuits intégrés. Ils contiennent, outre des transistors, deux résistances.

En (A) le Darlington NPN, en (B) le Darlington PNP.

Exemples de montages BF à Darlington

A l'aide de transistors bipolaires normaux et de Darlington en étage final à symétrie complémentaire, Texas propose plusieurs schémas d'amplificateurs BF, depuis 10 W jusqu'à 50 W.

Nous allons donner ici le schéma de l'amplificateur 50 W (voir figure 3). Cette puissance est obtenue en adoptant en étage final, le Darlington NPN TIP 140 et le Darlington PNP TIP 145. Leur montage intérieur est

conforme aux indications des figures 2 (a) et 2(b).

Remarquons l'alimentation de ± 26 V, autrement dit, un ensemble de deux alimentations de même valeur, 26 V montées en série, ce qui donne 52 V avec prise médiane à la masse.

De ce fait, sur la figure 3, le + 26 V est la ligne positive, le - 26 V est la ligne négative et la masse est la ligne médiane. (Voir figure 3 en haut et à gauche).

La charge de sortie est de 4Ω , ce qui signifie qu'il faudra utiliser un haut-parleur de 4Ω ou un ensemble série, parallèle ou série-parallèle, équivalent à 4Ω , par exemple deux HP de 2Ω en série, deux de 8Ω en parallèle, ou quatre de 4Ω en série-parallèle ou en parallèle-série. Les HP seront identiques et si n est leur nombre, la puissance admissible par chacun sera P/n avec P égale ou supérieure à 50 W et même 60 W. La charge de 4Ω est la plus favorable et la puissance de sortie peut même dépasser 50 W.

Avec cette valeur, la distorsion sera faible sans que

l'étage de commande monté en classe A soit chargé exagérément. Grâce à la réserve de courant, la puissance de sortie peut être augmentée.

Voici à la figure 4 la courbe représentant la distorsion harmonique totale D en fonction de la fréquence, en hertz.

On voit que de 50 Hz à 3 000 Hz, la distorsion reste inférieure à 0,25 %. A 10 000 Hz, elle est de 0,3 % et à 20 000 Hz de 0,4 % et cela, à la puissance nominale de 50 W. La charge, c'est-à-dire le haut-parleur, sera de 4Ω .

Une autre mesure de distorsion a été faite à la fréquence de 1 000 Hz avec $Z = 4 \Omega$, en faisant varier la puissance de sortie.

La courbe de la figure 5 donne la distorsion totale en fonction de la puissance.

On voit que pour 100 mW, la distorsion est de 0,25 % environ. De 200 mW à 10 W, la distorsion se maintient à 0,22 % environ. A P = 50 W on a D = 0,25 % et à P = 60 W, D = 1 %, limite de la HI-FI.

La distorsion croît rapidement au-dessus de 60 W, mais

en aucun cas on ne devra dépasser cette puissance. Voici au tableau I ci-après, les principales caractéristiques de cet amplificateur.

TABLEAU I

Puissance de sortie :	50 W
Alimentation :	+ 26 V
Courant au maximum de puissance de sortie :	1,6 A
Courant de repos :	60 mA
Charge :	4Ω
Distorsion à 1 kHz, 1 W et 4Ω :	0,05 %
Distorsion à 1 kHz, 4Ω et limite d'écrêtage :	0,23 %
Gain en tension :	40 dB
Impédance d'entrée :	120 k Ω
Bande passante à 3 dB :	18 Hz à 80 kHz

Etages préamplificateurs

En partant de l'entrée, on voit que le signal est transmis par un condensateur de 150 nF, à la base de Q_1 , transistor PNP.

Ce transistor est associé à Q_2 du même type, constituant ainsi une paire différentielle à couplage par les émetteurs.

Le signal amplifié par Q_1 est transmis de son collecteur à la

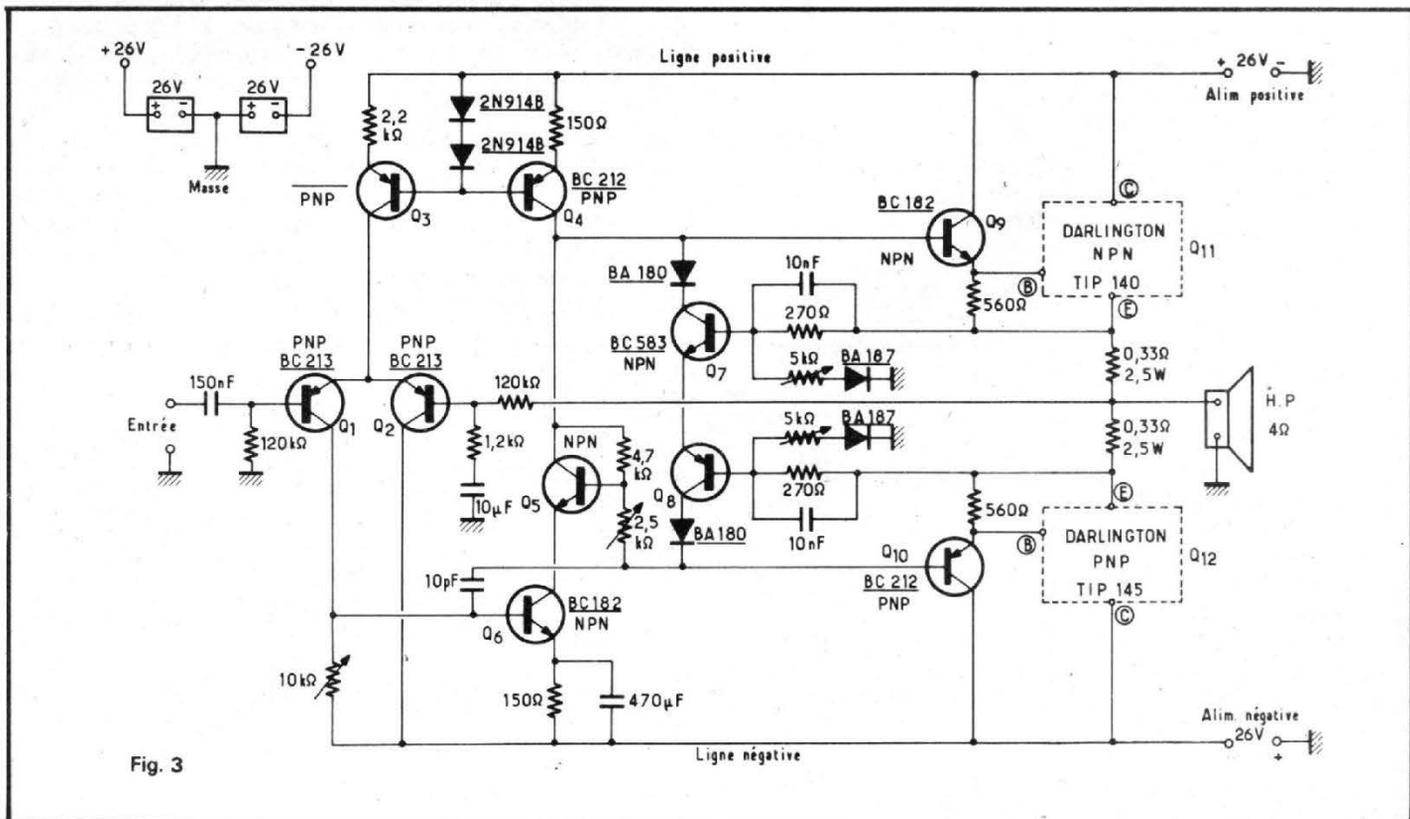


Fig. 3

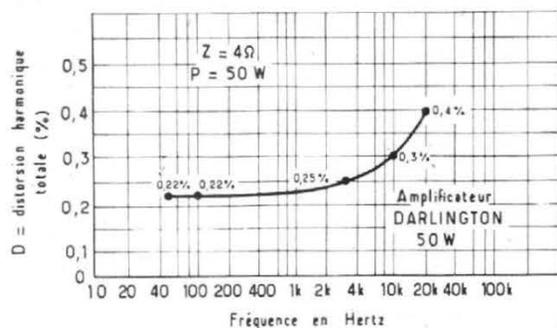


Fig. 4

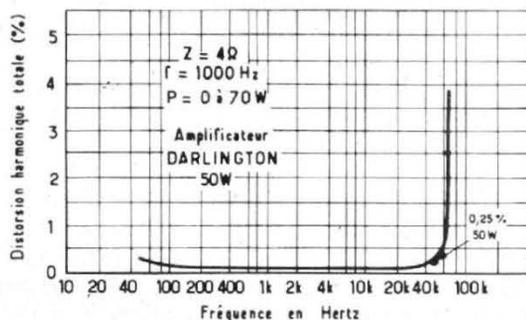


Fig. 5

base de Q_6 , tandis que le collecteur de Q_2 est à la ligne négative.

Remarquons le transistor Q_3 , PNP, dont le collecteur est relié aux émetteurs de Q_1 et Q_2 . Q_3 sert de source de courant aux transistors Q_1 et Q_2 .

La contre-réaction s'exerce depuis la sortie, sur la base de Q_2 avec $120 \text{ k}\Omega$ en série, et $1,2 \text{ k}\Omega + 10 \mu\text{F}$ en shunt, agissant comme correcteur.

Pour l'ajustement du potentiel du point milieu, on dispose du potentiomètre de $10 \text{ k}\Omega$ monté entre le collecteur de Q_1 et la ligne -26 V .

La base de Q_1 est polarisée par la résistance $120 \text{ k}\Omega$, reliée à la masse (point commun des deux sources d'alimentation). D'autre part, l'étage à transistor Q_6 (NPN) est chargé par une source de courant.

Le potentiomètre de $2,5 \text{ k}\Omega$ disposé entre la base de Q_5 et la BA 180, permet de régler le courant de repos de l'étage de sortie.

Tous les transistors cités sont des Texas Instruments. Les Darlington TIP 140 et TIP 145, sont montés dans des boîtiers H.

Le montage décrit n'est pas une de nos réalisations, mais a été analysé pour familiariser le lecteur de cet ABC (qui est un cours d'initiation) aux Darlington.

D'autres applications des Darlington sont décrites dans la note d'application de la Texas : Le montage Darlington et ses applications par Claude Jacquemin.

ALIMENTATIONS

Baucoup de lecteurs nous ont demandé de leur décrire une alimentation de 40 V , positive ou négative ou les deux, utilisable dans divers appareils décrits dans cette revue.

Voici à la figure 6, un schéma simple d'alimentation non régulée.

La source primaire d'énergie est le secteur. Sa tension est généralement de 220 V ou 110 V . Elle est appliquée au primaire P de T_1 par l'intermédiaire d'un fusible FUS et d'un interrupteur INT, montés en série avec l'enroulement primaire.

Le secondaire S est prévu pour donner un courant de 2 A sous 42 à 45 V avec prise médiane. Ce sera, par conséquent, un secondaire de $21 + 21 \text{ V}$ à $22,5 + 22,5 \text{ V}$.

Le redressement s'effectue à l'aide d'un pont à quatre diodes de caractéristiques appropriées au courant et à la tension requis. Ce seront, dans le cas présent, des diodes redresseuses au silicium de 200 V , tension inverse et de 3 A , par exemple les Motorola MDA 962-3.

Les quatre diodes citées sont montées ensemble pour constituer le pont redresseur.

A remarquer que dans un pont, il y a quatre points, dont deux permettant d'obtenir la tension redressée et deux auxquels il faut appliquer la tension alternative.

Ainsi, les points x' x'' correspondent à la tension continue. Le point x' relié aux anodes des diodes donne le -40 V et le point x'' relié aux cathodes donne le $+40 \text{ V}$.

Le commun est au point médian du secondaire S du transformateur d'alimentation.

D'autre part, les points y' et y'' correspondant à la tension alternative de 42 à 45 V , sont reliés à une cathode et une anode de diode. Leur branchement est indifférent.

Pour le filtrage, on a monté deux condensateurs, C_1 et C_2 de $4000 \mu\text{F}$ 50 V service chacun.

Il est évident que C_1 sera monté avec le $+$ au commun et le $-$ au -40 V , tandis que C_2 sera monté avec le $+$ au $+40 \text{ V}$ et le $-$ au commun (0 volt).

Le fusible sera de 2 A si la tension du secteur est de 110 V et de 1 A si elle est de 220 V .

Interrupteur de 4 A pour 110 V et 2 A pour 220 V . Il est possible d'utiliser cette alimentation de plusieurs manières différentes :

- 1) Comme prévu, avec deux tensions de 40 V et -40 V ;
- 2) Comme source de 80 V en branchant le montage alimentation entre le $+40$ et le -40 V . On aura alors $40 - (-40) = 80 \text{ V}$.

En modifiant le transformateur on pourra obtenir des tensions inférieures à 40 V .

Ainsi, si l'on ne désire que $\pm 30 \text{ V}$, au lieu de $\pm 40 \text{ V}$, il

suffira de réduire proportionnellement la tension alternative du secondaire. Cette nouvelle tension sera donnée par :

$$\frac{e_x}{45} = \frac{30}{40}$$

ce qui donne $e_x = 30,45/40 = 33,75 \text{ V}$, pratiquement 32 à 35 V .

Pour obtenir $\pm 26 \text{ V}$ ou 52 V en tout, on aura :

$$\frac{e_x}{45} = \frac{26}{40}$$

ce qui donne $e_x = 29,25 \text{ V}$, soit en pratique 28 à 31 V .

Les diodes indiquées seront utilisables à de plus basses tensions, mais pour des tensions supérieures, on devra choisir des diodes à tension inverse, supérieure à 200 V .

Un calcul de proportionnalité est admissible.

Si par exemple, on voulait réaliser une alimentation de $\pm 60 \text{ V}$, la tension inverse des diodes utilisées sera e_{inv} donnée par :

$$\frac{e_{inv}}{200} = \frac{60}{40}$$

ce qui donne $e_{inv} = 300 \text{ V}$.

On voit également que le montage décrit, donnera environ $1,5 \text{ A}$ maximum à chaque sortie. Il faudra par conséquent des diodes de 3 A et un secondaire de 2 A .

Remarquons que les tensions inverses et les courants, peuvent être plus grands que ceux indiqués pour un montage donné.

Alimentation à une seule tension

Pour réaliser une alimentation à une seule tension de sortie, on pourra simplifier le montage proposé en supprimant la prise médiane du secondaire.

Voici à la figure 7, le schéma de cette alimentation.

Si par exemple, la tension continue de sortie doit être de 24 V, la tension du secondaire sera de 16 V environ. A noter le rapport $24/16 = 1,5$. Cette valeur n'est pas immuable, car le rapport dépend aussi des caractéristiques du fil du transformateur et du débit fourni par l'alimentation.

Le montage de la figure 7 peut donner 24 V sous 0,7 A maximum lorsque le secondaire donne 16 V sous 1 A, avec $C_1 = 1\ 000\ \mu\text{F}$ 25 V ou une capacité supérieure.

Les diodes seront quatre 1 N 4001. Cette diode a une tension inverse de 100 V et un courant max. de 1 A.

Indiquons quelques diodes

de la même série que la 1 N 4001.

1 N 4002 : 1 A, tension inverse 200 V

1 N 4003 : 1 A, 400 V

1 N 4004 : 1 A, 600 V

1 N 4005 : 1 A, 800 V

1 N 4006 : 1 A, 1 000 V

1 N 4007 : 1 A, 1 300 V

EM 513 : 1 A, 1 600 V

(d'après notice I.T.T.).

Avec la 1 N 4001 on a prévu un rapport $200/24 = 8,33$ fois donc une large marge de sécurité.

Adaptons ce montage à une alimentation de 40 V, 0,7 A maximum.

La tension du secondaire sera donnée par :

$$\frac{e_x}{16} = \frac{40}{24}$$

d'où $e_x = 26\ \text{V}$ alternatif. La 1 N 4001 conviendra encore. Soit aussi à réaliser une alimentation négative de 40 V.

Le montage de la figure 7 sera valable en inversant les diodes ce qui aboutira à celui de la figure 8.

OSCILLATEUR À CIRCUIT ECL, 10 à 50 MHz

Le montage de la figure 9 utilise un circuit intégré ECL Motorola du type MC 10116.

En réalité, ce CI comprend trois éléments identiques et l'oscillateur proposé n'en utilise qu'un seul.

Voici à la figure 10, le schéma intérieur de la section utilisée pour l'oscillateur avec les composants extérieurs R et C et C_1 sans indication de valeur, afin de pouvoir concevoir des oscillateurs fonctionnant sur d'autres gammes, en modifiant les valeurs convenant à la gamme 10 MHz à 50 MHz.

La fréquence d'oscillation est donnée par la formule :

$$f = \frac{1}{3,4 RC}$$

Si C est fixe et R variable, comme indiqué sur le schéma

de la figure 9, avec $R = 500\ \Omega$ variable et $22\ \Omega$ fixe, on pourra faire varier f en agissant sur la résistance de $500\ \Omega$.

En effet, si $C = 47\ \text{pF}$ et $R = 522\ \Omega$, on a :

$$f = \frac{10^{12}}{3,4 \cdot 522 \cdot 47}\ \text{Hz}$$

ce qui donne $f = 11,98\ \text{MHz}$.

Si $R = 100$ par exemple, on obtient $f = 62\ \text{MHz}$.

Il est donc facile d'obtenir la gamme 10 à 50 MHz avec ce montage et les valeurs données.

On pourra laisser R telle quelle et modifier par bonds la valeur de C.

Si $C = 5,47\ \text{pF} = 235\ \text{pF}$, la gamme sera de 2 à 10 MHz ;

Si $C = 25,47\ \text{pF} = 1\ 175\ \text{pF}$ la gamme sera 400 kHz à 2 MHz.

Avec un potentiomètre de $500\ \Omega$ à faible résiduelle, par exemple, variant de 28 à

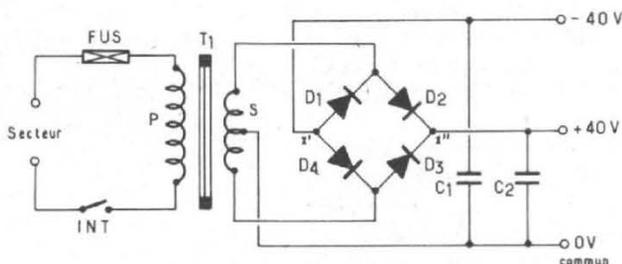


Fig. 6

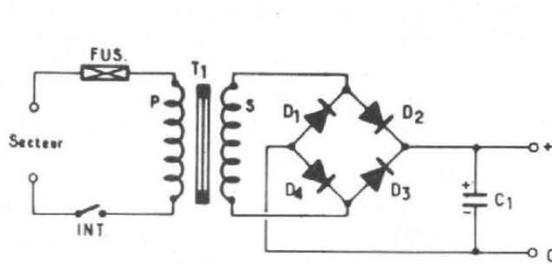


Fig. 7

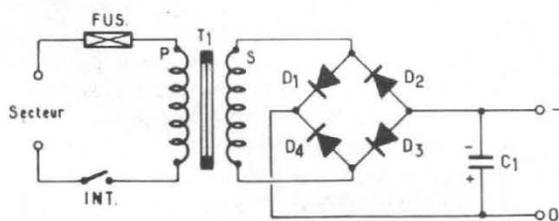


Fig. 8

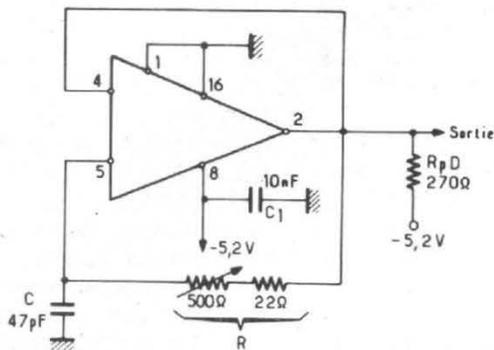


Fig. 9

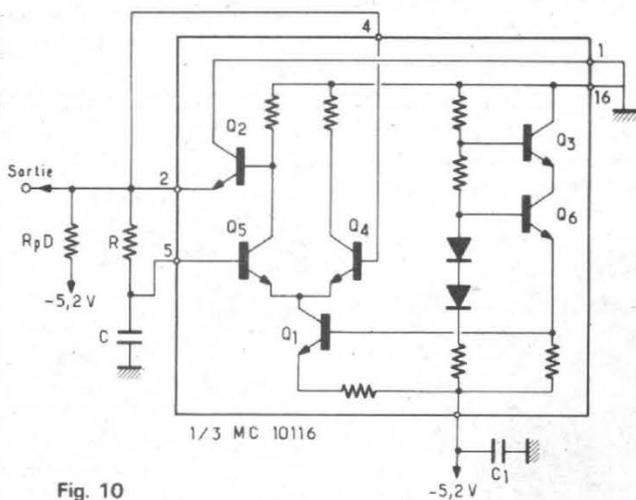


Fig. 10

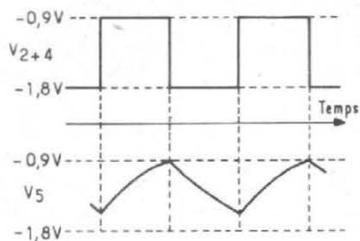


Fig. 11

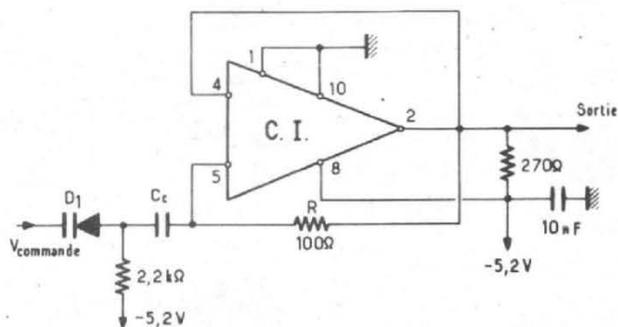


Fig. 12

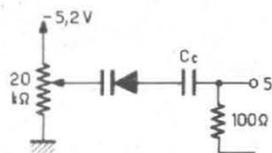


Fig. 13

500 Ω , la variation de R se fera entre 50 Ω et 522 Ω , donc de plus de 10 fois et on obtiendra la gamme 10 à 100 MHz approximativement. On prendra alors pour C, les valeurs suivantes : 47, 470, 4 700 pF puis 47 nF, etc., pour des gammes à fréquences plus basses.

Fonctionnement

Le transistor Q_1 est une source de courant constant pour la paire différentielle $Q_4 - Q_5$ (voir figure 10). On a établi une sortie sur l'émetteur de Q_2 , amplificateur monté en collecteur commun, recevant sur la base le signal du collecteur de Q_5 .

La réaction s'exerce entre cette sortie, point 2 et la base de Q_4 point 4 par une connexion extérieure au circuit intégré.

De ce fait, les points 2 et 4 seront à la même tension. L'oscillation s'effectue en tensions rectangulaires à la sortie point 2 et en tensions triangulaires, au point 5, base de Q_5 .

A la figure 11 on indique la forme de ces tensions et leurs potentiels bas et hauts.

La capacité C se charge et se décharge à travers la résistance R selon que les points 4 et 2 sont à un potentiel plus haut ou plus bas respectivement, que le point 5.

Lorsque les points 2 et 4 sont au potentiel haut, Q_4 est conducteur et Q_5 est bloqué. Le condensateur C se charge jusqu'à ce que Q_5 commence à devenir conductrice. En ce moment, Q_4 se bloque et la tension aux points 2 et 4 change de niveau.

La résistance variable (500 Ω) peut être augmentée jusqu'à quelques kilohms. Il est également possible de diminuer encore R et C pour créer des oscillations dans des gammes plus élevées.

La limite supérieure est dans les VHF.

Variante (VOC)

Voici à la figure 12, une variante de l'oscillateur proposé par l'auteur de ce montage, William A. Palm de la Société Control Data Corp.,

de Minneapolis, Minn. USA, publiée dans Electronics du 29 mai 1975.

La figure 12 représente le schéma d'un oscillateur commandé par une tension (V.C.O.).

En comparant les schémas des figures 12 et 9 on voit qu'ils sont à peu près identiques. Les valeurs des résistances sont choisies pour obtenir une oscillation sur une fréquence de l'ordre de 15 MHz.

La capacité C du montage primitif est remplacée par deux capacités en série, C_c fixe, de valeur élevée, par exemple 1 nF, et la diode à capacité variable D_1 du type MV 1401 Motorola.

La variation de la tension de commande de D_1 fera varier la capacité de cette diode et par conséquent celle de la capacité C résultant de D_1 et C_c .

Il faut appliquer une tension de commande $V_{commande}$ à la cathode de D_1 pouvant varier entre zéro et -5,2 V. La fréquence d'oscillation variera alors entre 15 + 10 MHz et 15 - 10 MHz, c'est-à-dire entre 25 et 5 MHz. On réalisera pratiquement le système de commande avec un potentiomètre de 20 k Ω valeur non critique, monté aux bornes de l'alimentation de 5,2 V (le + à la masse).

Si l'on désire limiter la variation de la fréquence de repos, on diminuera C_c à quelques dizaines de pF et même moins.

Le montage décrit est simple et mérite d'être essayé par les expérimentateurs.

F. JUSTER

l'ensemble

TF 6/76

par **F. THOBOIS**

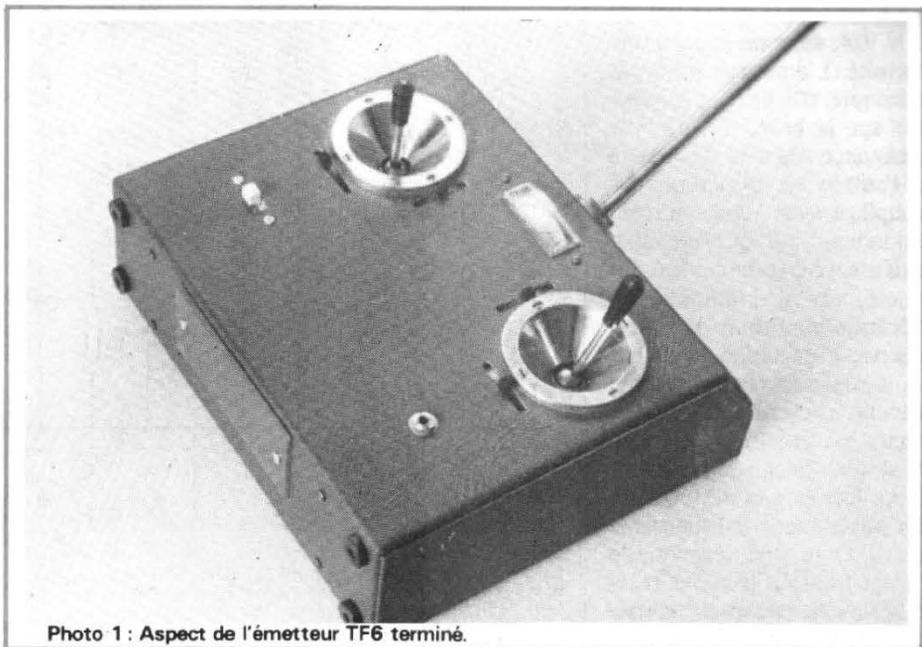


Photo 1 : Aspect de l'émetteur TF6 terminé.

(Suite. Voir N° 1530 et 1535)

PLATINE HF 27 MHz FM ou AM

1. Etude du schéma

La figure 33 donne ce schéma de principe, en mode FM.

— L'étage pilote ressemble à celui de la platine FM 72 MHz, avec cependant des différences importantes :

• Le quartz est un modèle

27 MHz très spécial, puisqu'il s'agit d'un cristal taillé pour osciller en Fondamentale et non en Partiel 3, comme l'usage en est courant pour cette gamme. Les cristaux ordinaires refusent en effet de se laisser moduler en fréquence.

Le type de quartz nécessaire n'est pas courant sur le marché, mais il s'obtient sur commande, sans difficulté. La

maison Matel peut le fournir, moyennant un délai de un mois environ et un prix ne dépassant pas celui d'un modèle 72 MHz courant. Le quartz retourne à la masse à travers une diode Varicap, soumise aux tensions de modulation en provenance du codeur.

Si $S = 0$, la fréquence est à peu près celle du quartz.

Si $S = +8\text{ V}$, la fréquence

est supérieure de 4 à 5 kHz à celle du quartz, ce glissement correspondant à la valeur du swing.

La fréquence moyenne d'émission est de quelque 3 kHz supérieure à la fréquence marquée. Ainsi, sur une de nos platines, avec un cristal marqué 27027 kHz, la fréquence moyenne F_m était de 27020 kHz, pour une variation de 27018 à 27022 kHz. Le

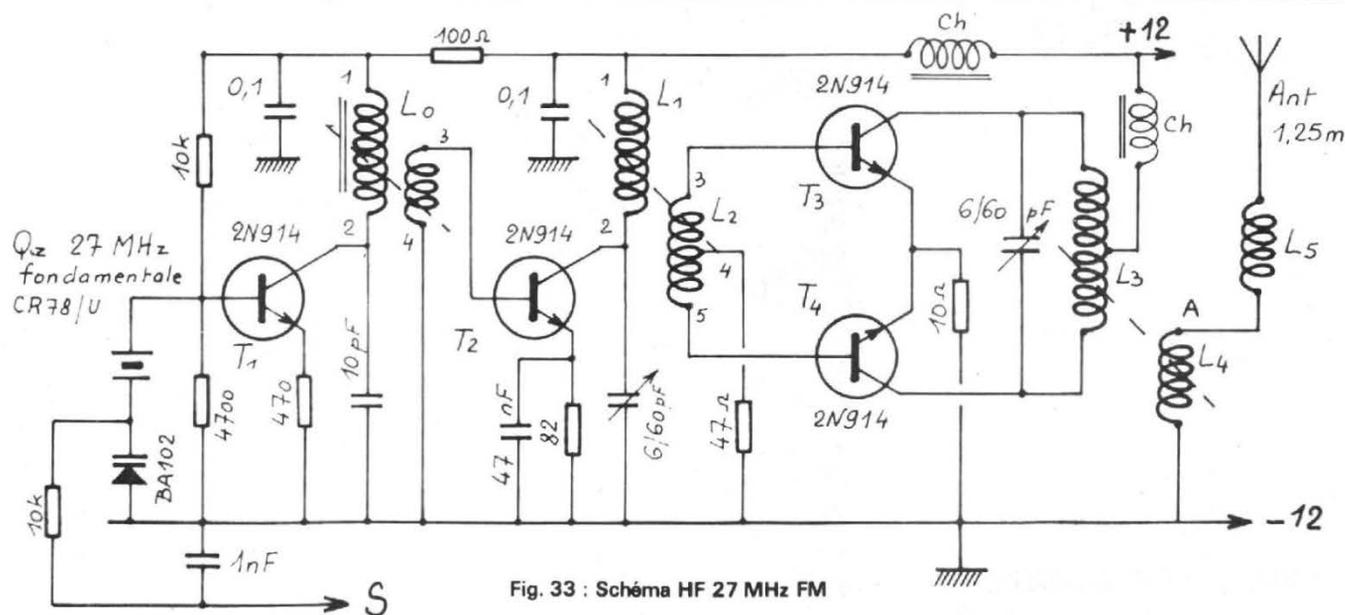


Fig. 33 : Schéma HF 27 MHz FM

quartz sera donc commandé **3 kHz en dessous** de la fréquence désirée.

● Le transistor utilisé est un 2N 914, dans un souci d'uniformité. L'émetteur n'est pas découplé, afin de faire apparaître sur la base, un effet de résistance négative nécessaire à l'entrée en oscillation. Le couplage avec l'étage suivant est inductif. Le couplage capacitif essayé en premier lieu, fut rejeté, car il produisait un décalage important de la fréquence d'oscillation du quartz.

— L'étage driver ne présente aucune particularité. La HF reçue est amplifiée et transmise vers l'étage de puissance (PA). Cet étage intermédiaire est absolument indispensable car il évite une réaction de l'étage final sur le pilote, réaction qui aurait pour conséquence des glissements de fréquence tout à fait intempestifs, par exemple en touchant l'antenne ou en modifiant l'accord des circuits de sortie.

— Le PA est du type push-pull symétrique, comme avec la platine 27 MHz normale, précédemment décrite. Le rendement est ainsi excellent et voisin de 75 %. Malgré tous nos efforts, les montages classiques à transistor unique nous ont toujours déçu en 27 MHz. Ils consomment

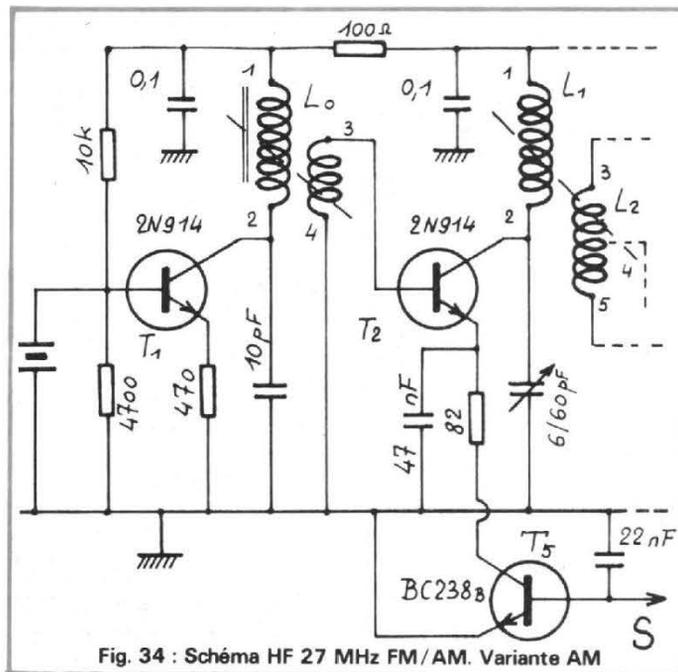


Fig. 34 : Schéma HF 27 MHz FM/AM. Variante AM

beaucoup, le transistor chauffe et la HF est fort moyenne. Ici, vous remarquerez que les transistors de sortie ne nécessitent pas de radiateurs : c'est la preuve que l'énergie consommée est effectivement convertie en HF et non pas en calories !

La puissance rayonnée est au moins égale à 1/2 W, ce qui donne une portée sans problème.

La figure 34 donne le détail de la variante AM.

Rappelons que, comme en 72 MHz FM, la mise au point doit se faire d'abord en AM. Si la FM n'est pas prévue, le quartz peut être un modèle classique 27 MHz, partiel 3. La diode Varicap disparaît de l'étage pilote, mais on trouve un transistor modulateur dans le retour de l'étage driver.

2. Réalisation

Se reporter au numéro précédent pour les détails de fabrication du tiroir.

a) Le CI : est en époxy double face de 15/10. Les figures 35 et 36 donnent les dessins du recto et du verso. Attention, les bobinages fournis par l'auteur nécessiteront, soit un trou de 10 mm, soit un trou de 6 mm, selon le type de mandrin utilisé en raison de la disponibilité du moment. Ne pas percer ces trous avant l'acquisition de ces bobinages.

b) Liste des composants :

Version AM

- 4 2N 914
- 1 BC 238B
- 1 10 pF styroflex
- 1 22 nF GFO 12 V
- 1 47 nF GFO 12 V
- 2 0,1 μF GFO 16 V
- 2 6/60 pF EA60 RTC
- 1 10 Ω 1/4 W
- 1 47 Ω 1/4 W
- 1 82 Ω 1/4 W
- 1 100 Ω 1/4 W
- 1 470 Ω 1/4 W
- 1 4 700 Ω 1/4 W
- 1 10 kΩ 1/4 W
- 1 quartz 27 MHz, partiel 3, boîtier HC 25/U, en cas de AM seulement
- 1 support
- L₀ : sur mandrin de 6 mm, avec noyau. Primaire : 20 spires jointives de fil émail-soie 30/100. Secondaire : 3 spires jointives de fil émail-soie de 45/100, sur le primaire.

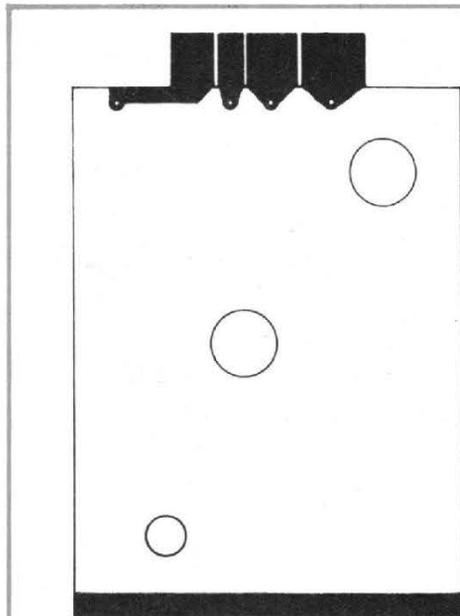


Fig. 35 : C.I. HF 3. Recto 27 MHz FM/AM

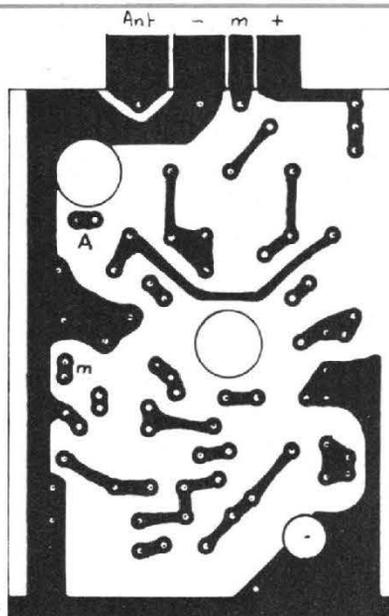


Fig. 36 : C.I. HF 27 MHz FM ou AM.

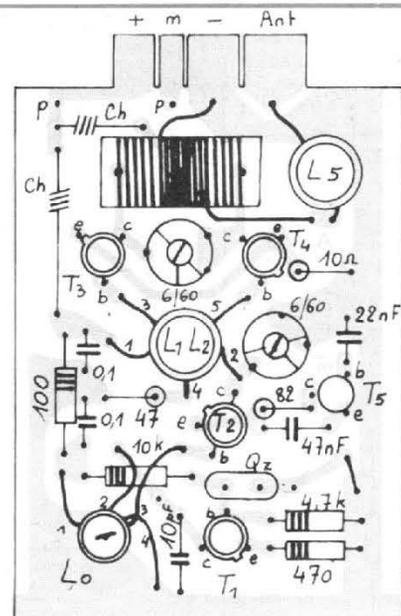


Fig. 37 : HF 27 FM/AM câblé AM. Composants. Ne pas oublier la liaison m-m au verso.

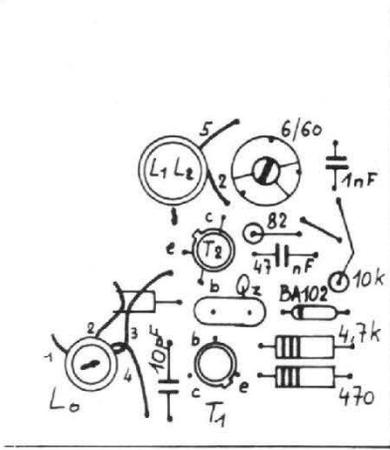


Fig. 38 : HF 27 FM/AM. Variante FM.

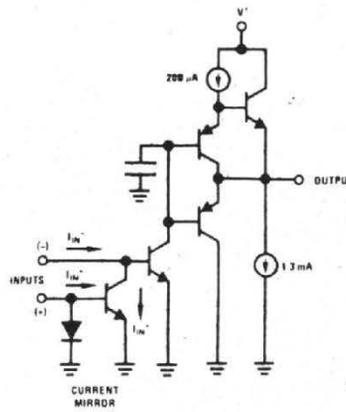
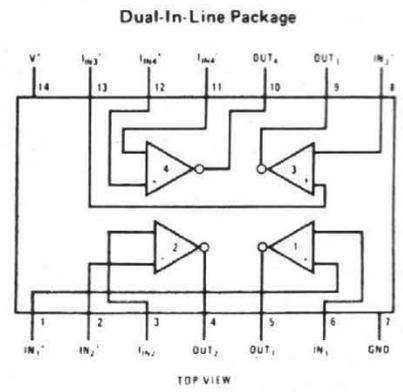


Fig. 40 : Le LM 3900 N de NS



L_1 à L_5 : absolument identique aux bobinages de la platine 27 MHz, 300 mW.
Chocs : 4 à 5 spires de fil émaillé 15/100, en tore, sur perles ferrite de 4 mm

Variante FM

- 1 BA 102
- 1 1 nF cer.

- 1 10 k Ω 1/4 W
- 1 quartz 27 MHz en fondamentale. Cristal CR 78/U.
- Boîtier HC 25/U.

c) Pose des composants :

Commencer par monter la platine en AM, même si elle est destinée à la FM. Se reporter à la figure 37.

Fixer d'abord les bouillages en découpant soigneusement les extrémités à souder. Souder les petits CV, les résistances et les condensateurs. Ne pas oublier les ponts recto-verso des plages de connexion, ainsi que le fil m-m, lequel suivra la ligne de masse, en contournant L_4 .

Terminer par la pose des transistors.

d) Mise en service AM :

- Court-circuiter le BC 238 par un pont collecteur-émetteur.
- Souder une ampoule 6 V 50 mA entre A et le -.
- Mettre tous les réglages à

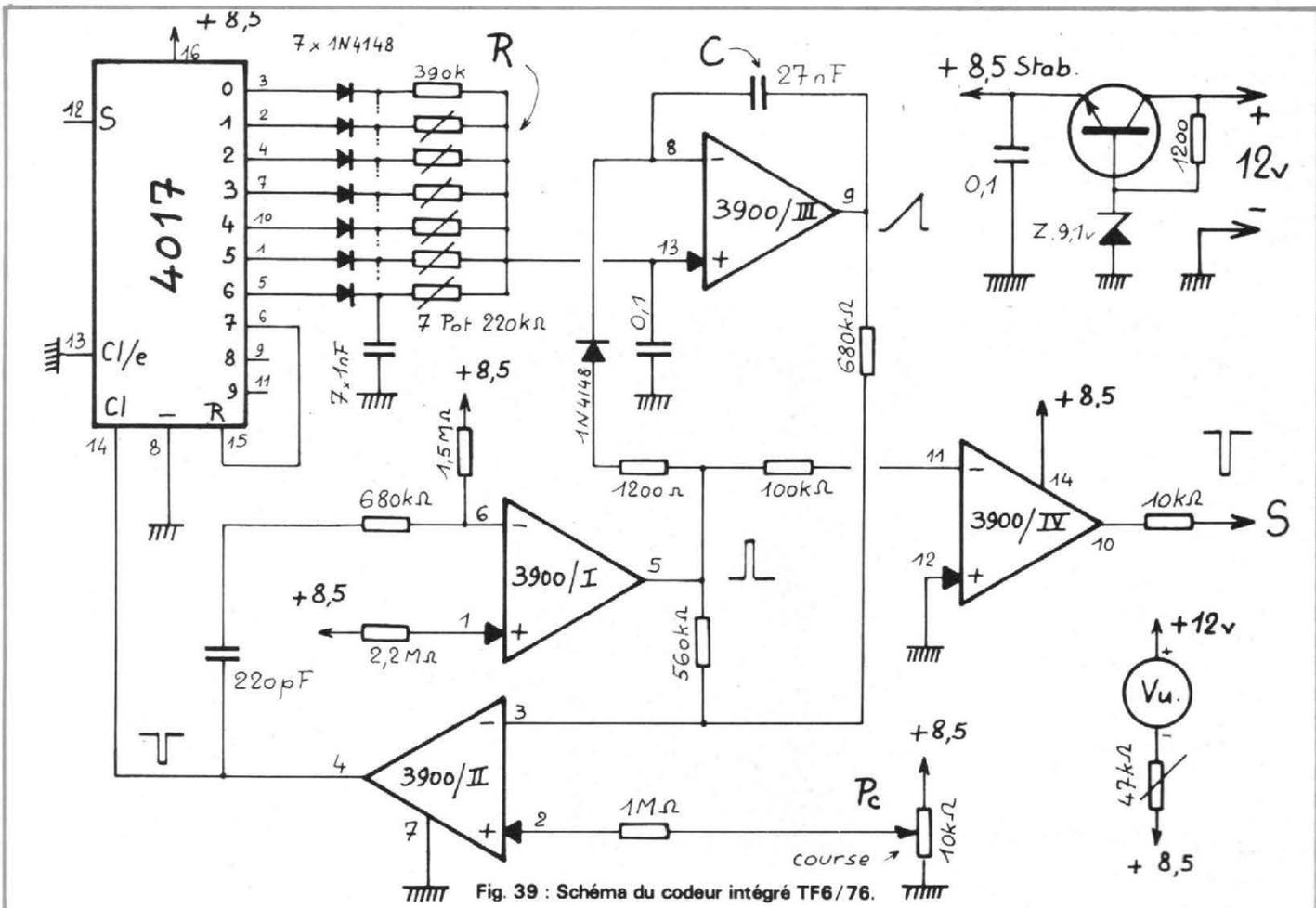


Fig. 39 : Schéma du codeur intégré TF6/76.

mi-course. (La bobine L_1L_2 ne comporte pas de noyau).

— Alimenter en 12 V à travers un milliampèremètre.

Sans quartz, le débit est de l'ordre de 7 mA.

Avec le quartz, dès l'entrée en oscillation, obtenue au besoin par la retouche de L_0 , le débit monte à 50 mA environ. Chercher le maximum de luminosité par les réglages des trois étages.

Supprimer toutes les adjonctions et enficher dans l'émetteur.

Déployer l'antenne et observer le signal à l'oscilloscope, muni du détecteur de champ. Retoucher les réglages pour un maximum d'amplitude et une forme correcte : Surtout pas de pointes de dépassement, mais plutôt des coins un peu arrondis. Le réglage de L_0 est, à ce titre, déterminant, celui de L_1 a aussi une influence, mais plus légère.

Ne pas oublier qu'un signal impeccable est nécessaire.

La bobine L_5 n'a pas de noyau si elle est parfaitement conforme et si l'antenne est de 1,25 m. Sinon, se rappeler qu'un noyau de ferrite en augmente la valeur, tandis qu'un noyau de laiton la diminue. Un réglage de L_5 doit toujours être suivi d'une retouche de l'accord de L_4 .

e) Mise en service FM :

A ne faire que lorsque le fonctionnement donne toute satisfaction en AM.

Supprimer l'étage de modulation AM et monter le circuit de la Varicap. Voir figure 38. Aucun réglage du swing n'est normalement prévu. Cependant un contrôle de fréquence est nécessaire pour préciser les conditions de modulation. Le fréquencemètre numérique est encore indispensable. Coupler à L_0 ou à L_1 .

Relier le point m du connecteur HF à la masse. Lire la fréquence : F_1 .

Relier m au +8 V. Lire la fréquence : F_2 .

Le swing est égal à $F_2 - F_1$. Il doit être de l'ordre de 4 à

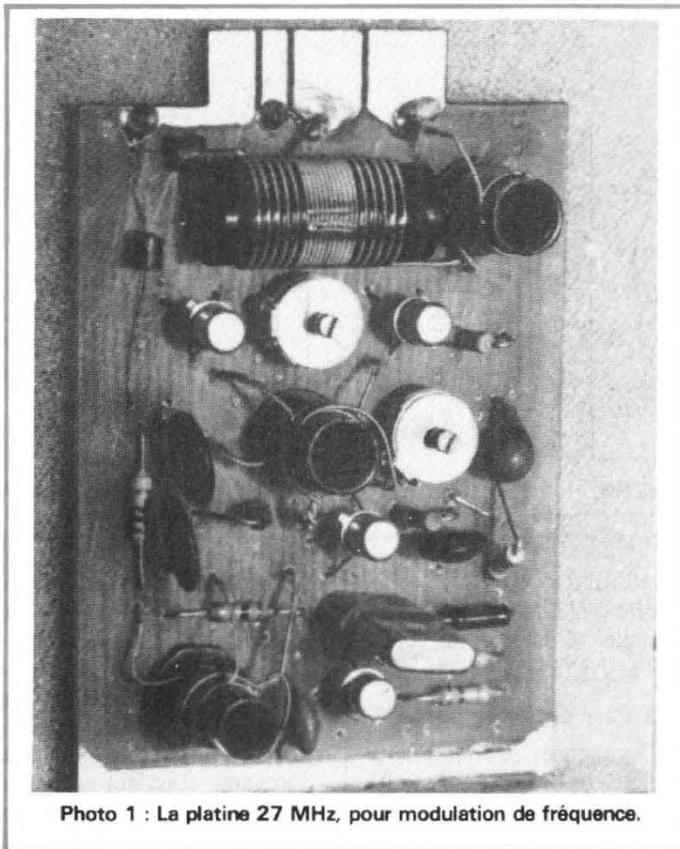


Photo 1 : La platine 27 MHz, pour modulation de fréquence.

5 kHz. S'il dépassait 5 kHz, souder un condensateur d'une dizaine de picofarads (à déterminer expérimentalement) en parallèle sur la BA 102.

La fréquence nominale d'émission est :

$$F_m = \frac{F_1 + F_2}{2}$$

Après ces réglages, ne plus retoucher L_0 , ce qui produirait un décalage de fréquence. (Réaction du collecteur sur la base par effet Miller). C'est justement pour éviter un glissement spontané, par fortes températures, que le condensateur d'accord est au styroflex.

CODEUR À CIRCUITS INTÉGRÉS

Dans le codeur à composants discrets que nous avons étudié, chaque temps t est fabriqué par un montage élémentaire complet, chacun fonctionnant à son tour.

Dans le codeur à circuits intégrés, le principe est très différent : un montage générateur de durée t, **unique**, verra sa constante de temps périodiquement commutée et c'est ce seul générateur qui fabriquera toutes ces durées.

1. Examinons le schéma (voir figure 39)

La partie essentielle est le générateur dont nous venons de parler et qui est bâti avec trois des quatre amplificateurs opérationnels contenus dans un LM 3900 N de National-Semiconductor. Voir figure 40 pour la structure interne et le brochage.

L'amplificateur III est monté en « intégrateur ». Il charge le condensateur C à courant constant, ce courant étant déterminé par l'une des 7 résistances R commutées par le circuit numérique 4017 : Décade à 10 sorties décodées. Voir figure 41. C se charge donc plus ou moins vite, selon

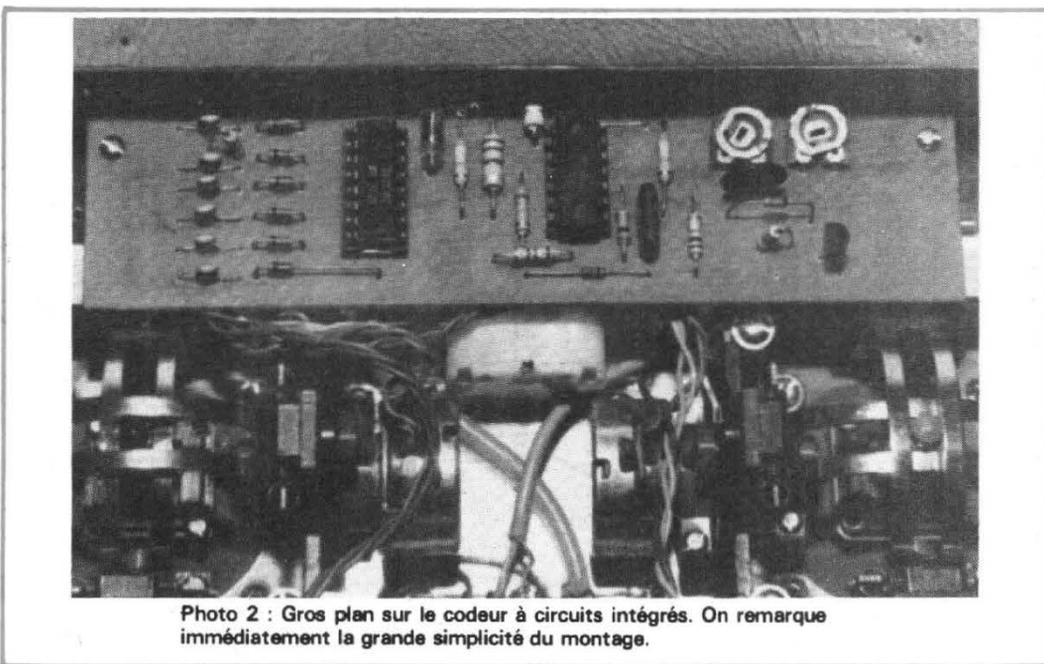


Photo 2 : Gros plan sur le codeur à circuits intégrés. On remarque immédiatement la grande simplicité du montage.

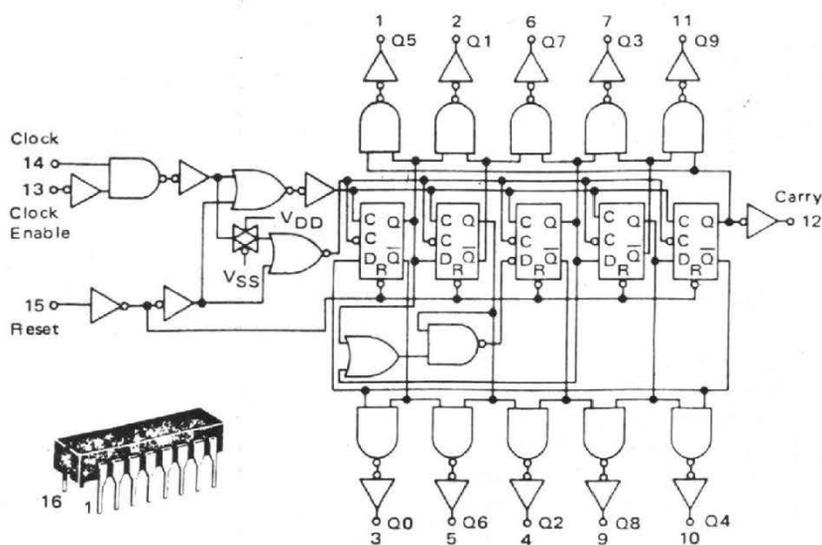


Fig. 41 : Structure de la décade 4017 et brochage (+ au 16, - au 8).

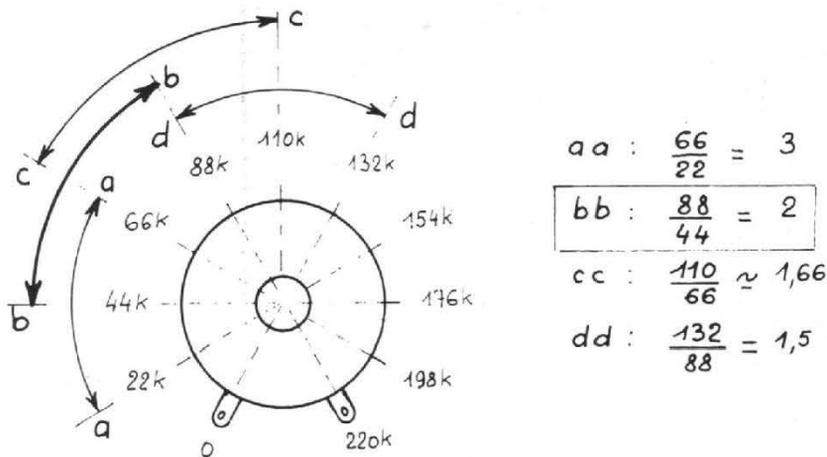


Fig. 42 : Variation de la course avec le calage du potentiomètre.

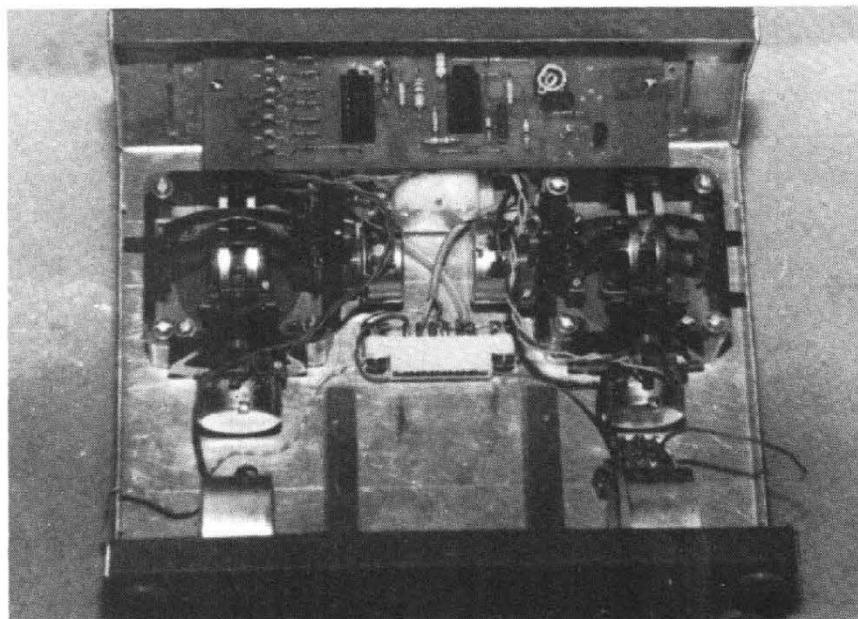


Photo 3 : Le codeur à circuits intégrés, dans le boîtier du TF6/76. On distingue les M25, montés sur les manches.

la valeur de R, constituée par les potentiomètres des manches.

La tension de charge de C apparaît sur la sortie 9 et est appliquée sur l'entrée 3 du comparateur II, dont l'autre entrée est à un potentiel ajustable par Pc. Dès que la tension de C dépasse ce potentiel, l'ampli II bascule et sa sortie qui était haute, passe à l'état bas. Cette transition est transmise par le 220 pF à I et provoque le basculement de sa sortie. La 560 kΩ entre 5 et 3, maintient alors un potentiel haut sur l'entrée - de II et maintient cet ampli basculé, pendant un temps dépendant de la constante de temps 220 pF/680 kΩ. Ce temps est ajusté à 300 μs et constitue l'impulsion de base du train de signaux.

La sortie de II est reliée à l'entrée clock de la décade 4017 et la fait progresser d'un pas à chaque **front montant**. La fin de chaque impulsion de 300 μs provoque donc le passage d'une résistance R à la suivante. L'impulsion de sortie de I est appliquée, via une diode d'isolement, à l'entrée - de III, où elle provoque la brusque décharge de C, ce qui autorise la charge suivante.

Lorsque le compteur 4017 a fourni sa 7^e impulsion (sortie s₆ à 1), la fin de cette impulsion fait passer s₇ à 1, ce qui fait recycler instantanément la décade, et c'est la première résistance R qui est branchée. Cette résistance de valeur plus élevée (390 kΩ pour 65 kΩ en moyenne) donne une durée beaucoup plus longue, de l'ordre de 10 ms, qui sera le temps de séparation des trains de 7 impulsions.

Les impulsions sont prélevées en sortie de I, remises en forme et inversées par IV. Elles sont délivrées en S pour la modulation de la platine HF.

Chaque sortie du 4017 étant soit à 0, soit à 1, les diodes sont indispensables pour éviter de connecter à la masse, les résistances R non en service, ce qui perturberait gravement le fonctionnement du codeur.

Les sorties des circuits C.MOS ont le gros avantage de délivrer des signaux calibrés à la tension d'alimentation, mais ne peuvent fournir que de faibles intensités. Il est donc impossible de monter des potentiomètres de manches classiques, de $4\,700\ \Omega$, avec lesquels les intensités seraient trop grandes. Il est donc fait usage de potentiomètres de $220\ k\Omega$, dont la zone de fonctionnement est à peu près centrée sur $65\ k\Omega$. Nous avons d'ailleurs profité de ce problème pratique, pour résoudre simplement l'adaptation de potentiomètres bien français et de grande qualité, aux mécaniques courantes de manches proportionnels. Nous en parlerons plus loin.

Autre problème important : celui de la **course** des commandes, qui déterminera « l'amplitude » des déplacements des servos.

En admettant que les potentiomètres soient parfaitement

identiques, cette course est automatiquement la même pour toutes les voies. C'est à la fois un avantage et un inconvénient : Un servo peut être changé de voie sans aucun réglage de course, mais les différents servos de l'ensemble n'ayant pas forcément la même course propre, à cause de la dispersion des composants, l'adaptation peut soulever quelques problèmes.

Sur le codeur, la course dépend essentiellement de la zone de fonctionnement des potentiomètres de manches. La figure 42 nous le montre fort bien. Elle est dessinée pour des déplacements de 60° , ce qui correspond à la réalité. De d à d, le rapport des valeurs extrêmes est de 1,5, mais de a à a, il est de 3.

Normalement, la variation désirée est de 1,2 ms à 2,2 ms, ce qui donne un rapport de 1,8 environ. C'est donc la région b b qui convient.

Evidemment le change-

ment de région, s'il agit sur la course, agit aussi sur le neutre : s'il est de 1,7 ms en a/c, il sera de 1,1 ms en b et de 2,2 ms en b/d. Un réglage doit donc être prévu pour compenser ce décalage : c'est le potentiel ajustable de e de II, par Pc. Si l'on diminue ce potentiel, la durée de voie se raccourcit, comme la figure 43 le montre clairement.

La valeur de C a aussi son importance, car la constante de temps de charge dépend du produit R.C. En augmentant C, on doit diminuer R pour retrouver la même durée, mais alors on travaille dans une zone du potentiomètre donnant plus de course et inversement.

Nombre de voies : Le schéma est donné pour 6 voies, nombre raisonnable et même rarement exploité complètement, pourtant la décade 4017 possède 10 sorties et il serait parfaitement possible de monter 9 voies. Il suffit

pour cela d'ajouter un potentiomètre, une diode et un condensateur de $1\ nF$ par voie supplémentaire. (Notons que le décodeur associé ne peut décoder que 8 voies). Avec 9 voies, la décade recycle naturellement et Reset est relié à la masse.

Par contre, il est possible de monter moins de 6 voies : 3 par exemple. Dans ce cas, la remise à 0 se fait en reliant Reset à la sortie 5 (picot 1). Le circuit imprimé est prévu pour cette modification.

Terminons cette étude théorique en disant que, comme pour tous nos codeurs, l'alimentation est stabilisée à $+8,5\ V$, par zener et transistor. C'est important, car l'intensité dans R dépend de la tension de sortie de la décade, laquelle est précisément... celle de l'alimentation. Même remarque pour le seuil du comparateur.

NB : Contrairement à un codeur classique, où c'est la

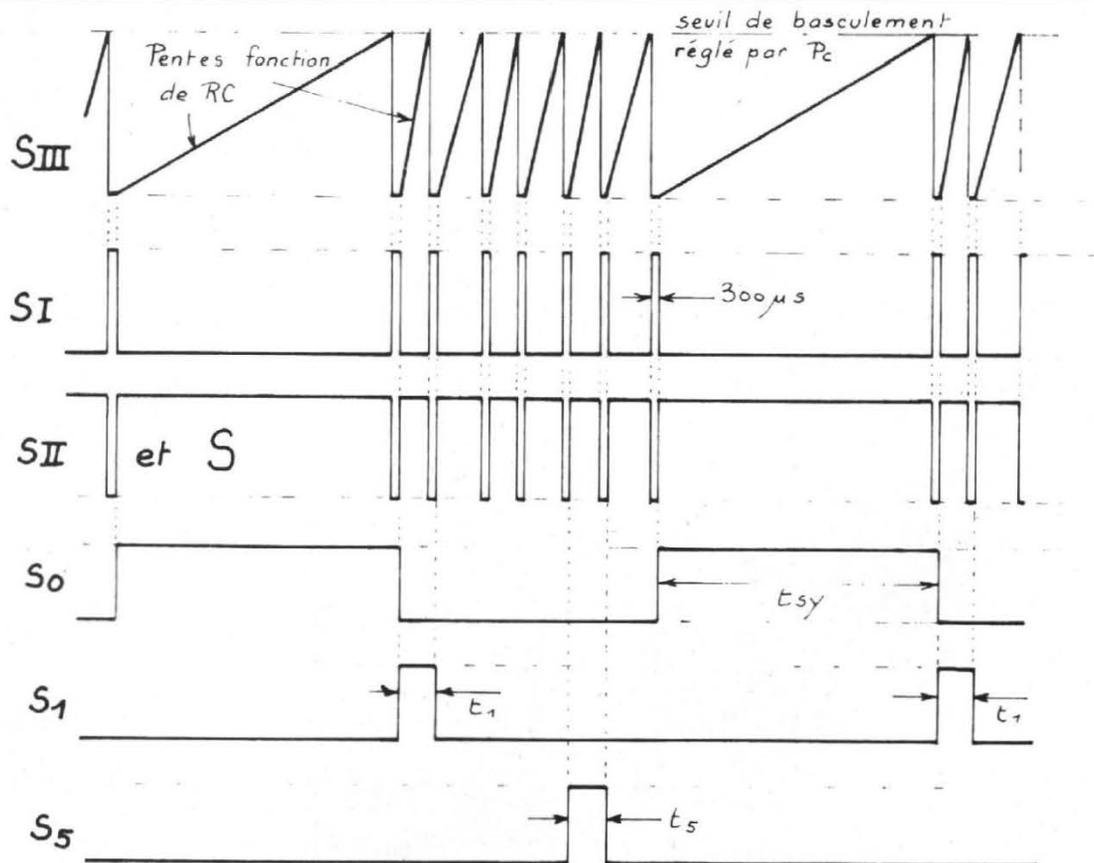


Fig. 43 : Diagramme des signaux du codeur intégré TF6/76.

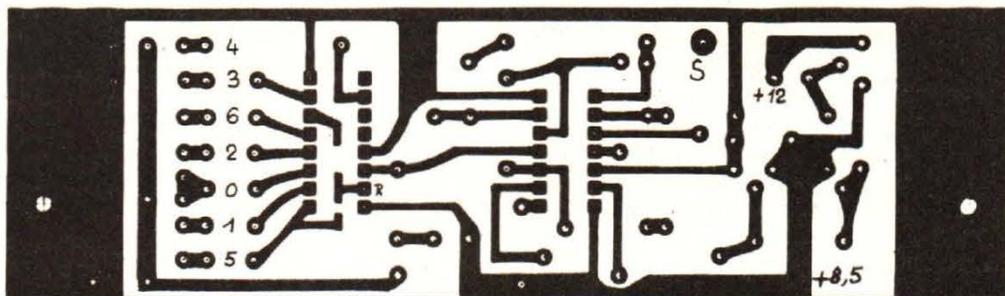


Fig. 44 : Codeur TF6 76 à 2 circuits intégrés.

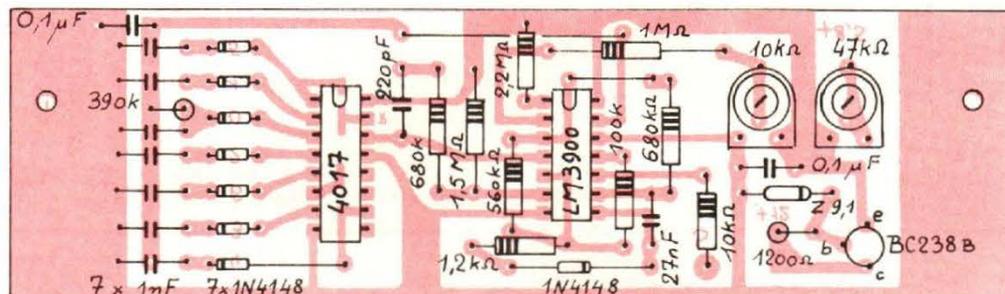


Fig. 45 : Codeur à 2 circuits intégrés. Composants.

durée de la séquence qui est constante (20 ms), ici c'est le temps de synchronisation qui l'est (10 ms environ). Cette particularité, si elle contrarie quelque peu les observations à l'oscilloscope, facilite le décodage et c'est tout de même autrement important.

2. Réalisation

a) Le CI : voir figure 44.

En époxy simple face de 15/10. Dès que terminé, présenter le CI dans le boîtier et pointer les trous de fixation dans les équerres supports. Laisser 1 mm de jeu, entre la plaquette et le haut du boîtier.

b) Liste des composants :

(pour 6 voies)

- 1 4017 (MM 5617 A de NS, MC 14017P de Motorola, CD 4017A de RCA, HBF 4017 AE de SGS, 34017PC de Fairchild...)
- 1 LM 3900 N de NS
- 1 BC 238 B
- 8 1N 4148
- 1 Zener 9,1 V, 400 mW
- 1 220 pF styroflex
- 7 1 nF C331 Cogéco (ou GIZ de LCC)
- 1 27 nF C280 ou MKM 100 V
- 2 0,1 μF GFO 12 V
- 2 1 200 Ω 1/4 W

- 1 10 kΩ 1/4 W
- 1 100 kΩ 1/4 W
- 1 390 kΩ 1/4 W
- 1 560 kΩ 1/4 W
- 2 680 kΩ 1/4 W
- 1 1 MΩ 1/4 W
- 1 1,5 MΩ 1/4 W
- 1 2,2 MΩ 1/4 W
- 1 10 kΩ Pot/Aj EO86 couché
- 1 47 kΩ Pot/Aj EO86 couché
- 2 supports DIL, 14 et 16 broches (facultatifs)
- 4 Potentiomètres de manches. Type M25 de Ohmic. 220 kΩ. Linéaires
- 2 Potentiomètres d'auxiliaires. Type P20 de Radiohm. 220 kΩ. Linéaires.

N.B. : Adaptation des M25 sur les mécaniques de manches :

- Prendre les pièces tubulaires alu, se vissant normalement sur les canons des potentiomètres d'origine. Avec une bonne lime queue-de-rat de 10 mm, supprimer toute trace des filets, en amenant l'alésage à 10 mm. La pièce se glisse alors sur le canon des M25, à frottement doux.
- Faire à la scie fine, 4 fentes

en croix, selon les génératrices du cylindre. Bien ébavurer. Avec ces fentes, en serrant la pièce de plastique dans laquelle on place le tube, celui-ci se serre sur le canon du M25 et le bloque parfaitement. Il n'y a aucune différence de qualité de résultat, par rapport au montage prévu par le fabricant. Couper les axes des M25 à 15 mm de longueur.

c) Pose des composants et mise en service :

(Voir figure 45).

- Souder en premier les deux ponts du recto.
- Placer tous les composants discrets.
- Souder le 3900 N ou le placer sur son support.
- NE PAS PLACER le 4017.
- Relier directement la diode de la 390 kΩ au + 8,5 V.
- Régler P_c au maximum, curseur vers le +.
- Relier au 12 V et observer à l'oscilloscope le signal de sortie S.

Dans ces conditions, le 3900 génère, à fréquence fixe, des impulsions de 300 μs, distantes de 10 ms environ. $F \approx 100$ Hz.

Vérifier si possible ces valeurs, soit avec l'impulsio-

mètre du TFX1, soit à l'oscilloscope étalonné. Un oscilloscope ordinaire ne permet pas ces mesures précises. On peut tout simplement vérifier la fréquence, en réglant la base de temps sur le 50 Hz du secteur et en constatant que 2 impulsions défilent sur l'écran.

La durée de 300 μs s'ajuste en jouant sur la 680 kΩ en série avec le 220 pF. La durée de 10 ms s'ajuste avec la 390 kΩ. Cette dernière durée n'est pas du tout critique, par contre, il est déconseillé de descendre la durée des impulsions en dessous de 300 μs, car le récepteur risque d'atténuer exagérément ces impulsions trop courtes.

— Déconnecter du + 8,5 V la diode de la 390 kΩ et relier celle de l'un des manches. Caler ce manche à 65 kΩ au neutre.

Cette fois, les impulsions sont plus serrées : elles devraient être distantes de 1,7 ms. La fréquence est de $1/(1,7 + 0,3)$ kHz, soit 500 Hz.

Actionner le manche et voir si possible, que la durée de voie varie suffisamment : de 1,2 ms à 2,2 ms.

Lorsque le montage semble

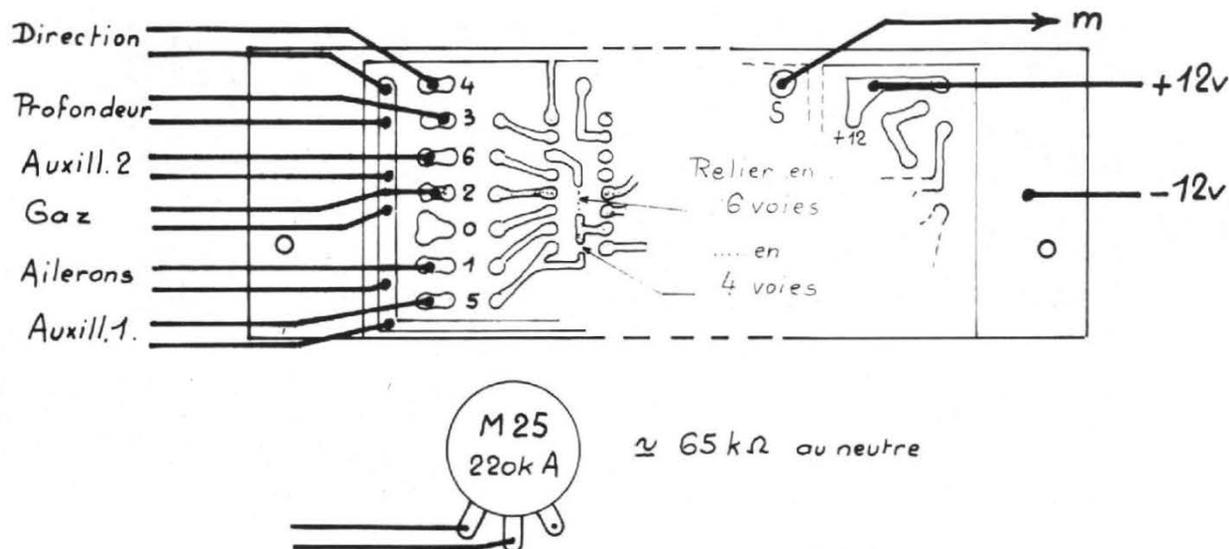


Fig. 46 : Liaisons codeur intégré.

donner satisfaction, supprimer la connexion ajoutée ci-dessus. Relier, côté cuivre, le picot Reset du 4017 (N° 15) à la sortie convenable. Relier tous les potentiomètres, en veillant tout particulièrement

à leur calage au neutre : 65 kΩ environ. Il serait malencontreux que l'un d'entre eux se mette en butée, à résistance nulle, ce qui pourrait détériorer le 3900 N. (Fig. 46).

Enfin... souder le 4017, ou

le placer sur son support. En cas de soudure, veiller à débrancher le fer du secteur, car les C.MOS sont fragiles à la pose !

Mettre sous tension et vérifier le bon fonctionnement,

lequel à ce niveau, ne dépend plus que du 4017.

F. THOBOIS



GRATUIT !

Ce catalogue qui vous permettra de ranger plus et tout retrouver en un clin d'œil.

Retournez ce bon à découper et vous saurez tout sur Multiroir : des tiroirs modulaires, transparents ou en couleurs, combinables à volonté et solidaires sur tous les côtés.

RD DUVAUCHEL

3 bis, rue Caslérés - 92110 Clichy Tél. : (1) 737.34.30 & 737.34.31

BON A DECOURER

Sans engagement de ma part, je désire recevoir une documentation sur le système Multiroir.

Nom _____

Société _____

Adresse _____

Tél. : _____

En vente chez votre distributeur habituel

réalisez:

UN ENSEMBLE pour lumières modulées

CET ensemble est destiné à commander l'allumage et l'extinction de trois lampes d'éclairage ou « spots » selon un rythme déterminé par les signaux électriques présents à la sortie d'un amplificateur B.F. et qui attaquent le haut-parleur. Pour rendre l'effet plus attrayant, on effectue une sélection dans les signaux de sortie de l'amplificateur B.F. de telle sorte qu'une lampe soit illuminée dès que les fréquences élevées sont d'un niveau suffisant; une autre lampe s'allumera, dans les mêmes conditions du fait des

signaux à très basse-fréquence; enfin, une troisième lampe est actionnée par les fréquences situées entre les deux premières.

Les lampes sont allumées suivant un rythme qui dépend de la musique diffusée. Les signaux électriques traduisant une reproduction sonore sont toujours de formes complexes, et de ce fait, l'appareil commandera telle ou telle lampe en fonction de la composante fondamentale de l'onde sonore, mais également en raison des fréquences harmoniques, de leur rang et de leur amplitude.

De plus, il est possible d'obtenir l'effet « négatif » d'une lampe, c'est-à-dire qu'un spot réagit exactement à l'inverse d'un autre : l'un est allumé quand l'autre est éteint, et vice versa. L'organe de commande des lampes est un élément semi-conducteur appelé Triac; chaque spot est piloté par son propre Triac; il en existe donc autant que de lampes à allumer. Un tel montage est couramment appelé « lumières psychédéliques » dans la littérature.

COMPOSITION DE L'ENSEMBLE

L'ensemble psychédélique peut être représenté comme indiqué sur la figure 1. Ce schéma synoptique montre, tout d'abord, un étage de liaison à fort isolement destiné à assurer la séparation galvanique parfaite entre l'amplificateur B.F. et le montage, car ce dernier est directement réuni au secteur 220 V, et à ce titre on doit prendre toutes précautions utiles pour éviter les accidents. En plus de sa fonc-

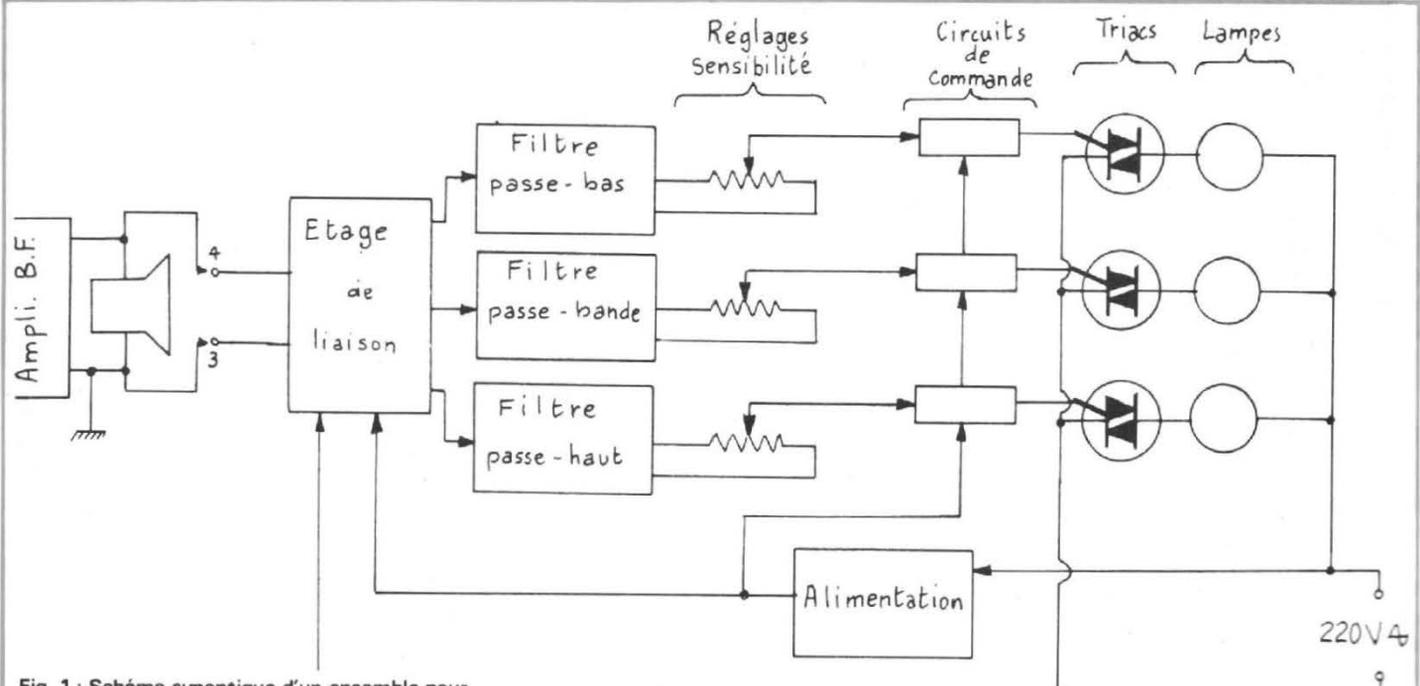


Fig. 1 : Schéma synoptique d'un ensemble pour lumières psychédéliques.

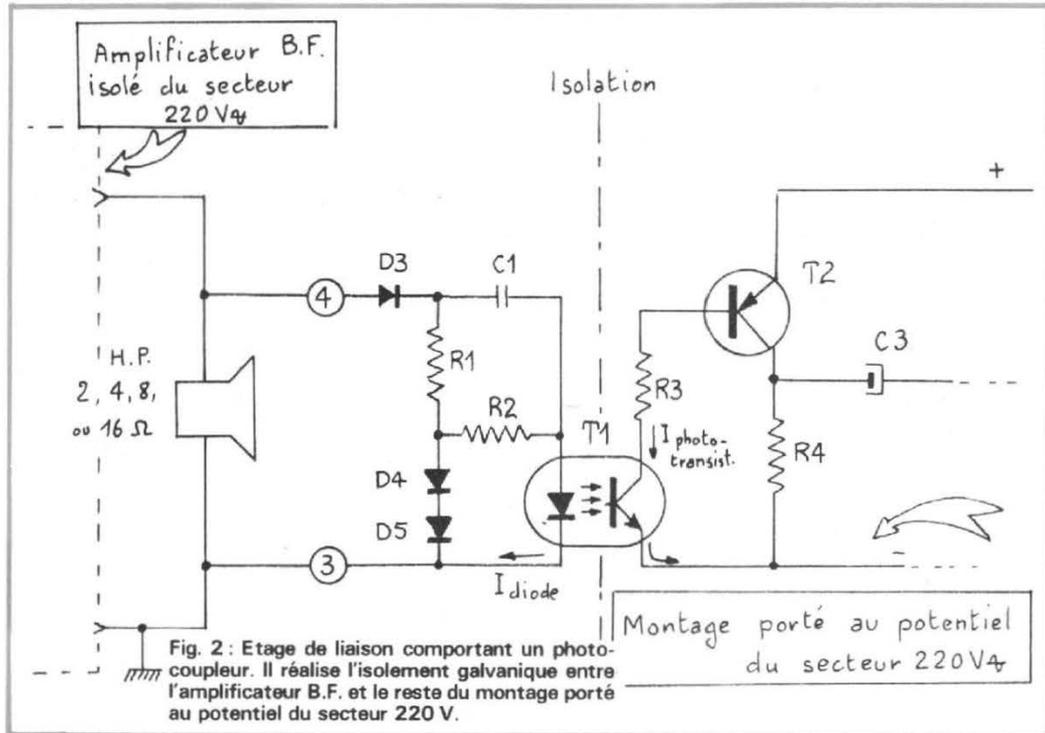


Fig. 2 : Etage de liaison comportant un photo-coupleur. Il réalise l'isolement galvanique entre l'amplificateur B.F. et le reste du montage porté au potentiel du secteur 220 V.

tion d'isolement, cet étage doit transmettre au montage la tension alternative B.F. qui se trouve aux bornes du haut-parleur. Ce signal B.F. est ensuite filtré par trois ensembles qui permettent de sélectionner trois bandes de fréquences : basses, médiums et élevées. A la sortie de chaque filtre, on prélève, au moyen d'un potentiomètre, une fraction plus ou moins importante de la tension alternative qui subsiste. Cette dernière s'en va attaquer l'entrée du circuit de commande du Triac. Celui-ci a sa gâchette commandée par une tension de polarité négative : cette polarité est à préférer lorsqu'il n'est pas possible d'appliquer une tension alternative à l'électrode de commande.

ETAGE DE LIAISON

Son but est de réaliser une très bonne isolation galvanique entre l'entrée et la sortie tout en transmettant le signal B.F. de celle-ci à celle-là. C'est un photo-coupleur qui remplit cette fonction.

Rappelons brièvement le fonctionnement d'un tel dispositif. La transmission des informations de l'entrée vers la sortie s'effectue par voie optique. Une diode émettrice de lumière (un peu semblable à une diode électro-luminescente) transforme le signal électrique en lumière modulée (lumière visible ou non). Un photo-transistor, situé exactement en face de la diode électro-luminescente, reçoit le faisceau lumineux et le transforme en un courant électrique ; à la sortie de ce dernier, on obtient également un courant électrique. Toutefois, comme la liaison est réalisée par voie lumineuse, l'isolement galvanique entre entrée et sortie est très élevé. Il dépend principalement de la distance qui sépare les deux éléments constitutifs : on obtient couramment des dispositifs qui peuvent tenir 1 500 V ou plus.

Bien que l'on puisse parfaitement construire un photo-coupleur à partir d'éléments discrets, c'est-à-dire d'une diode électro-luminescente et d'un photo-transistor ou d'un photo-darlington, il n'est pas

inutile de savoir qu'il existe, dans le commerce, des photo-coupleurs qui se présentent généralement sous la forme d'un petit parallélépipède rectangle d'encombrement très réduit, assez semblable à un boîtier de circuit intégré logique (TO116 ou F124). Les photo-coupleurs sont caractérisés par beaucoup de paramètres ; l'un des plus importants, dans l'utilisation envisagée, est le rapport de transfert en courant, parfois appelé coefficient de transmission. Evidemment, il y a tout intérêt à choisir un dispositif dont le coefficient de transmission soit aussi élevé que possible (20 % ou plus). Le maximum de sensibilité est obtenu quand on utilise le photo-transistor entre collecteur et émetteur, en laissant la connexion de base non reliée.

La figure 2 montre le schéma de l'étage de liaison. L'isolement est réalisé au niveau du trait en pointillé. A gauche de celui-ci le circuit est réuni à l'amplificateur B.F. ; à sa droite, le montage se trouve porté au potentiel du secteur.

Le signal B.F. prélevé aux bornes du haut-parleur est appliqué entre les bornes 3 et 4, sans qu'il y ait un sens par-

ticulier de branchement. La diode D_3 , en série dans l'entrée 3, évite d'appliquer les alternances négatives du signal B.F. à la diode du photo-coupleur T_1 qui ne le supporterait pas. La résistance R_1 réalise une chute de tension afin que la diode de T_1 ne soit pas surchargée pendant les crêtes de modulation. La tension audio qui lui est envoyée à travers la résistance R_2 , est sévèrement limitée (à environ + 1,5 V) par la tension de seuil des deux diodes D_4 et D_5 . La capacité C_1 relève la bande passante vers les fréquences élevées en facilitant le passage de ces signaux vers la diode de T_1 . La résistance R_2 (approximativement 1 000 Ω) conditionne la sensibilité du montage ; il sera peut être nécessaire de retoucher sa valeur selon la sensibilité désirée.

Le photo-transistor T_1 est alimenté par une tension d'une vingtaine de volts appliqués entre son émetteur et son collecteur. Dans cette dernière électrode, on trouve la résistance de charge R_3 . La base du transistor de T_1 est laissée non reliée. De ce fait, le courant qui circule dans ce dispositif est assimilable au I_{CEO} , courant de fuite collecteur-émetteur d'un transistor dont la base est laissée libre. Ce courant I_{CEO} , très faible dans l'obscurité, devient (relativement) important dès que les jonctions du transistor se trouvent soumises à un bombardement de photons, autrement dit, dès que le transistor se trouve éclairé. En quelque sorte, on dégrade l'isolement entre collecteur et base du transistor lorsqu'on éclaire celui-ci. Le courant de fuite collecteur-base se referme par l'émetteur (puisque la base est non-reliée), créant ainsi un courant de base qui se trouve amplifié par effet transistor, d'où un courant collecteur-émetteur plus important.

Le courant de fuite collecteur-émetteur I_{CEO} est fonction de l'éclairement reçu par le photo-transistor ; plus il est grand, plus le courant I_{CEO} est

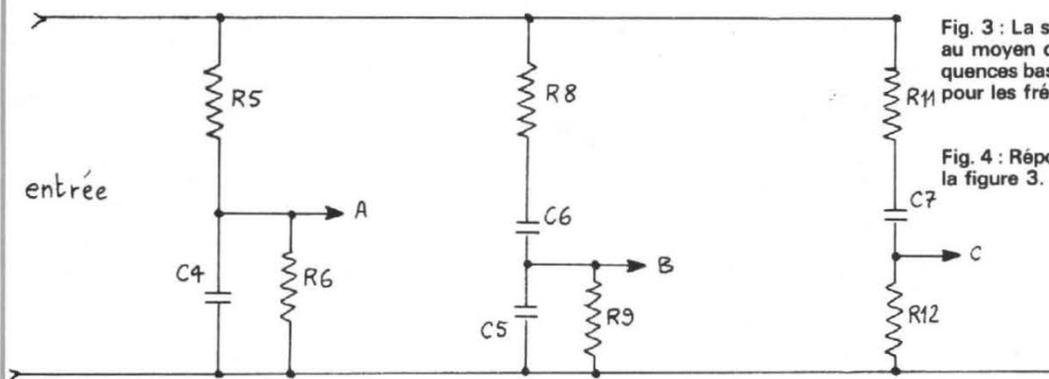
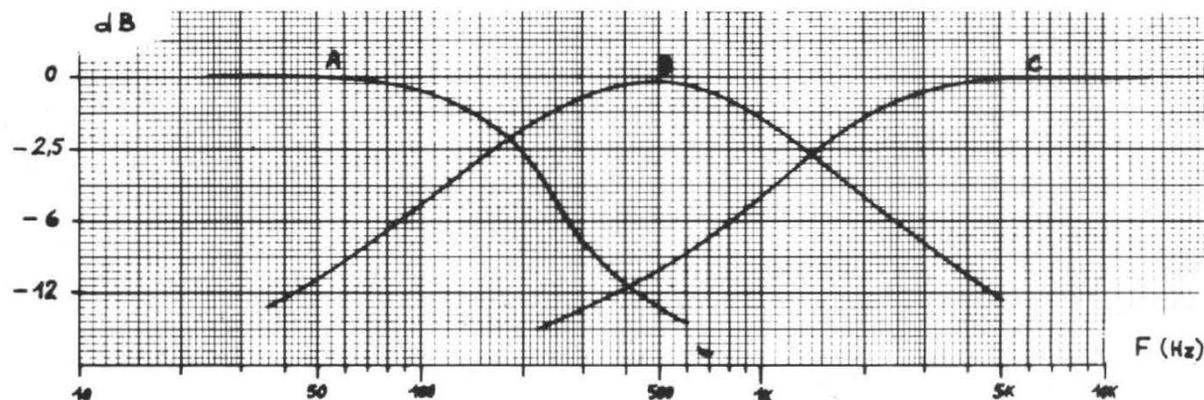


Fig. 3 : La séparation des signaux est effectuée au moyen de trois filtres : filtre A pour les fréquences basses ; filtre B pour le médium ; filtre C pour les fréquences élevées.

Fig. 4 : Réponse en fréquence des trois filtres de la figure 3.



important. D'autre part, l'illumination de la diode électroluminescente de T_1 dépend, elle aussi, du courant qui traverse cet élément, si bien qu'en définitive le courant de sortie du photo-coupleur est une fonction du courant d'entrée. Le courant de sortie, qui est le courant I_{CEO} du photo-transistor, circule à travers la résistance R_3 et l'espace émetteur-base du transistor PNP T_2 ; il est donc également le courant base de ce dernier. On retrouve ce même courant mais amplifié dans le circuit collecteur du transistor T_2 . Puisque ce courant collecteur circule également dans la résistance R_4 , il détermine aux bornes de cet élément une chute de tension qui représente le signal B.F., car celle-ci est aussi fonction de l'éclairement subi par le transistor de T_1 .

On dispose donc, aux bornes de la résistance de charge R_4 , d'un signal B.F. de même fréquence que celui qui existe à la sortie de l'amplificateur audio. Toutefois, si l'on exa-

minait la forme d'onde aux bornes de la résistance R_4 à l'aide d'un oscilloscope, on constaterait une distorsion assez importante. Celle-ci est due en partie aux non-linéarités du photo-coupleur T_1 , mais surtout au fait que ce dispositif est commandé par le signal B.F. redressé en mono-alternances par la diode D_3 . Cependant, cette distorsion du signal audio n'est pas préjudiciable au bon fonctionnement de l'ensemble.

FILTRES

Ils ont pour but d'aiguiller vers trois voies différentes le signal B.F. provenant de l'étage précédent. La sélection s'effectue avec comme critère la fréquence.

Le signal audio délivré par la sortie de l'étage de liaison est appliqué, via les potentiomètres de réglage de niveau P_1 , P_2 et P_3 , à l'entrée de trois filtres RC symbolisés sur la figure 3. Le filtre A est un

passé-bas, c'est-à-dire qu'il transmet uniquement les fréquences basses du spectre de l'entrée vers la sortie A. Le second filtre (filtre B) est destiné à transmettre seulement les fréquences du milieu de gamme (médium) à l'exclusion de toutes autres. Le dernier filtre (filtre C), ne laisse passer, de l'entrée vers la sortie C, que les fréquences élevées.

Ces trois filtres, de conception simplifiée, sont composés d'éléments RC qui sont plus faciles à se procurer que les bobines qu'auraient demandées des techniques plus élaborées. La sélectivité présentée par ce genre de filtre n'est pas très élevée, du fait que le coefficient de surtension ou de qualité Q reste relativement modeste, mais, de toutes façons, il n'est pas utile, dans notre application, de réaliser des filtres à coupures brusques. Les filtres représentés sur la figure 3 présentent, théoriquement, une pente d'affaiblissement de 6 dB/octave, c'est-à-dire que l'affaiblissement double lors-

que la fréquence appliquée à l'entrée est multipliée par deux, ou bien divisée par deux, selon le type de filtre auquel on a affaire. Pour le filtre A (passé-bas) et le filtre C (passé-haut), le point théorique où l'affaiblissement est de 3 dB (1,414) est donné par la relation :

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

Pour le filtre B (passé-bande), c'est la fréquence centrale qui est indiquée par cette formule.

Les courbes de la figure 4 montrent la réponse en fréquence des trois filtres A, B et C de la figure 3 relevée conformément au schéma de cette même figure. Si l'on effectue le calcul des fréquences à 3 dB des filtres A et C ainsi que celui de la fréquence centrale du filtre B, on constatera une certaine divergence entre les chiffres obtenus et les valeurs mesurées. Ceci est dû à la présence des résistances R_6 , R_9 et R_{11} , qui, tout en étant nécessaires par ailleurs pour les éta-

ges suivants, viennent modifier quelque peu le comportement normal des différents réseaux. On observera encore une petite modification dans les courbes de réponse lorsqu'on branchera les sorties des filtres aux bases des transistors suivants, mais ces écarts ne compromettent absolument pas la bonne marche de l'ensemble.

CIRCUITS DE COMMANDE

Ils doivent fournir aux Triacs le signal de déclenchement qui leur permettra de devenir conducteur. Ce dispositif, par sa structure, offre une grande liberté quant au choix des signaux de commande. En ce qui nous concerne, comme il ne nous est pas possible d'obtenir d'une façon simple un signal de déclenchement dont la polarité soit identique à celle du courant principal dans le Triac (courant alternatif), il nous faut réaliser la mise en conduction de cet élément à partir d'une tension continue. Les notices des constructeurs indiquent que, dans ce cas, il convient de fonctionner dans les quadrants II et III, c'est-à-dire que la polarité du signal

de déclenchement est négative par rapport à l'électrode B_1 . Le fonctionnement dans les modes I et IV (polarité de déclenchement positive par rapport à B_1) est déconseillé ; nous l'éviterons donc.

Le schéma d'un étage de commande est représenté sur la figure 5. Il comporte un transistor NPN T et une résistance chutrice R_A qui est connectée à la gâchette du Triac. Le tout est alimenté par une tension continue d'environ vingt volts dont le pôle négatif est relié à l'émetteur de T tandis que le pôle positif joue le rôle de commun. Le transistor T est normalement bloqué ; sa jonction émetteur-base est refermée par une résistance (R_6 , R_9 ou R_{12} suivant le cas). Aussitôt que ce dispositif est rendu conducteur par les alternances négatives du signal en sortie de filtre, il circule un courant dans la résistance R_A , et donc dans l'espace gâchette-base I du Triac, portant ce dernier à conduction. La valeur de la résistance R_A détermine la grandeur du courant de gâchette du Triac. Pour le modèle ESM 23 500, le courant maximal de déclenchement dans les quadrants II et III est de 30 mA, ce qui impose, pour la résistance R_A , une valeur d'environ 680 Ω . La résistance R_B est destinée à

assurer un blocage parfait du Triac lorsque celui-ci ne conduit pas. Une fois amorcé, le Triac conduit jusqu'à ce que l'alternance du secteur passe par zéro volt (cas d'une charge résistive).

LE TRIAC

L'élément de base pour la commande lumineuse des lampes est un dispositif semi-conducteur appelé Triac (abréviation d'un terme anglo-saxon « triode A.C. semiconductor » que l'on pourrait traduire approximativement par : Semi-conducteur à trois électrodes pouvant fonctionner en alternatif).

Le triac fonctionne grosso-modo comme un thyristor ; il est mis en conduction par un courant circulant dans son circuit de gâchette. Une fois amorcé, il ne peut cesser de conduire que lorsque le courant qui le traverse s'annule, mais à la différence du thyristor, le courant principal qui circule dans un Triac amorcé peut passer soit de l'électrode B_2 vers l'électrode B_1 ou vice-versa. Ce mode de fonctionnement l'apparente au montage comportant deux thyristors tête-bêche.

Le Triac présente un temps

de conduction très rapide ; dès que sa gâchette a reçu un courant de commande, le dispositif devient presque instantanément conducteur, c'est-à-dire que sa résistance interne, qui est très grande à l'état bloqué, tombe à une valeur très faible (ordinairement inférieure à 1 Ω). Le Triac reste conducteur jusqu'à ce que le courant qui le parcourt s'annule, ce qui a lieu en courant alternatif quand la sinusoïde passe par zéro. A cet instant, le dispositif cesse d'être conducteur et, si aucune commande nouvelle n'est appliquée à sa gâchette, il demeure dans l'état bloqué et présente à nouveau une très grande résistance interne.

ALIMENTATION

La tension d'alimentation basse tension du montage est obtenue directement à partir du secteur alternatif 220 V, 50 Hz, sans passer par l'intermédiaire d'un transformateur d'alimentation abaisseur. De ce fait, il est important de préciser que TOUT le montage est directement réuni à un pôle du secteur, ce qui impose que l'on prenne obligatoirement les précautions suivantes : aucun point de l'ensemble relié au 220 V ne doit pouvoir être touché par l'utilisateur quand il est sous tension, sous peine d'électrocution. Il convient donc, la réalisation une fois terminée, de l'inclure dans une boîte, isolante de préférence, en prenant bien soin qu'aucune partie du montage ne soit électriquement reliée au coffret. Le circuit imprimé sera fixé mécaniquement au moyen d'entretoises isolantes ; on utilisera, de préférence, des potentiomètres dont les axes sont en matériau isolant et qui, seuls, dépasseront de la boîte. Enfin, dans le cas où le coffret serait métallique, on réunirait ce dernier à une prise de terre afin que, si par accident, il se produisait une fuite électrique entre le montage et la boîte, l'utilisateur ne court aucun danger.

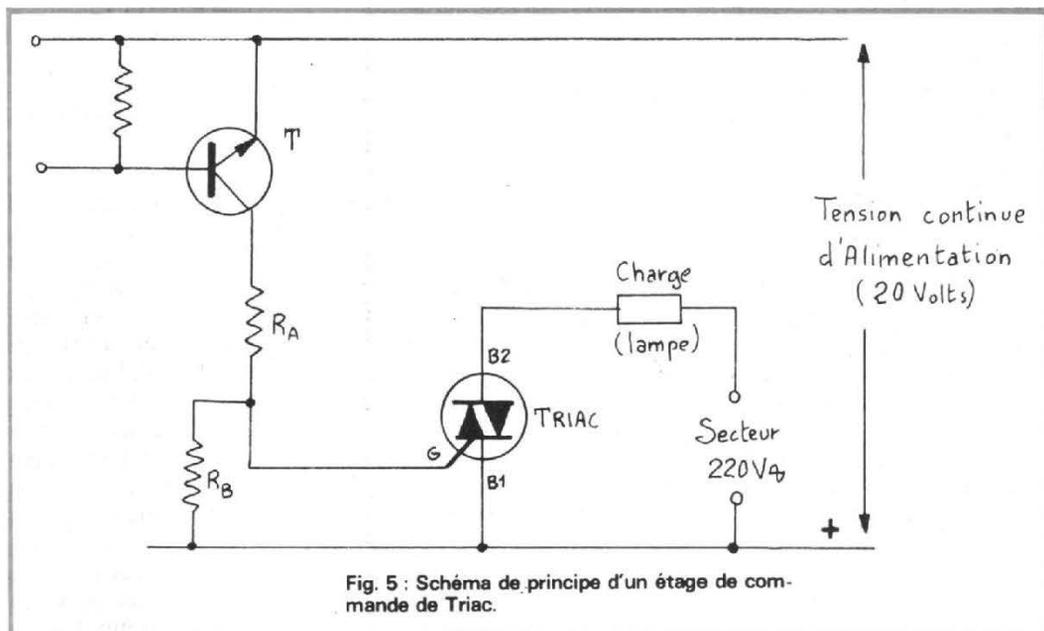


Fig. 5 : Schéma de principe d'un étage de commande de Triac.

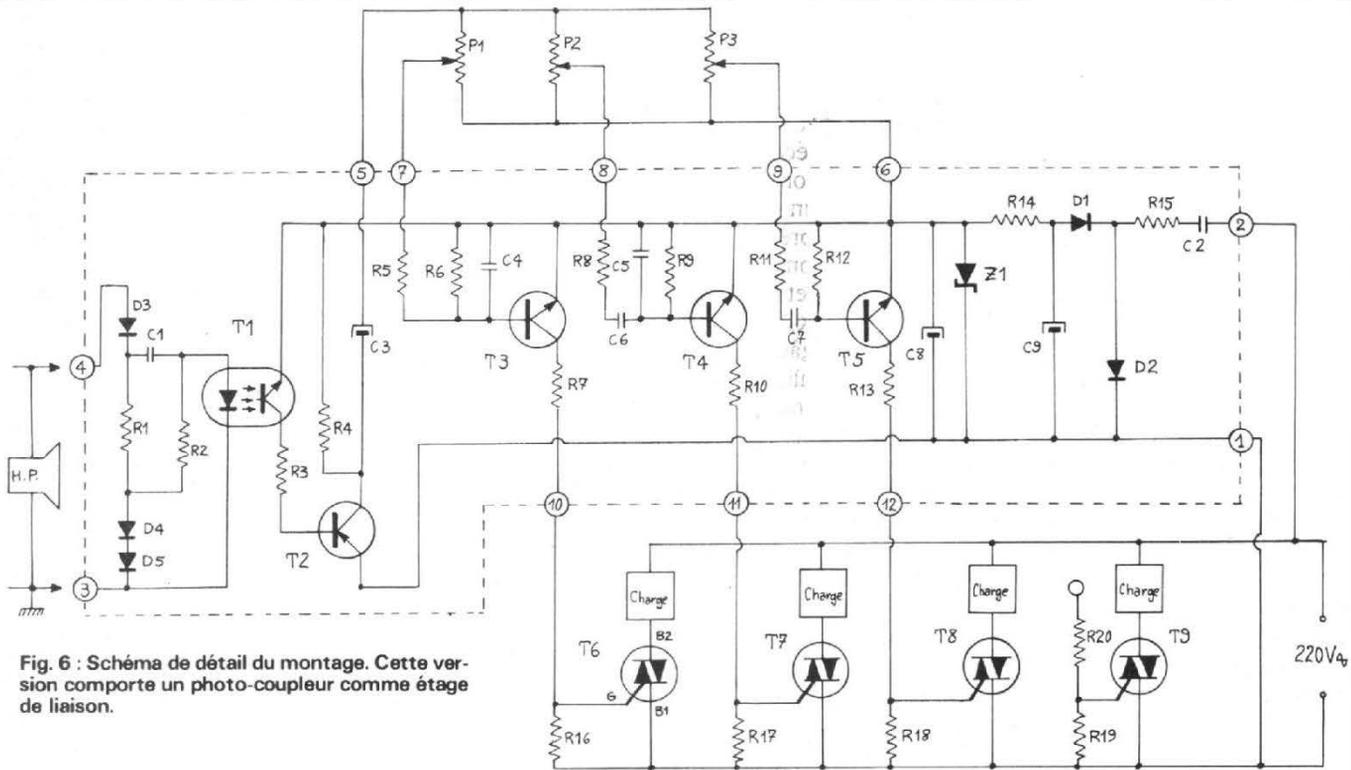


Fig. 6 : Schéma de détail du montage. Cette version comporte un photo-coupleur comme étage de liaison.

De même, lors de la mise au point, on évitera tout contact avec le montage lorsque celui-ci est sous tension. S'il s'avère nécessaire d'effectuer quelques mesures au moyen d'appareils de test, il faudra alors employer un transforma-

teur d'isolement de rapport 1/1 entre le secteur et le montage. En résumé, il faut toujours avoir présent à l'esprit le danger certain présenté par un contact entre un fil du réseau et le corps humain.

En l'absence de transforma-

teur abaisseur (pour des raisons de poids et d'encombrement) il faut faire chuter la tension du secteur 220 V, 50 Hz, de telle sorte que l'on puisse obtenir du 20 V continu. Il est évidemment peu souhaitable de réaliser cette chute de tension au moyen d'une résistance, car du fait de l'intensité consommée, cela conduirait à un dégagement de chaleur important dans la résistance chutrice.

La solution adoptée ici consiste à se servir de la réactance présentée par une capacité. Celle-ci permet d'obtenir la chute de tension désirée sans dégagement de chaleur puisque, le déphasage courant-tension amené par la capacité étant de 90°, la puissance développée dans le condensateur est uniquement réactive. Le redressement mono-alternance est effectué au moyen des diodes D₁ et D₂, avec pour capacité de filtrage le condensateur C₉. Compte tenu de l'intensité nécessaire, la valeur de la résistance chutrice doit être de 7 000 Ω, c'est-à-dire que la réactance présentée par la capacité doit être de 7 000 Ω pour une fré-

quence de 50 Hz. Toutefois, pour limiter l'appel de courant dans les diodes D₁ et D₂ au moment de la mise sous tension, il est prudent de conserver une partie purement résistive, d'où la présence de la résistance R₁₅ de 270 Ω. De ce fait, l'impédance de C₂ doit être de : 7 000 - 270 = 6 700 Ω. Pour un secteur de 50 Hz, la valeur de C₂ est donnée par la relation :

$$C_2 = 1/314 Z$$

d'où :

$$C_2 = 1/314 \times 6\,700 \approx 0,47 \mu\text{F}$$

La tension continue présente aux bornes de la capacité C₉ est appliquée, à travers la résistance R₁₄, à une diode régulatrice de tension Z₁ (20 V) qui stabilise cette tension d'alimentation aussi bien en fonction des différences de courant consommé qu'en fonction des variations de la tension du réseau. Le condensateur C₈ améliore encore le filtrage déjà amené par la diode régulatrice; c'est aux bornes de cette capacité qu'est prélevée la tension continue d'alimentation du montage.

NOMENCLATURE DES ELEMENTS DE LA FIGURE 6

R1 = 2 200 Ω	10 % 1/2 W	C2 = 0,47 μF	400 V
R2 = 1 000 Ω	10 % 1/2 W	C3 = 10 μF	25 V
R3 = 6 800 Ω	10 % 1/2 W	C4 = 0,22 μF	63 V
R4 = 3 300 Ω	10 % 1/1 W	C5 = 22 nF	63 V
R5 = 12 kΩ	10 % 1/2 W	C6 = 22 nF	63 V
R6 = 12 kΩ	10 % 1/2 W	C7 = 4,7 nF	63 V
R7 = 680 Ω	10 % 1/2 W	C8 = 1 000 μF	40 V
R8 = 15 kΩ	10 % 1/2 W	C9 = 100 μF	63 V
R9 = 15 kΩ	10 % 1/2 W	T1 = photo-coupleur H11 A2	General Electric ou MCD 2,
R10 = 680 Ω	10 % 1/2 W		ou TIL 111 Texas ou MCT 2
R11 = 12 kΩ	10 % 1/2 W		Monsanto, ou équivalent.
R12 = 12 kΩ	10 % 1/2 W	T2 = BCW 96 B	Sescosem
R13 = 680 Ω	10 % 1/2 W	T3 = T4 = T5 = BCW 94 B	Sescosem
R14 = 270 Ω	10 % 1/2 W		T6 = T7 = T8 = T9 = ESM
R15 = 270 Ω	10 % 3 W		23-500 Sescosem
R16 = 1 000 Ω	10 % 1/2 W	D1 = D2 = 1N648	Sescosem
R17 = 1 000 Ω	10 % 1/2 W	D3 = D4 = D5 = 1N4148	Sescosem
R18 = 1 000 Ω	10 % 1/2 W		Z1 = BZX 85 C 20 Sescosem
R19 = 1 000 Ω	10 % 1/2 W		
R20 = 7 500 Ω	10 % 10 W		
P1 = P2 = P3 = 10 kΩ	lin.		
C1 = 2,2 nF	63 V		

NOMENCLATURE DES ELEMENTS DE LA FIGURE 7

R21 = 3 300 Ω	10 % 1/2 W
R22 = 100 Ω	10 % 1/2 W
R23 = à ajuster env. 330 k Ω	
R24 = 100 k Ω	10 % 1/2 W
R25 = 120 Ω	10 % 1/2 W
R26 = 8 200 Ω	10 % 1/2 W
R27 = 82 Ω	10 % 1/2 W
R28 = à ajuster env. 1 M Ω	
R29 = 56 k Ω	10 % 1/2 W
C3 = 10 μ F	25 V
C10 = 10 μ F	25 V
C11 = 1 000 μ F	25 V
T2 = BCW96B	Sescosem
T10 = T11 = BC108B	Sescosem

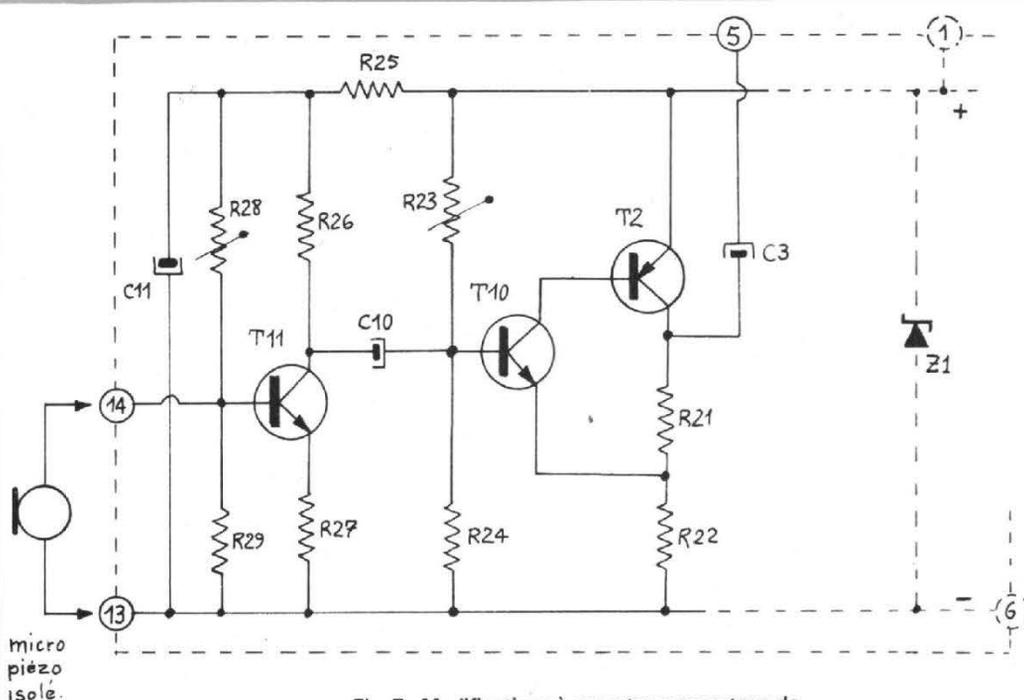


Fig. 7 : Modifications à apporter au montage de la figure 6 pour utiliser un microphone à la place d'un photo-coupleur comme élément de liaison.

nelle en allumant les lampes par un coup de sifflet ou encore en obtenant un éclat lumineux avec un claquement de mains par exemple.

La figure 7 montre les modifications à apporter au schéma de la figure 6 pour commander le système à partir d'un microphone piézo-électrique. Celui-ci doit être entièrement isolé car il est relié à un pôle du secteur ; on doit le monter de telle sorte qu'il ne soit pas possible d'entrer en contact électrique avec ce composant. Le fil de liaison du microphone sera du type blindé et la tresse métallique sera réunie à la borne 13 du montage. Le fil central ira rejoindre la borne 14. La gaine formant blindage sera recouverte d'un isolant et les parties métalliques du microphone seront isolées soigneusement pour éviter tout accident. Le microphone piézo-électrique offrant par nature une résistance quasiment infinie entre ses deux électrodes, il n'est pas besoin de prévoir un condensateur de liaison dans la base du transistor T₁₁. Si l'on utilisait un autre type de microphone (magnétique par exemple), il faudrait alors insérer, en série dans l'entrée 14, un condensateur de 4,7 μ F, le pôle positif de ce dernier étant tourné du côté de la borne 14. Toutefois, certains types de microphones

SCHEMA DE DETAIL

Le schéma de détail est représenté sur la figure 6. On y retrouve assemblés tous les éléments constitutifs précédemment décrits. Trois potentiomètres permettent d'ajuster la sensibilité par canal. Le potentiomètre P₁ agit sur le niveau des fréquences basses ; P₂ sur le niveau des fréquences du milieu du spectre B.F. ; quant à P₃, il règle la sensibilité du montage aux fréquences élevées. Chaque sortie de filtre est envoyée sur un transistor (T₃, T₄ et T₅). A chacun de ces transistors correspond un Triac : T₆ pour les fréquences basses, T₇ pour le médium et T₈ pour les signaux à fréquences élevées. Dans l'électrode B₂ de chacun de ces dispositifs se trouve placée la charge, en principe une lampe (ou spot) de 100 W.

Un Triac supplémentaire, T₉ a été ajouté, avec son réseau de commande, R₁₉ et R₂₀. Ce semi-conducteur est destiné à produire l'effet de « négatif ». A cet effet, l'extrémité laissée libre de la

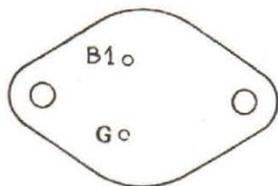
résistance R₂₀ est reliée à l'électrode B₂ de T₆ ou de T₇, ou bien de T₈, selon que l'on désire avoir le négatif de telle lampe ou de telle autre. Supposons que l'on réunisse l'extrémité libre de la résistance R₂₀ à l'électrode B₂ de T₈. Dans ce cas, nous obtenons, dans T₉, un courant principal qui est strictement le contraire de celui circulant dans T₈, c'est-à-dire que lorsque la lampe correspondant à T₈ sera illuminée, celle qui charge T₉ sera éteinte, et réciproquement. En effet, aussi longtemps que T₈ reste bloqué, on trouve sur son électrode B₂ la totalité de la tension du secteur (à travers la charge) : c'est une fraction de la tension secteur prélevée à cet endroit qui est appliquée à la gâchette de T₉ et le rend conducteur, allumant ainsi la lampe correspondante. Dans ce type de fonctionnement, le Triac T₉ est déclenché dans les quadrants I et III, c'est-à-dire avec un signal de commande de polarité identique à celle du courant principal. Dès l'instant où l'on rend le Triac T₈ conducteur, sa lampe s'allume et le potentiel de son

électrode B₂ devient pratiquement le même que celui de son électrode B₁. Alors la gâchette de T₉ ne reçoit plus de signaux de déclenchement ; ce dispositif se bloque, sa lampe n'est plus alimentée ; elle s'éteint.

Naturellement, il est possible de prévoir un effet « négatif » pour chaque Triac principal, T₆, T₇ et T₈.

AUTRE VERSION DE L'ETAGE DE LIAISON

Il est possible de réaliser l'étage de liaison d'une autre manière, sans utiliser de photo-coupleur pour l'isolement. C'est un microphone de type piézo-électrique qui est alors employé pour réaliser l'isolement entre le montage et l'amplificateur B.F. et le montage. La transmission du signal B.F. est effectuée par voie sonore en couplant le micro au haut-parleur, c'est-à-dire en le plaçant à une certaine distance de l'enceinte acoustique. Accessoirement, il est possible d'ajouter, par ce moyen, une touche person-



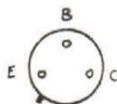
B2 au
boftier

ESM 23 500



BCW96B

BCW 94 B



BC 108 B

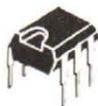
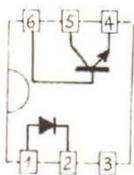


Photo-coupleur

Fig. 12 : Branchement des dif-
férents semi-conducteurs utili-
sés dans le montage.

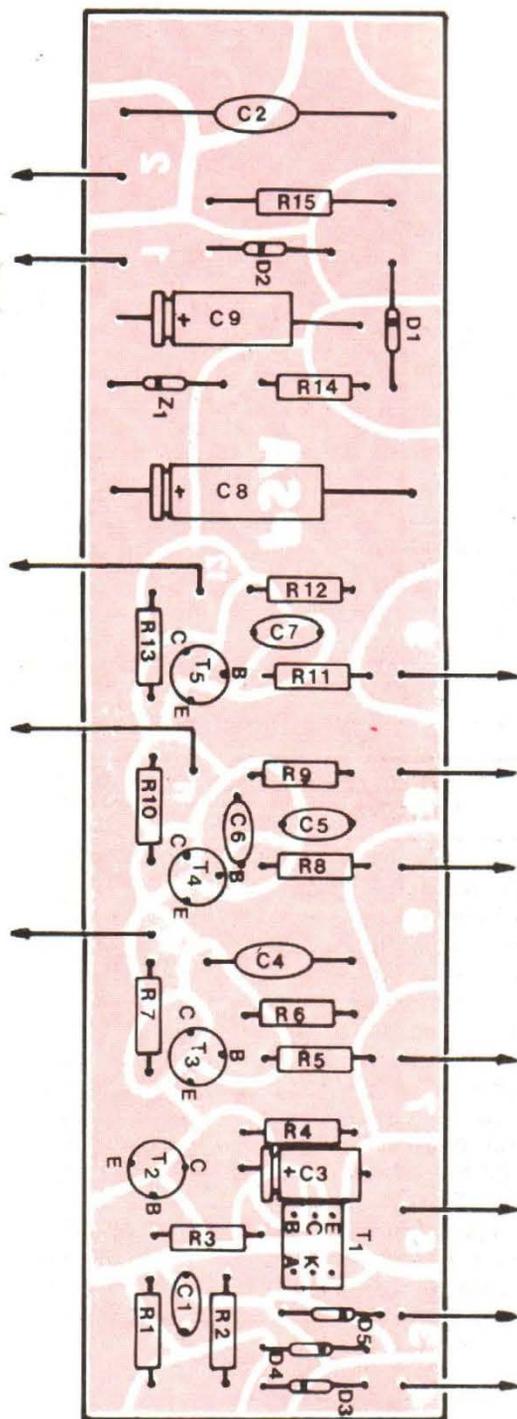


Fig. 9 : Implantation des éléments sur le circuit
imprimé de la figure 8. Il est supposé transparent
pour permettre de voir les éléments au travers.

Fig. 8 : Représentation, à l'échelle 1/1 du circuit
imprimé du schéma de la figure 6. Il est vu côté
cuivre; les lignes sombres représentent les
endroits où le métal doit être enlevé par attaque
chimique.



Fig. 10 : Représentation, à l'échelle 1/1, du circuit imprimé du montage comportant un microphone dans l'étage de liaison.

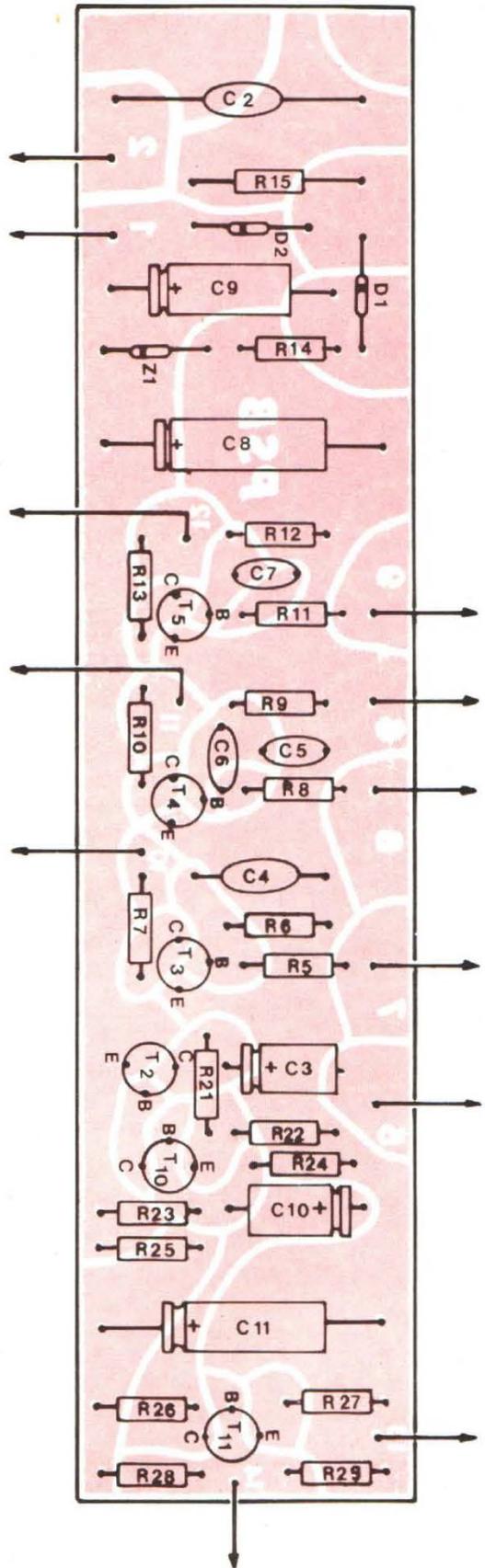


Fig. 11 : Disposition des éléments sur le circuit imprimé de la figure 10.

délivrent des signaux très faibles et il n'est pas sûr que l'on obtienne un signal suffisant pour moduler correctement le montage. Habituellement, les modèles piézo-électriques ont un niveau de sortie convenant parfaitement à notre réalisation.

Les trois transistors T_{11} , T_{10} et T_2 constituent un amplificateur B.F. présentant un gain en tension de l'ordre de 1000, c'est-à-dire que pour un signal de 10 mV crête-à-crête appliqué à l'entrée 14, on obtient sur la sortie 5 une amplitude d'environ 10 V crête-à-crête. La résistance R_{28} (environ 1 M Ω) est à ajuster pour obtenir une tension continue d'approximativement +12 V (par rapport à la borne 3) sur le collecteur du transistor T_{11} . Il faut, pour cette mesure, se servir d'un voltmètre possédant une résistance interne assez grande pour que cette dernière ne perturbe pas la mesure.

Les transistors de polarités complémentaires T_{10} et T_2 forment un étage d'amplification, le courant base de T_2 étant en fait le courant collecteur de T_{10} . Une contre-réaction est effectuée en ramenant l'émetteur du transistor T_{10} sur une prise de la résistance de charge de T_2 . Le gain en tension de l'étage T_{10} , T_2 est déterminé par le rapport des résistances R_{21} et R_{22} . Avec les valeurs indiquées dans la nomenclature, ce gain en tension est d'environ 33. La résistance R_{23} (ordre de grandeur 330 k Ω) sera également à ajuster pour que l'on obtienne, aux bornes de la résistance de charge du transistor T_2 ($R_{21} + R_{22}$), une tension de l'ordre de 12 V, lue sur le même voltmètre que précédemment.

La résistance R_{25} et la capacité C_{11} forment une cellule de découplage qui permet d'éviter tout phénomène de pompage dû à une variation de la tension d'alimentation de l'étage d'entrée. Le signal B.F. amplifié est disponible sur la borne 5 du montage. Celle-ci est reliée aux potentiomètres P_1 , P_2 et P_3 , comme indiqué sur le schéma de la figure 6. Le

reste du montage demeure sans changement par rapport à ce même schéma.

REALISATION

Le montage a été réalisé sur un circuit imprimé dont le dessin est donné, à l'échelle 1/1, sur la figure 8. Il comprend tous les éléments du schéma de la figure 6 qui sont entourés par le trait en pointillé. Pour faciliter le câblage, les numéros des sorties ont été répétés sur le circuit imprimé lui-même. Ce dernier est vu du côté cuivre, les lignes claires représentant les endroits où le cuivre doit disparaître. Le circuit imprimé de la figure 8, dont le plan de câblage est indiqué sur la figure 9 concerne le montage ayant un photo-coupleur comme élément de liaison (schéma de la figure 6, repéré PSA sur le circuit imprimé).

La figure 10 représente le circuit imprimé, à l'échelle 1/1, de la version comportant une liaison microphonique. Ce circuit est marqué PSB. Il est identique au schéma de la figure 6 sauf en ce qui concerne l'étage de liaison qui est celui de la figure 7. La disposition des composants sur ce circuit imprimé est représentée sur la figure 11. On tiendra compte des recommandations données dans la partie « alimentation » pour la protection des circuits imprimés.

Les triacs seront à fixer sur un refroidisseur en aluminium, chacun étant isolé de celui-ci par un intercalaire en mica et par les canons isolants habituels.

Les branchements des différents semi-conducteurs utilisés sont représentés sur la figure 12; ils sont vus de dessous, sauf en ce qui concerne le photo-coupleur qui lui est vu de dessus.

R.K. NEFEDOFF

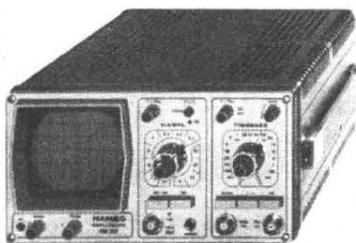
HAMEG

OSCILLOSCOPES

3 MODELES DE NOTRE

NOUVELLE GENERATION

avec technique de déclenchement "L.P.S."

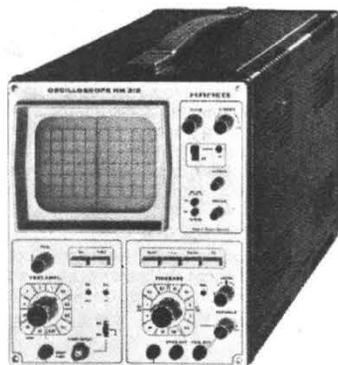


OSCILLOSCOPE
HM 307

Depannage TV

Y 0 - 10 MHz
5 mVcc/cm
X 0,5s - 0,1 μ s
Poids 4,5Kg

PRIX: 1550.- HT



OSCILLOSCOPE
HM 312

Maintenance

Y 0 - 15 MHz
5 mVcc/cm
X 0,3s - 60ns
Loupe x 5
Poids 9Kg

PRIX: 1860.- HT



OSCILLOSCOPE
HM 412

Double Trace

Y 2x0 - 15MHz
5 mVcc/cm
X 0,5s - 0,1 μ s
Loupe x 5
Fonction XY
Poids 10Kg

PRIX: 2560.- HT

pour toutes informations:

HAMEG
FRANCE

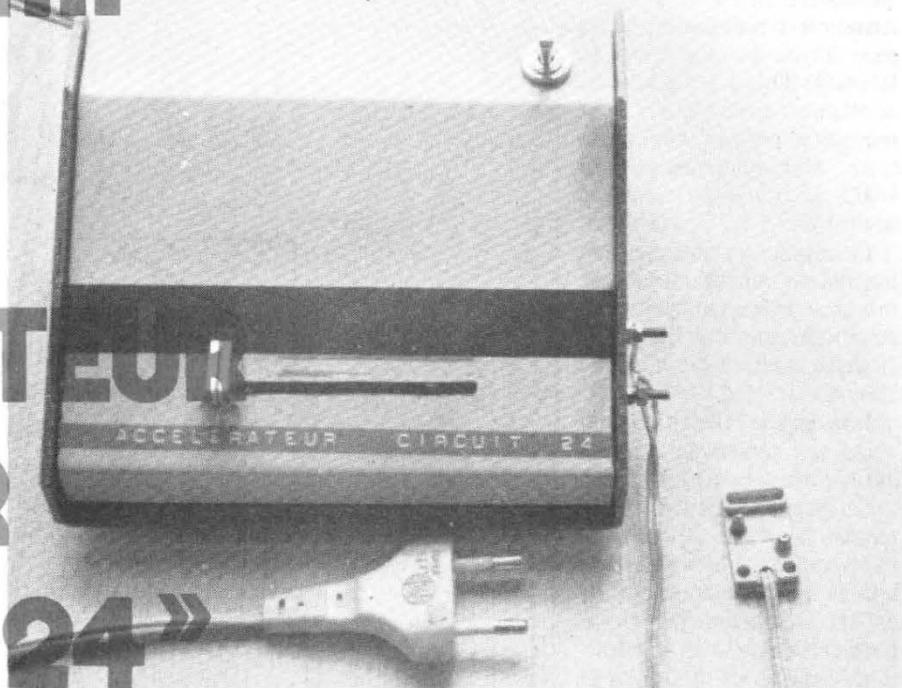
7 - 9, avenue de la République
94800 - VILLEJUIF - 726 35 - 44

en Belgique

M C R
64, Av. Reine Astrid
1410 Waterloo
Tel. 35 49 21 8
Telex: 23662

réalisez...

UN ACCELERATEUR POUR « CIRCUIT 24 »



LES Fêtes de Noël sont passées et dans bon nombre de familles il est entré un circuit automobile « Les 24 Heures du Mans » pour la joie des petits et des grands.

Au moyen d'un pistolet, on fait avancer les automobiles, guidées par un rail métallique ; Ce rail, formé de deux parties métalliques permet d'alimenter un moteur continu fixé sous le véhicule.

Aux essais, dans les virages, la voiture quitte bien souvent la route à cause d'un excès de vitesse, mais pourquoi ?

Quand on est électronicien, la réponse est vite trouvée. Il suffit de brancher un voltmètre en parallèle sur les rails et d'appuyer sur la gâchette du pistolet. En fait de variation de vitesse, ce pistolet fonctionne en tout ou rien : 0 V/16 V environ, ce qui explique les capotages dans les virages puisqu'on ne peut décélérer.

En ouvrant le pistolet, on remarque une résistance bobinée, la gâchette servant de curseur comme pour un

potentiomètre. Seulement le branchement n'est pas fait en variateur de tension et si on veut le modifier comme tel, le fil spiralé se met à rougir.

Rien à faire, il faut repenser le problème.

Le montage électronique que nous vous proposons n'a rien d'extraordinaire, il n'est pas original puisqu'en fait il ne s'agit que d'une alimentation stabilisée, qui est tout de même à disjonction.

L'originalité de notre maquette se situe au niveau d'une commande qu'il faut

presser, comme pour un accélérateur, et qui revient seule à son point de départ.

A toute pression plus ou moins importante, correspond en sortie de l'appareil une tension continue plus ou moins élevée, d'où l'appellation **Accélérateur** donnée à ce montage.

Nous pouvons donc maintenant, dans les virages, freiner comme on le désire, accélérer ensuite comme avec une véritable automobile.

Cette manette (ou pédale d'accélération) est un poten-

tiomètre à déplacement rectiligne du curseur, curseur qui est solidaire d'un élastique de rappel comme nous le verrons dans la réalisation du prototype.

I - LE SCHEMA DE PRINCIPE (Figure 1)

Comme nous venons de le dire, l'électronique de cette maquette fait appel à une ali-

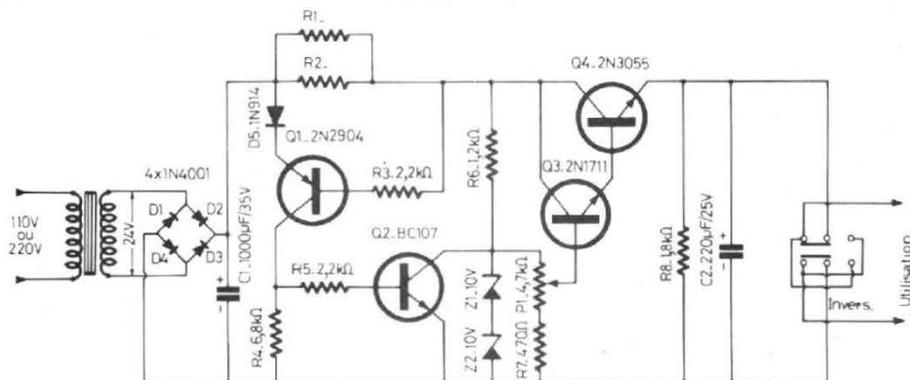


Fig. 1 : Les résistances R₁ et R₂ sont des 4,7 Ω.

mentation stabilisée des plus classiques.

Un transformateur fournit au secondaire une tension alternative de 24 volts. Cette tension est redressée par un pont formé de quatre diodes 1 N 4001 (D_1 à D_4). La tension continue ainsi créée est redressée par un condensateur électrochimique de $1\,000\ \mu\text{F}$ (ou plus si on le désire).

La tension de référence est fournie par deux diodes Zener montées en série et ayant chacune une tension Zener de 10 volts, celle-ci est donc de 20 volts.

Le courant inverse qui traverse ces zeners est imposé par la résistance R_6 de $1,2\ \text{k}\Omega$.

On dispose donc ainsi d'une tension stable de 20 volts qui se retrouve pratiquement aux bornes d'un potentiomètre de $4,7\ \text{k}\Omega$. Le curseur de celui-ci permet d'en prélever une fraction variable entre 2 volts et 18 volts, puisqu'il est monté en série avec une résistance fixe R_7 de $470\ \Omega$.

Cette tension variable est appliquée à la base d'un transistor Q_3 du type 2 N 1711 qui est monté en darlington avec un transistor de puissance Q_4 , 2 N 3055.

La tension stabilisée se retrouve sur l'émetteur de ce transistor Q_4 , tension réduite à 16,8 volts à cause des deux jonctions émetteurs-base de Q_3 et Q_4 .

On améliore le filtrage final avec un condensateur électrochimique de $220\ \mu\text{F}$.

On a tout de même prévu sur cette alimentation un limiteur d'intensité pour la simple raison que la tension continue variable est appliquée à l'automobile miniature par l'intermédiaire de 2 balais, frottant sur les rails métalliques et séparés seulement de 2 à 3 mm. Les balais, n'étant que de la tresse de masse, finissent par se détériorer et des brins peuvent provoquer des courts-circuits.

Ce limiteur est composé de deux transistors Q_1 et Q_2 et d'une diode D_5 .

Tout le courant débité par

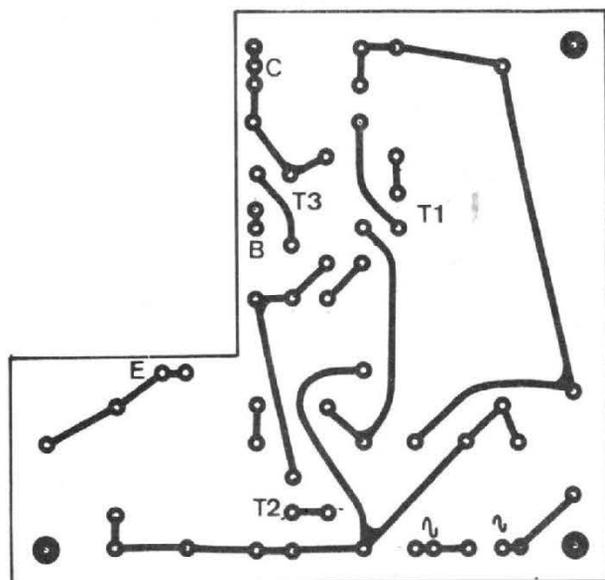


Fig. 2

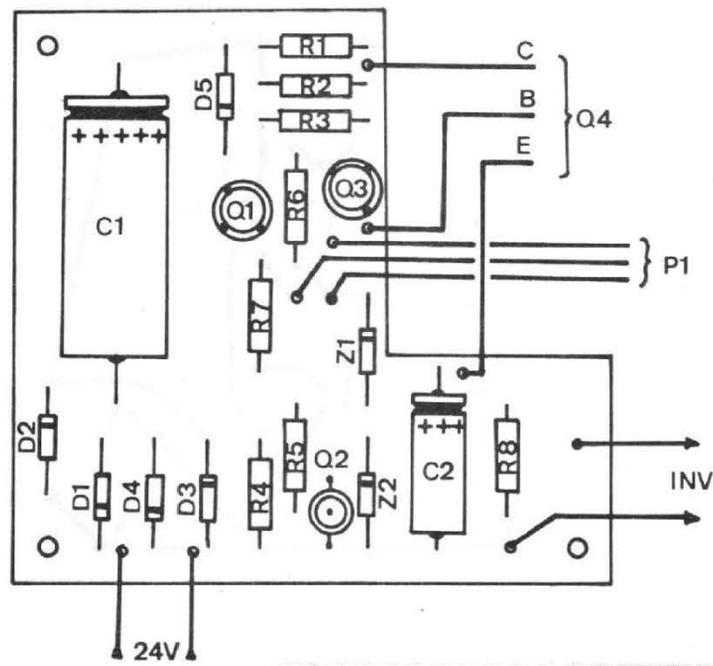
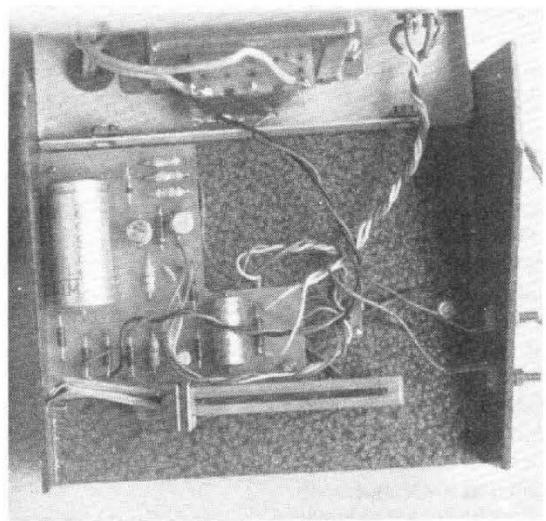


Fig. 3



II - LE CIRCUIT IMPRIMÉ

Celui-ci est proposé figure 2 à l'échelle 1 facilitant ainsi le travail des lecteurs. Les liaisons sont peu nombreuses, les pastilles ont un diamètre de $\varnothing 2,54$ mm et les pistes une largeur de 1,27 mm.

Nous pensons qu'actuellement le meilleur procédé pour réaliser un circuit imprimé est d'utiliser des auto-collants (Alfac par exemple).

Les dimensions de la plaquette sont de 84 x 80 mm, circuit imprimé pouvant être réalisé au choix en bakélite ou en verre époxy.

On place le circuit sur la figure 2 et on pointe toutes les pastilles. Le circuit retiré, on dépose toutes les pastilles et on termine par les liaisons faites avec de la bande adhésive.

La gravure se fait dans un bain de perchlorure.

Toutes les pastilles sont percées avec un foret de $\varnothing 1$ mm à l'exception des 2 points de fixations (pastilles ayant un diamètre supérieur sur la figure 2) qui eux demandent un forage à $\varnothing 3,2$ mm.

Ne pas oublier la découpe dans le circuit imprimé, sinon le module câblé ne pourrait prendre place dans le coffret.

III - CÂBLAGE DU MODULE

Le plan de câblage est donné à la figure 3. Tous les composants étant repérés par leur symbole électrique, il suffit de se reporter à la nomenclature pour en connaître la valeur nominale.

Bien veiller à l'orientation des éléments (transistors, diodes et électrochimiques).

Le module câblé, on peut dissoudre la résine des points de soudure avec du trichloréthylène.

On soude tout de suite les liaisons par fils aux éléments extérieurs ($Q_4 - P_1$, ex.). On prévoira des longueurs de fils de 20 cm environ.

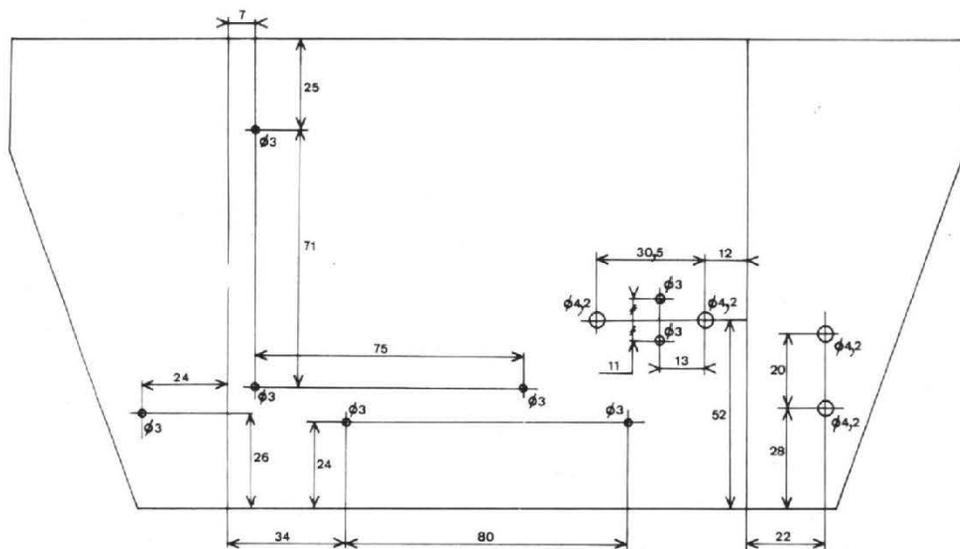


Fig. 4

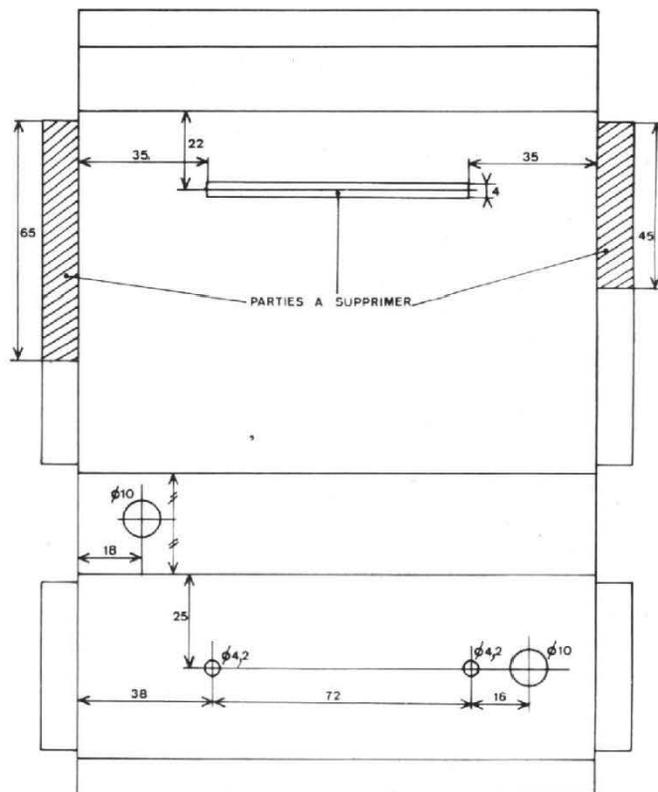


Fig. 5

l'alimentation traverse les résistances R_1 et R_2 de $4,7 \Omega$ dont la résistance équivalente est égale à $2,35 \Omega$. Tant que l'intensité reste inférieure à 510 mA, la chute de tension aux bornes de ces résistances n'atteint pas 1,20 volt et le transistor Q_1 chargé dans son émetteur par D_5 ne conduit pas.

Au contraire, lorsque ce courant dépasse les 510 mA, Q_1 dont la base est alimentée à travers la résistance R_3 de $2,2 k\Omega$ devient conducteur. On trouve donc une différence de potentiel aux bornes de R_4 , $6,8 k\Omega$. Cette tension est appliquée à travers R_5 - $2,2 k\Omega$ à la base de Q_2 qui le sature et devient équivalent à

un interrupteur fermé court-circuitant les diodes Zener Z_1 et Z_2 annulant ainsi la tension de sortie.

L'interrupteur double inverseur permet de permuter la tension d'alimentation et ainsi de faire avancer ou reculer le véhicule.

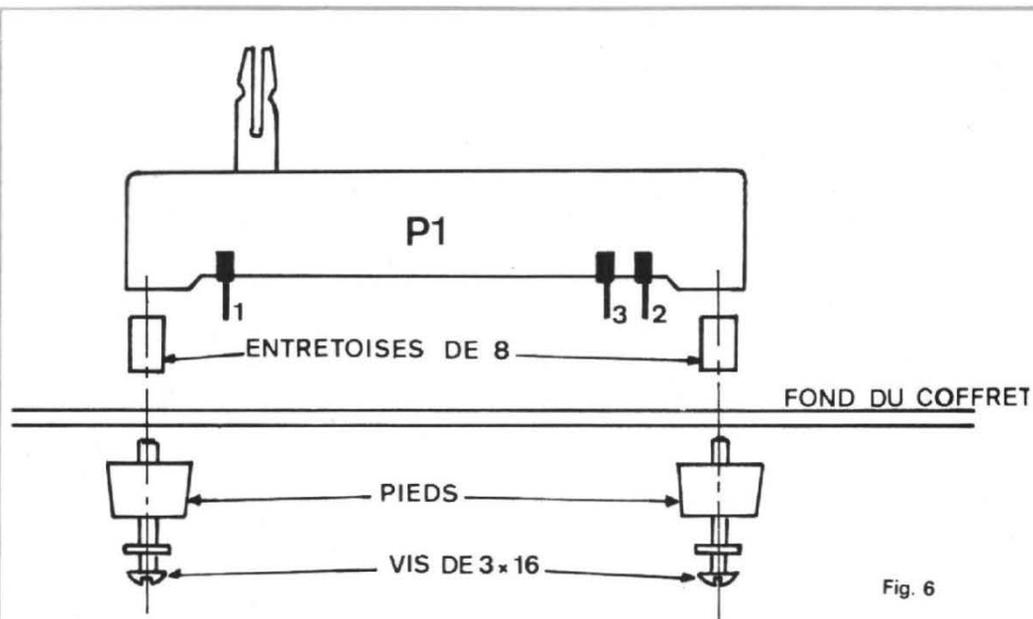
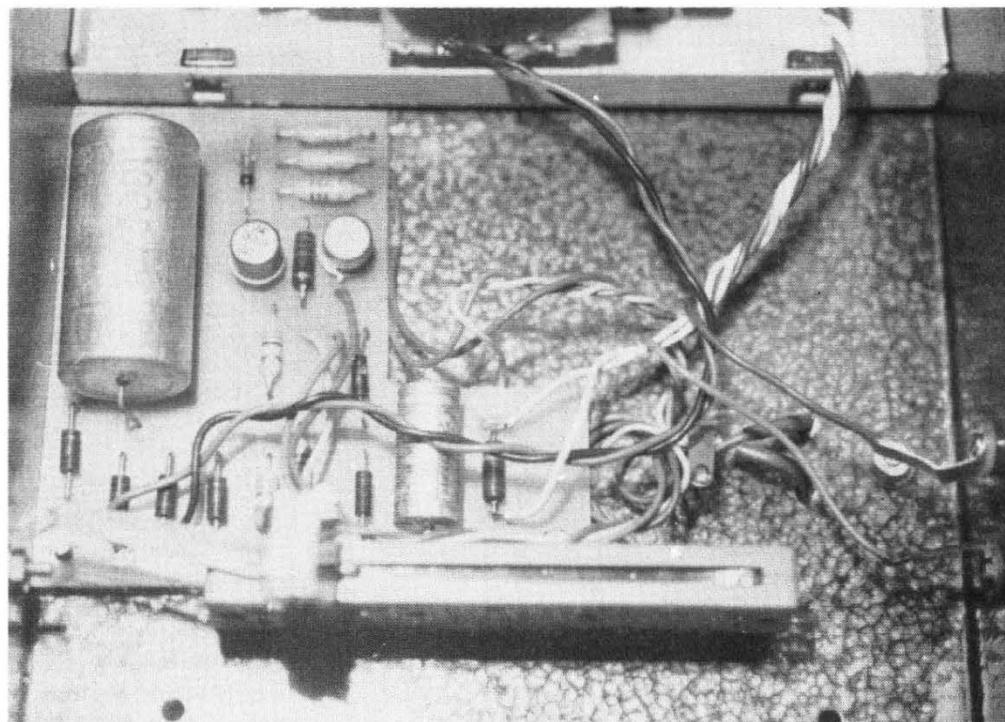


Fig. 6



IV - NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

— Résistances 0,5 W \pm 5 %

R_1 : 4,7 Ω
 R_2 : 4,7 Ω
 R_3 : 2,2 k Ω
 R_4 : 6,8 k Ω
 R_5 : 2,2 k Ω
 R_6 : 1,2 k Ω
 R_7 : 470 Ω
 R_8 : 1,8 k Ω

— Transistors

Q_1 : 2 N 2904
 Q_2 : BC 107
 Q_3 : 2 N 1711
 Q_4 : 2 N 3055 ou MJ 2841

— Condensateurs

C_1 : 1 000 μ F/35 V
 C_2 : 220 μ F/25 V

— Diodes

D_1, D_2, D_3, D_4 : 1 N 4001
 D_5 : 1 N 914
 Z_1, Z_2 : diodes Zener de 10 V/500 mW

— Potentiomètre rectiligne avec bouton AB - 158 - 4,7 k Ω linéaire.

— Interrupteur double inverseur

— Passe-fil

— Coffret pupitre série D 150 x 130 x 25 x 60

— 4 pieds en caoutchouc

— cordon secteur

— visserie de 3 x 16 mm et 4 x 16 mm

— Canons isolants pour visserie de 3

- cosses à souder
- élastique
- transformateur 220 V/24 V débit de 500 mA max
- fils 3 couleurs
- 2 entretoises de 8 mm de hauteur

V - PERÇAGES ET DÉCOUPES DU COFFRET

Le coffret se divise en deux parties, le fond en aluminium recouvert de peinture bleu nuit et la partie supérieure en tôle en forme de pupitre de couleur grise.

a) La partie inférieure :

Les perçages sont indiqués figure 4, les deux côtés de ce flasque étant plus pliés vers l'arrière à 90°.

Les cotes sont données sans tenir compte de l'épaisseur de cette platine en aluminium de 2 mm, côtés prises donc à l'extérieur (la cote 34 est donc en réalité de 34 mm - 2 mm).

B) La partie supérieure :

Cette platine en forme de pupitre est emboutie dans de la tôle de 10/10. Elle est donc plus difficile à travailler. La figure 5 nous donne les différentes cotations.

Pour les deux parties à supprimer de 65 x 10 et 45 x 10, il suffit de faire une entaille de 10 mm avec une scie à métaux et ensuite avec une pince plate de plier et déplier successivement et plusieurs fois, afin de casser le métal à l'endroit du pliage.

La fente destinée au passage du curseur du potentiomètre doit être réalisée avec beaucoup de précision.

VI - MISE EN PLACE DES ÉLÉMENTS

La photographie du prototype ouvert permet de voir le positionnement des différents éléments, notamment en ce qui concerne le transforma-

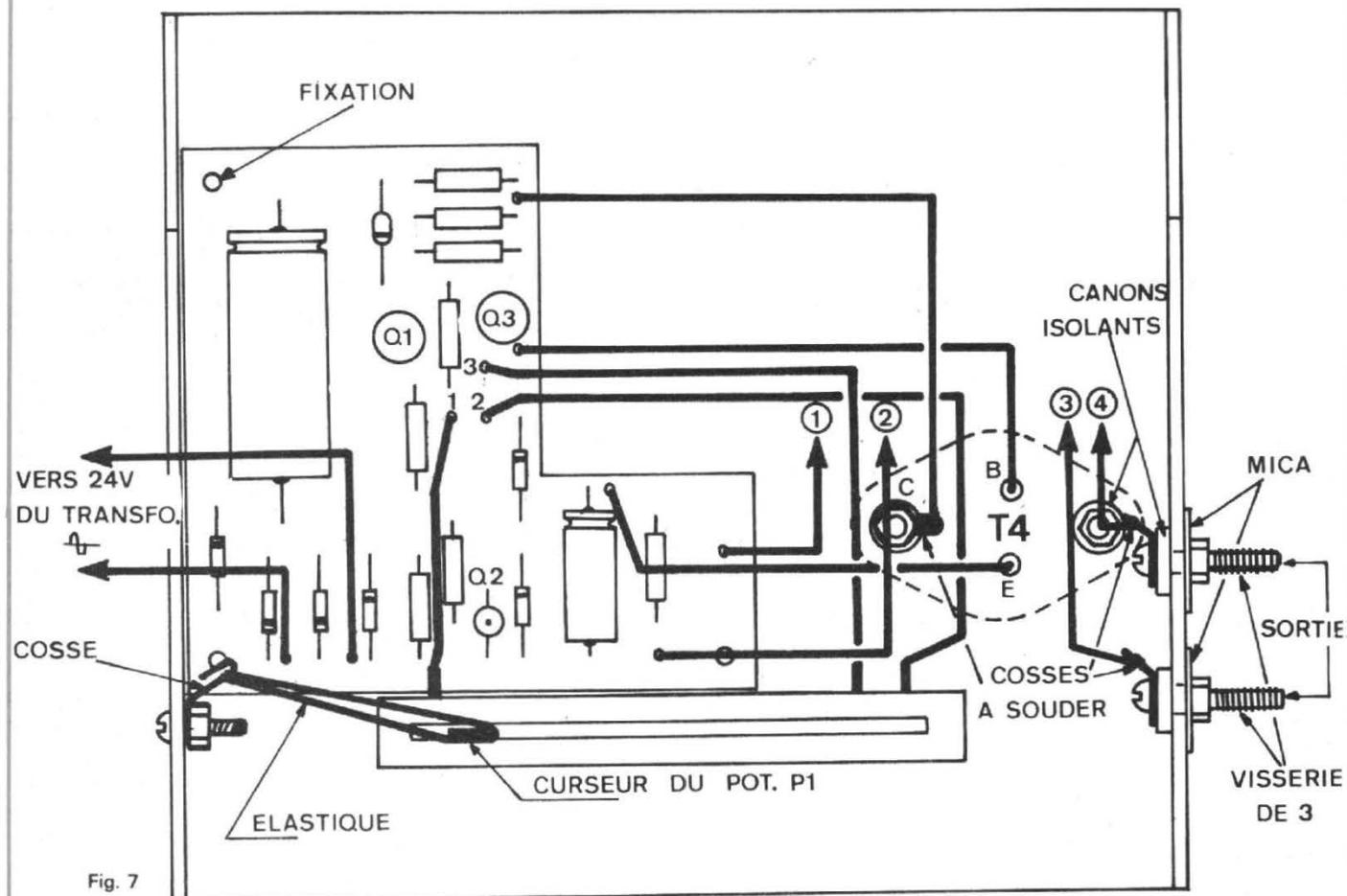


Fig. 7

teur d'alimentation. Celui-ci est solidement maintenu par de la visserie de 4 mm. A côté de lui nous voyons l'interrupteur du type double inverseur et à sa gauche le passe-fil évitant au cordon secteur de se couper en frottant contre la tôle.

Le module câblé est quant à lui fixé par 3 vis de 3 mm. Pour éviter qu'il ne soit plaqué au fond du châssis, on intercale entre châssis et module 3 écrous, ce qui le surélève suffisamment.

Le transistor de puissance T_4 est fixé à l'extérieur et au fond de ce coffret (donc contre la partie en aluminium). Nous avons donc ainsi un excellent dissipateur thermique. Cependant le collecteur de ce transistor étant au potentiel +U (tension continue redressée et filtrée) il faut l'isoler du coffret métallique.

En achetant ce transistor T_4 - 2 N 3055, il faudra bien préciser au vendeur de fournir avec, et la rondelle de mica et 2 canons isolants pour visserie de \varnothing 3 mm.

La fixation du potentiomètre P_1 au fond de cette même platine est indiquée à la figure 6. Celui-ci est surélevé par deux entretoises de 8 mm de hauteur. On en profite pour visser en même temps deux pieds en caoutchouc.

VII - INTERCONNEXION GÉNÉRALE

Le plan de câblage est donné à la figure 7. Il nous semble suffisamment clair pour éviter toute erreur.

Ne pas oublier les 2 canons

isolants pour visserie de \varnothing 3 mm aux bornes de sortie.

Il en est de même pour le transistor 2 N 3055, la visserie fixant celui-ci au fond du coffret devant être isolée. Ne pas oublier d'intercaler entre ce transistor et le coffret la rondelle isolante de mica.

L'élastique de rappel est maintenu d'un côté par le curseur du potentiomètre rectiligne et de l'autre côté par une cosse à souder repliée en épingle et fixée au châssis.

Partant du module, nous voyons quatre fils numérotés ; ces fils sont à souder au commutateur double inverseur suivant la figure 8.

Aucune mise au point n'est nécessaire, une fois le câblage soigneusement vérifié, on peut refermer le coffret. On en profite pour remplacer les deux vis de fixation à tête fraisée sous l'appareil à l'arrière

par deux vis à tête ronde de 3 x 16 en intercalant les deux autres pieds en caoutchouc.

Il ne reste plus qu'à mettre sous tension la maquette et vérifier le bon fonctionnement de l'élastique de rappel. La variation de tension doit être comprise entre 2 et 16 volts.

La course du véhicule miniature permettra de toute façon de contrôler le bon fonctionnement de l'électronique. Nous avons vérifié au voltmètre qu'il fallait une tension d'au moins 5 volts pour que le bolide commence à rouler.

Le double inverseur permet de faire reculer la voiture, mais attention il ne faut pas en abuser, on ne peut s'en servir qu'en ligne droite et à faible vitesse, sinon gare aux accidents !

Cette commutation est surtout plus utile pour l'utilisation de cet accélérateur avec un

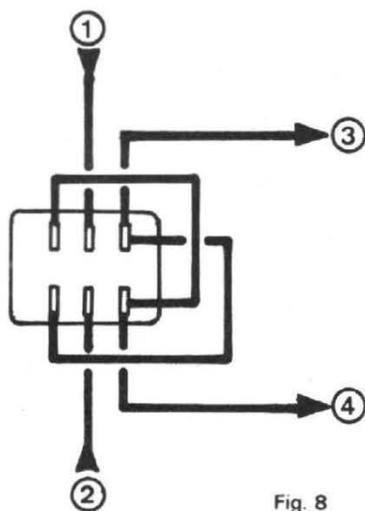


Fig. 8

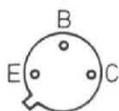
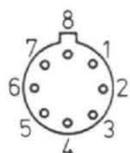


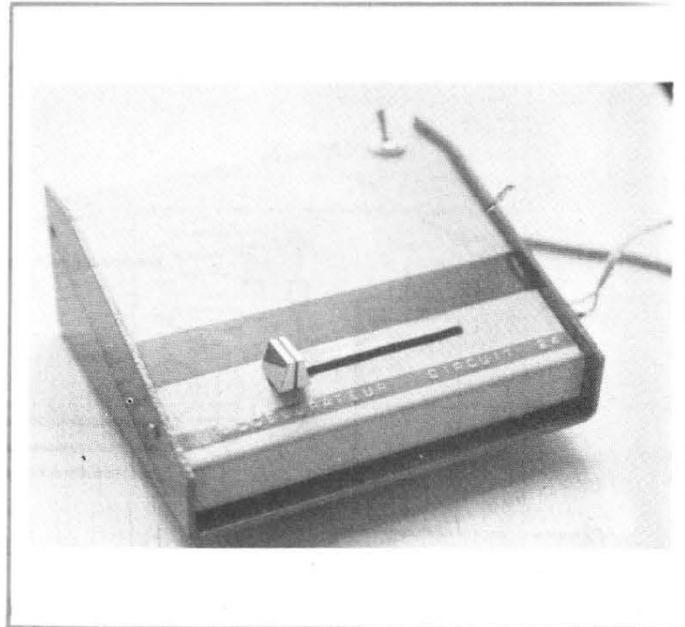
Fig. 9

DOUBLE INVERSEUR

train électrique. Là encore notre maquette est intéressante car à cause de la remise à zéro constante, notre jeune conducteur de train doit rester aux commandes s'il veut que le convoi roule, ce qui n'est pas le cas des alimentations

fournies avec les maquettes, d'où un lassetment très rapide de l'enfant qui met le train en marche et qui va ensuite s'intéresser à un autre jouet.

Pour la décoration du pupitre, celle-ci est laissée au bon goût de chacun.



On remarque à la mise en place du bouton sur le curseur du potentiomètre qu'après l'encliquetage celui-ci frotte contre la tôle et ne permet pas une remise à zéro efficace. Il suffit simplement de limer ce bouton à l'extrémité frottante

pour lui faire prendre une inclinaison semblable à celle du pupitre.

On se servira du cordon d'alimentation existant sur le pistolet pour brancher le prototype au circuit 24.

D.B.

SOLDES

EN FÉVRIER CHEZ

photo / ciné / son
tél. 540 93 65
J. Muller

17 rue des PLANTES
75014 PARIS

VISITE SUR PLACE

ouvert du mardi au vendredi de 9 h 30 à 12 h 30
14 h 30 à 19 h 30
samedi 9 h à 12 h 30 - 14 h 30 à 19 h
Métro : ALESIA



1^{re} leçon gratuite!

Sans quitter vos occupations actuelles et en consacrant 1 ou 2 heures par jour, apprenez

LA RADIO ET LA TELEVISION

qui vous conduiront rapidement à une brillante situation

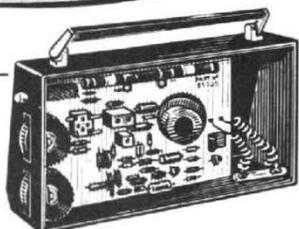
- Vous apprendrez Montage, Construction et Dépannage de tous les postes
- Vous recevrez un matériel de qualité qui restera votre propriété.

Pour que vous vous rendiez compte, vous aussi, de l'efficacité de notre méthode, demandez aujourd'hui même, sans aucun engagement pour vous, la

1^{re} leçon gratuite!

Si vous êtes satisfait, vous ferez plus tard des versements minimes à la cadence que vous choisirez vous-même. A tout moment, vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité.

SI VOUS HABITEZ EN FRANCE, POSSIBILITE D'ETUDES GRATUITES AU TITRE DE LA FORMATION CONTINUE.



Notre enseignement est à la portée de tous et notre méthode VOUS EMERVEILLERA.

STAGES PRATIQUES
SANS SUPPLEMENT

Documentation seule
gratuitement sur demande

Documentation + 1^{re} leçon gratuite

- contre 2 timbres à 0,80 (France)
- contre 2 coupons-réponse (Etranger).

**INSTITUT SUPERIEUR
DE RADIO-ELECTRICITE**

Etablissement privé

Enseignement à distance tous niveaux
(Membre du S.N.E.C.)

27 bis, rue du Louvre, 75002 PARIS
(Métro : Sentier)

Téléphone : 231-18-67

UN CHRONOMETRE

ELECTRONIQUE

DIGITAL

LA confection d'une bande sonore, d'un topage de bande magnétique pour fondu enchaîné amène toujours un découpage en temps, et l'utilisation d'un chronomètre.

L'homme n'ayant que deux mains, il est souvent malaisé de commander simultanément la mise en fonction d'un magnétophone, la pose de la tête de lecture dans le bon sillon d'un disque, et le déclenchement d'un chronomètre.

C'est pourquoi il nous est venue l'idée de ce chronomètre couplé à la télécommande

du magnétophone, et dont la réalisation compacte se loge aisément par exemple, dans le pupitre de commande d'un fondu enchaîné.

Le principe est simple, un bouton-poussoir à deux positions stables et deux contacts ferme d'une part la ligne de télécommande et d'autre part libère le comptage du temps.

L'ouverture de ces mêmes contacts arrête le magnétophone et suspend le comptage qui reprend à nouveau avec la fermeture. Le temps écoulé précédemment est donc gardé en mémoire. La remise à zéro

s'effectue au moyen d'un bouton-poussoir séparé.

Si votre magnétophone ne possède pas de télécommande, vous pourrez toujours utiliser le chronomètre seul en attendant mieux...

Notre réalisation comprend deux cartes de câblage imprimé, l'une pour l'affichage, l'autre pour le comptage. Ainsi la carte d'affichage plus petite, pourra très aisément être logée très bien en vue dans un pupitre, coffret, etc., le comptage étant installé dans un endroit quelconque du même pupitre ou coffret.

AFFICHEUR

Description :

Nous avons utilisé des afficheurs à sept segments électroluminescents et communément appelés LEDs.

Les nôtres sont du type SLA 7 Opcoa, mais tout autre type peut convenir à condition d'avoir les mêmes caractéristiques, c'est-à-dire anode commune et une tension directe typique à 15 mA de 3,4 volts. La hauteur de chiffre de 8,5 mm est très correcte étant

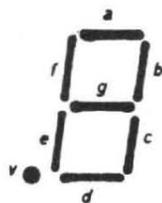


Fig. 1

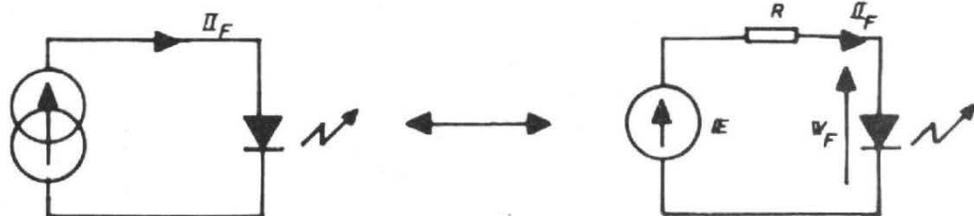
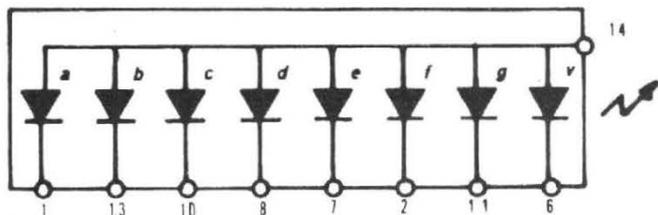


Fig. 2

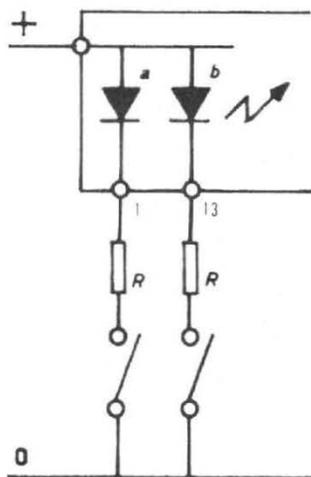


Fig. 3

donné la distance d'observation.

Fonctionnement :

Les sept segments de ces affichages (fig. 1) sont repérés conventionnellement par les lettres de l'alphabet « a » et « g ». L'on voit que pour faire apparaître le chiffre 1 il faudra rendre lumineux les segments b et c, le chiffre 2, les segments a, b, d, e, g, etc.

Pour rendre un segment lumineux il suffira de le connecter à un générateur de courant $I = I_F$. Cela donne le schéma de principe (fig. 2) où

$$R = \frac{E - V_F}{I_F}$$

Comme il y a sept segments par afficheur, il apparaît tout de suite que l'on a intérêt à prendre pour I_F la plus faible valeur possible compatible avec une intensité lumineuse acceptable. La figure 3 montre le schéma de principe pour un afficheur. Pour former les différents chiffres, il suffit de fermer les interrupteurs suivant un code logique bien défini. Très souvent ce travail est confié à une mémoire morte (ROM) mais n'anticipons pas.

Etant donné que nous n'avons pas l'intention de confectionner des montages dépassant l'heure, il suffira d'afficher les unités et les dizaines de secondes et de minutes, soit quatre digits, qui assemblés côte à côte constituent l'afficheur.

COMPTEUR DÉCODEUR

Description :

Toutes les fonctions de comptage, de codage décodage pour alimenter les afficheurs sont remplies par un seul circuit intégré MOS canal P du type MM 5315 de chez National.

Le lecteur ne sera donc pas étonné d'apprendre que ce CI comprend 28 « Pattes » comme on le voit sur la photo 1, tandis que la figure 4 montre l'organisation interne

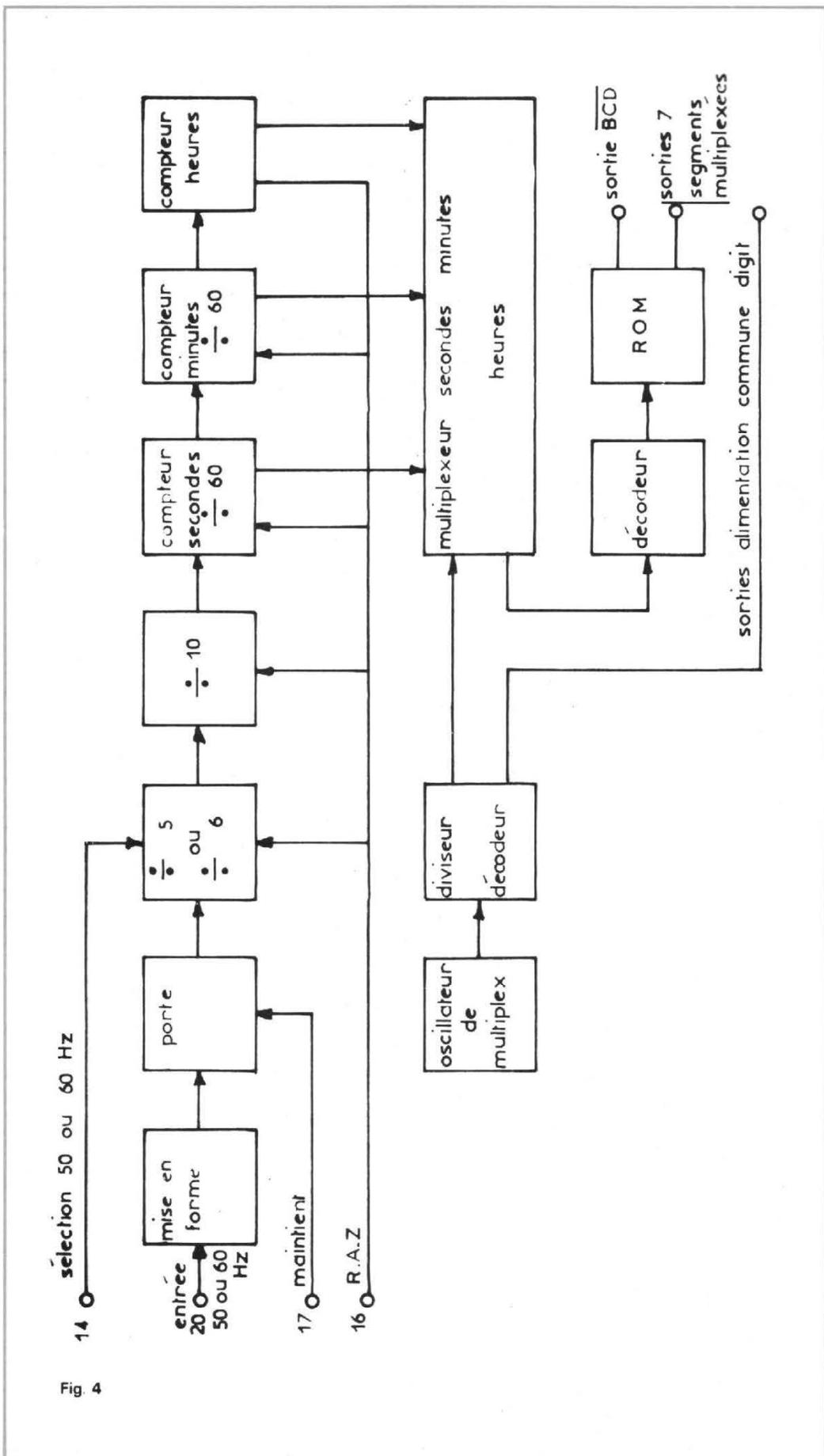


Fig. 4

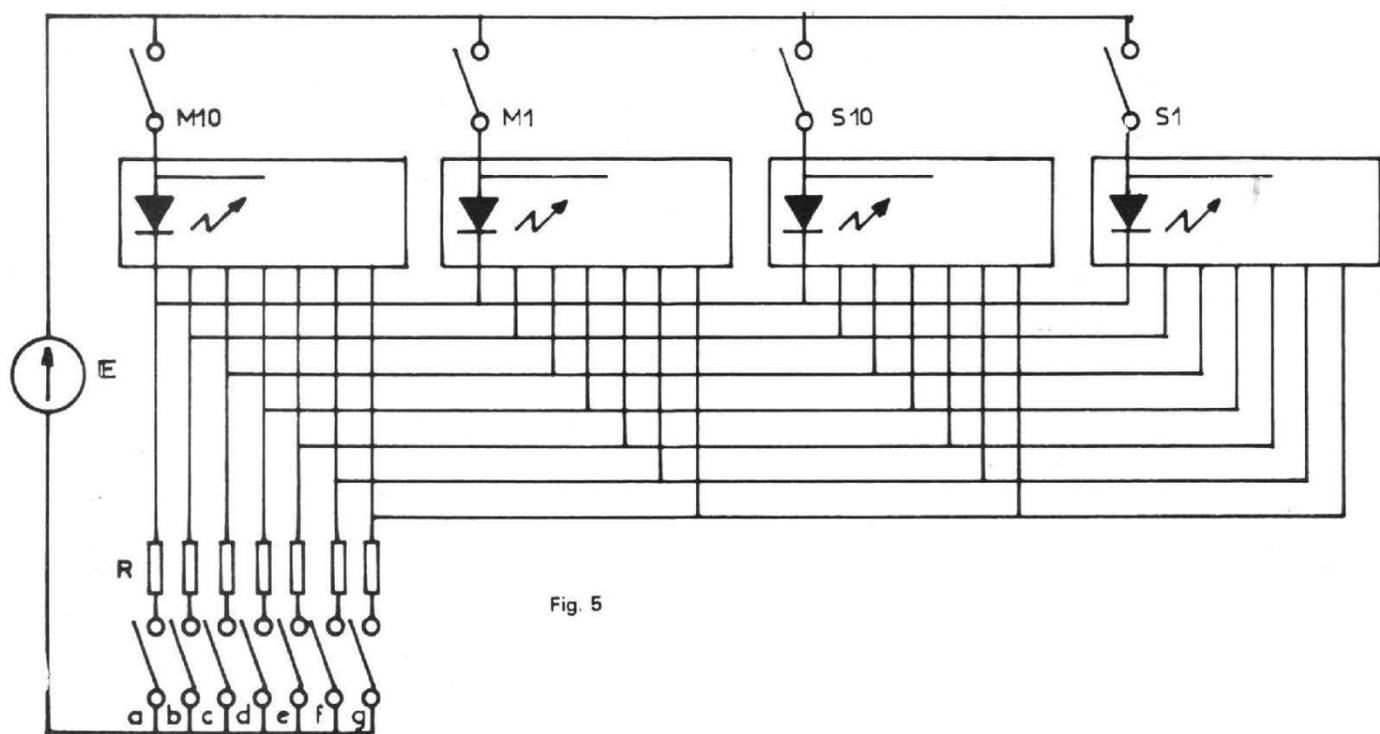


Fig. 5

simplifiée de ce circuit intégré. Il peut être alimenté en 50 ou 60 Hz. La sélection s'effectue par la borne 14, non connectée pour un fonctionnement à 50 Hz.

Fonctionnement :

Après mise en forme, les signaux d'entrée sont dirigés, via une porte, sur un diviseur par 5 (ou 6) et sur un diviseur par 10. Lorsque la porte est fermée, l'on obtient donc un signal de fréquence 1 Hz.

Ce signal attaque le compteur des secondes qui est aussi un diviseur par 60, puis le compteur diviseur des minutes et des heures.

Lorsque l'on ouvre la porte, le signal disparaît, le comptage cesse pendant toute la durée de l'ouverture.

La mise à zéro volt de la borne 16 provoque la remise à zéro (RAZ) de tous les compteurs.

Les sorties des compteurs, secondes, minutes, heures, entrent dans un multiplexeur. Cette opération est très importante, aussi allons nous nous y arrêter.

Nous avons montré précédemment qu'il fallait sept interrupteurs par digit,

comme nous en avons quatre cela ferait $7 \times 4 = 28$ interrupteurs. Et comme en électronique on utilise très fréquemment un transistor saturé comme interrupteur, cela ferait 28 transistors ! Eh bien, et c'est là un paradoxe de notre société de consommation, l'on a cherché à faire des économies.

Voyons comment cela fonctionne (fig. 5). Les cathodes de même nom de chaque afficheur sont connectées en dérivation et contrôlées par un seul et unique interrupteur. Un autre interrupteur contrôle chaque anode commune. Supposons que l'on veuille afficher 12m34s, ce qui donne la table de vérité suivante :

	a	b	c	d	e	f	g
M 10	0	1	1	0	0	0	0
M 1	1	1	0	1	1	0	1
S 10	1	1	1	1	0	0	1
S 1	0	1	1	0	0	1	1

l'état 1 correspondant à un interrupteur fermé.

Point n'est besoin d'être logicien distingué pour s'apercevoir que ces quatre combi-

naisons simultanées sont incompatibles. Mais qui nous oblige à les réaliser simultanément ? Personne. Alors faisons les à tour de rôle. (Fig. 6).

Sur cette représentation graphique, nous avons fait figurer les états électriques logiques 0-1 des interrupteurs M10 - M1 - S10 - S1 et « a » à « g » en fonction du temps.

A la date t_0 , nous fermons simultanément M10, b et c. Le chiffre 1 apparaît bien sur l'afficheur des dizaines de minutes. Comme M1, S10 et S1 sont à l'état 0, tous les autres afficheurs sont éteints.

A la date t_1 , nous ouvrons M10, a et b et nous fermons M1, a, b, d, e, et g. L'afficheur des dizaines de minutes s'éteint, celui des minutes affiche un deux, les autres restent éteints.

A la date t_2 nouveau changement, la même démarche montre que le 2 s'éteint aux minutes et que les dizaines de secondes marquent un trois, jusqu'à la date t_3 où il s'éteint pour laisser la place au quatre des secondes, et la séquence recommence.

Si la vitesse de commutation est suffisamment grande,

la persistance rétinienne nous donnera l'illusion de voir tous les chiffres allumés en même temps.

Nous avons donc maintenant la justification de l'oscillateur de multiplex et du diviseur décodeur (fig. 4) : économie de composants, de place donc de prix de revient.

Quant à l'association « décodeur ROM » elle a pour fonction de « fermer » les interrupteurs a, b, c, etc, nécessaires à la formation du chiffre correspondant. (ROM = Read Only Memory, en français mémoire morte).

Nous espérons que ces explications succinctes n'auront pas été trop indigestes, mais elles nous apparaissent absolument nécessaires pour aborder la suite et fin de notre exposé.

CIRCUIT D'INTERFACE

Description :

Le constructeur du circuit intégré, on le comprend, a voulu que celui-ci ait la plus large application possible :

LEDS à anode commune, à cathode commune, tubes Nixies, etc., et le tout dans plusieurs codes binaires. Il nous faut donc réaliser un montage adaptateur, et prévoir aussi la commande unique chrono-magnétophone. Le schéma complet du compteur et de son interface est donné à la figure 8.

Les sept interrupteurs de cathode sont constitués par les transistors T1 à T7. Sans multiplexeur il en aurait fallu 28 !

Les éléments résistifs R1 à R7 constituent l'élément « R » des figures 2 et 3. Les éléments résistifs R8 à R21 constituent les ponts diviseurs de base permettant à chaque transistor de fonctionner en bloqué-saturé.

Les transistors T8 à T11 constituent les interrupteurs d'alimentation d'anode commune des LEDS.

Les éléments R22-C1 constituent le circuit RC de l'oscillateur de multiplexage.

Fonctionnement :

La fermeture de l'interrupteur K1, outre qu'elle provoque la mise en fonction du magnétophone, allume la lampe témoin incorporée L1 et sature le transistor T13, ce qui a pour effet de bloquer le transistor T12 qui était auparavant saturé, et de ce fait, reliait la borne 17 au potentiel zéro (à $V_{CE\text{ sat}}$ près), fermant la porte du CI, le comptage commence.

K2 est l'interrupteur de remise à zéro. L'alimentation du circuit intégré en 50 Hz se fait par l'intermédiaire de l'élément résistif R27.

La figure 7 représente le schéma élémentaire pour un segment de LED. Le transistor « T » est du type PNP. Il sera débloqué par l'application d'un créneau négatif sur sa base. Mais pour que le courant circule dans le segment de LED, il faut aussi que le transistor NPN « T' » soit débloqué par l'application d'un créneau positif cette fois, à sa base.

L'application simultanée de ces créneaux suivant la

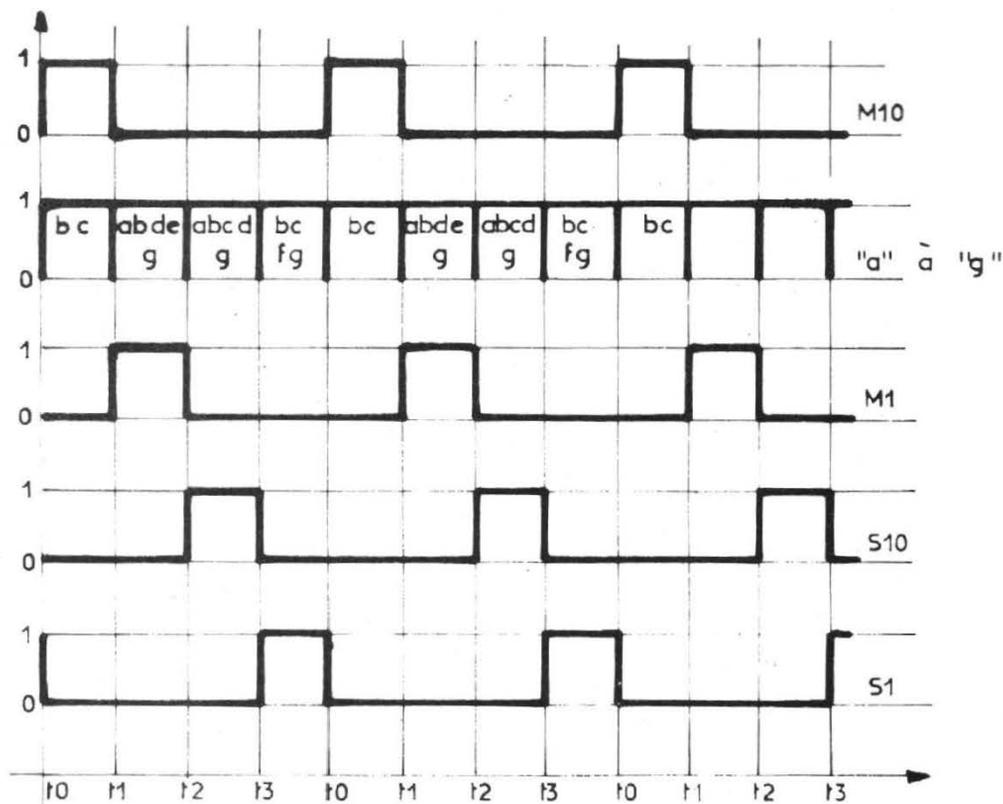


Fig. 6

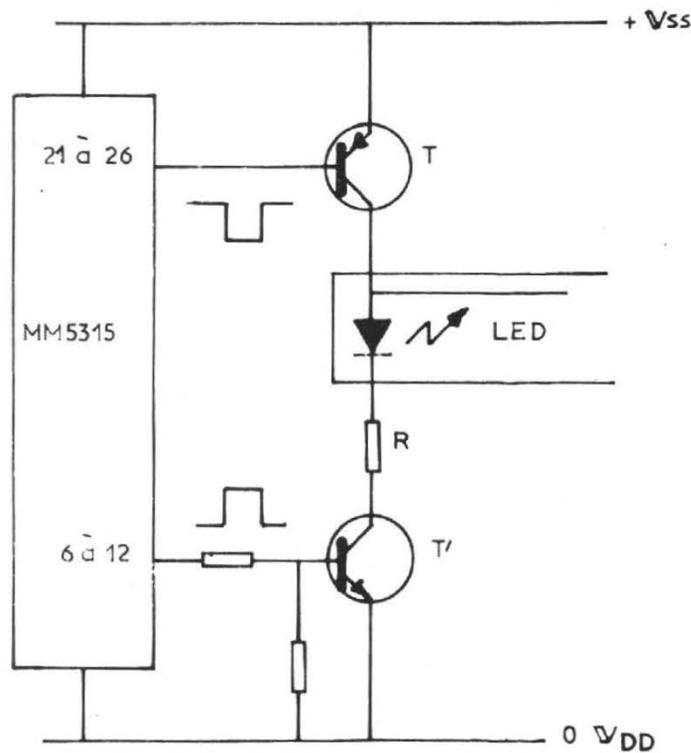


Fig. 7

séquence de la figure 6 fera apparaître 12m 34s. L'élément résistif R, a pour fonction de limiter l'intensité du courant dans le LED à la valeur minimale retenue.

En connectant un oscilloscope bi-courbe entre V_{DD} , base de T d'une part et V_{DD} base de T' d'autre part, l'on pourra mettre en évidence des crêneaux issus du multiplexeur, et l'existence séquentielle de la simultanéité de ces signaux pour un segment donné.

La virgule sera alimentée en permanence au moyen de l'élément résistif R25.

La diode D1 et la capacité C2 constituent un limiteur de parasites.

Alimentation :

Nous n'avons pas représenté le transformateur d'alimentation pour l'excellente raison que nous n'en utilisons

pas ! Nous avons prélevé le peu d'énergie nécessaire sur un secondaire à 21 Veff du transformateur d'alimentation du magnétophone (N4416 et dérivé Philips). La consommation totale est de 90 mA.

Si vous ne pouvez pas disposer de cette source, il sera facile de monter un transformateur standard délivrant 24 volts au secondaire. Il y aura lieu de modifier la valeur de l'élément résistif R28 qui de 120 ohms passe à 150 ohms.

Le montage absolument classique est celui d'un redresseur mono alternance.

RÉALISATION

Elle comprend deux cartes de câblage imprimé (photos 1 et 2, plans 9, 10, 11 et 12).

Pour l'afficheur il convient de prendre soin de ne pas mettre les doigts sur la façade des LEDS. Ceci pourrait diminuer la luminosité. Pour éviter que tôt ou tard cet incident ne vienne à se produire, les protéger aussitôt posés par une bande de papier ordinaire tenue par du scotch.

Attention, telles qu'elles apparaissent sur la photo, les cosses poignard peuvent gêner éventuellement le montage mécanique de cette carte. Il faudra alors les fixer côté cuivre.

La fenêtre de lecture des LEDS, découpée dans le coffret ou le pupitre sera avantageusement fermée par un morceau de plexiglass rouge qui augmentera le contraste et masquera le câblage.

Le circuit intégré sera obligatoirement monté sur un support. La seule difficulté

dans la fabrication du compteur réside dans la confection de la plaquette de câblage imprimé vu la faible largeur du ruban utilisé en certains endroits, et la précision du dessin qui en découle. Mais nous avons recherché l'encombrement minimum.

La liaison entre les deux cartes pourra se faire par un toron. Mais attention au rayonnement ! Ne pas passer à proximité d'un préamplificateur de micro non blindé par exemple.

MISE EN SERVICE

S'assurer du bon fonctionnement de l'afficheur en alimentant tour à tour les 28 segments et en veillant à ne pas

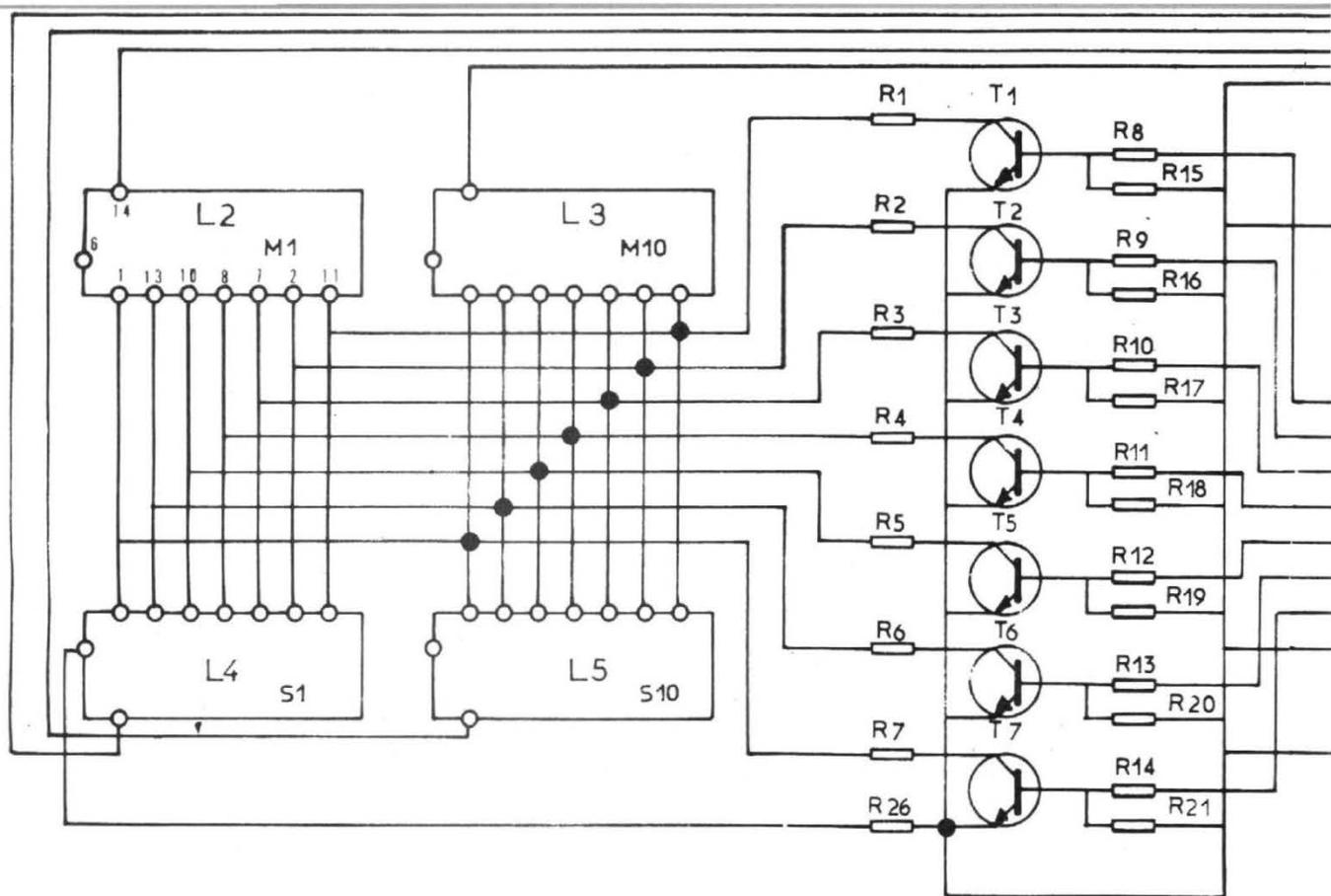


Fig. 8

dépasser pour I_F une intensité de courant de 15 mA. Le meilleur moyen est de les alimenter sous 12 volts avec un élément résistif de 2 200 ohms connecté en série.

Raccorder les deux cartes. Avant de mettre le compteur sous tension s'assurer qu'il n'existe aucun court-circuit, notamment entre les connexions proches, et vérifier le câblage.

Ouvrir s'il ne l'est pas, l'interrupteur K1, et mettre sous tension. Les quatre LEDS doivent s'allumer et indiquer 0, sauf celui des secondes qui peut parfois se mettre au 1. Appuyer sur le bouton RAZ et il doit se mettre à zéro. Appuyer sur le bouton marche K1, la lampe témoin s'allume, les secondes doivent commencer à s'égrèner.

Photo 1.

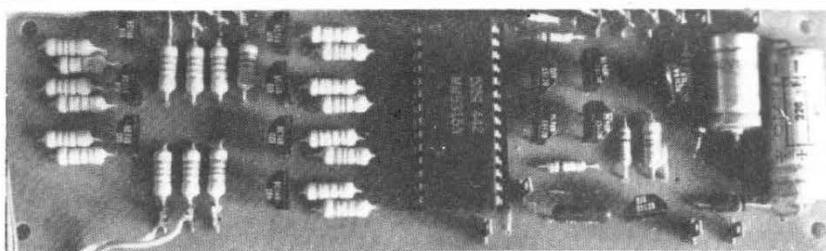
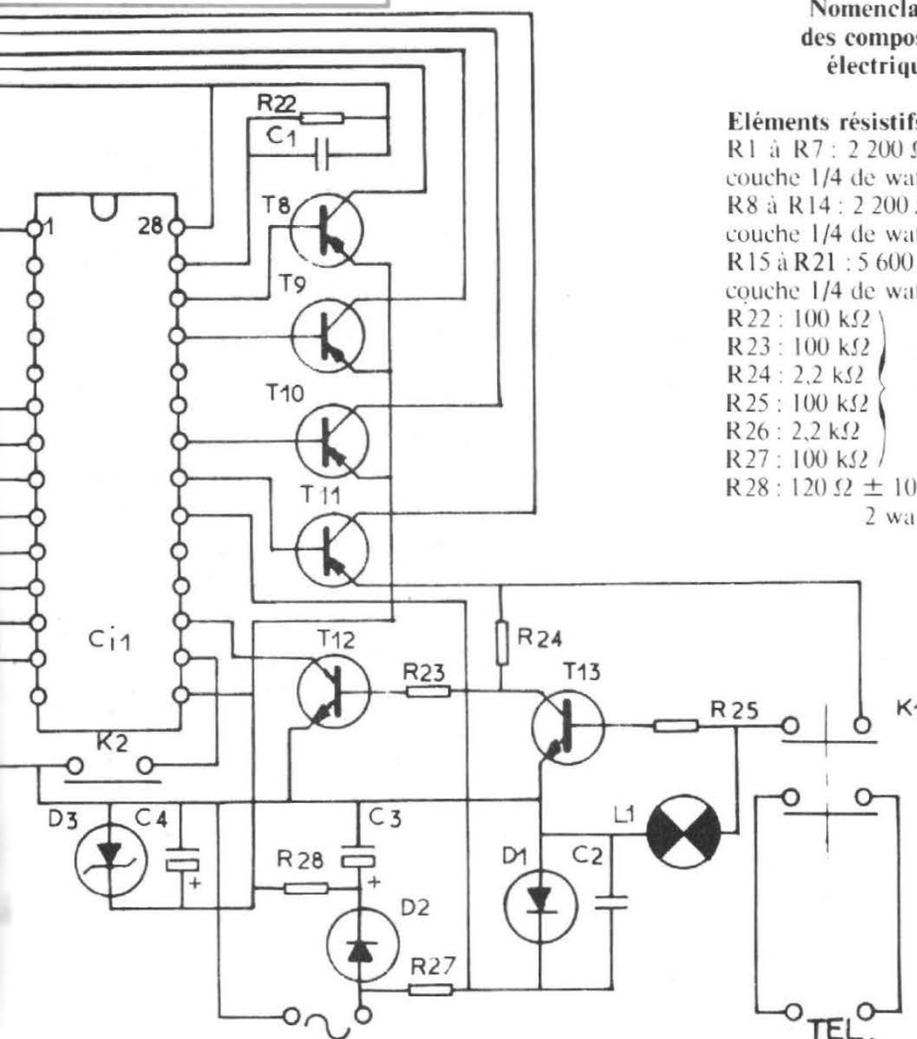
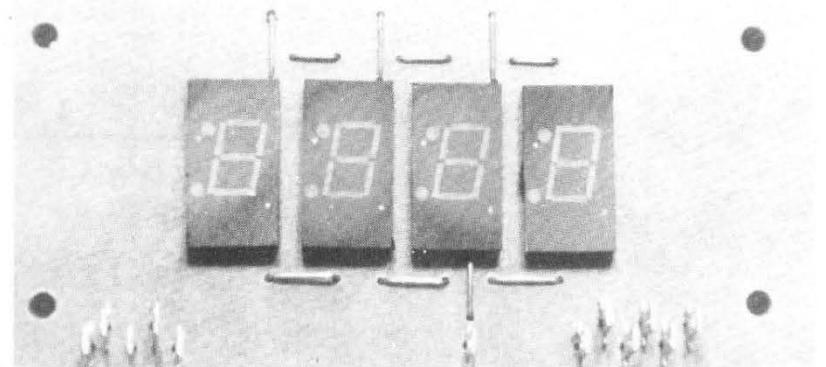


Photo 2.



Nomenclature des composants électriques

Éléments résistifs :

- R1 à R7 : 2 200 Ω \pm 10 % à couche 1/4 de watt
- R8 à R14 : 2 200 Ω \pm 10 % à couche 1/4 de watt
- R15 à R21 : 5 600 Ω \pm 10 % à couche 1/4 de watt
- R22 : 100 k Ω
- R23 : 100 k Ω
- R24 : 2,2 k Ω
- R25 : 100 k Ω
- R26 : 2,2 k Ω
- R27 : 100 k Ω
- R28 : 120 Ω \pm 10 % à couche 2 watts

Condensateurs :

- C1 : condensateur plastique plat 4,7 nF 125 Vs
- C2 : condensateur plastique plat 10 nF 125 Vs
- C3 : condensateur électrochimique 220 μ F - 10 + 50 % 40 Vs
- C4 : condensateur électrochimique 47 μ F - 10 + 50 % 40 Vs

Divers :

- D1 : diode au silicium BAX 13
- D2 : diode de redressement 1N 4007 ou similaire
- D3 : diode stabilisatrice 12 V 1 W
- C11 : circuit intégré MM 5315 avec support National
- L1 : lampe témoin OL 3024BP Oshino
- L2 à L5 : Afficheur numérique au phosphore de gallium SLA-7 Opeoa
- T1 à T7 : transistor BC 108 ou BC 109 ou 2N 2222 ou BC 148 ou BC 149
- T8 à T11 : transistor BC 157 ou BC 158 ou BC 159
- T12 et T13 : transistors identiques à T1 à T7
- K1 : interrupteur à 2 contacts LPS 114
- K2 : interrupteur à poussoir 1 contact impulsion - SB 4011 Comepa

EN CAS DE DIFFICULTÉ

Si vous avez correctement effectué votre montage, celui-ci fonctionnera de suite. C'est ce qui nous est arrivé. Mais sinon, voici quelques conseils pour rechercher et localiser le défaut. Bien entendu, nous supposons dans ce qui suit que l'alimentation fonctionne correctement.

— Un LED ne s'allume pas : vérifier le circuit du transistor PNP d'alimentation de son anode commune.

— Un segment ne s'allume pas sur un LED. La panne ne peut provenir que de l'afficheur puisque tous les segments de même nom sont en dérivation. Vérifier la continuité électrique du câblage imprimé.

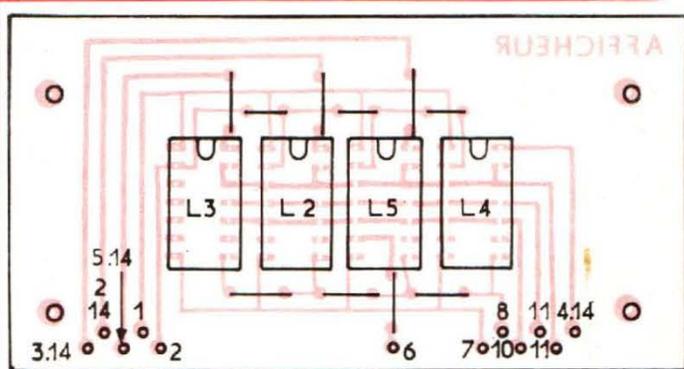
— Un segment ne s'allume pas sur tous les LED : vérifier le circuit du transistor correspondant (NPN) à ce segment.

— En appuyant sur K1 le chronomètre ne démarre pas. Vérifier l'état électrique des transistors T12 et T13. Vérifier l'état de la diode D1 et le sens de son raccordement.

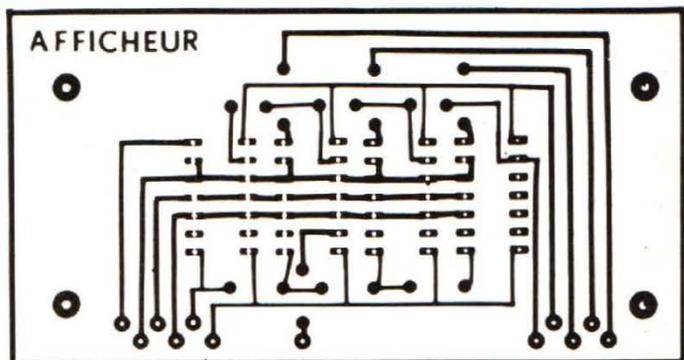
Bien entendu, ne pas faire de courts-circuits qui pourraient endommager irrémédiablement le circuit intégré.

Ainsi réalisé, tout un chacun pourra envisager de loger ce chronomètre là où bon lui semble, voire dans un coffre séparé.

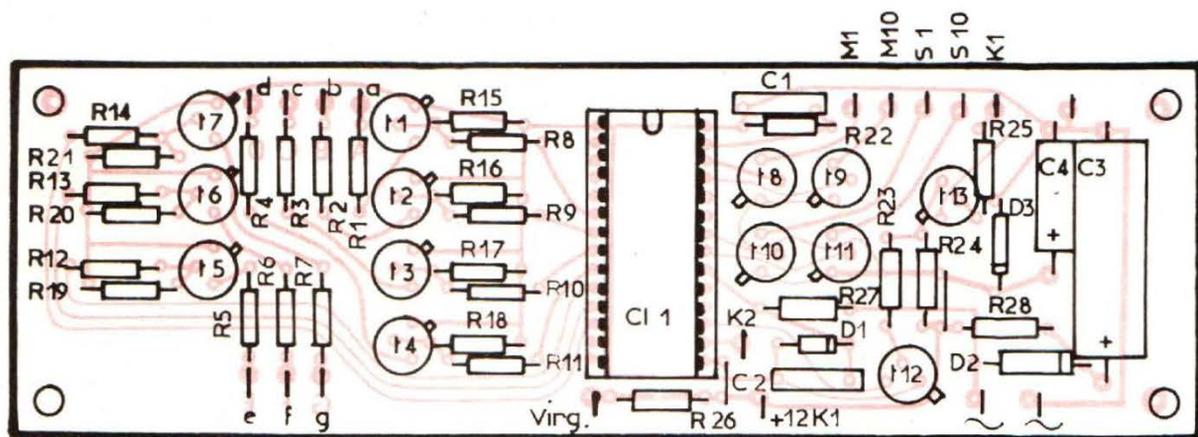
M.L.



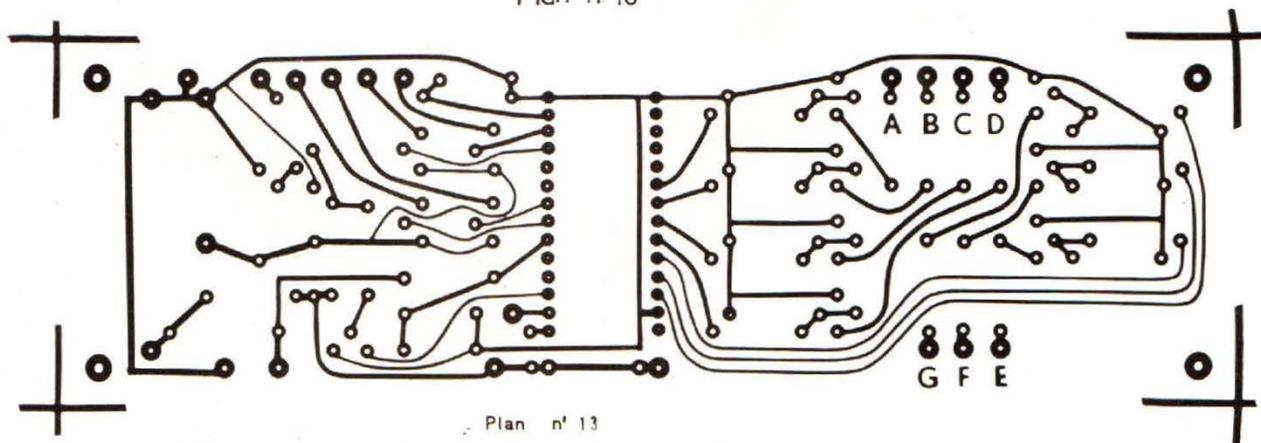
Plan n° 9



Plan n° 12



Plan n° 10



Plan n° 13

CONTRÔLE DES COURANTS DE DEVIATION ET DE CONVERGENCE EN TELEVISION COULEUR

COURANT DE DEVIATION

Le déplacement du faisceau cathodique sur un écran T.V. doit s'effec-

tuer en ligne droite, de gauche à droite.

Cette absolue linéarité impose dans les bobines de déviation l'établissement d'un courant en dent de scie d'une forme et d'une amplitude particulières.

En employant un oscilloscope, il est donc facile de contrôler la déviation si tant est qu'on est en mesure de placer en série une résistance avec les bobines de déviation et de s'y placer aux bornes... Mais certaines précau-

tions doivent être prises car on ne coupe pas impunément un circuit où il circule plusieurs ampères. Par ailleurs, des maladresses, telles que coupe du circuit, courts-circuits avec la masse même temporaires, entraînent des inci-

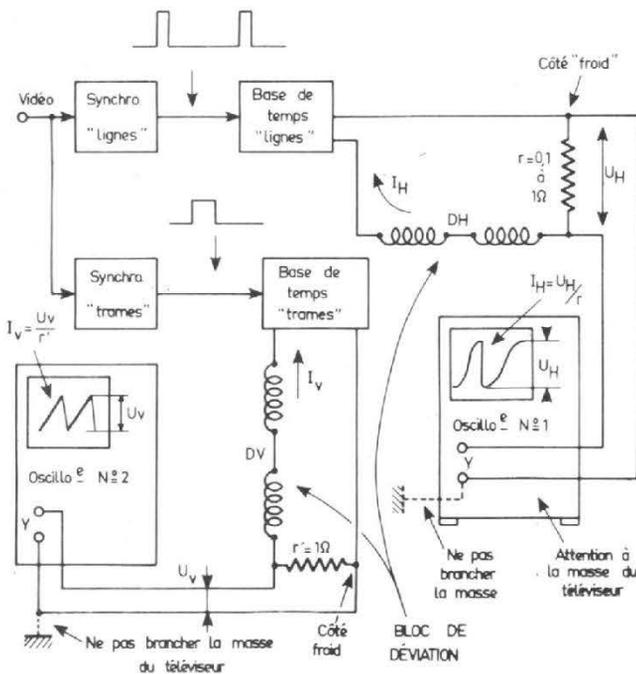
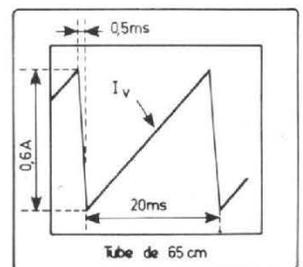
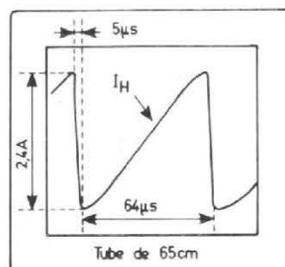


Fig. 1. - Contrôle des courants de déviation quand il est possible d'insérer une résistance en série avec les bobines du déviateur (il n'est possible d'employer un oscilloscope bi-courbe).

Fig. 2. - Courants de déviation.



dents aux conséquences irré-médiabiles le transformateur de sortie THT risquerait d'être détruit ainsi que les composants qui le jouxtent.

Une surtension THT (et autre...) apparaîtrait particulièrement néfaste. Il semble donc utile de prévenir le manipulateur lorsqu'il insérera la résistance de 1 ou 2 Ω en série avec les bobines de déviation que le prélèvement de la tension aux bornes impose un isolement total de l'oscilloscope soit vis-à-vis de la masse du téléviseur, soit vis-à-vis d'autres composants attenants à l'appareil.

Le montage le plus banal est indiqué figure 1.

Le courant de déviation est obtenu en divisant la déviation totale exprimée en volts crête par la valeur de la résistance :

$$I \text{ (en Amp)} = \frac{\text{Déviation (en } V_{\text{cac}})}{R \text{ (en ohm)}}$$

Rappelons que la déviation en « V_{cac} » résulte du produit de la hauteur en centimètres par la sensibilité affichée sur le réglage de gain vertical.

On n'accroîtra pas trop la valeur de la résistance série car elle risquerait de perturber la déviation elle-même.

La forme des courants est consignée figure 2, les amplitudes ne sont valables que pour un bloc déflecteur à basse impédance d'un type donné.

Le courant de déviation vertical doit être parfaitement linéaire, par contre, le courant horizontal peut présenter une allure très proche du S de telle sorte que l'on corrige ainsi l'épanouissement du spot sur les bords extrêmes de l'écran plat. Ce n'est pas toutefois une généralité...

UTILISATION DU CAPTEUR MAGNÉTIQUE

Dans beaucoup de cas, il s'avère absolument impossible d'insérer une résistance

dans un bobinage, soit que matériellement la disposition d'un composant paraisse trop difficile soit que la moindre résistance gêne le bon fonctionnement du montage.

On peut faire alors appel à une pince ampèremétrique calquée de celle des électriciens. Cette sonde est constituée d'un tore magnétique sur lequel sont enroulés « N spires ». Le tore peut s'ouvrir quand on appuie sur la pince de telle sorte que le fil « enroulement primaire » dans lequel circule le courant à prélever puisse entrer dans l'axe du tore. On a donc affaire à un transformateur d'intensité qui, par couplage avec la spire unique constituée par le fil, donne, dans la charge secondaire, un courant N fois faible (figure 3).

La déviation indiquée par l'oscilloscope doit donc être multipliée par N.

CONTRÔLE DES COURANTS DE CONVERGENCE

Dans un tube de télévision en couleur la ligne est constituée par la juxtaposition des traces rouge, verte et bleue. Or, la technologie des tubes trichromes actuels est telle qu'il est impossible de faire coïncider les 3 faisceaux sur une même ligne, en tous les points de l'écran. La solution qui consiste à modifier la forme du courant de déviation « ligne » est insuffisante parce que cette correction n'est pas identique pour les 3 traces, les canons n'étant évidemment pas disposés dans le même axe.

La correction de convergence consiste à placer des bobines contre le col du tube, à proximité du parcours du faisceau incriminé et d'y faire parcourir un courant de forme déterminée. Ce courant doit engendrer un champ magnétique dont l'action s'ajoute à celle de la déviation.

Ainsi, en l'absence de système de convergence, une

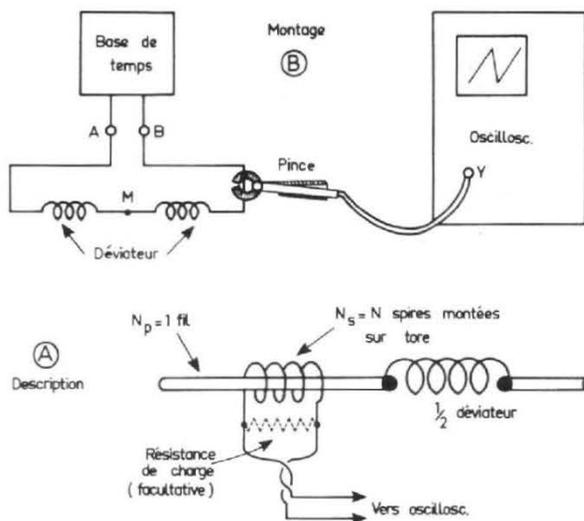


Fig. 3. - Utilisation d'un capteur magnétique analogue aux pinces ampèremétriques des électriciens. La charge résistante placée au secondaire de N_s permet de donner une bande passante assez grande au capteur.

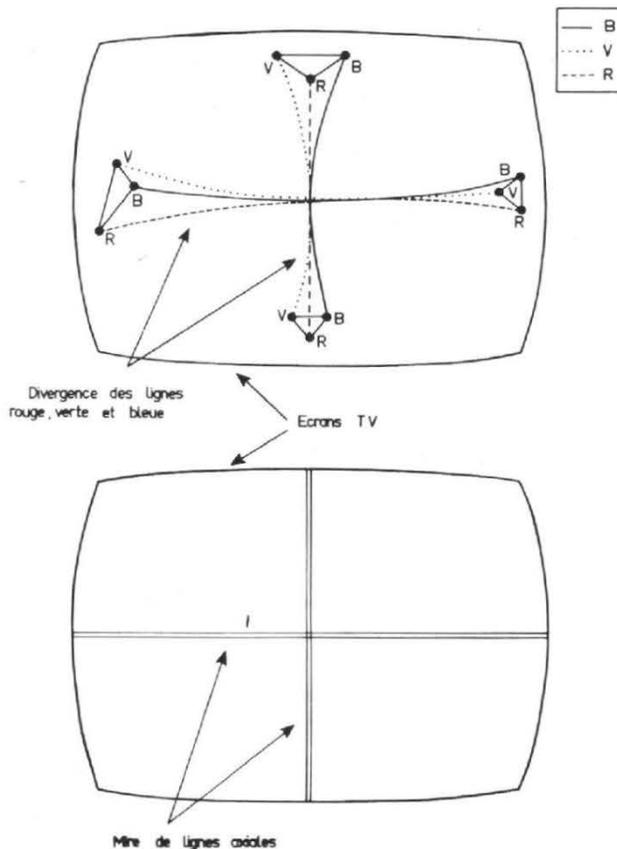


Fig. 4. - Sans unité de convergence dynamique, les lignes correspondent à une mire particulièrement simple divergent pour chaque composante trichromique.

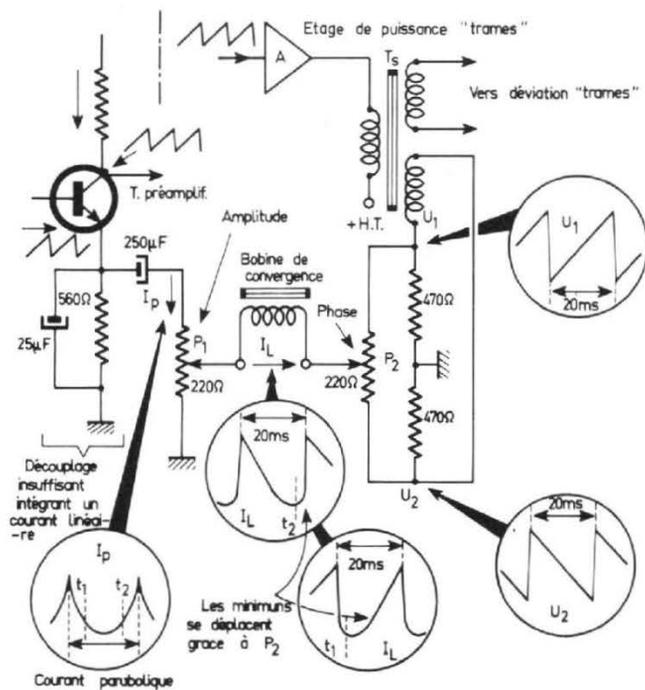


Fig. 5. - Unité de convergence dynamique « bleue ».

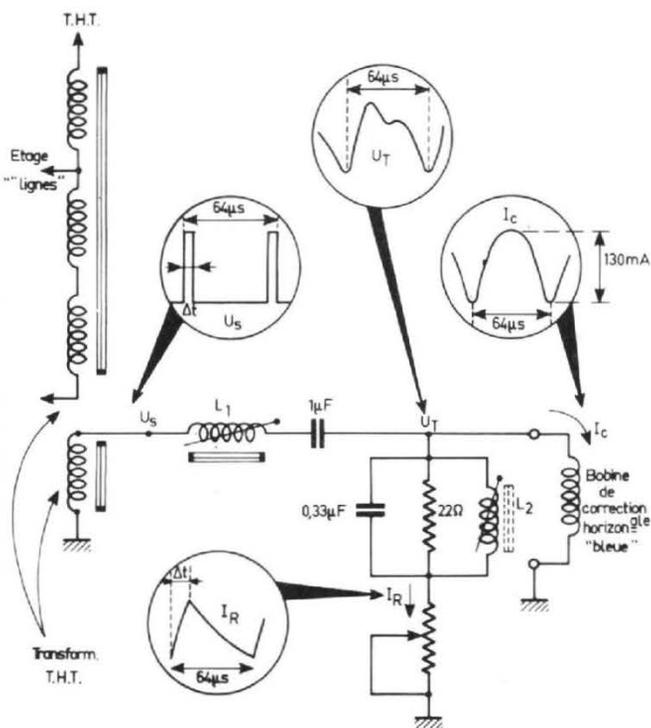


Fig. 6. - Analyse d'un circuit de convergence dynamique « bleue » (exemple prélevé sur un téléviseur 90°).

mire, constituée par 2 lignes axiales perpendiculaires (figure 4) se présente sous la forme de 6 lignes qui s'écartent 3 par 3 à mesure qu'on s'éloigne du centre de l'écran.

Il paraît donc logique d'imager des courants de convergence d'allure parabolique qui viennent ajouter (ou retrancher) leur effet à l'action de la déviation, à telles fins que les lignes ci-dessus restent droites. L'oscilloscope demeure, ici, un moyen irremplaçable pour détecter les éventuelles anomalies il suffit de « pister » le signal ainsi qu'il en est suggéré, figure 5, sur la convergence dynamique verticale **bleue**. Les unités de convergence verte et rouge sont voisines en schéma et en mode de contrôle.

Selon la disposition des curseurs des potentiomètres P_1 et P_2 , on module et on déplace dans le temps le creux de la courbure parabolique.

Le schéma adopté pour la création d'un tel courant varie selon les téléviseurs mais en général il est composé presque toujours de l'association d'un courant en dent de scie avec signal qui résulte de l'intégration par un condensateur de cette même dent de scie.

Pour la déviation horizontale, le problème est un peu plus compliqué car on « traite » un signal rectangulaire (figure 6). Ceci s'opère au moyen de bobines associées en circuit série et parallèle. Là encore, la recherche de la forme des courants ou des tensions au moyen d'un oscilloscope peut résoudre bien des problèmes : il faut néanmoins connaître le dossier de mesure exact de l'appareil.

CONTRÔLE DE LA CORRECTION DE COUSSIN

Afin de rattraper la distortion de coussin due à la distortion quadrilatère des tubes cathodiques à coins « carrés », on ajoute au signal de déviation « couleur » des composantes qui rendent éga-

les les longueurs de chaque ligne (correction « ouest-est ») ou qui suppriment les voûtes de l'image apparaissant en haut et en bas de l'écran du téléviseur (figure 7).

Pour ce faire, on a recours à des « transducteurs » qui impriment une modulation d'amplitude, à la fréquence trame, du courant de déviation horizontale (figure 8), tout en superposant sur l'unité verticale des arches à la fréquence ligne (figure 9).

Là encore, les procédés d'obtention de tels courants « modulés » dépendent du type de téléviseur ; ils restent néanmoins voisins des systèmes exposés figures 8 et 9 et relatifs aux téléviseurs à transistors.

Dans la correction « Ouest-Est » de la figure 8, l'enroulement AB fournit le courant de déviation horizontale nécessaire au déviateur dont les bobines L_D et L'_D sont placés, ici, en parallèle.

Les selfs de correction de phase et de linéarité (L_1 et L_2) conditionnent la position de la voûte par rapport au centre de l'écran (à droite ou à gauche de l'axe).

Le potentiomètre P_1 décale tout l'ensemble de l'image : c'est le cadrage horizontal.

La voûte constatée sur la figure 8 est obtenue par variation de charge de l'enroulement AB du transformateur THT. Cet effet d'amortissement provient du transducteur T_2 dont les deux enroulements N_1 et N_2 se retrouvent bien en parallèle sur les bornes AB, via des résistances de 15 et 2200 Ω ; notons que cette dernière est shuntée par la diode D_3 afin que le processus de variation de charge n'ait lieu que dans un sens.

Le primaire du transducteur T_2 sature plus ou moins le circuit magnétique ce qui modifie les inductances des enroulements N_1 et N_2 , donc de la charge entre A et B. Ce primaire est parcouru par le courant collecteur du BSW 85, lui-même attaqué par les signaux paraboliques à fré-

quence « trames » issus de la base de temps « images ».

Le potentiomètre P_2 agit sur l'amplitude de la voûte qui doit combler les manques d'image à droite et à gauche de l'écran.

Dans la correction « Nord-Sud », il s'agit, au contraire, de combler les zones manquantes en haut et en bas de l'écran (figure 7). On y parvient en augmentant la déviation verticale précisément en haut et en bas de l'image, ce qui détermine un signal de déviation verticale constitué d'une dent de scie de 20 ms de période sur laquelle se superposent des arches de 48 ou 64 μ s de durée et dont l'amplitude croît vers chaque pointe de la dent de scie ; la phase des arches se retourne évidemment au centre de l'écran.

Cette addition se réalise au moyen d'un transducteur

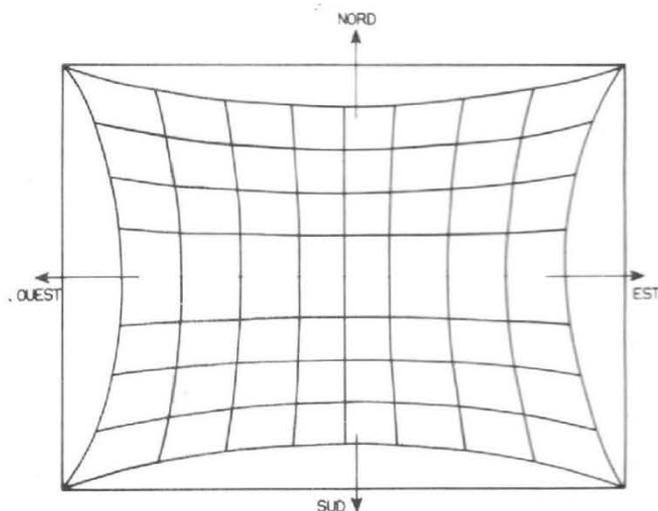
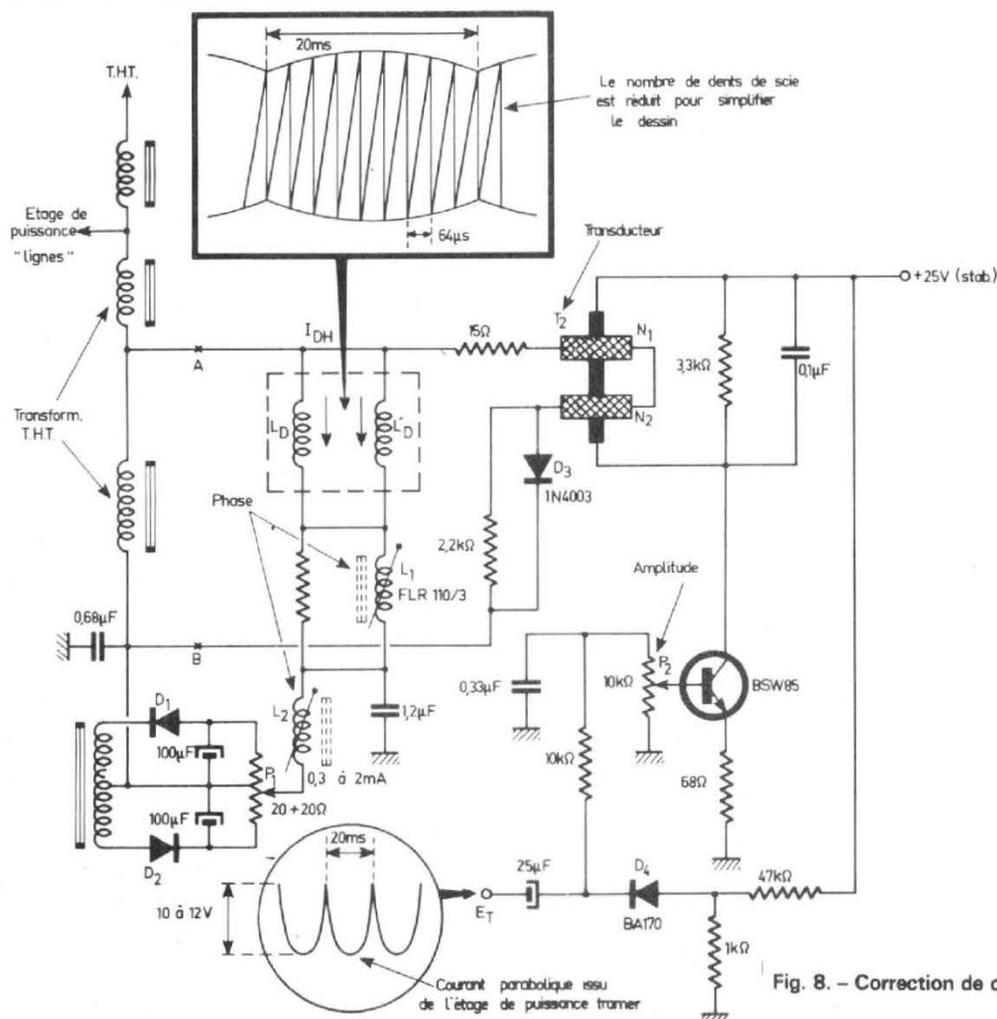


Fig. 7. - Mire à carreaux déformée par une distorsion quadrilatère ou de coussin.



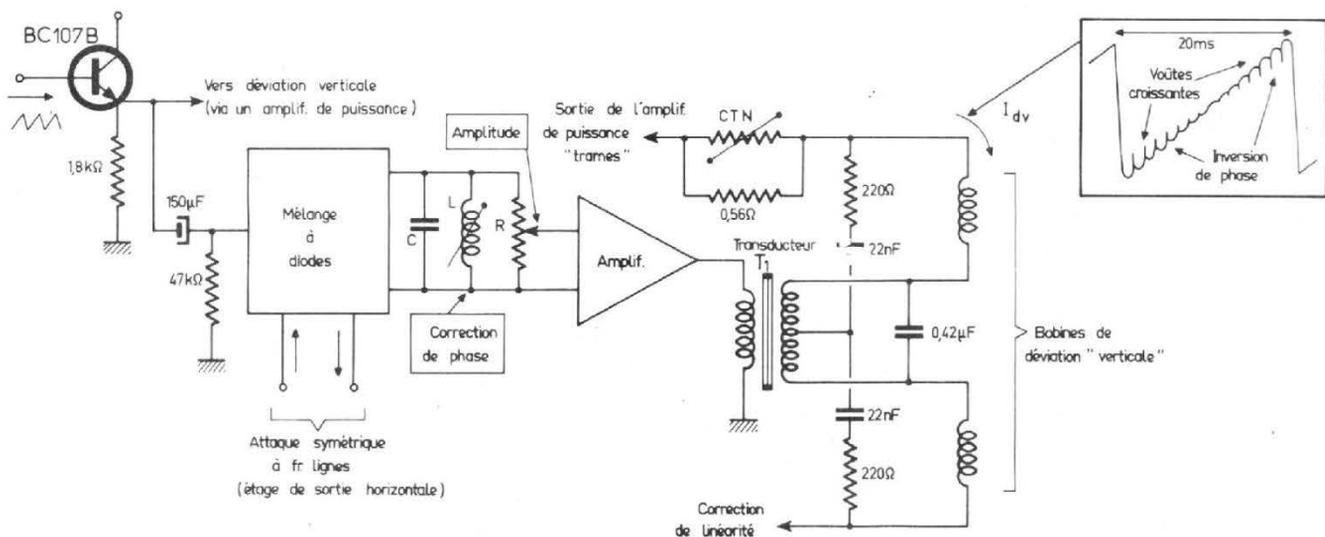


Fig. 9. - Correction de coussin nord-sud.

dont le secondaire est intercalé en série avec le déviateur vertical. Là encore, l'inductance de ce secondaire varie avec le courant parcourant le primaire et module directement l'intensité I_{dv} (figure 9).

Pour ce faire, on superpose

une dent de scie amplifiée par le transistor BC 107 B avec des arches provenant d'impulsions « lignes », intégrées ; le mélange a lieu au moyen d'un système à diodes. A la sortie du mélangeur un circuit bouchon agit sur la phase de la

correction en décalant les arches à droite et à gauche de leur position médiane. Le réglage R agit sur l'ampleur de la correction.

L'inversion de phase des arches s'opère naturellement lors de la propre inversion du

courant de balayage dans le déviateur ; ce n'est donc pas le signal appliqué au transducteur qui s'inverse mais bien le courant de déviation par rapport aux arches.

Roger Ch. HOUZÉ
Professeur à l'E.C.E.

D IMPORTATEUR EXCLUSIF POUR LA FRANCE tranchant distribution

zone d'activités de Courtabouf - B.P. 62 91401 Orsay - tel. 907 72 76 - telex 690304 F
zone sud Lyon 62, Ancienne Voie Romaine 69290 Croponne - tel. (78) 57 17 66 - telex 330310



SB 404 S
Amplificateur stéréo/quadrophonique de Haute Fidélité. Décodeur SQ et RM.
Puissance : 4 x 15 W (8 Ω) - 2 x 26 W (8 Ω).

TOSHIBA

RADIO THEIS

99, route du Polygone
67000 STRASBOURG

COMPAGNON

11, avenue de la Libération
42000 SAINT-ETIENNE



MAINTENANCE DES EQUIPEMENTS BF

Le R.T.S. 2 se compose de :

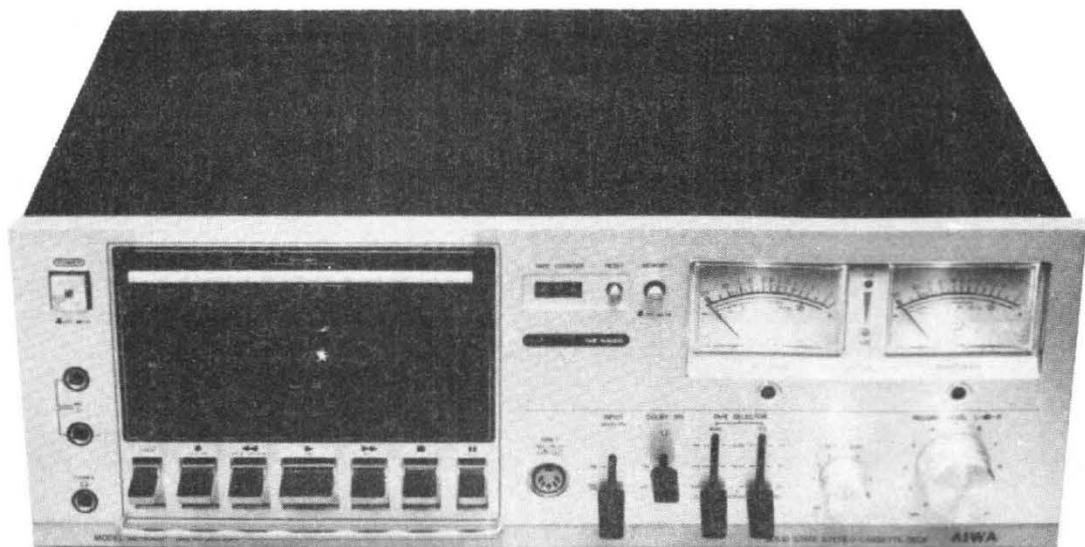
- GÉNÉRATEUR RC 15 Hz-150 kHz
- MILLIVOLTMÈTRE-DÉCIBELMÈTRE
- DISTORSIOMÈTRE
- FLUCTUOMÈTRE



LABORATOIRE ÉLECTRO-ACOUSTIQUE
5, RUE JULES PARENT
92500 RUEIL - 967.27.84

COUPON-REPONSE
BON POUR
UNE DOCUMENTATION
Monsieur
Adresse

LE MAGNETOPHONE A CASSETTE



AIWA «AD 6500»

LE magnétophone à cassette AD 65000 d'Aiwa est le petit dernier de ce constructeur dont la gamme s'est considérablement enrichie à la fin de l'année dernière puisque de trois appareils, la gamme HiFi est passée à 9. La mode est au chargement frontal, découvert brutalement, alors que les magnétophones plats satisfaisaient une large partie de la clientèle. Un jour, les constructeurs d'appareils à cassette se sont aperçus que les façades des amplificateurs, des tuners avaient leur façade garnie de boutons tandis que la partie supérieure de l'appareil - pouvait être complètement dissimulée puisqu'il n'y avait aucun organe de com-

mande sur celle-ci. On a commencé par modifier les mécanismes destinés aux appareils plats pour les incliner et les loger dans des coffrets identiques à ceux des amplis et des tuners. Nous avons eu ainsi des appareils peu pratiques qui ont vite cédé la place à d'autres, beaucoup plus fonctionnels.

C'est un de ces appareils, de la seconde génération que nous avons avec le 6500 d'Aiwa. Le chargement est frontal, et, comme d'habitude, le constructeur a soigné les détails de la manipulation. Le « gadget » le plus spectaculaire de cet appareil est l'assistance par moteur électrique de l'introduction de la cassette. La cassette est posée sur

un petit chariot élévateur, vous enfoncez légèrement cette cassette et le tiroir se met à reculer pour mettre en place la cassette. Rassurez vous, si le moteur électrique tombe en panne, l'introduction manuelle de la cassette est possible. Les touches de commande sont mécaniques, leur douceur de fonctionnement est remarquable. Le constructeur a poussé le luxe jusqu'à placer une barre d'appui permettant de placer le pouce pour faciliter la commande. L'ouverture de la porte est amortie par graisse silicone, une sorte de vérin assure cette fonction. La grande surface de la façade a permis de loger deux grands vu-mètres entre lesquels deux diodes électrolu-

minescentes montent la garde pour éviter les surcharges en indiquant les pointes de modulation, l'une réglée pour + 3 dB, l'autre pour + 7 dB.

Deux ouvertures pratiquées au-dessous de chaque vu-mètre permettent d'assurer un réglage mécanique du zéro, cette fonction supplémentaire est réellement superflue, compte-tenu de la fugacité des indications de ces aiguilles en perpétuel mouvement, mais comme les amateurs de HiFi aiment qu'une aiguille à zéro soit une aiguille exactement sur le zéro, ils trouveront là un élément de satisfaction supplémentaire...

Plus utile : la mémoire, associée au compteur, elle arrête le défilement de la

bande lorsque le chiffre zéro est atteint, cette fonction est intéressante pour enregistrer des chansons à la radio, si le morceau ne vous plaît pas, il vous sera très facile de revenir au zéro, en attendant le suivant. Un indicateur de défilement de bande figure en façade, il permet, par la vitesse du défilement d'avertir que la fin de la cassette est proche, avant que celle-ci ne soit complètement terminée, car comme l'arrêt est automatique, une fois la cassette terminée, la touche enregistrement ou lecture passe au repos.

Cet appareil, ne dispose pas de mélangeur d'entrée, un sélecteur permet de passer de l'entrée ligne, à l'arrière de l'appareil à l'entrée micro, sur l'avant, une prise DIN est installée à l'arrière, une seconde à l'avant, la commutation est automatique, elle se fait par un inverseur commandé par l'introduction de la prise en façade. Prémagnétisation et égalisation se commandent à partir de la façade ou séparément, on peut ainsi choisir une prémagnétisation de 100, 110 ou 150 % et une préaccentuation de 70 ou 120 μ s. Cet appareil peut donc traiter tous les types de bande du marché, au chrome, ferromagnétique ou au fer. La sélection des paramètres d'enregistrement et de lecture est automatique, uniquement pour les cassettes au

chrome, c'est la moindre des choses.

CARACTERISTIQUES

Magnétocassette stéréophonique avec système de réduction de bruit Dolby incorporé.

Appareil 4 pistes, 2 canaux.
Semi-conducteurs : 1 circuit intégré, 41 transistors, 32 diodes, 2 FET, 4 LED.
Alimentation : 120/220 V 50/60 Hz.

Consommation 12 W.
Réponse en fréquence : bande LH : 30 Hz à 14 000 Hz ; CRO2 30 Hz à 17 000 Hz ; Fe-Cr 30 Hz à 17 000 Hz.

Rapport signal/bruit : 62 dB, bande Fe-Cr et Dolby ; 60 dB, bande CRO2 et Dolby ; 58 dB, bande LH et Dolby.

Pleurage et scintillement : 0,07 % rms pondéré.

Vitesse de défilement : 4,8 cm/s.

Temps de reboinage : 90 s (C60).

Temps en avance rapide : 95 s (C60).

Système d'enregistrement ; prémagnétisation à 100 kHz.

Effacement : haute fréquence.
Moteur : à courant continu asservi.

Tête : « ferrite guard ».

Entrées : micro : 0,25 mV (200 Ohms à 10 k Ω ; Ligne : 50 mV sur plus de 100 k Ω ; DIN : 0,1 mV/k Ω (5 kOhms).

Sortie ligne : 0 dB 0,775 V, charge 50 k Ω ; Casque 8 Ω .

Dimensions : 45 x 15,5 x 30 cm.

Poids 8,5 kg.

ETUDE TECHNIQUE

Entraînement

L'entraînement de la cassette est assuré par un moteur à courant continu. C'est un nouveau type de moteur qui a ici été utilisé. Il est construit par Matsushita et est alimenté par courant continu. L'originalité réside dans la section électronique de régulation tachymétrique qui a été incorporée au moteur dont les apparences sont très ordinaires.

Un circuit imprimé rond soudé directement sur les trois bornes de sortie du moteur (deux pour les balais, une pour la sortie tachymétrique) supporte une électronique à circuit intégré tous les éléments de cette petite plaquette sont disposés à plat sur le circuit dont l'épaisseur est de celle du circuit intégré augmentée de celle de la plaquette support. L'alimentation se fait

ici directement par une tension redressée non régulée.

Ce moteur porte une poulie recevant une courroie plate, cette courroie entraîne un volant d'une taille très honnête solidaire du cabestan et dont la paroi externe sert de jante à la poulie. Les fonctions annexes comme celle d'entraînement des bobines réceptrices et débitrices, se font par l'intermédiaire du volant d'inertie qui porte une poulie secondaire.

L'arrêt automatique est original ; on connaissait les contacts à circuit imprimé, les contacts sous vide commandés par un aimant, ici, nous avons un aimant rotatif qui agit sur un circuit intégré à effet Hall. Ce circuit se comporte comme un distributeur d'impulsions dont l'absence est détectée par un dispositif électronique T 903, 904, 905 qui commande un solénoïde actionnant la touche stop. Plusieurs interrupteurs périphériques autorisent le fonctionnement de l'arrêt par l'intermédiaire de la mémoire.

Le mécanisme de mise en place assistée de la cassette utilise un moteur auxiliaire, mis en service par un microcontact commandé par l'avance de la cassette dans son logement. A ce moment, le moteur, dont l'axe est équipé d'une vis sans fin entraîne une poulie à bandage de caoutchouc, ce ban-

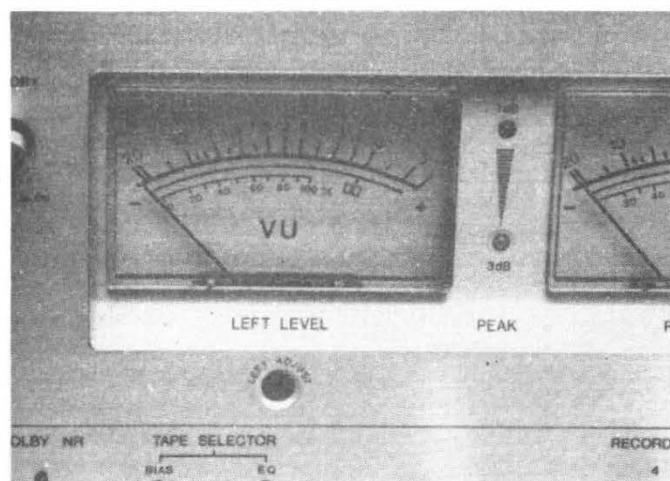


Photo B. - Les indicateurs de niveaux de l'AD6500. Au milieu des galvanomètres, les diodes indicatrices de crête. Sous le cadran le réglage du zéro.

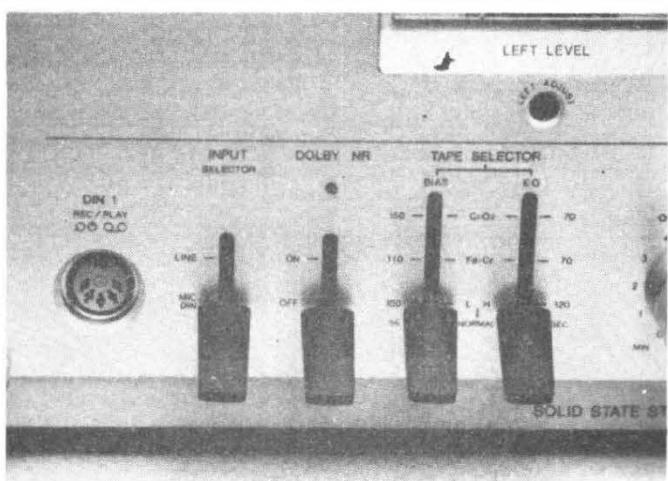
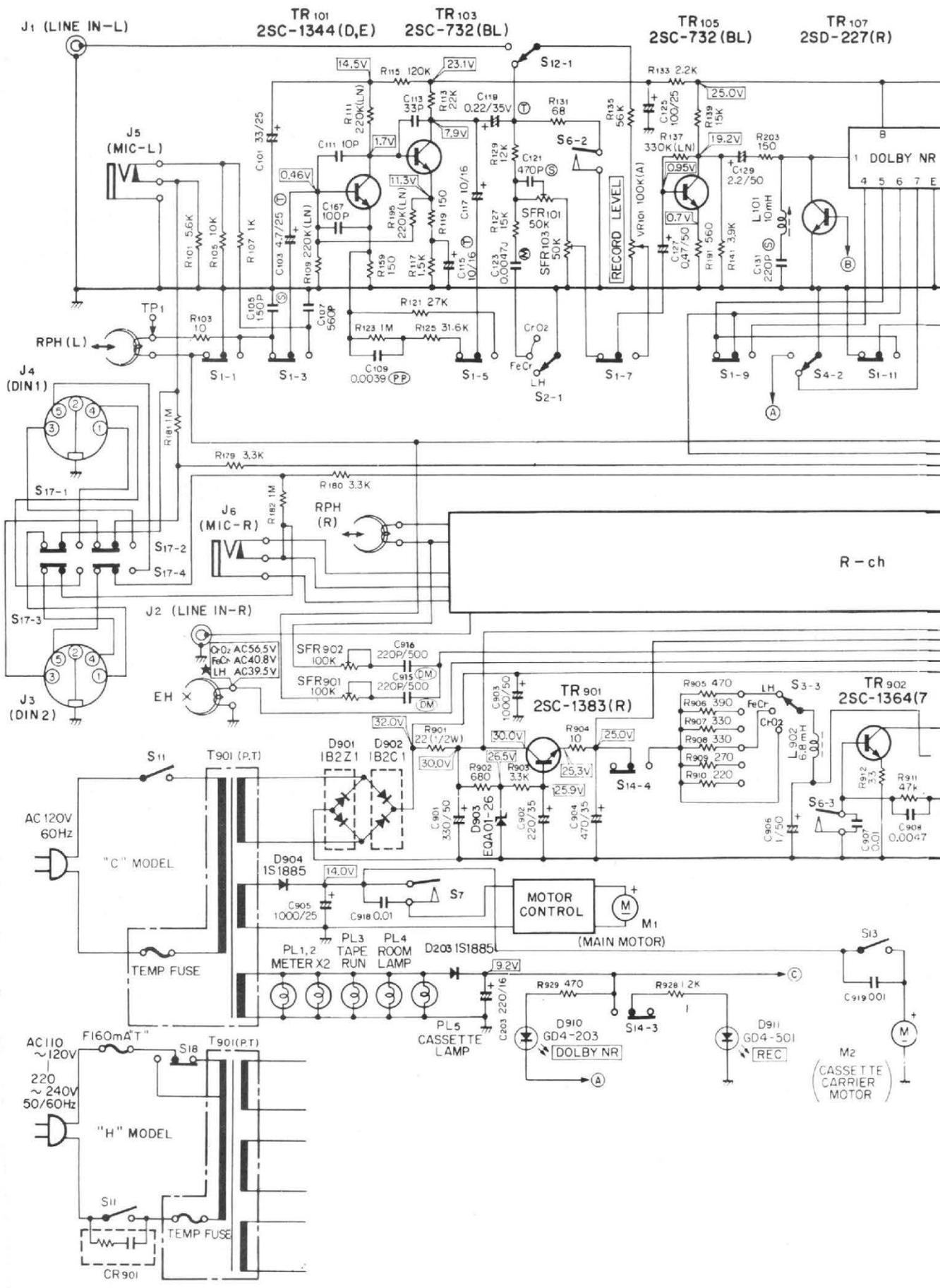
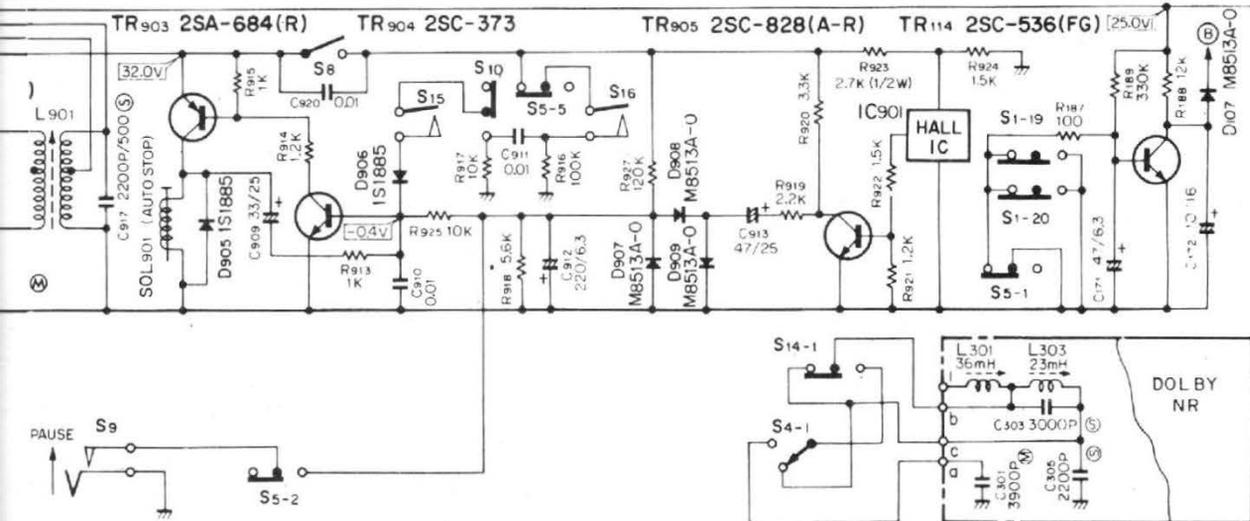
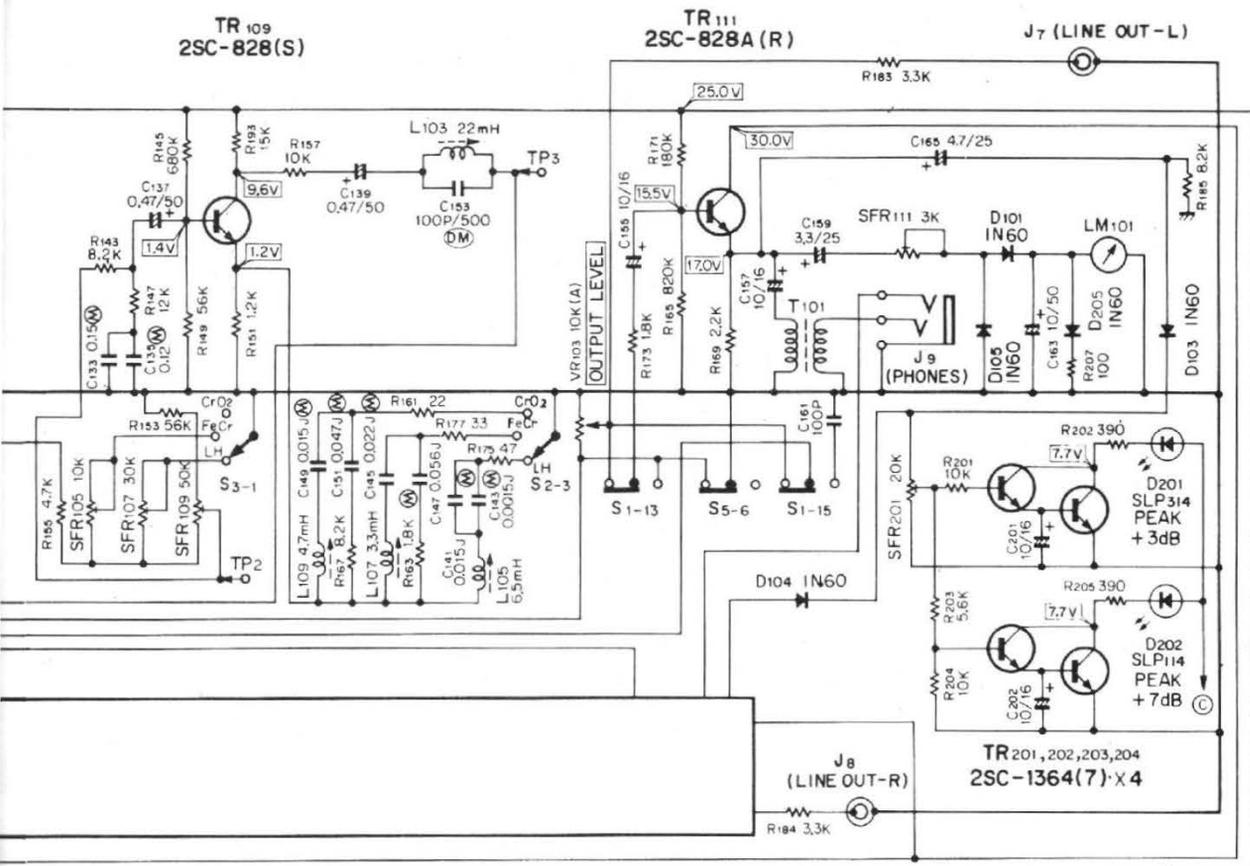


Photo C. - Les commutateurs : sélecteur d'entrée, de Dolby, d'égalisation et de prémagnétisation. Noter également la présence d'une prise DIN en façade.





- | | |
|--------------------------------|---|
| S1-1-20 REC/PB (PB) | S10 MEMORY (OFF) |
| S2-1-4 TAPE SELECTOR EQ (LH) | S11 POWER (OFF) |
| S3-1-4 TAPE SELECTOR BIAS (LH) | S12-1-4 INPUT SELECTOR (MIC DIN) |
| S4-1-4 DOLBY NR (OFF) | S13 CASSETTE CARRIER MOTOR (OFF) |
| S5-1-6 STOP MUTING (STOP) | S14-1-4 REC/PB LAMP (PB) |
| S6-1-3 CUE/REV MUTING (OFF) | S15 REW (OFF) |
| S7 MAIN MOTOR (OFF) | S16 COUNTER (OFF) |
| S8 AUTO STOP (OFF) | S17-1-4 DIN (DIN 2) |
| S9 PAUSE (OFF) | S18 VOLTAGE SELECTOR (220~240V)
"H" MODEL ONLY |

dage attaque une rampe elle aussi caoutchoutée et solidaire du tiroir qui se met à avancer. En fin de course, le microcontact revient en place, le moteur s'arrête. Du fait de l'entraînement par friction, on conçoit aisément que la manœuvre manuelle soit possible.

Les têtes d'effacement et d'enregistrement lecture sont avancées mécaniquement par la touche de lecture, plus large que les autres, elles sont totalement protégées à l'arrêt, un petit couvercle amovible les rend accessibles pour le nettoyage, la démagnétisation ou les réglages.

Cette opération difficilement réalisable sur beaucoup d'appareils à cassette est ici devenue possible sans toutefois être facile, là encore, on paye par une complication supplémentaire la disposition frontale.

L'ELECTRONIQUE

On retrouve ici une disposition classique des éléments. Le constructeur a fait largement appel aux transistors classiques, tous du type NPN au silicium. Les deux premiers transistors de la chaîne d'amplification TR 101 et 103 servent alternativement pour l'enregistrement et la lecture ; les commutations des éléments de correction de courbe sont commutés mécaniquement. Les constantes de temps, des courbes sont modi-

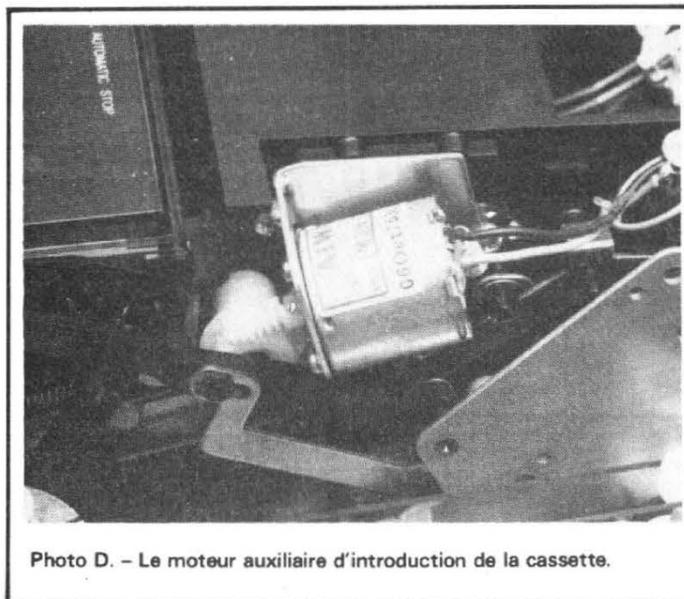


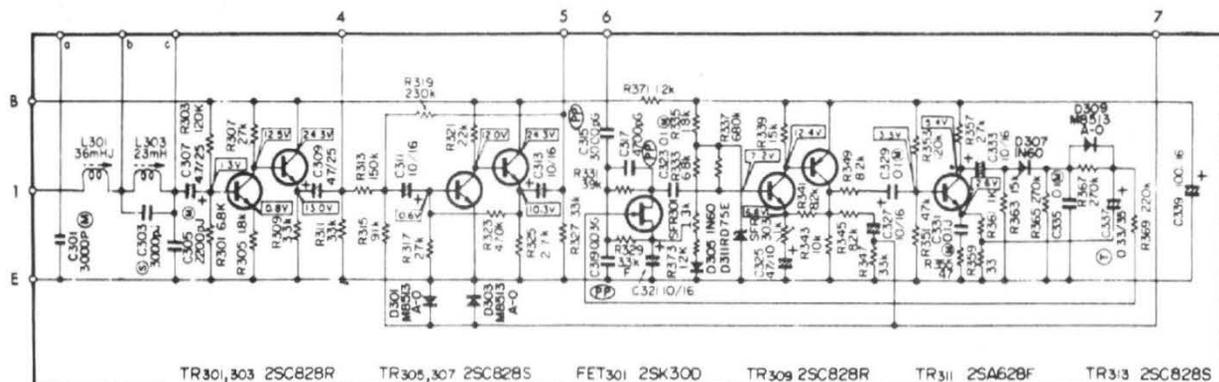
Photo D. - Le moteur auxiliaire d'introduction de la cassette.

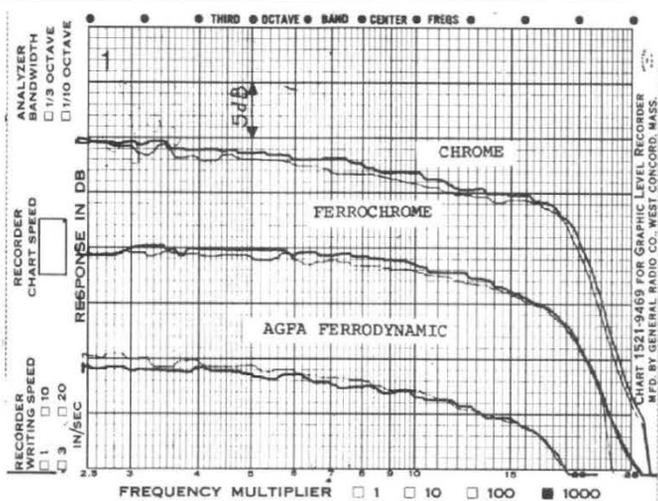
fiées par l'intermédiaire du commutateur S2-1. A noter que l'entrée ligne se fait directement sur le potentiomètre de niveau si bien que cette entrée n'est pas saturable. Par contre, les entrées DIN bénéficient du préamplificateur micro et bien entendu de son bruit de fond propre. Il conviendra donc d'utiliser dans la mesure du possible les entrées lignes plutôt que les entrées DIN pourtant plus commodes. A la sortie du potentiomètre, un étage amplificateur à faible gain attaque le Dolby. Le filtre L 101/C 131 est accordé sur 100 kHz, c'est-à-dire précisément la fréquence de prémagnétisation, cette précaution assure un fonctionnement correct du Dolby sensible aux fréquences hautes à faible niveau.

Entre TR 105 et le réducteur de bruit Dolby est installé un interrupteur statique, TR 107 qui court-circuite le signal lors de la fonction « pause ». Le signal de base de ce transistor est délivré par la résistance R 188 et le transistor TR 114. Ce transistor commute progressivement lors de l'arrêt, ou de la mise en route.

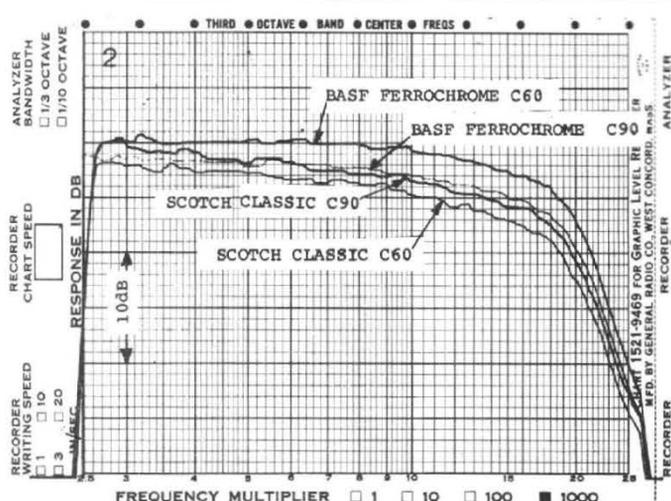
Le réducteur de bruit a ici sa structure classique : filtre multiplex à l'entrée non commutable, coupant en particulier le 19 kHz et limitant ainsi la bande passante. Le filtre variable utilise toujours le 2 SK 30 D transistor à effet de champ d'usage général que l'on peut trouver sur tous les Dolby B japonais. Enfin, à la sortie du Dolby, un transistor assure l'amplification et une correction d'enregistrement.

Les niveaux d'enregistrement de chaque type de bande sont réglés en s'aidant de trois potentiomètres SFR 105, 107 et 109 chacun étant réservé à un type de bande. De plus, il est possible de régler, toujours pour chaque type de bande la linéarité de la courbe de réponse ; le manuel de service indique les normes de réglage pour trois fréquences, 500 Hz, 10 000 et 15 000 Hz. Si les réglages sont multiples, ils doivent être effectués en respectant strictement l'ordre préconisé par le constructeur. L'étage de sortie casque, utilise un transformateur de sortie permettant d'adapter les impédances. Cet étage sert aussi à la commande des vumètres et à celle des indicateurs de crête. La détection se fait par diodes au germanium montées en doubleur, une diode comprime l'extrémité de la plage utile pour permettre une lecture allant jusqu'à +6 dB. D'autre part, les signaux de cet étage sont envoyés vers les deux détecteurs de crête constitués par les transistors TR 201 à 204. Ces transistors sont alimentés au travers de pont de résistances, l'écart entre les deux détecteurs est de 4 dB, le niveau absolu est fixé par le potentiomètre SFR 201. Grâce aux diodes D 103 et D 104, les crêtes des deux voies sont détectées sans qu'il y ait d'inter action d'un canal sur l'autre, la diode jouant alors le rôle de porte OU. Des condensateurs de 10 μ F prolongent la durée de





Courbe 1. - Réponse en fréquence dans la partie haute du spectre, 2500 Hz à 25 000 Hz de l'AD6500 pour trois types de bande et pour les deux canaux.



Courbe 2. - Réponse en fréquence du quatre types de bande à double couche, fer et chrome.

l'impulsion lumineuse pour la rendre plus visible.

L'alimentation utilise un transformateur à trois secondaires distincts ; une alimentation pour l'électronique, une pour les moteurs et enfin la troisième pour les fonctions annexes d'éclairage et d'illumination des voyants.

FABRICATION

La fabrication mécanique de l'appareil est irréprochable. La présentation est, comme pour tous les appareils japonais particulièrement soignée. Les amoureux du bois pourront regretter son absence remarquée, par contre, la formule du coffret métallique, plus efficace sur le plan blindage nous paraît certainement mieux adaptée d'autant plus que cet appareil devra, par sa conception travailler près d'amplificateurs et que sur ces derniers le constructeur n'aura certainement pas pris autant de précautions que celui du magnétophone quant au rayonnement externe.

L'électronique est rassemblée sur un grand circuit imprimé tandis que d'autres circuits, plus petits reçoivent quelques fonctions annexes, comme par exemple les com-

mutations, le constructeur a en effet préféré utiliser pour les commutations un circuit imprimé portant les composants à commuter. Les circuits sont reliés entre eux par connecteurs enfichables et aussi par soudure, formule hybride. Le câblage des cartes imprimées est traditionnel : les composants verticaux ont leur queue enduite de peinture isolante, ces fils peuvent se toucher sans que le fonctionnement en souffre le moins du monde.

Le transformateur est enfermé dans un blindage de

mumétal limitant son rayonnement magnétique susceptible de perturber la fonctionnement en apportant du ronflement.

MESURES

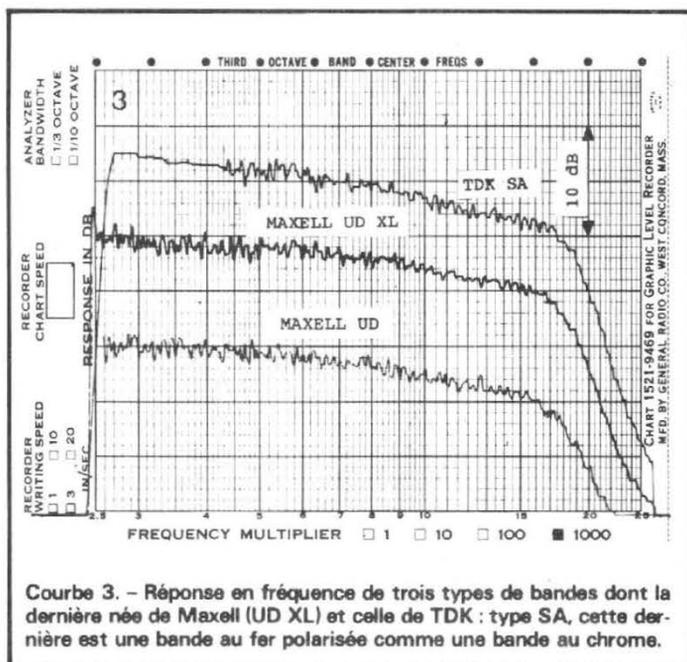
Les courbes de réponse montrent une chute lente du niveau aux fréquences hautes. Cette chute se compensera facilement à l'aide d'un correcteur de timbre. Ces courbes ont été relevées sans le réducteur de bruit Dolby dont le fil-

tre accordé sur 19 kHz agit sur l'extrémité supérieure du spectre.

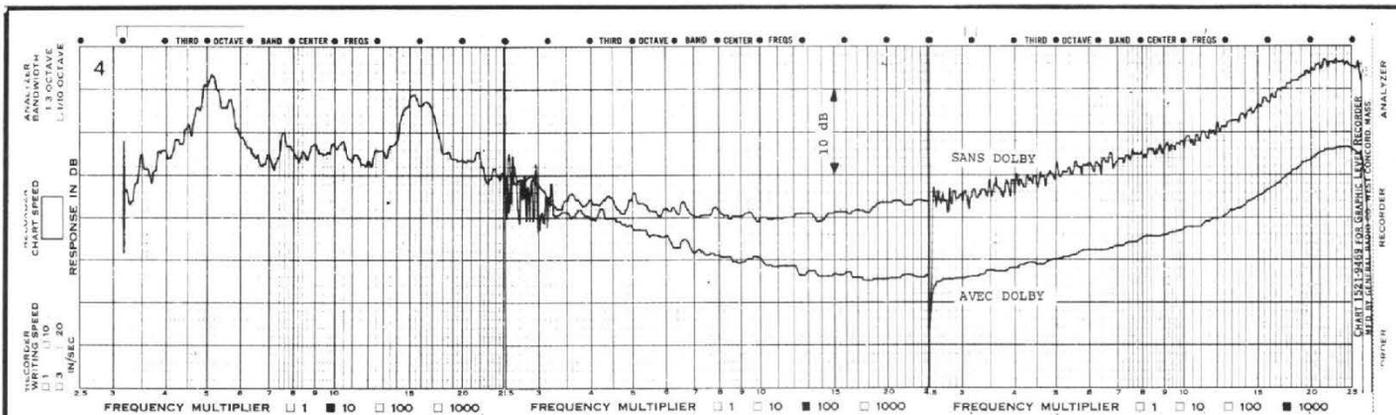
Un réglage d'appoint permettrait sans doute de remédier à cette atténuation. Nous avons effectué ces mesures avec divers types de bandes, C60 et C90, Chrome, Ferrochrome, Fer, les résultats se tiennent dans l'ensemble, on notera par contre l'excellente courbe obtenue avec la bande BASF Ferrochrome C60 puisque pour une atténuation de 6 dB par rapport à 2 500 Hz, on atteint la fréquence de 19 kHz. Avec les autres types de bande, la limite à -6 dB s'étale de 15 000 à 17 000 Hz, performances remarquables pour un magnétophone à deux têtes et à cassette.

On notera également l'identité de réponse pour les deux canaux, identité mise en évidence sur la courbe 1. La courbe 2 donne les résultats obtenus avec quatre bandes différentes, toutes à double couche. Les résultats sont très proches.

La courbe 3 donne des bandes passantes pour trois autres types de bande, dont la nouvelle TDK type SA, bande au fer qui se polarise comme une bande au chrome et dispose de ce fait des encoches de commutation automatique. Les deux autres bandes sont des Maxell, UD XL et UD-C60.



Courbe 3. - Réponse en fréquence de trois types de bandes dont la dernière née de Maxell (UD XL) et celle de TDK : type SA, cette dernière est une bande au fer polarisée comme une bande au chrome.



Courbe 4. - Analyse du bruit de fond de l'AD6500. On notera l'influence du Dolby réduisant le niveau vers les fréquences élevées à partir de 400 Hz.

La dernière courbe 4, représente une courbe d'analyse du bruit de fond. La courbe supérieure a été relevée sans le réducteur de bruit Dolby, la courbe inférieure : une fois ce réducteur en service.

On remarquera l'action du réducteur qui diminue le bruit de fond de 10 dB à partir de 3 kHz, de 5 dB à 1 000 Hz et n'a plus d'action à 300 Hz.

Deux pointes de bruit se manifestent l'une à 50 Hz, l'autre à 150 Hz, bruits dus au secteur (rayonnement). A 100 Hz ne se manifeste aucune ondulation, le filtrage de l'alimentation n'est donc pas responsable de ces bruits.

Avant de mesurer le bruit de fond global, il faut effectuer une mesure de distorsion harmonique. Avec une bande au chrome, la distorsion est de 1,7 % à 0 dB, pour 3 %, on peut pousser l'aiguille du vu-mètre à + 3 dB. La bande ferrochrome Scotch Classic donne une distorsion semblable mais

autorise une surmodulation de 1 dB de plus. La bande au fer donne une distorsion de 1,15 % à 0 dB et 1 000 Hz, une surmodulation de 8 dB est possible pour atteindre un taux de distorsion de 3 %. On pourra donc avec une bande au fer (ici Agfa Ferrodynamic) allumer périodiquement sans crainte de distorsion excessive la diode LED rouge du crête-mètre.

Le rapport signal sur bruit d'un magnétophone peut se mesurer de diverses façons, soit en considérant que l'aiguille du vu-mètre ne doit pas dépasser le zéro soit en considérant que pour la musique on ne dépasse pas le zéro, mais que les diodes peuvent s'allumer, on obtient ainsi une série de chiffres qu'il faut exploiter.

Le tableau 1 donne cette série de chiffres obtenue, pour les trois types de bande, et aussi avec différentes mesures. La première colonne pour

chaque type de bande donne le rapport signal/bruit obtenu lorsque l'aiguille du vu-mètre est sur zéro dB, c'est-à-dire pour les taux de distorsion mentionnés ci-dessus. Si on prend la ligne des mesures pondérées, c'est-à-dire celle correspondant à ce que l'oreille peut percevoir, la bande ferrochrome vient en tête suivie de très près par la chrome puis, assez loin derrière par celle au fer. Dolby en service, on trouve le même résultat. Par contre, une fois que l'on place les trois bandes dans des conditions de distorsion identiques, ce qui arrive si l'on sait qu'avec une bande au fer on a le droit d'allumer la rouge périodiquement, la bande au fer vient en tête suivie de près par la ferrochrome et enfin par celle au chrome. On regrettera que le constructeur n'apporte pas sur sa notice davantage de précisions à ce sujet.

Les rapports signal/bruit

mesurés ici sont très bons, à condition de considérer les chiffres obtenus dolby en service, condition tout à fait normale pour un appareil aux pistes si étroites et dont la bande défile très lentement.

CONCLUSION

Avec ses nombreux dispositifs pratiques comme la lecture rapide en avant ou en arrière), sa présentation à la mode, sa facilité d'introduction de la cassette, ses performances, le 6500 se présente, avec aussi un prix honorable comme un des meilleurs appareils du moment ; constructeur de radio-cassettes depuis fort longtemps, Aiwa a toujours su créer des appareils à la portée du public, utilisables par le public, là, nous apportons une restriction, elle concerne évidemment le passage d'une bande au fer à une bande Ferrochrome, la manipulation doit être manuelle, c'est la rançon du progrès heureusement, pour compenser cet inconvénient, la commutation au chrome a conservé son automatisme. Si vous avez une chaîne encastree, installée dans une bibliothèque, l'AD 6500 pourra s'y intégrer, il ne restera plus alors qu'à trouver un tourne-disque à introduction frontale, un « mange disque Hifi ». Messieurs les constructeurs, à votre table à dessin.

Etienne Lémery

Tableau I. - Rapport signal/bruit de l'AD6500 avec diverses bandes

	Agfa Ferrodynamic C 60 + 6		Scotch Classic C 60		Chrome C 60	
	0 dB	3 % Dist	0 dB	3 % Dist	0 dB	3 % Dist
Mesure	0 dB	3 % Dist	0 dB	3 % Dist	0 dB	3 % Dist
Linéaire	44,5	52,5	47	51	48	51
Linéaire Dolby	51,5	59,5	50	54	50	54
Pondéré	45,5	53,5	50	53	48	51
Pondéré Dolby	55,5	63,5	59	63	58	61



0,30
0,59
0,11
1,00

(Suite voir N° 1530)

LE principe de la transmission d'une image colorée a été abordé dans le numéro 1526. Nous savons que la caméra comporte 3 tubes de prise de vue, chacun de ces tubes correspondant à une couleur fondamentale (celles-ci étant le rouge, le vert et le bleu). Les trois signaux ainsi obtenus sont envoyés dans un circuit dit « de matricage » d'où sortent un signal de chrominance et un signal de luminance.

Ce dernier n'est autre que le signal vidéo nécessaire au télé-

viseur pour donner une image en noir et blanc. Il est constitué par un juste dosage des trois signaux fondamentaux. Son équation est :

$$Y = 0,30 R + 0,59 V + 0,11 B$$

Insistons sur le fait que ces proportions de R, de V et de B doivent être scrupuleusement respectées si on désire obtenir une image fidèle en ce qui concerne la densité des gris. Notons aussi que ce signal de luminance est nécessaire, aussi bien au téléviseur monochrome qu'au téléviseur couleur.

SIGNAL DE CHROMINANCE ET COMPATIBILITE

Le signal de chrominance émis par l'émetteur sera donc cette information supplémentaire nécessaire au téléviseur pour restituer les trois couleurs fondamentales à partir desquelles toutes les couleurs du spectre seront reproduites. Cette information sera alors ajoutée au signal vidéo Y.

Mais que faut-il, par exem-

ple, ajouter à Y pour obtenir le rouge ? La solution est très simple : il suffit d'ajouter à ce signal de luminance un autre signal (R - Y). Algébriquement, nous avons :

$$Y + (R - Y) = R$$

De même, nous obtenons :

$$Y + (B - Y) = B$$

$$\text{et } Y + (V - Y) = V$$

Dans le système SECAM, l'information colorée est constituée par les signaux (R - Y) et (B - Y) transmis séquentiellement, autrement dit, alter-

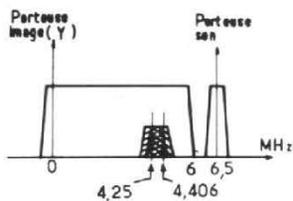


Fig. 1 : Bande passante et emplacement des porteuses et des sous-porteuses.

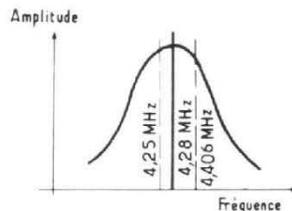


Fig. 2 : Courbe de réponse du circuit cloche.

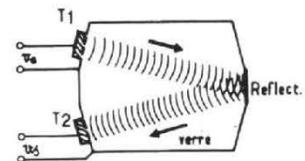


Fig. 3 : Représentation schématique d'une ligne à retard.

nativement, le signal vert ($V - Y$) étant restitué à la réception par mélange des signaux « bleu » et « rouge » avec le signal Y .

Les informations ($R - Y$) et ($B - Y$) sont reçues aussi bien par un téléviseur monochrome que par un téléviseur couleur. Ces signaux ne doivent absolument pas perturber l'image reçue par un téléviseur noir et blanc. Ceci est une exigence du principe de double compatibilité. Le signal de chrominance doit donc faire preuve d'une certaine... discrétion.

Dans la pratique, l'information Y module en amplitude l'onde porteuse, tandis que ($R - Y$) et ($B - Y$) modulent chacun en fréquence une sous-porteuse. Et puisque pour la couleur, il est impératif de conserver la même bande passante que pour le noir et blanc, ces sous-porteuses sont situées à l'intérieur de la bande passante de Y (fig. 1).

Le téléviseur détectera en amplitude un signal composite comportant Y , ($R - Y$) et ($B - Y$). Les deux derniers ne doivent pas gêner la réception en noir et blanc. Cela a été démontré expérimentalement.

La bande passante de Y est de 6 MHz (standard L). Quant à la bande passante de chrominance elle est de ± 280 kHz pour ($R - Y$) et de ± 230 kHz pour ($B - Y$). Les sous-porteuses ont pour fréquence : 4,406 MHz pour ($R - Y$) et 4,250 MHz pour ($B - Y$).

Les fréquences des sous-porteuses ont été choisies à une distance supérieure à 4 MHz de la fréquence porteuse de Y parce que, dans cette zone du spectre, la densité d'informations de luminance est faible. Il y a par conséquent moins de risques de perturber la transmission correcte du message noir et blanc.

LES TÂCHES DU TELEVISEUR COULEUR

Dans notre dernier article, nous avons vu quelles étaient les fonctions d'un téléviseur monochrome : amplification, séparation des signaux de synchronisation, bases de temps, etc.

Nous retrouvons les mêmes circuits dans un téléviseur couleur, mais en plus celui-ci devra :

- identifier le signal reçu : s'agit-il ou non d'une émission en couleur ?
- séparer les signaux de chrominance et de luminance ;
- aiguiller les signaux ($R - Y$) et ($B - Y$) vers leurs propres circuits ;
- reconstituer le signal ($V - Y$) ;
- mémoriser ou plutôt retarder le signal reçu à chaque

ligne, afin de le restituer à la ligne suivante.

Suivons donc le signal depuis l'antenne jusqu'au tube trichrome.

LE CIRCUIT « CLOCHE »

En France actuellement, les émissions en couleur sont émises en UHF, sur les bandes IV et V. C'est donc avec l'antenne UHF que nous recueillons les ondes qui nous intéressent aujourd'hui. Les tensions reçues sont amplifiées et converties par le sélecteur UHF, puis amplifiées à nouveau par l'amplificateur de fréquence intermédiaire (FI), pour être ensuite détectées. A ce point précis du téléviseur, nous disposons du signal vidéo complet (Y) de bande passante 0-6 MHz, dans lequel se trouvent les signaux de chrominance.

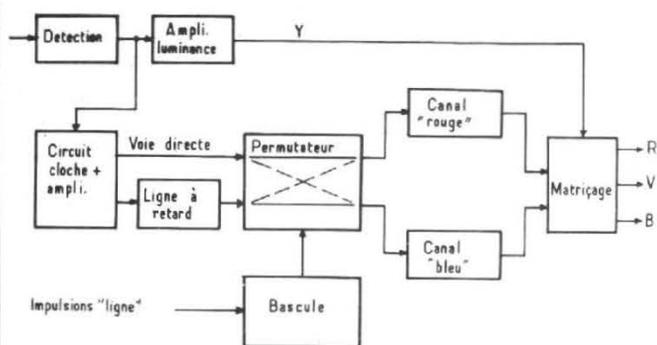


Fig. 4 : Schéma synoptique partiel de la partie chrominance.

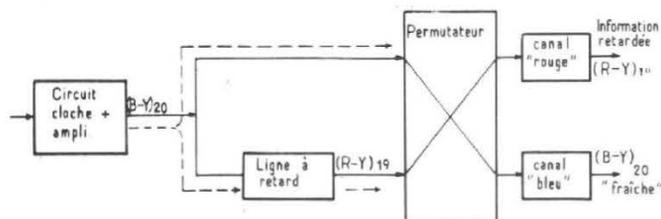
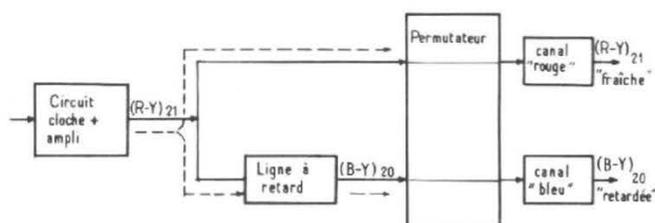
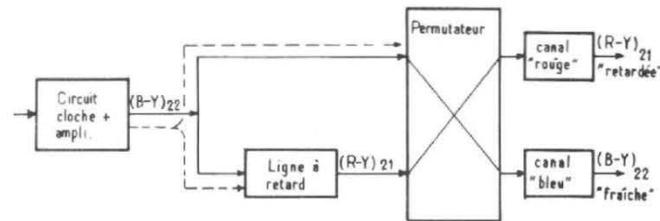


Fig. 5 : Fonctionnement du permutateur.

a) Réception de la ligne No 20.



b) Réception de la ligne No 21.



c) Réception de la ligne No 22.

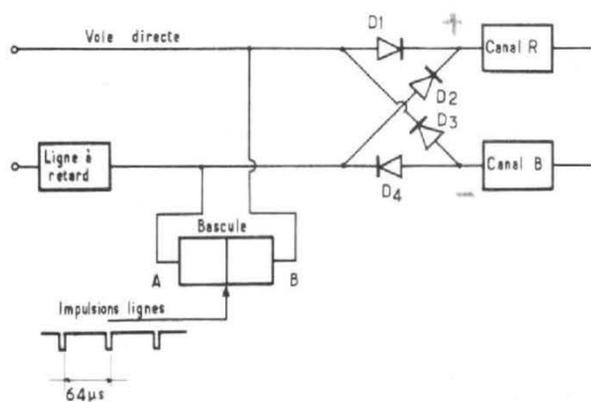


Fig. 6 : Schéma très simplifié du circuit du permuteur et de la bascule de commande.

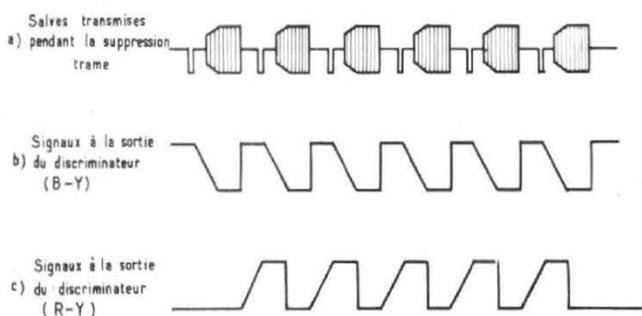


Fig. 7 : Signaux d'identification.

Le signal Y suit la voie « luminance ». Il est amplifié et dirigé vers le tube tri-chrome.

Les signaux de chrominance sont séparés de Y grâce à un circuit accordé sur la fréquence 4,28 MHz (fig. 2). Ce circuit, que l'on nomme « circuit cloche » à cause de la forme de sa courbe de réponse, rejette les autres fréquences qui n'intéressent que la luminance. Ces informations de chrominance sont tout de suite amplifiées, puis dirigées vers deux voies différentes :

- la voie directe et
- la voie retardée.

Nous savons en effet que dans le système SECAM, les signaux (R - Y) et (B - Y) sont émis alternativement. Plus précisément, (R - Y) est transmis pendant la durée d'une ligne, (B - Y) est transmis pendant la ligne suivante. On est donc obligé à chaque ligne « n » d'envoyer l'information reçue dans une ligne à retard, afin de l'utiliser à la ligne « n plus un ». A chaque ligne on a à sa disposition (B - Y) et (R - Y) mais l'une de ces informations est « fraîche », l'autre est retardée.

LA LIGNE A RETARD

Pour retarder le signal le temps du balayage d'une ligne (64 µs), on utilise une ligne à retard à ultra-son (fig. 3). Aux bornes d'entrée de ce composant, on injecte le signal électrique V_e à retarder. Celui-ci est transformé en une onde ultra-sonore grâce à un cristal piézo-électrique (T_1). L'onde ultra-sonore traverse un volume de verre. Sa vitesse de propagation est beaucoup moins rapide que celle d'une onde électrique, elle est de l'ordre de 3 km/seconde. L'onde ultra-sonore se réfléchit sur la paroi de droite et revient vers un autre cristal piézo-électrique (T_2) pour être retransformée en signal électrique (vs).

Dans les lignes à retard les plus modernes, le faisceau ultra-sonore subit plusieurs réflexions - 3 ou 5 - rendant possible la réduction du volume de verre. L'encombrement d'un tel composant est inférieur à celui d'une petite boîte d'allumettes.

LE PERMUTATEUR

Reportons-nous au schéma synoptique partiel (fig. 4). Nous reconnaissons les circuits dont nous venons de parler : amplificateur de luminance, circuit cloche, ligne à retard... Il faut maintenant aiguiller correctement les signaux de chrominance de façon qu'à chaque ligne (R - Y) atteigne bien le canal « rouge » et que (B - Y) soit bien dirigé vers le canal « bleu ». C'est au circuit **permuteur** qu'incombe ce travail représenté et résumé sur la figure 5. Les lignes 20, 21 et 25 transmettent séquentiellement les informations (B - Y)₂₀, (R - Y)₂₁ et (B - Y)₂₂. A la sortie du permuteur, ces signaux sont recueillis simultanément.

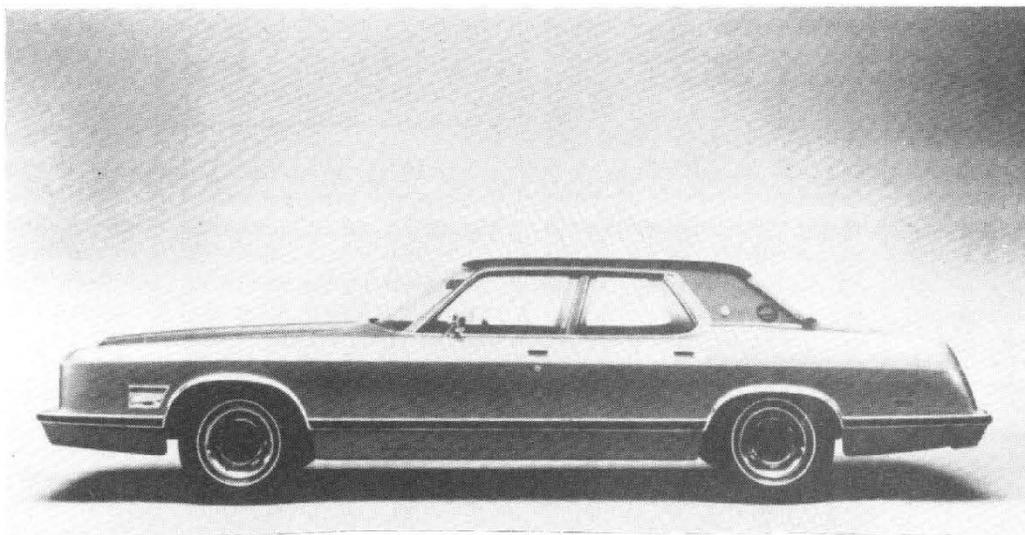
Le permuteur est d'une simplicité extrême, il est composé de 4 diodes polarisées par les tensions fournies par une bascule (fig. 6). Vous savez qu'avec un tel montage, il est possible d'obtenir sur les deux sorties, deux tensions de valeurs très différentes. Dans notre cas, si A est positif, B est

négatif, les diodes D_2 et D_3 sont polarisées en direct, tandis que D_1 et D_4 sont polarisées en inverse. Il en résulte que la ligne à retard est reliée au canal R et la voie directe est reliée au canal B. A la ligne suivante A est négatif, B positif, les diodes D_1 et D_4 passant, D_2 et D_3 bloquées.

La bascule est commandée par les impulsions de synchronisation ligne. Ces derniers se prêtent très bien à cette fonction : leur fréquence de répétition est celle de la ligne et leur apparition intervient à la fin de chaque ligne.

TRAITEMENT DES SIGNAUX FM

Ces signaux de chrominance, modulés en fréquence doivent, comme dans un récepteur radio FM, passer dans un limiteur - pour supprimer toute modulation d'amplitude - et dans un discriminateur. Ces circuits sont sous-entendus dans les termes canal R et canal B de la figure 6.



DE L'ALLUMAGE... ...A L'INJECTION

LA pollution et la raréfaction des matières premières sont les problèmes du moment. Confrontés à ceux-ci, l'industrie automobile fait appel à l'électronique.

Un moteur à quatre temps peut être considéré comme un système produisant un couple

C à une vitesse de rotation N avec un rendement E (fig. 1); il crée simultanément une pollution P .

Le système est commandé par divers paramètres dont les débits d'air (a) et de carburant (f), ainsi que l'avance à l'allumage ($av.$). Ces divers paramè-

tres ne sont pas indépendants et l'on pourrait en théorie, choisir les courbes optimales de débit de carburant et d'avance à allumage en fonction du débit d'air et de la vitesse de rotation, pour que le rendement soit maximal et la pollution minimale (fig. 2).

Pratiquement, on doit se résoudre à accepter un compromis qui permettra de conserver un bon rendement de moteur, quitte à associer au moteur un dispositif catalytique qui épurera finement les gaz d'échappement. Le compromis technologique adopté

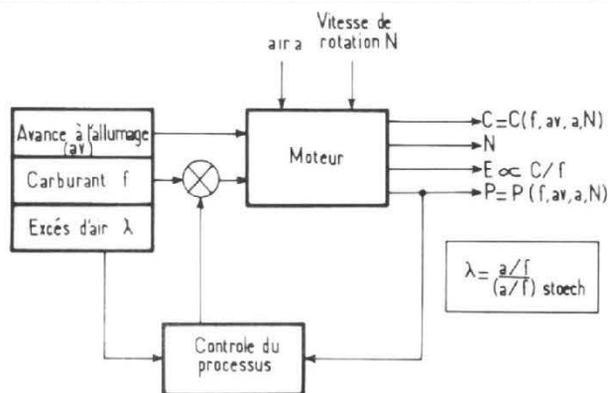


Fig. 1 : Un moteur peut être considéré comme un processus produisant un couple C avec un rendement E et un taux de pollution P . La vitesse de rotation N est un paramètre de fonctionnement. Les quantités de fluide a et f , et l'avance à l'allumage sont des paramètres d'entrée. Le taux de pollution et l'excès d'air sont des paramètres de commande (contre-réaction). Notons que l'excès d'air est défini par rapport aux conditions stœchiométriques (c'est-à-dire pour la quantité d'air juste nécessaire selon les calculs théoriques à la combustion de la quantité de carburant f).

doit pouvoir « suivre » toutes variations transitoires des variables indépendantes caractérisant le fonctionnement du moteur. Seul un dispositif électronique permet d'atteindre le degré de stabilité désiré, et de résoudre simplement le problème posé par les transitoires.

Le contrôle de la pollution peut être aisément réalisé au niveau des gaz d'échappement. Ceux-ci fournissent aussi des informations sur les performances du moteur. Il est donc indispensable de mesurer la composition des gaz d'échappement et d'envoyer cette donnée au système électronique de com-

mande du moteur. Pour ce faire, on effectue une mesure d'excès d'air « normalisé » afin de ne pas avoir à tenir compte de la composition du carburant : ce paramètre est défini comme étant égal au rapport du débit d'air au débit de carburant, l'ensemble étant divisé par le même rapport pour des conditions purement stœchiométriques. Une sonde capable de déterminer la pression partielle en oxygène d'un gaz peut être utilisée pour la mesure de cet excès d'air normalisé ; on utilise pour la mesure une sonde à oxygène en zircon : celle-ci est un matériau semi-conducteur céramique qui, à haute tempé-

rature (au-dessus de 450 °C), en présence d'ions oxygène, devient conducteur (fig. 3).

Au voisinage des conditions stœchiométriques, la tension électrique générée par la sonde en zircon varie brusquement et devient quasiment nulle pour les mélanges pauvres en hydrocarbures (donc riches en oxygène).

L'ALLUMAGE AU BON MOMENT

Un bon allumage des gaz et une propagation correcte de la flamme, ce sont là deux caractéristiques essentielles d'un

moteur non-polluant. On a intérêt à utiliser un gaz proche des conditions stœchiométriques, et à associer un système catalytique de traitement des gaz d'échappement du moteur ; dans ces conditions, une étincelle relativement « modeste » (par exemple 20 kV, 30 mA, 100 ms) peut convenir ; néanmoins elle doit être produite au bon moment. Si l'allumage se fait trop tôt, c'est un gaz insuffisamment comprimé qui va être brûlé, et les gaz d'échappement seront riches en oxyde d'azote.

L'introduction de systèmes électroniques de contrôle de l'avance à l'allumage a été

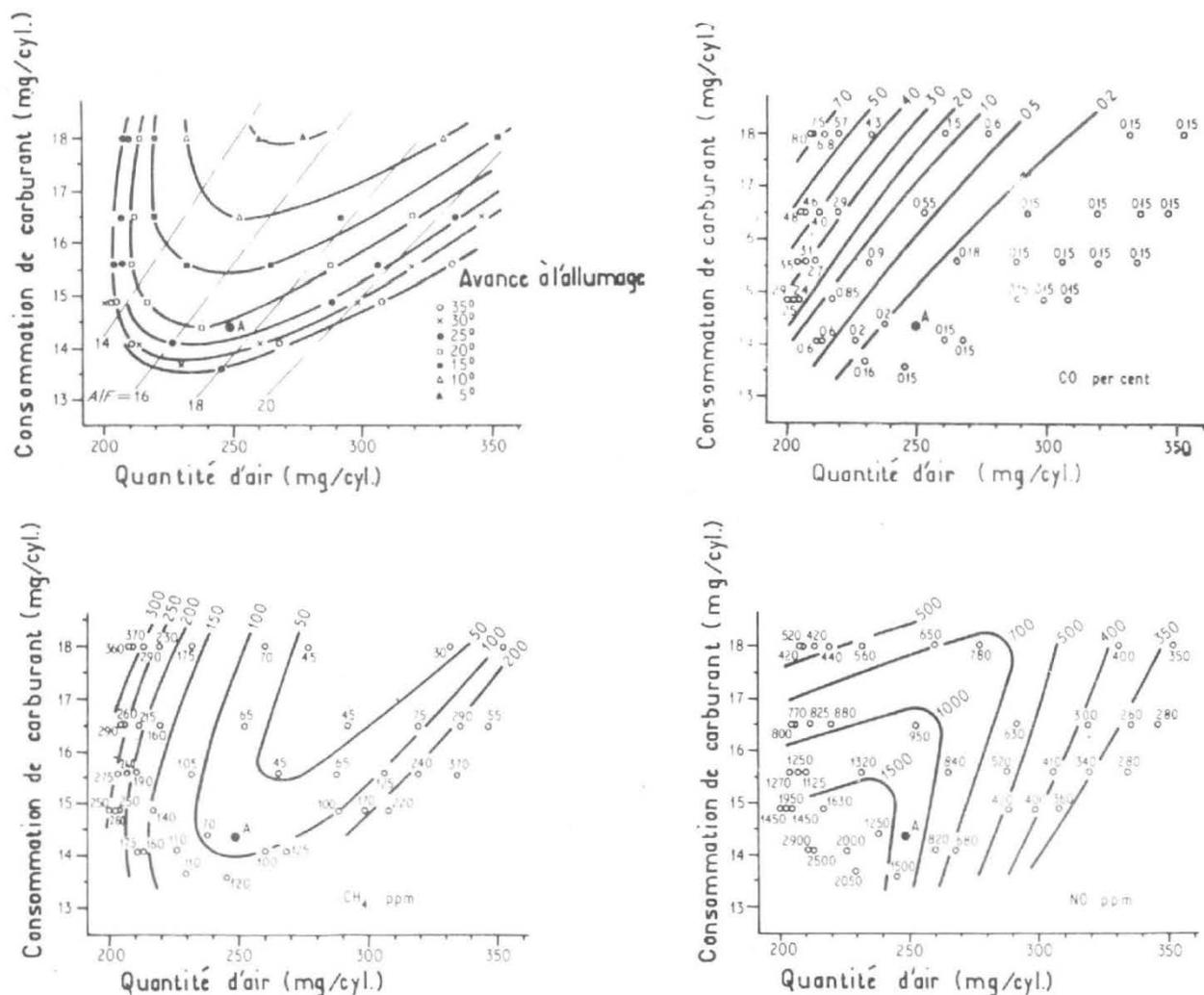


Fig. 2 : Caractéristiques d'un moteur de Fiat 125 équipé d'un système expérimental d'allumage et d'injection électronique ; produit un couple de 5 kgm à 2 000 tr/mn. Les paramètres choisis

pour la représentation de ces caractéristiques sont les quantités de fluide par cylindre (source : Philips Res. Lab.)

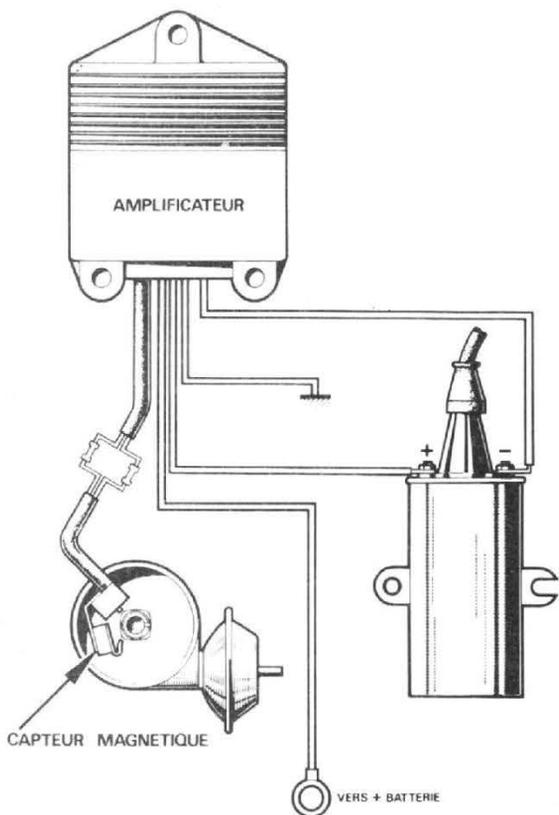
annoncée en 1975 aux Etats-Unis, par Ford et Chrysler ; bien entendu, General Motors étudie aussi de tels systèmes capables d'économiser 5 à 7 % du carburant.

L'emploi de semi-conducteurs dans les équipements d'allumage, en remplacement des interrupteurs mécaniques, offre d'autres avantages : la tension et l'énergie d'allumage sont plus élevées et demeurent pratiquement constants, même aux vitesses les plus élevées du moteur (fig. 4) ; en outre, les commutateurs électroniques n'exigent aucun entretien et ils ont une très longue durée de vie. Le courant primaire (fig. 5) n'est plus commandé par le rupteur mais par un transistor (fig. 6) ; celui-ci craint les surcharges électriques et thermiques ; on l'en protège en prévoyant un montage approprié et en lui assu-

rant un refroidissement suffisant : on l'incorpore dans un boîtier pourvu d'ailettes de refroidissement, et au montage, le dispositif est fixé sur une surface bien dégagée et aussi froide que possible.

DU CARBURATEUR A L'INJECTEUR

En 1883, la première automobile à moteur à explosions, celle de Delamare Debutteville était équipée d'un carburateur à léchage : le carburateur était simplement constitué d'un récipient contenant de l'essence et l'air venait « lécher » le liquide volatil et se chargeait ainsi de ses vapeurs. Très vite, on en est venu au stade du carburateur à gicleur : dans la cuve, un



Force électromotrice (mV)

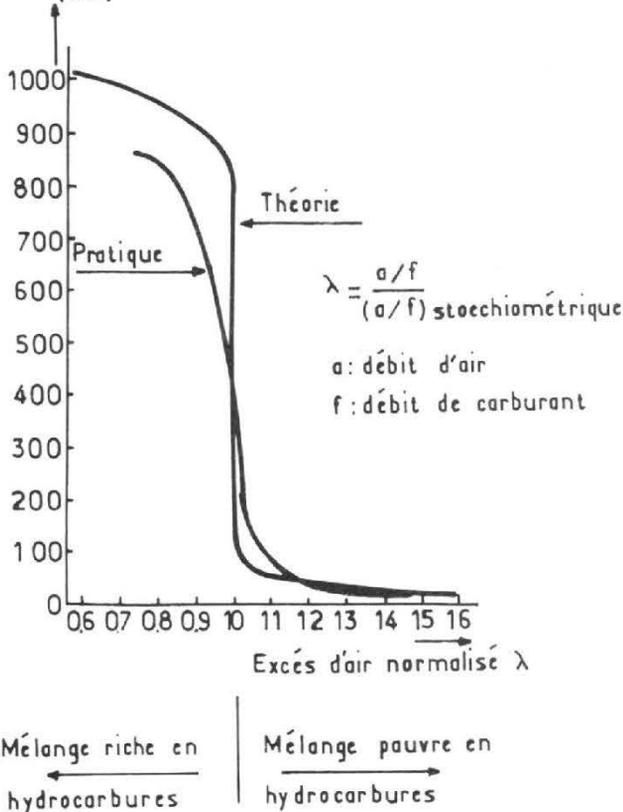


Fig. 3 : Courbes de réponses théorique et expérimentale d'une sonde à oxygène en zircon. L'écart entre les courbes provient du fait que les gaz d'échappement ne sont pas en équilibre chimique.

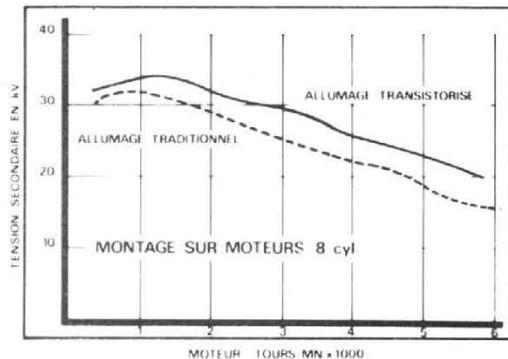
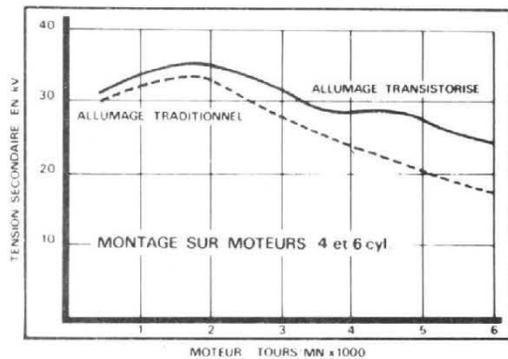


Fig. 4 : Motorola commercialise un système d'allumage transistorisé à capteur magnétique adaptable à la majorité des allumeurs européens. Il permet de supprimer les vis platiniées ; il ne se dérégle pas ; enfin, il améliore le rendement.

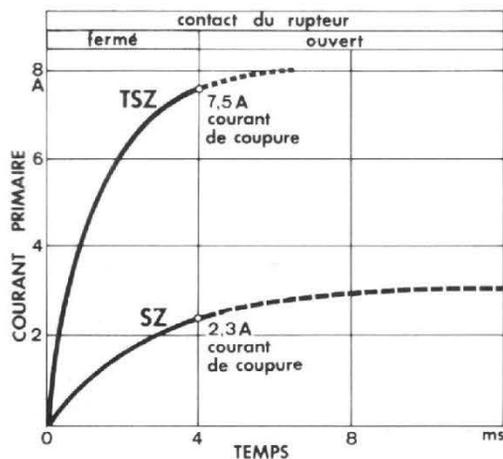


Fig. 5 : Depuis les années 50, le transistor a pu être utilisé comme interrupteur dans les systèmes d'allumage inductifs : l'intensité du courant primaire atteint alors près de 9 A, soit 2 à 3 fois plus que dans le cas d'un allumage classique. (Document R. Bosch)

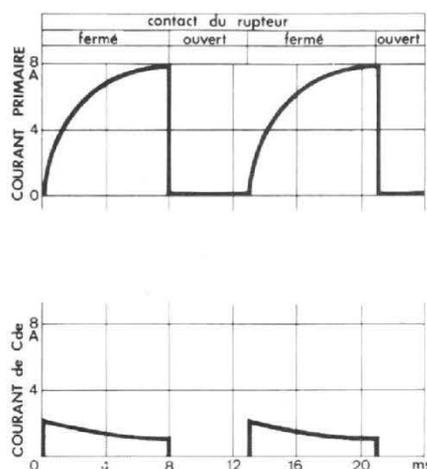


Fig. 6 : Le transistor constitue un interrupteur sans inertie et insensible à l'usure. L'ordre de commutation électronique est donné par un courant en commande d'intensité très inférieure à celle du courant primaire. (Document R. Bosch)

flotteur repose sur l'essence ; quand le niveau de cette dernière diminue, le flotteur descend avec elle et ouvre ainsi l'orifice d'arrivée à une nouvelle quantité d'essence ; le niveau remonte avec le flotteur qui revient boucher l'orifice et le niveau est constant. De la base de la cuve part un conduit qui amène l'essence vers le gicleur dans la chambre de carburation. Lorsque le piston descend dans le cylindre du moteur, il aspire de l'air ; cet air, pris à l'extérieur, est canalisé vers une tuyère qui accélère le flux ; il se produit alors une dépression à l'orifice du gicleur, l'essence y affleure et se fait pulvériser par le courant d'air. C'est donc de l'air mélangé à de l'essence qu'aspire le piston, en plus ou moins grande quantité selon la position du papillon de l'accélérateur qui se trouve dans le conduit d'admission.

Dans les carburateurs, même les plus modernes, on est loin de conserver en cours de route, la proportion idéale d'air et d'essence. C'est pourquoi il est nécessaire de prévoir des mélanges plutôt riches pour satisfaire tous les régimes : le carburateur consomme plus d'essence qu'il ne devrait.

De plus, le carburateur a ses maladies. Citons : le « vapor lock », quand la température est trop élevée et que l'essence se met à bouillir dans les canalisations et y passe à l'état de

vapeur : faute d'être alimenté, le moteur s'arrête ; le « givrage », lorsque, par temps froid, on traverse une zone humide : le gicleur se bouche de neige artificielle ; le

« percolating », quand on arrête le moteur à un moment où l'essence bout dans le carburateur : des gouttelettes se déposent dans la pipe d'admission, le mélange devient trop riche et le moteur, gavé, ne peut repartir.

Si l'on veut aller plus loin dans le domaine du dosage automatique, il faut faire appel à la technique de carburation interne : seul l'air est aspiré ; l'essence elle, est injectée sous pression dans la chambre de combustion. Avec cette alimentation par injection, pour chaque vitesse, et suivant la charge imposée au moteur, la richesse du mélange correspond à l'optimum de la courbe de consommation spécifique ; ainsi en utilisation normale, on a un mélange pauvre en essence qui ne s'enrichit qu'en fonction des besoins.

L'injection mécanique met en jeu une pompe d'injection comportant autant de pistons qu'il y a de cylindres-moteurs : ces pistons refoulent l'essence à haute pression dans les injecteurs placés à l'entrée des soupapes. Un injecteur est affecté à chaque cylindre. On dispose, pour doser le mélange air-essence de deux robinets, l'un commandant le débit d'air, l'autre

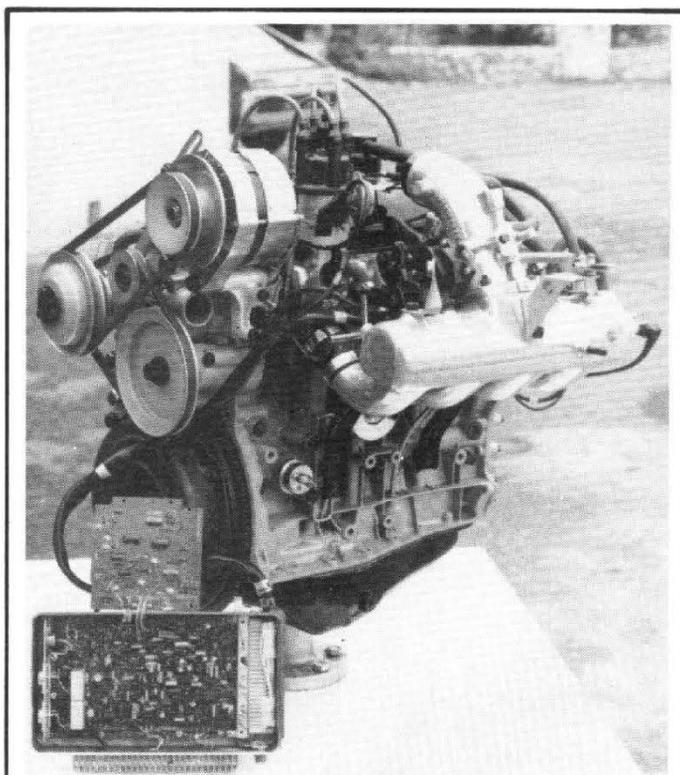


Photo 1 : L'injection électronique est l'un des procédés capables de réaliser un bon compromis entre une puissance élevée et un taux de pollution réduit. Elle a été adoptée sur la Renault 17 TS.

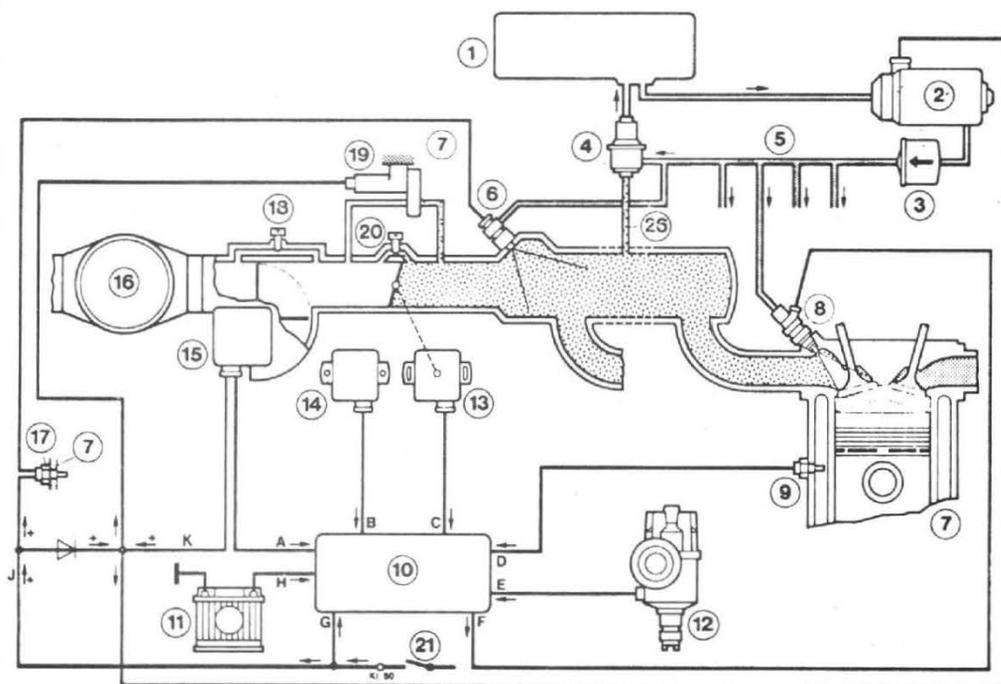


Fig. 7 : Le L-Jetronic de Bosch.

- | | |
|---|---|
| ① Réservoir de carburant | ⑬ Contacteur de papillon |
| ② Pompe à carburant | ⑭ Correcteur altimétrique |
| ③ Filtre à carburant | ⑮ Sonde de débit d'air |
| ④ Régulateur de pression | ⑯ Filtre à air |
| ⑤ Rames d'injection vers les injecteurs | ⑰ Thermo-contact temporisé |
| ⑥ Injecteur de départ à froid | ⑱ By-pass de la sonde de débit d'air pour le réglage du mélange |
| ⑦ Bloc-moteur | ⑲ Commande d'air additionnel |
| ⑧ Injecteur | ⑳ Vis de réglage du ralenti |
| ⑨ Sonde de température II (moteur) | ㉑ Commutateur d'allumage-démarrage, borne 50 |
| ⑩ Appareil de commande (calculateur) | ㉒ Conduite de commande |
| ⑪ Batterie | |
| ⑫ Contact du rupteur dans l'allumeur | |

celui d'essence. Il est indispensable de conjuguer la manœuvre d'un robinet avec celle de l'autre ; la quantité d'essence à tout moment doit varier automatiquement suivant que le conducteur appuie plus ou moins sur la pédale d'accélérateur, celle-ci commandant un papillon placé dans la tuyère d'arrivée d'air aux cylindres. Suivant la position de ce papillon, la dépression est plus ou moins grande dans la tuyère, et, par le jeu d'une capsule, ces variations de dépression commandent une sorte de balance chargée de doser la quantité d'essence envoyée par la pompe à haute pression vers le distributeur. Ce dernier répartit l'essence vers les injecteurs.

Les procédés les plus modernes d'injection font appel à un calculateur électronique qui reçoit en permanence des informations sur les différents paramètres de fonctionnement du moteur : vitesse de rotation, charge, pression atmosphérique, température de l'eau de refroidissement du moteur, accélération demandée par le conducteur de la voiture ; il les interprète pour calculer et commander la durée d'ouverture des injecteurs (2,5 ms au ralenti, 9,2 ms à pleine charge) afin que le moteur reçoive la quantité d'essence nécessaire à son bon fonctionnement.

En France, certains modèles Citroën, Renault, Opel, Volkswagen, Porsche sont équipés de systèmes électroniques d'injection Bosch, dont le dernier modèle, le L-Jetronic résulte de l'association des principes adoptés dans le D-Jetronic (« D » pour « Druck », c'est-à-dire pression), mais il détermine le débit d'air aspiré par le moteur (« L », de L-Jetronic, pour « Luft mänger messung », c'est-à-dire mesure de quantité d'air).

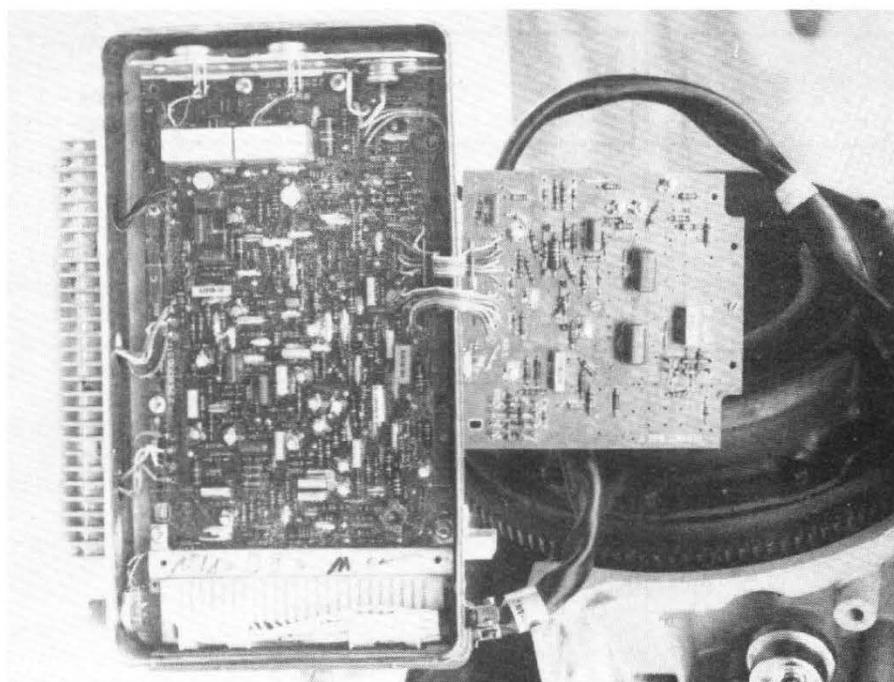


Photo 2 : Calculateur électronique pour l'injection d'essence dans la R17 TS.

**LE L-JETRONIC
DE
ROBERT BOSCH**

Dans le L-Jetronic de R. Bosch, l'air aspiré, provenant du filtre à air (fig. 7) passe à travers la sonde de débit d'air et parvient au répartiteur d'admission dont chaque tuyau conduit à un cylindre. A chaque cylindre est adjoind un injecteur électromagnétique disposé à proximité de la soupape d'admission.

Parallèlement au papillon se trouve un conduit fournissant de l'air additionnel pour le moteur encore froid. Lorsque le moteur a atteint sa température normale de fonctionnement, le réglage d'air de ralenti se fait par un by-pass qui contourne également le papillon.

Une pompe multicellulaire aspire le carburant du réservoir et engendre la pression d'injection. Dans la conduite de refoulement, un régulateur de pression maintient à pleine charge, la pression du carburant à une pression relative constante de 2,5 ou 3 bars. La pression de référence, pour le régulateur de pression est celle du collecteur d'admission.

La commande de la quantité de carburant injecté résulte essentiellement de la mesure du débit d'air aspiré par le moteur et de la vitesse de rotation de celui-ci. L'intervalle de temps entre deux impulsions d'allumage successives constitue une mesure de la vitesse de rotation. Le débit de carburant à injecter dépend du rythme du moteur : le calculateur va donc avoir à diviser le signal représentatif du débit d'air par celui de la vitesse de rotation du moteur pour déterminer le débit de carburant.

Tous les injecteurs sont montés en parallèle et fonctionnent au même instant : chaque cylindre recevra donc de l'essence en un point de son cycle de fonctionnement différent de ceux des cylindres qui lui sont adjacents. Pour que la

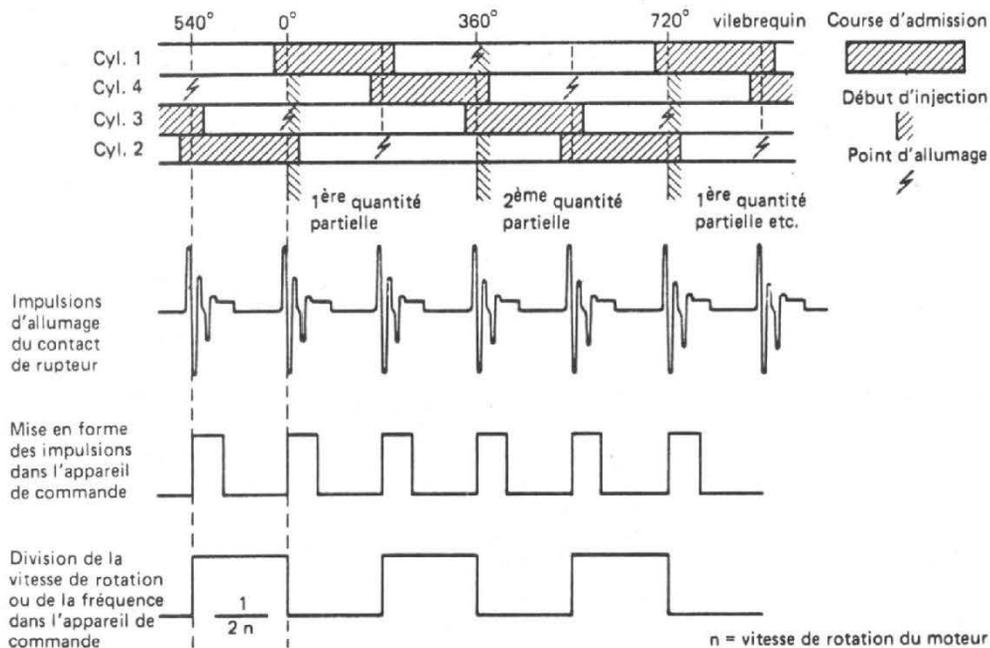


Fig. 8 : Le cycle de fonctionnement du L-Jetronic.

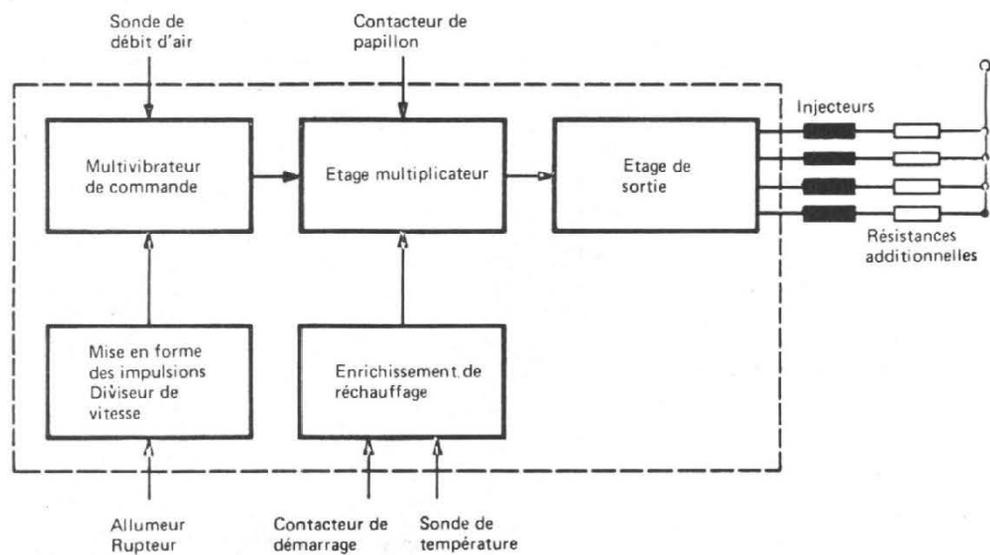


Fig. 9 : Le calculateur du L-Jetronic.

combustion soit suffisamment régulière, la quantité de carburant requise pour un cycle de travail est injectée en deux fois (fig. 8).

A basse température, le moteur a besoin d'une quantité supplémentaire de carburant : un injecteur de départ à froid injecte du carburant tant que la température du moteur est inférieure à un seuil ; au-dessus de ce seuil de température, un thermo-contact ferme le circuit de carburant alimentant l'injection de départ à froid. Une résistance à coefficient de température négatif, faisant office de sonde de température est montée dans la chemise du bloc-moteur : lorsque la température de celle-ci croît, la quantité supplémentaire de carburant diminue et s'annule lorsque la température normale de fonctionnement est atteinte.

Le calculateur du L-Jetronic est constitué de 80 composants environ (contre 300 dans le D-Jetronic) dont trois circuits intégrés. Son rôle est de fournir les impulsions de commande aux injecteurs, et de contrôler leur ouverture pendant une durée bien définie.

La mesure du débit d'air (fig. 9) associée à l'information relative à la vitesse de rotation du moteur sont utilisées pour déterminer la durée de pose d'un multivibrateur bistable. Pour pouvoir exploiter les impulsions de déclenchement du rupteur (fournissant l'information relative à la vitesse de rotation), il faut d'abord les mettre en forme. Dans un moteur à 4 cylindres, le contact du rupteur s'ouvre quatre fois par cycle de travail ; or, le carburant n'est injecté que deux fois par cycle : il faut par conséquent diviser par un facteur deux l'information fournie par le rupteur.

La longueur des impulsions du multivibrateur ne correspond qu'à la moitié environ, de la durée d'injection de carburant. Un étage multiplicateur est placé en série avec le multivibrateur pour allonger, au moins du double, la durée

des impulsions du multivibrateur. Le facteur de multiplication dépend des informations provenant de la sonde de température, du contacteur de démarrage et du papillon, et, éventuellement, d'un capteur altimétrique.

Marc FERRETTI

ON LIRA AVEC INTÉRÊT

« Ignition and electronic injection control for the future » par H.G. Bruijning, W.J. Kleuters et P.J. Poolman. - Instn. Mech. Engrs, Conference Publication 19 (1973).

« Fundamentals of Electronic Fuel Injection » par J. Gyorki - SAE publication n° 740020 (1974).

« Réalisez un allumage électronique simple et économique » par J.C. Perrin et J.M. Gensous - Electronique et Micro-électronique Industrielles n° 209 (1-10-1975).

« Réalisez votre allumage électronique » par J. Redoutey.

« Techniques Electroniques dans l'automobile : injection et allumage » par M. Subit - Science Progrès Découverte (janvier 1971).

« Electronic fuel injection reduces automotive pollution » par M. Williams - Electronics (11 sept. 1972).

« Digital Engine Control Systems for fuel-injection and ignition timing » par F. Breimesser et C. Kuznia - Communication présentée à Eurocon 74.

« Electronic fuel injection utilizing feedback techniques » par T.L. Rachel et R. Gunda - Communication présentée à Intercon 74.

T tranchant distribution

zone d'activités de Courtabœuf - B.P. 62 91401 Orsay - tel. 907 72 76 + - telex 690304 F
zone sud Lyon - 62, Ancienne Voie Romaine 69290 Craponne - tel. (78) 57 17 66 - telex 330310



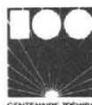
ST 910

Tuner digital de Haute Fidélité.
Semi-conducteurs : 32 transistors, 9 FET,
100 diodes, 96 circuits intégrés, 24 LED.
Sensibilité : 1,8 µV.
Distorsion : 0,1% en stéréo - 0,1% en mono.

TOSHIBA



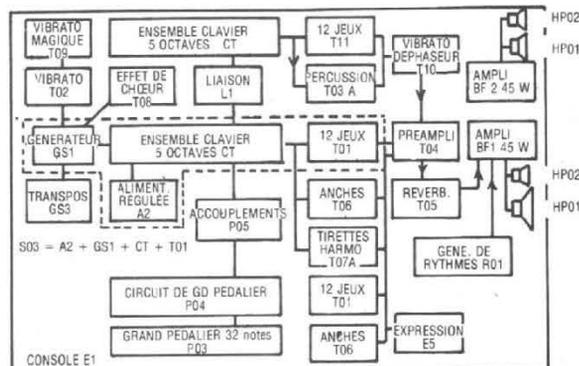
BELLÉIL
24, rue Crébillon - 44000 NANTES
VALLÉE S.A.
6, rue Lormond - 64100 BAYONNE



avec les ENSEMBLES MODULAIRES KITORGAN vous pouvez monter progressivement le plus complet des orgues électroniques



Haute qualité sonore, due aux procédés ARMEL.
Technique d'avant-garde toujours à la pointe du progrès : générateurs à synthétiseur d'octave, circuits intégrés MOS.
Economie importante par la livraison en KITS, en vente directe, sans intermédiaire.
Instruments utilisables aussi bien en classique qu'en variétés.



Constitution d'un grand-orgue à 2 claviers et grand pédalier.

Démonstration des orgues KITORGAN exclusivement à notre studio :
56, rue de Paris, 95-HERBLAY - sur rendez-vous : tél. : 997.19.78

BON POUR UNE BROCHURE
à adresser à :

SA ARMEL
BP 14 - 95220 HERBLAY

Veuillez m'envoyer votre nouvelle
brochure « CONSTRUIRE UN ORGUE »
Ci-joint 5 F en timbres.

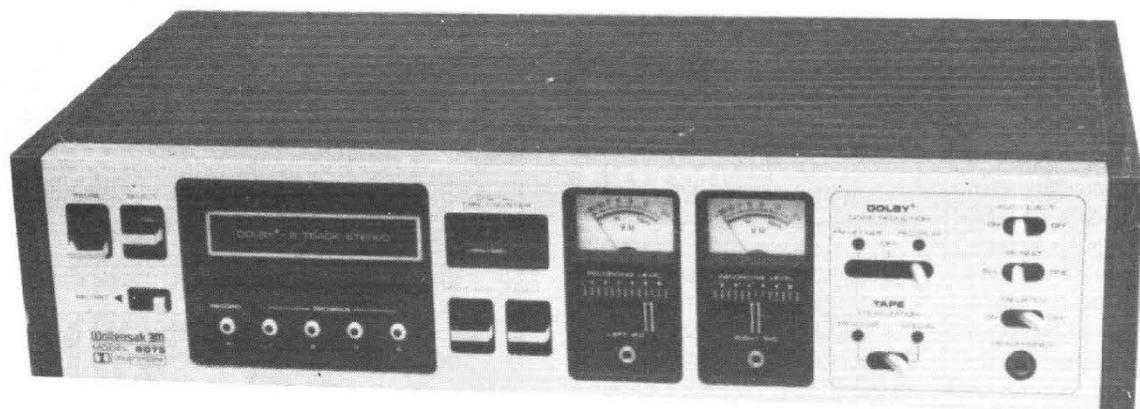
NOM :

Profession :

Adresse :

Signature :

LE MAGNETOPHONE A CARTOUCHES



WOLLENSAK 8075

C'EST un appareil d'une espèce fort rare que nous avons là entre les mains. La cassette a réussi à prendre en peu de temps un marché énorme, marché où la cartouche avait eu du mal à s'introduire. La cassette a tout de suite tenté les amateurs par la possibilité qu'il y avait de faire soi-même des enregistrements, ce qui n'était pas réalisable avec la cartouche. Dans le 8075 de Wollensak/3M, nous avons trouvé cette possibilité.

La cartouche répond à des besoins fondamentalement différents. La vitesse de défilement est supérieure à celle de la cassette, le défilement se fait sans fin. Ce défilement sans fin est particulièrement propice à une utilisation de sonorisation, là où il n'y aura pas besoin de changer la cassette périodiquement, la musique ne subissant pas d'interruption.

Pour rendre à la cartouche, fort prisée par les automobilistes car moins sujette aux vibrations que sa petite sœur, ses lettres de noblesse, et peut-être la faire adopter par les amateurs de haute fidélité, Wollensak a mis un Dolby dans son magnétophone, et comme initialement cet appareil était destiné au marché américain, ce Dolby peut traiter une modulation de fréquence codée qui évidemment ne devra pas avoir auparavant subi la désaccentuation conventionnelle à 75 μ s. Avec le Dolby, la désaccentuation est à 25 μ s alors qu'en France nous avons droit à 50 μ s, sans Dolby.

Le magnétophone Wollensak se présente avec une taille relativement importante qui est celle d'appareils HiFi traditionnels. Seule la façade est fonctionnelle, l'arrière ne possède que deux jeux de prises ; une DIN et quatre de types

RCA ; pour l'entrée et la sortie des signaux.

La façade se sépare en deux parties d'une taille comparable, sur la gauche la mécanique, une touche d'arrêt momentané, une touche de changement séquentiel de piste, une touche d'enregistrement dont la sécurité est assurée lors de l'introduction de la cartouche, une fois cette dernière en place, il n'est plus possible de manœuvrer la touche d'enregistrement. Au centre de la section mécanique et protégé par un volet, le compartiment cartouche, le volet s'ouvre au moment de l'introduction de la cartouche, introduction qui n'est pas très aisée car exigeant une certaine force, en effet, c'est l'introduction de la cartouche qui met en route le magnétophone, et qui en particulier appuie le galet presseur contre le cabestan. Un galet latéral qu'il faut aussi vaincre presse la cassette et la

maintient fermement en place, donc si vous désirez installer un tel appareil chez vous, il faudra prévoir la mise en place d'une cale qui évitera les déplacements en arrière du 8075.

Immédiatement sous le compartiment à cartouches, les voyants indiquent les pistes en service. Le voyant rouge de gauche est réservé à l'enregistrement, les quatre de droite aux pistes. Un compteur solidaire du cabestan est gradué en minutes et secondes, il est suffisamment précis pour assurer un repérage à 30 secondes près sur une cartouche C 45, c'est-à-dire dont chaque piste dure 11 minutes et 15 secondes. Pour les gens pressés, une touche d'avance rapide multiplie par 3,5 environ la vitesse de défilement, cette fonction est assez illusoire, le gain en vitesse n'est pas très élevé, les cartouches à l'intérieur desquelles la bande

est enroulée sur elle-même ne supporteraient peut-être pas une vitesse plus élevée. Cette carence est à porter côté « contre » de la cartouche.

Les cassettes, bien que ne résistant pas toujours très bien aux avances rapides sont nettement mieux placées. La dernière fonction mécanique concerne l'éjection de la cartouche, éjection qui peut se pratiquer en n'importe quel point de la bande.

Côté électrique maintenant, que nous abordons avec les deux Vumètres soulignés par les potentiomètres rectilignes de commande de niveau d'enregistrement. Les prises micro sont installées immédiatement sous ces curseurs.

Le tableau de commande de l'extrême droite assure plusieurs fonctions électriques : mise en route du Dolby, décodage de la radio, sélection du type de bande magnétique, normale ou bande « classis ». La commande d'éjection automatique et de répétition permet de lire les 4 pistes puis d'éjecter la cartouche, de lire une piste puis d'éjecter, de lire indéfiniment une seule ou les quatre pistes avant une intervention manuelle.

Une prise de casque autorise l'écoute de contrôle.

Pas d'interrupteur de mise sous tension, cette opération

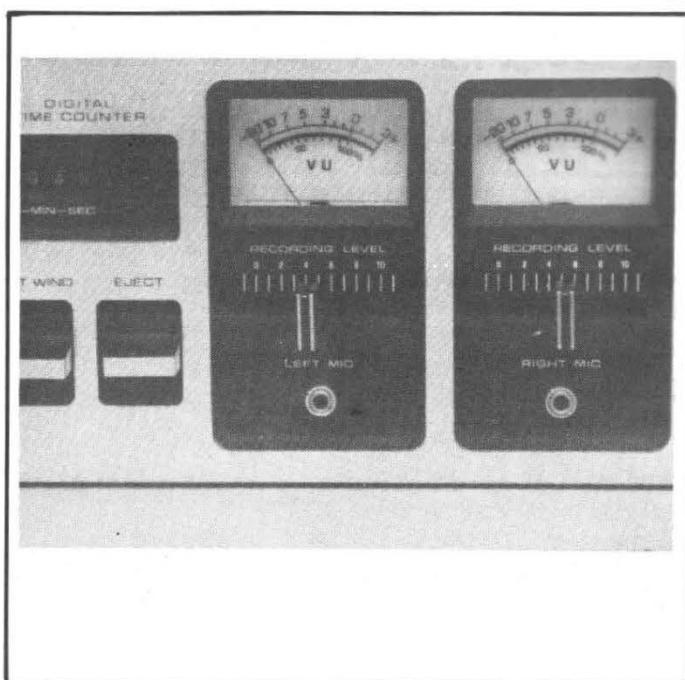
se fait automatiquement lors de l'introduction de la cartouche, par contre, le fait d'agir sur l'interrupteur « écoute MF » met les circuits électroniques en service, même si aucune cartouche n'est introduite dans le logement.

L'enregistrement et l'effacement se font sur une tête unique, cette tête se compose de deux parties, une section d'effacement à double entrefer et une section d'enregistrement, plus étroite.

Le cabestan est solidaire du volant d'inertie régulateur, le moteur porte une poulie entraînant une courroie plate. Ce moteur à courant continu a sa vitesse régulée pour le défilement normal, en défilement rapide, sa vitesse de rotation est multipliée par 3,5.

Le choix des pistes est électromécanique, un gros électroaimant à noyau plongeur actionne une roue à rochet solidaire d'une came qui modifie la hauteur de la tête. La bande de la cartouche porte une amorce métallique en fin de piste, amorce qui vient toucher deux contacts fixes, l'amorce ferme le circuit de l'électroaimant qui commande à son tour le changement de piste, et éventuellement l'éjection.

Côté électronique, le constructeur a fait appel à des tran-



sistors discrets, un câblage par conséquent conventionnel. L'électronique est dispersée sur plusieurs circuits reliés par câbles.

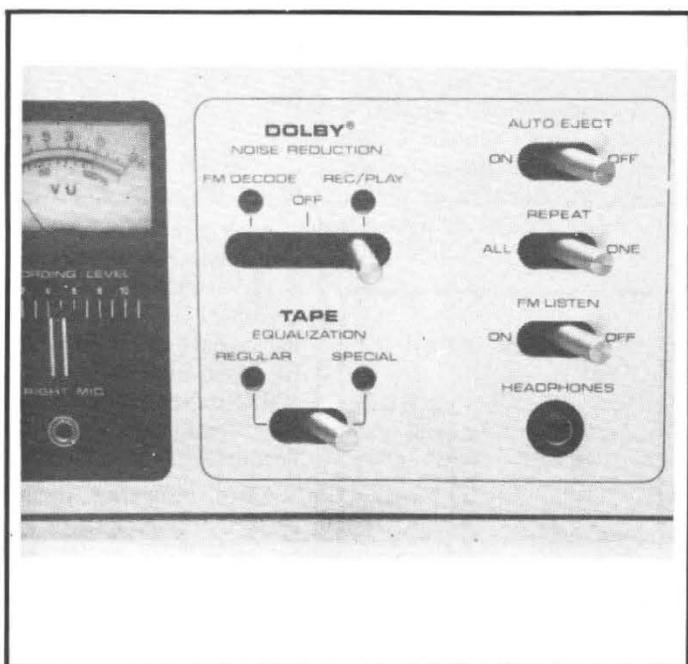
CARACTÉRISTIQUES DU CONSTRUCTEUR

Vitesse : 9,5 cm/s
Pleurage et scintillement : 0,1 % RMS pondéré
Système de pistes : 8 pistes standard sur bande 6,35 mm, 2 canaux stéréo
Temps de bobinage rapide : 1/14^e du temps affiché sur la cartouche
Réponse en fréquence : ± 3 dB de 30 Hz à 15 kHz avec bande scotch spéciale à haute performance ; ± 3 dB de 30 Hz à 12 kHz avec bande standard
Rapport signal/bruit : sans Dolby meilleur que 50 dB, meilleur que 60 dB à 4 000 Hz avec Dolby
Distorsion : moins de 1 % à 1 000 Hz, 0 dB au Vumètre
Tension de sortie : 1 V pour 0 dB au Vumètre
Sensibilité d'entrée : micro 0,25 mV, 500 ohms - auxiliaire : 80 mV avec impédance de 50 k Ω
Effacement de la bande : meilleur que 70 dB

Séparation des pistes : meilleur que 65 dB
Prémagnétisation et effacement à haute fréquence
30 transistors, 22 diodes, 2 FET
Alimentation : 220 V 50 Hz, 15 W
Dimensions : 50 x 19,5 x 26 cm
Poids : 7,7 kg.

CONCLUSION

Cet appareil vient satisfaire les amateurs de musique automobile qui trouveront là, la possibilité d'enregistrer eux-mêmes leurs cartouches avec leur programme. Ces appareils sont peu nombreux, le 8075 comble un vide. Par contre, la présence du Dolby ne semble pas tellement justifiée, car les lecteurs de cartouche pour automobile n'en sont pas pourvus. Le Dolby sera donc intéressant pour les installations de sonorisation d'ambiance, le souffle sera considérablement réduit par rapport à ce qu'il est sur un appareil sans réducteur, on trouve là la possibilité d'enregistrer avec un certain succès une musique à dynamique élevée, classique par exemple.



NOUVELLE VERSION DU CI «SAH 220» *diviseur de fréquence*

LE SAH 220

CE circuit intégré, fabriqué par RTC-La Radiotechnique est maintenant commercialisé.

La première version, provisoire et expérimentale a été étudiée dans notre revue. De même, une analyse de la première version du SAH 220 a été insérée dans notre ouvrage : Les Orgues électroniques ultra-modernes (en vente à la Librairie Parisienne de la Radio).

Presque tout ce qui a été dit sur la première version reste valable, mais avec la deuxième version, il y aura lieu de tenir compte de certaines modifications et améliorations dont les principales sont les suivantes :

- 1) Changement du branchement des broches du boîtier de ce circuit intégré ;
- 2) La masse est au négatif de la tension d'alimentation ;
- 3) Les sorties des diviseurs sont en push-pull.

De ce fait, nous avons jugé nécessaire de donner une nouvelle description des caractéristiques et des applications du SAH 220 version actuelle.

BROCHAGE

La nouvelle version se branche comme l'indique la figure 1. Le boîtier rectangulaire à 2 fois 8 broches est en plastique et de forme et dimensions habituelles.

Sur la figure 1, il est vu de dessus, avec le 1 à gauche du repère.

Pour un orgue électronique, il faut 12 CI de ce genre, qui se branchent l'un après l'autre pour donner chacun une note (parmi les 12 de la gamme tempérée) avec ses octaves inférieures (11 notes par CI).

Un oscillateur précède l'ensemble des 12 CI SAH 220 et fournit un signal à la fréquence f_1 de l'ordre de 9 MHz, valeur non imposée.

Ce signal étant appliquée à

la broche 2 du CI-1, on obtient à la broche 15 un signal HF dont la fréquence est :

$$f_2 = f_1/x$$

où $x =$ racine d'ordre 12 de 2, c'est-à-dire :

$$x = 1,059\ 463$$

$$\text{et } 1/x = 0,943\ 874$$

Ce signal f_2 est appliqué à l'entrée du CI suivant. De ce fait, à la sortie, broche 15, du CI-2, on obtiendra un signal $f_3 = f_2/x = f_1/x^2$ et ainsi de

suite jusqu'au douzième CI, qui donnera à la sortie un signal f_{13} non utilisé.

Le point 15 d'un CI sera relié par liaison directe, sans aucun autre composant, au point 2 du CI suivant. Il y aura ainsi 12 liaisons dont la première entre la sortie de l'oscillateur et le point 2 du CI-1 et les 11 autres entre le point 15 d'un CI et le point 2 du CI qui le suit.

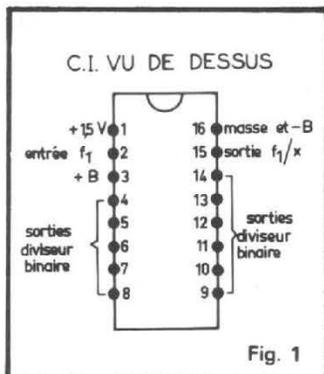
Tous les points 1 seront réunis et portés à +1,5 V.

A cet effet, la ligne +1,5 V sera reliée à la ligne +B (11 à 12 V, maximum à ne pas dépasser) par une seule résistance, qui réduira la tension. Ce sera une résistance de $330\ \Omega$ traversée par un courant total (pour 12 CI) de l'ordre de 30 mA.

Cette résistance dissipera alors une puissance de :

$$P = 330 \cdot 30^2/10^6\ \text{W}$$

ce qui donne 3 W environ. Une résistance bobinée de 5 ou 6 W conviendra très bien.



Tous les points 3 seront connectés au +12 V et tous les points 16 à la masse (négatif de la source de 12 V).

Si l'on choisit comme fréquence d'oscillateur :

$$f_1 = 8,572\ 846\ \text{MHz}$$

et si l'on applique le signal à cette fréquence f_1 , à entrée du CI-1, on obtiendra aux sorties des diviseurs binaires de CI-1 les signaux octaves dont les fréquences sont données au tableau I ci-après.

Il est évident que ce signal ne sera pas utilisé car la note utilisable la plus basse est à la fréquence 16 environ et dans de nombreuses orgues, on se limite à 32 Hz et même 64 Hz.

L'avantage de ce grand nombre d'octaves est dans la possibilité de réaliser une synthèse reconstituant les signaux en dents de scie, correcte même aux fréquences élevées. Ainsi pour les notes

celui d'un signal en dents de scie. Remarquons que d'après le tableau I, la note du point 4 se déduit de f_1 en divisant par $2^9 = 512$.

Ainsi, si $f_1 = 8\ 572\ 846\ \text{Hz}$, en divisant par 512 on obtient $16\ 743,839\ \text{Hz}$ donc à peu de chose près, la fréquence du tableau, $16\ 744\ \text{Hz}$, arrondie.

CARACTÉRISTIQUES ABSOLUES

Tension d'alimentation : 12 V max.

Tension d'entrée niveau haut : 6 V max.

Tension de sortie niveau haut : 12 V max.

Consommation des diviseurs : 28 mA max. (12 diviseurs).

Courant d'entrée niveau haut : $100\ \mu\text{A}$ max.

Courant de sortie niveau haut : 2 mA max.

Puissance dissipée : 700 mW max.

Température d'emploi : 0 °C minimum.

Température d'emploi : + 70° max.

Température de stockage : - 25 °C min. + 125 °C max.

La figure 2 donne la courbe indiquant la puissance dissipable permise en fonction de la température ambiante.

MONTAGE DE MESURES

On a réalisé le montage de mesures de la figure 3 avec

une alimentation de 11 V. Si tous les points 1 sont reliés ensemble, le courant total sera pour 12 CI, de 28 mA et la tension des points 1 sera alors $11 - 330.28/1000 = 1,76\ \text{V}$ valeur proche de 1.5 V.

A l'entrée du signal HF point 2 : le signal sera de 5 mV au niveau bas et 200 mV au niveau haut. La durée de l'impulsion sera de 35 ns aux deux niveaux haut et bas.

A la sortie du signal HF ($f = f_1/x$) point 15, la tension sera de 8,6 V au niveau haut et de 400 mV au niveau bas. Aux sorties des diviseurs binaires, points 4 à 14 inclus : Tension de sortie niveau haut : $\leq 10\ \text{V}$.

Tension de sortie niveau bas : $\geq 1\ \text{V}$.

Courant de sortie niveau haut : $\leq 1\ \text{mA}$.

Impédance niveau haut : 1 k Ω .

Durée de montée : 500 ns.

Durée de descente : 500 ns.

MONTAGE DANS UN GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX D'ORGUE

Voici à la figure 4, le schéma complet avec valeurs des éléments du montage de l'oscillateur, du premier circuit intégré SAH 220 et d'une partie du suivant CI-2, le reste du montage se poursuivant de la même manière.

Les CI sont vus de **dessus** donc entièrement selon la disposition des figures 1 et 3 où ils sont vus de **dessus**. On a

TABLEAU I
 $f_1 = 8,572\ 846\ \text{MHz}$

Point du CI	Valeur (Hz)	
4	$f_1 / 2^9$	= 16 744
5	$f_1 / 2^{10}$	= 8 372
6	$f_1 / 2^{11}$	= 4 186
7	$f_1 / 2^{12}$	= 2 093
8	$f_1 / 2^{13}$	= 1 046,5
9	$f_1 / 2^{14}$	= 523,25
10	$f_1 / 2^{15}$	= 261,625
11	$f_1 / 2^{16}$	= 130,812
12	$f_1 / 2^{17}$	= 65,406
13	$f_1 / 2^{18}$	= 32,703
14	$f_1 / 2^{19}$	= 16,351

Ces valeurs correspondent à la note DO (ou UT).

Les notes suivantes seront fournies par les CI-2, CI-3... CI-12. Ainsi, le CI-2 donnera une note plus basse d'un demi-ton tempéré, donc les SI. Finalement, le CI-12 donnera à la broche 14 la note DO dièse à la fréquence 8,6 Hz environ.

à 4 000 Hz, on disposera des octaves à 8 000 et 16 000 Hz et pour les notes à des fréquences plus basses, on disposera d'un nombre d'octaves de plus en plus grand. 3 ou 4 octaves sont toutefois suffisants pour obtenir à partir de signaux rectangulaires, un signal en escalier, de spectre pratiquement équivalent à

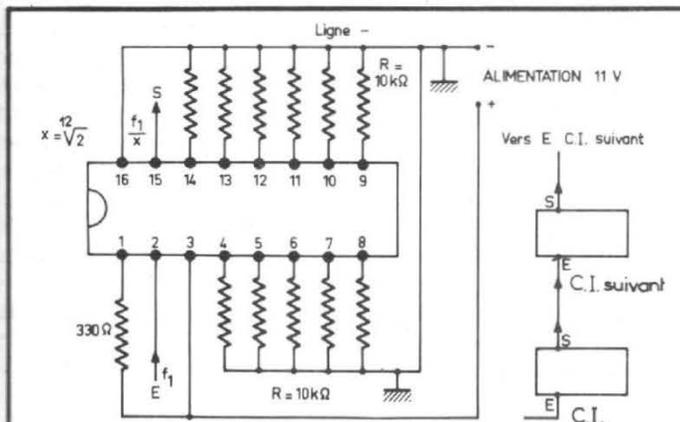


Fig. 3

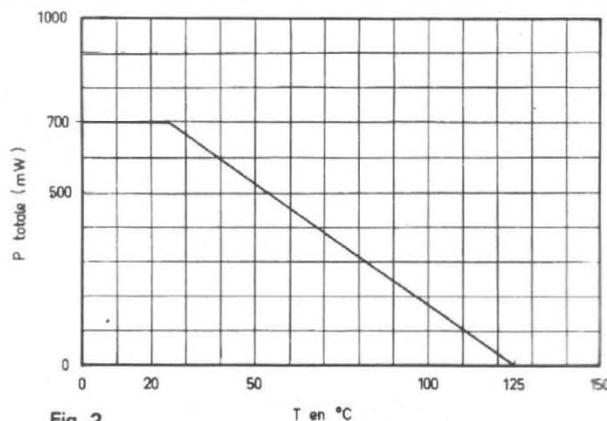


Fig. 2

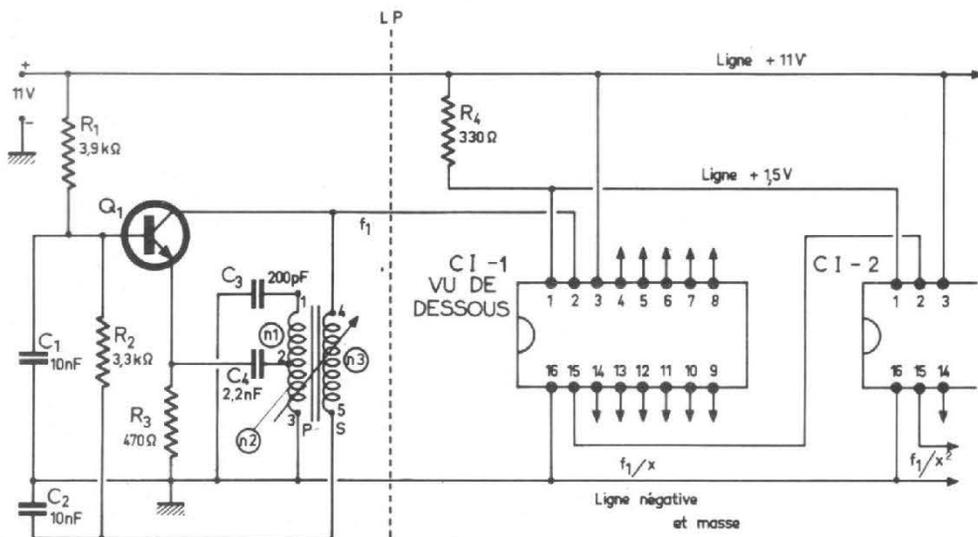


Fig. 4

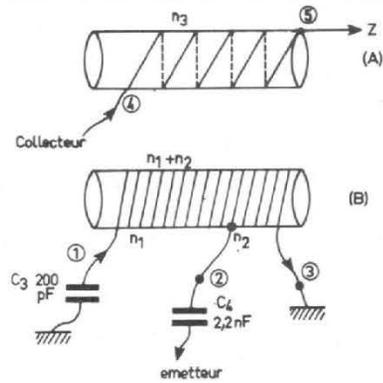


Fig. 5

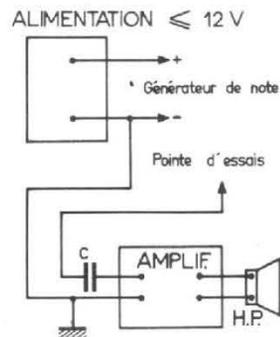


Fig. 6

adopté comme transistor Q_1 = BC 548 (RTC) un NPN pour montages HF.

Il est associé à un bobinage à deux enroulements couplés, le primaire P avec prise et le secondaire S.

Seul le primaire est accordé. L'accord s'effectue par la valeur de la capacité fixe : 200 pF et le réglage du noyau du bobinage. L'oscillation est entretenue par couplage entre collecteur et émetteur. P et S sont bobinés dans le même sens et ce couplage se fait par le condensateur de 2,2 nF reliant la prise de P à l'émetteur.

D'autre part, la base est polarisée par 3,9 k Ω - 3,3 k Ω et découplée par le condensateur de 10 nF.

L'émetteur est polarisé par la résistance non découplée de 470 Ω . Les nombres des spires sont désignés par n_1 , n_2 et n_3 .

On adoptera par exemple :
 n_1 = 15 spires
 n_2 = 3 spires
 n_3 = 6 spires
 fil de cuivre émaillé de 0,15 mm de diamètre sur un tube de 3 mm de diamètre,

contenant un noyau de ferrite fileté.

Avec d'autres tubes et noyaux on devra déterminer n_1 , n_2 et n_3 expérimentalement mais en conservant les mêmes rapports :

$$\frac{n_1}{n_2} = 5, \quad \frac{n_1 + n_2}{n_3} = 3$$

Bobiner d'abord le secondaire de n_3 spires puis, avec une couche intercalaire de papier, $n_1 + n_2$.

La figure 5 montre le mode et le sens des enroulements en (A) l'enroulement secondaire et en (B) l'enroulement primaire avec sa prise.

On prélève le signal de l'oscillateur sur le collecteur. La tension de ce signal est à la fréquence f_1 et elle est accompagnée de la tension continue positive du collecteur qui polarise correctement le point 2 de CI-1.

D'autre part, les liaisons directes 15 (CI-1) à 2 (CI-2) et suivantes, effectuent en même temps les branchements des signaux HF et les polarisations positives des points 2.

SORTIES POINTS 4 à 14

Les sorties des signaux de notes étant au nombre de $11 \cdot 12 = 132$, ne nécessitent pas de charge extérieure comme celle des résistances de 10 k Ω de la ligne 3 qui représente un montage de mesures.

En effet, les sorties 4 à 14 sont des sorties de push-pull : un collecteur de PNP et un collecteur de NPN. Ces transistors montés en symétrie complémentaire sont, au point de vue du continu, en série et le point de sortie se trouve à une tension d'environ moitié de celle de l'alimentation.

Des essais pourront être effectués dès achèvement du montage de la figure 4 avec ses 12 CI, l'oscillateur et une alimentation de 11 à 12 V réalisée, positivement avec une pile : 4 x 3 V, 2 x 6 V ou 12 V. **Attention à ne pas dépasser 12 V**, par exemple 3 x 4,5 V = 13,5 V c'est trop !

Pour vérifier que les signaux de notes « sortent »

du générateur de la figure 4, utiliser le montage expérimental de la figure 6 que l'on établira avec un appareil que chacun possède : un amplificateur quelconque (radio, PU, son TV, chaîne HI-FI, etc.). L'entrée de cet amplificateur sera connectée, par l'intermédiaire d'un condensateur de 10 nF (ou plus) à un fil se terminant par une pointe de touche.

Connecter aussi la masse de l'amplificateur à celle du générateur de notes c'est-à-dire le - de l'alimentation de 11 à 12-V.

Ceci fait, contacter avec la pointe de touche, les divers points 4 à 14 des 12 CI. On entendra, sur chaque CI, une note aiguë (point 4) puis son octave inférieure (point 5) et ainsi de suite jusqu'au point 14 qui permettra d'entendre l'octave très grave (et même trop grave) de la même note. Au-dessous de 16 Hz, les « sons » sont plutôt des bruits. Passer au CI suivant et « tâter » (ou « tester ») les 11 notes qui devront être à 1/2 ton plus bas que leurs homologues du CI précédent.

Vérifier ainsi les 132 sorties pour s'assurer :

- 1) qu'il y a bien des signaux de notes aux 132 sorties des 12 circuits intégrés ;
- 2) qu'ils se suivent à des intervalles d'un demi-ton tempéré de CI en CI.

ALIMENTATION 11 à 12 V

Si tout est correct, il faudra réaliser une alimentation sur alternatif donnant 11 à 12 V.

Cette alimentation sera régulée, de préférence, et devra fournir un courant minimum de l'ordre de 30 mA.

On trouvera dans le « Haut-Parleur » d'avril 1975, la description de plusieurs alimentations pouvant convenir, l'une de 12 V 1 A, l'autre de 12 V 1,5 A et une troisième de 12 V 5 A. On pourra réduire la tension de sortie de 12 à 11 volts si on le désire, avec un élément de filtrage comme celui de la figure 7 avec $C = 2000 \mu F$ 15 V service et R calculable comme suit. On connaît :

- (a) la chute de tension = 1 V
- (b) le courant à fournir = 0,03 A environ.

De ce fait, $R = 1/0,03 = 33,33 \Omega$.

La puissance dissipée par R est $0,03 W = 30 mW$ et un modèle de 1 ou 2 W, donnera une sécurité complète. Pour régler la tension à une valeur exacte on pourra remplacer R par une résistance ajustable de 50Ω 2 W. Un voltmètre sera branché à la sortie E, et on réglera R pour obtenir la valeur désirée comprise entre 11 et 12 V.

Dans un instrument de musique, il est essentiel d'éviter tout désaccord et la stabilité de la tension d'alimentation est un des facteurs les plus importants de stabilité.

Remarquons toutefois que dans le cas d'un générateur ultra-moderne comme celui décrit ici, seule la fréquence de l'oscillateur qui commande les circuits intégrés, doit être maintenue stable car les fréquences des signaux des diviseurs sont des fractions de cette fréquence, dont la valeur ne change pas.

MONTAGE SUR PLATINE

L'oscillateur et les 12 circuits intégrés SAH 220 peuvent être montés sur une platine imprimée (non commercialisée) que l'on pourra réaliser soi-même ou la commander chez un spécialiste.

On pourra aussi monter ce générateur de 132 notes sur une platine isolante en effectuant un câblage par fils nus ou isolés en imitant la disposition des connexions prévue pour les platines imprimées.

Voici à la figure 8, un projet de platine imprimée pour les 12 CI.

La disposition des composants se détermine aisément en tenant compte du schéma de la figure 4, à partir de la ligne pointillée LP qui sépare l'oscillateur (à gauche) de l'ensemble des CI.

La platine des CI sera de forme rectangulaire, large de 70 mm environ et longue de 380 mm environ.

Les CI seront montés en prolongement l'un de l'autre.

Sur la figure, les CI sont dans l'ordre : CI-1, CI-2, CI-3, les autres n'étant pas représentés, étant montés de la même manière.

Considérons le CI-1 : il est vu de dessous. Le repère étant à gauche sur la figure 8, le point 1 est au-dessus du repère et le point 16, au-dessous.

Les numéros des points sont indiqués. Bien faire attention lors du montage des CI, les repères sont entre les points 1 et 16.

Tout montage erroné a pour effet la **destruction du CI et peut-être, celle des autres CI.**

Les points 1 sont reliés à la ligne +1,5 V.

Le point 2 du CI est relié à l'entrée E du signal HF, provenant du collecteur de l'oscillateur. On remarquera ensuite les liaisons directes HF 15-2 entre CI-1 et CI-2 et entre CI-2 et CI-3, etc.

Restent les points 3 des CI. Ils doivent être connectés à la ligne +11 V.

Cette ligne est disposée au-dessus de la ligne +1,5 V. Les 12 liaisons entre les points

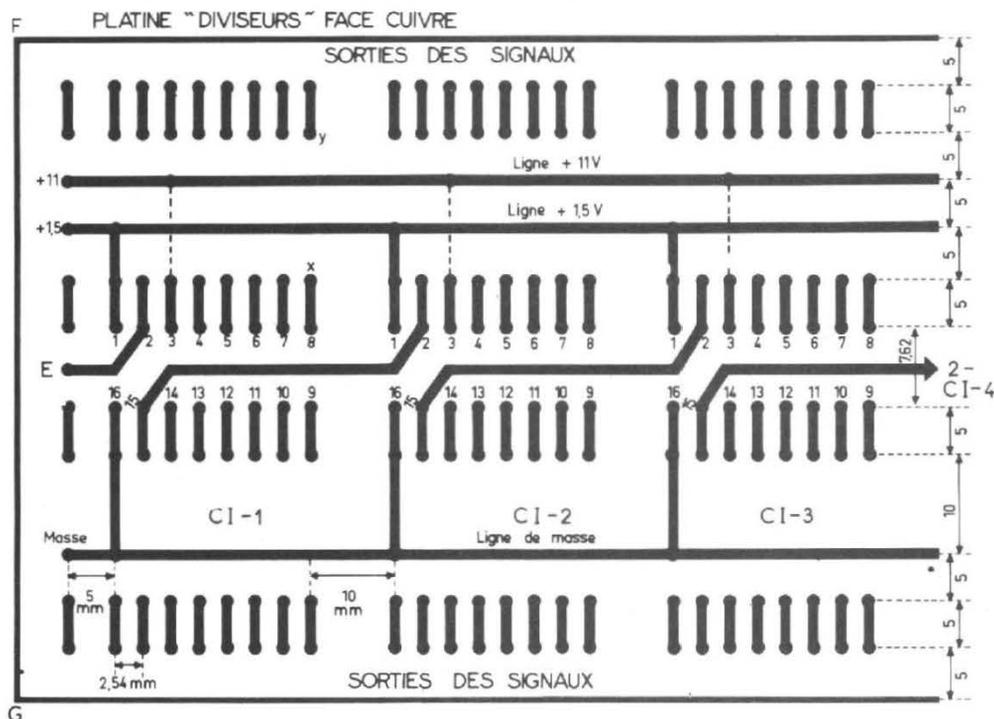


Fig. 8

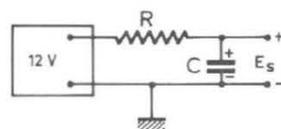


Fig. 9

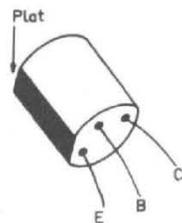
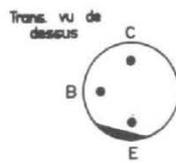


Fig. 9

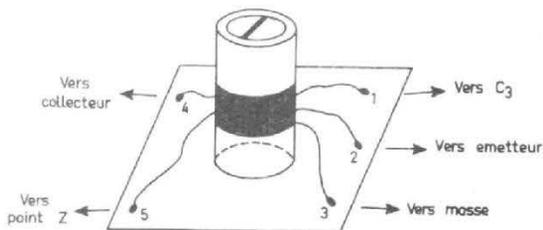


Fig. 10

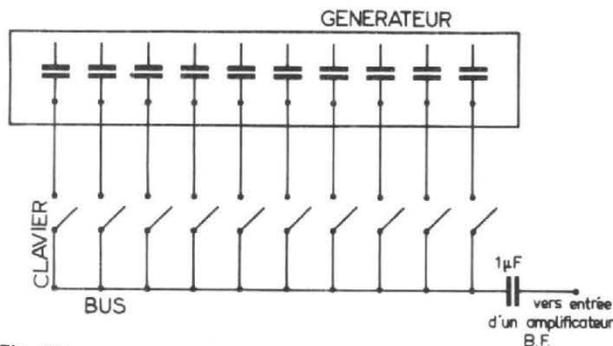


Fig. 13

3 et cette ligne se feront par des « straps » effectués sur l'autre face de la platine (strap = pont).

Les points 4 à 8 correspondent à des sorties de signaux. On a prévu le plan pour des composants R ou C, à monter entre ces sorties et des points de contact situés au-dessus de la ligne +11 V.

Sur la face opposée de la platine on pourra monter ces composants, par exemple comme celui monté entre les points x et y. Ce sera la sortie du point 8 du CI-1.

On pourra monter des

condensateurs qui isoleront les CI des circuits de sortie.

Les valeurs de ces condensateurs dépendent de la fréquence du signal à transmettre.

Prendre, par exemple 0,2 µF pour la fréquence la plus basse (point 14) et réduire la valeur pour chaque multiplication par 2 : par exemple 0,1 µF au point 13 ; 50 nF au point 12 ; 25 nF au point 11 ; 15 nF en 10 ; 10 nF en 9 ; 5 nF en 8 ; 3 nF en 7 ; 2 nF en 6 ; 1 nF en 5 ; 1 nF en 4.

Les valeurs ne sont pas critiques et une valeur supé-

rieure de capacité est toujours acceptable (et même meilleure). On disposera aussi aux points voisins des bords de la platine de sortie de signaux prêts à être « traités » et utilisés.

Même montage pour les points situés du côté de la ligne de masse à laquelle sont connectés tous les points 16.

Les emplacements entre les connexions ne sont pas critiques.

On devra toutefois respecter les gabarits des CI. Les broches de ces circuits sont distantes entre elles de

2,54 mm, ce qui correspond à 0,1 pouce (1 pouce = 25,4 mm). D'autre part, la distance entre la rangée 1-8 et la rangée 9-16 est de 7,62 mm. Les cotes sont indiquées sur la figure 8.

A noter les points de branchement, à gauche sur la figure 8 : +11 V, +1,5 V, entrée E, masse.

OSCILLATEUR

La platine de l'oscillateur pourra être distincte de celle

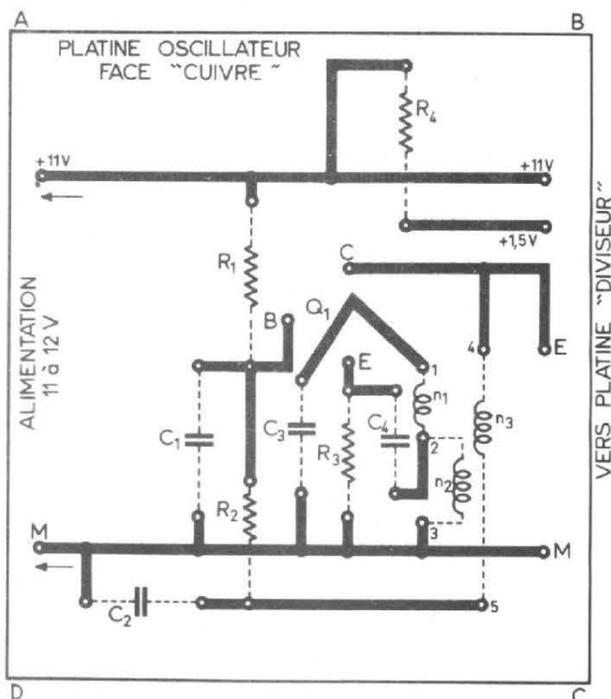


Fig. 11

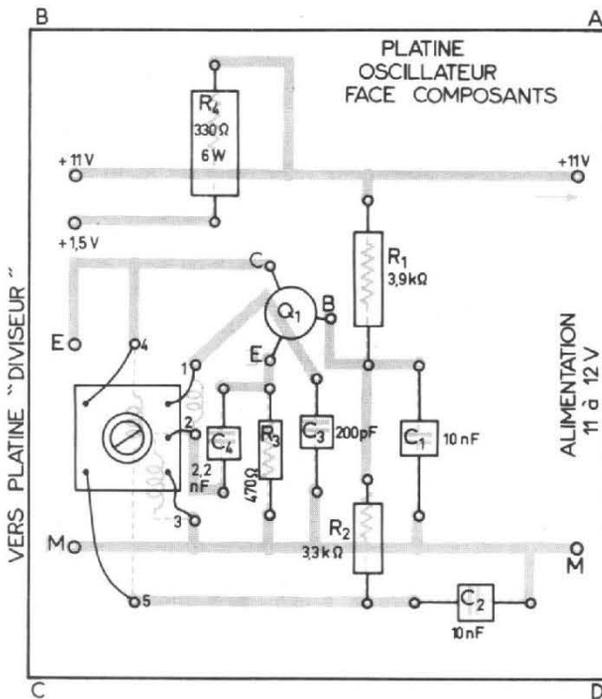


Fig. 12

des CI ou en prolongement (vers la gauche de la figure 8) de cette platine.

Voici d'abord, à la figure 9, le brochage du transistor. Le boîtier est cylindrique et à trois fils. Celui d'émetteur se trouve en regard de la face plane du boîtier. A la figure 10, on représente un montage de bobinage sur une plaquette isolante à 5 cosses 1, 2, 3, 4, 5, ces points étant indiqués sur la figure 4 :

1 à C₃, 2 à l'émetteur, 3 à la masse, 4 au collecteur, 5 au point Z.

Une disposition rationnelle de la platine d'oscillateur (vue face connexion) est indiquée à la figure 11 sur laquelle on a représenté « par transparence » les composants qui sont fixés, par leurs fils sur la face « composants », représentée à la figure 12.

Les points ABCD apparaissent dans la position symétrique sur la figure 12.

Si l'on désire remplacer les deux platines par une seule, on reliera ensemble les points : B à F et C à G (F et G sur la figure 8).

Dans ce cas, les bornes +11, +1,5, E et M seront supprimées et remplacées par des connexions.

La figure 8 indique la face « cuivre » de la platine « diviseurs ». Il n'a pas été jugé nécessaire de donner l'aspect de la face opposée sur laquelle sont fixés les 12 CI, tous avec le repère vers le côté FG.

MONTAGE

Les professionnels monteront ces CI directement sur la platine et les connecteront par soudure, effectuée avec les précautions qui s'imposent, aux points convenables.

Aux amateurs il est conseillé de monter des supports 16 broches, à la place des circuits intégrés. Cela évitera bien des pannes dues à une soudure trop prolongée ou trop chaude et facilitera le dépannage si un CI était défectueux ou devenu défectueux.

Ne monter les CI que lorsque tout est terminé. Faire bien attention :

1) à les monter dans le bon sens indiqué par les repères ;
2) à n'écraser aucune broche au moment de la mise en place des CI ;

3) à bien enfoncer les CI dans leurs supports ;

4) à ne jamais les monter ou à enlever lorsque le montage est sous tension. Choisir des supports ayant d'excellents contacts, il en existe actuellement.

Lorsque tout est terminé et les signaux sont tous fournis par ce générateur, vérifier aussi la tension de 1,5 V et modifier légèrement R₄, si elle est différente de 1,5 V de plus de ± 5 %.

Ceux qui possèdent un clavier à un contact, au moins, par note, pourront connecter les sorties du générateur au contacteur des touches. Intercaler les condensateurs pour éviter les court-circuits en continu.

Si le clavier est à 3, 3,5, 4 ou 5 octaves, il est évident qu'il faudra choisir parmi les 132 notes disponibles, celles que l'on branchera au clavier.

Par exemple, avec un clavier à 5 octaves, soit 5.12 = 60 notes, on choisira les notes dont la fréquence sera comprise entre 60 Hz et 2 000 Hz, ou entre 120 Hz et 4 000 Hz, etc.

Si l'on commence à 120 Hz, un pédalier à 12 ou 24 notes basses pourra être joint.

Le mieux est toutefois de disposer de deux claviers de 5 octaves chacun. A la figure 13, on indique les branchements à effectuer aux contacts d'un clavier.

F.J.

TD IMPORTATEUR EXCLUSIF POUR LA FRANCE
tranchant distribution

zone d'activités de Courtabœuf - B.P. 62. 91401 Orsay - tél. : 907.72.76 + - télex : 690304 F
zone sud Lyon - 62, Ancienne Voie Romaine. 69290 Craonne - tél. : (78) 57.17.66 - télex : 330310



SB 500

Amplificateur stéréophonique Haute Fidélité.
Préamplificateur correcteur avec FET/IC.
Connexion MFR. Commutation "loudness".
Touche pour monitoring. Touche multi-fonction.
Puissance effective RMS : 35 W x 2 - 8 Ω.

TOSHIBA



EUROPE HI-FI TÉLÉ
51, rue Miromesnil - 75008 PARIS
TELEX
52 bis, bd Sixte Isnard - 84000 AVIGNON



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.

mise au point sur les — TRANSISTORS

LES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP

3.6. Examen des paramètres « admittances »

3.6.1. DEFINITION

Une **admittance** Y , (souvent symbolisée par A , surtout dans les ouvrages d'électricité), est l'inverse d'une impédance Z . Le produit $Z \cdot Y$ est donc égal à l'unité. En électronique A est plutôt réservé au gain.

Cette grandeur Y , mesurée en **mhos** [\mathcal{O}] (inverse de l'ohm [Ω]) ou en **siemens** [S], est l'analogue, en courant alternatif, de la conductance G (inverse de la résistance) déterminée en courant continu. Lorsqu'on utilise une source d'énergie périodique, on écrit, parfois, l'admittance y et la conductance g (qui est alors incluse dans la première), c'est-à-dire avec des minuscules au lieu des capitales, et l'on a :

$$y = \sqrt{g^2 + \dots}$$

L'admittance (comme l'impédance) explique les propriétés des puissances wattées et déwattées auxquelles l'électro-technique se réfère pour traiter de la « qualité » d'un circuit (par le « $\cos \varphi$ » du réseau).

Nous trouverons dans la

suite (tableau 36-1 - I) des expressions telles que :

$$Y = \sqrt{G^2 + B^2}$$

$$\text{tg } \varphi = \frac{B}{G}$$

ou :

$$y = \sqrt{g^2 + b^2}$$

$$\text{tg } \varphi = \frac{b}{g}$$

étant entendu que G (ou g) est la conductance $1/R$ (ou $1/r$) et que B (ou b) est la susceptance (inverse de la réactance). La **réactance inductive** X_L est le terme en $L\omega$, si connu de tous, qui a nom **inductance**. La **réactance capacitive** X_C , représentant $1/C \cdot \omega$ devrait être appelée **capacitance**. L'inverse de la **réactance inductive** (inductance) est la **susceptance inductive**, ou **perméance** $1/L\omega$. L'inverse de la **réactance capacitive** (ou capacitance) est la **susceptance capacitive**, ou **élastance** $S = C\omega$.

Ce « jargon » n'en déplaie à Molière est un mal nécessaire pour se comprendre entre spécialistes qui connaissent le prix de la terminologie : permettre des classements, donc une systématique.

L'étude de ces données devient **infiniment plus simple** si l'on accepte de consacrer **une heure** (une « petite

heure ») à se familiariser avec l'usage des **nombre complexes** (1). Voir, dans ce cas, la bibliographie.

Les quantités complexes ont été mal nommées. Elles sont **bien plus faciles à employer** que les inextricables racines carrées dès que l'on désire comprendre **physiquement** ce qui se passe. Il s'agit d'un langage condensé dont la règle de grammaire la plus utile à retenir est la suivante ; si on écrit :

$$\bar{y} = g + j.b$$

cela n'a pas d'autre but que de signaler que :

$$\left\{ \begin{array}{l} y = \sqrt{g^2 + b^2} \\ \text{tg } \varphi = \frac{b}{g} \end{array} \right.$$

en une seule formule. Il n'y a vraiment pas de quoi s'en offusquer (fig. 36.1.1).

3.6.2. POURQUOI RAISONNER SUR LES ADMITTANCES ?

Au sujet des T.E.C., ce sont des groupements d'impédances en parallèle qui seront le plus souvent rencontrés. Dans ce cas, leurs admittances

s'additionnent, d'où une facilité de calcul. Les expressions complexes :

$$\bar{y}_1 = g_1 + j.b_1$$

$$\bar{y}_2 = g_2 + j.b_2$$

relatives à deux admittances différentes en constituent une troisième, si on les associe en dérivation, dont l'admittance ainsi créée vaut :

$$\bar{y}_3 = (g_1 + g_2) + j (b_1 + b_2)$$

Essayez donc d'additionner aussi vite des racines carrées !

La règle à retenir consiste à ne sommer que les conductances entre elles et les susceptances entre elles, le total de celles-ci formant alors un terme, facteur de j . Ceci traduit, répétons-le, l'expression de y en racine carrée et, simultanément, celle de la tangente de l'arc φ décrit par un angle (décalage, ou argument) de φ radians.

De surcroît, à propos des semi-conducteurs, en général, et des T.E.C., en particulier, on trouvera, principalement, des circuits RC (non inductifs, en première analyse) tel celui de la figure 36-2-1 (a) dont le diagramme vectoriel, ou diagramme de Fresnel, est connu de tous (fig. 36-2-1, b).

Nous remémorons, ici, pour être complets que :

1) Le courant, dans la

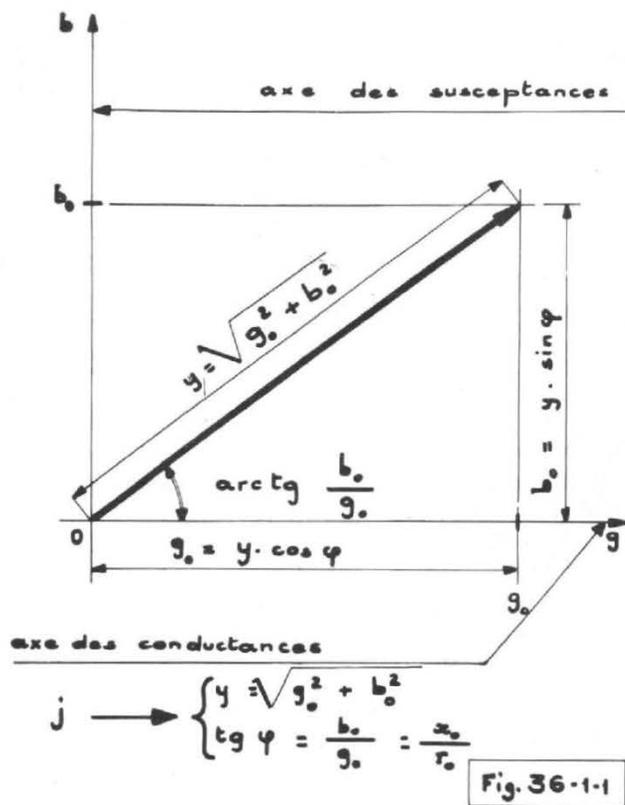


Fig. 3.6.1-1 : Le vecteur de Fresnel et ses relations trigonométriques.

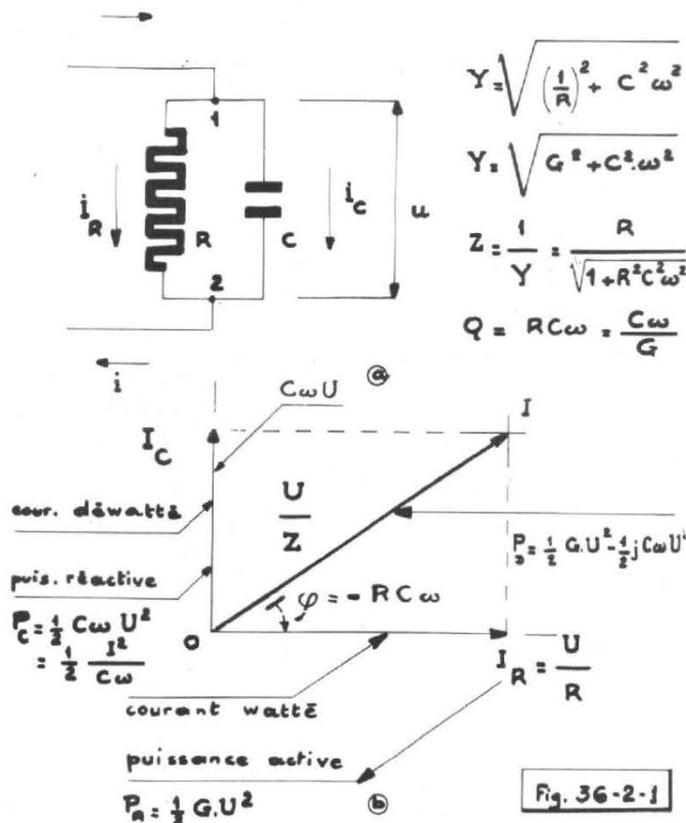


Fig. 3.6.2-1 : Représentation de Fresnel et calculs correspondant au circuit RC monté en dérivation.

capacité, est déphasé de $\pi/2$ par rapport au courant dans la résistance.

2) Le déphasage, dû à l'admittance, est compris entre 9 et $-\pi/2$ et la tangente correspondante prend la forme $-RC\omega$, ou $-\omega T$, avec T , constante de temps, en seconde, du réseau (fig. 3.6-2-1, c), variable avec la pulsation ω ($= 2\pi f$).

Pourquoi ?

Précisément, parce que, dans le cas présent, nous devons poser, en éliminant l'inductance ($+L\omega$) de la réactance ($X_t = X_L + X_c$), que :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{b}{g} = \frac{-C\omega}{1/R} = -RC\omega$$

La puissance wattée, ou active, est dissipée dans la résistance, elle se perd par effet Joule. La puissance déwattée, ou réactive, est fournie par le condensateur.

La puissance totale, dissipée dans le réseau RC, ainsi constitué prend la forme connue de tous les électriciens :

$$P_D = \frac{1}{2} U^2 \cdot \sqrt{G^2 + C^2 \omega^2} = \frac{U^2}{2} \cdot Y$$

puisque à propos des impédances il fallait écrire :

$$P_D = \frac{1}{2} \frac{U^2}{Z} = \frac{1}{2} \cdot U^2 \cdot \frac{1}{\sqrt{R^2 + \frac{1}{C^2 \omega^2}}}$$

comme l'impose la loi d'Ohm en alternatif.

Dans les formules du tableau 3.6-1 que nous allons examiner, nous noterons conductances et capacités avec des indices ii, ij, ji, jj qui ne peuvent représenter que

quatre désignations : $ii = 11, ij = 12, ji = 21$ et $jj = 22$. Donc :

Les g_{ij} sont les conductances (§ 34) et les C_{ij} , les capacités (§ 35) ; ω est la pulsation à la fréquence f du signal injecté, multipliée par 2π . Les produits $C_{ij} \cdot \omega$ sont les susceptances b_{ij} (inverses des réactances) ici, capacitives ou élastances s_{ij} .

Dans le tableau 3.6-1-I, nous avons reporté :

Formule (a) :

L'admittance d'entrée, pour la sortie en court-circuit, dans le montage d'un T.E.C. en source commune, qui s'écrit y_{11s} .

Formule (b) :

L'admittance de transfert directe, pour la sortie en court-circuit, comme dans le premier cas qui s'énonce y_{12s} .

Formule (c) :

L'admittance de transfert inverse, dans les mêmes conditions de mesure, à l'exception de l'entrée, prise en court-circuit, qui est donnée par y_{21s} .

Formule (d) :

L'admittance de sortie, l'entrée étant de nouveau court-circuitée, se traduit par y_{22s} .

3.6.2. CORRESPONDANCES ENTRE LES NOTATIONS FRANÇAISES ET ANGLAISES (Tableau 3.6.1-I)

Les Français conservent toujours les paramètres avec les indices propres aux quadri-

pôles (1, 2, 3, 4) formés sur la grille, le drain et la source, commun aux mesures sur ces deux électrodes :

$$y_{11s} = \frac{\Delta i_g}{\Delta v_{gs}}$$

= admittance d'entrée à tension de drain nulle ;

$$y_{12s} = \frac{\Delta i_s}{\Delta v_{ds}}$$

= transadmittance inverse à tension de grille nulle ;

$$y_{21s} = \frac{\Delta i_d}{\Delta v_{gs}}$$

= transadmittance directe, ou pente, à tension drain-source nulle ;

$$y_{22s} = \frac{\Delta i_d}{\Delta v_{ds}}$$

= admittance de sortie à tension de grille nulle ;

Les Anglo-saxons préfèrent indiquer, clairement, l'entrée par la lettre i (de « input »), la sortie, repérée par o (de « output », qu'il ne faut pas confondre avec un zéro) tout en rap-

pelant par f et par r, les sens direct (« forward ») et indirect (« reverse », quelquefois noté « backward » b). Les correspondances sont immédiates :

$$y_{11s} = y_{is} ; y_{12s} = y_{rs} ;$$

$$y_{21s} = y_{fs} ; y_{22s} = y_{os} .$$

avec les mêmes définitions.

Nous aurons donc :

$y_{11s} = y_{is}$ = admittance d'entrée ;

$y_{12s} = y_{rs}$ = transadmittance inverse, ou admittance de réaction de la sortie (2) sur l'entrée (1) ;

$y_{21s} = y_{fs}$ = transadmittance directe, ou admittance de transfert de l'entrée (1) sur la sortie (2) ;

$y_{22s} = y_{os}$ = admittance de sortie.

Ces sont les notations en paramètres actifs petits signaux périodiques des manuels (d'où le suffixe s, en minuscule, pour indiquer le montage source commune).

Quelquefois, lorsque le T.E.C., ou le M.O.S.T., possède deux grilles 1, 2 (g_1, g_2 ou G_1, G_2 , à ne pas confondre avec le symbole des conductances), il faut repérer convenablement la « porte » (gate) qui opère, aussi ajoute-t-on un nouveau suffixe 1, ou 2, à la suite de s. Par exemple y_{21s1} se rapporte à la transadmittance directe de la sortie (drain) sur l'entrée (grille 1) avec source s à la masse ; ou encore, y_{12s2} , sera-t-elle la transadmittance inverse de la sortie (drain) sur l'autre entrée (la grille 2) ; etc.

Les mesures industrielles sont souvent effectuées sur un pont d'immittance (du type General Radio).

3.6.3. SCHEMA EQUIVALENT

Pour de faibles signaux alternatifs (jusqu'à quelques dizaines de mégahertz), il est

possible de caractériser les transistors à effet de champ par leurs paramètres admittances, ou « y », généralement établis à partir du montage source commune.

Dans ce cas, la grille est l'électrode d'entrée tandis que le drain est l'électrode de sortie. Le courant (périodique) de grille i_g s'écrit en fonction des deux tensions v_{gs} et v_{ds} , mesurées respectivement entre la source s et la grille g, entre la source s et le drain d ainsi que le montre la figure 3.6.3-1 (a), où l'on a rappelé l'expression mathématique de cette intensité (formule 1).

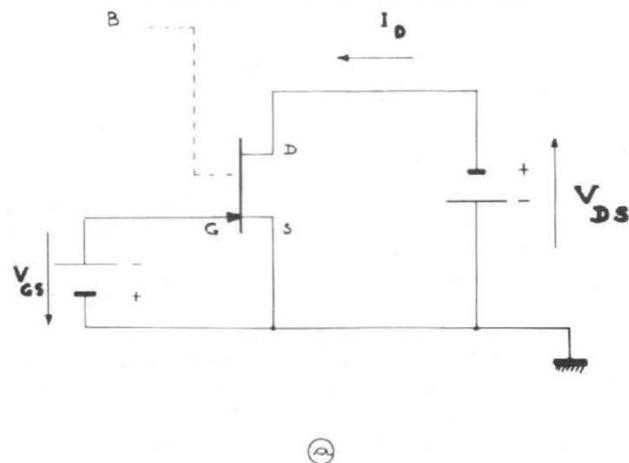
Le drain débite, dans ces conditions, un courant variable (de pulsation ω , identique à celle de la tension d'entrée) qui dépend lui aussi des valeurs de v_{gs} et de v_{ds} (formule 2 - fig. 3.6.3-1(a)).

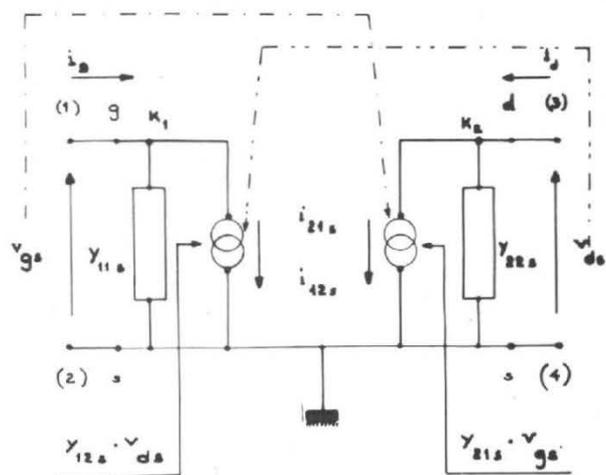
Deux générateurs de courants découlent des réactions de transfert (de la sortie (2) sur l'entrée (1) et de l'entrée (1) sur

TABLEAU 3.6.1 - I
EXPRESSIONS DES ADMITTANCES DES T.E.C.

Formules énoncées dans le texte	Terminologie française	Equivalence anglo-saxonne	VALEURS
(a)	y_{11s}	y_{is}	$\sqrt{g_{11s}^2 + C_{11s}^2 \omega^2}$ $\text{tg } \varphi_{11s} = -\frac{C_{11s} \omega}{g_{11s}}$
(b)	y_{12s}	y_{rs}	$\sqrt{g_{12s}^2 + C_{12s}^2 \omega^2}$ $\text{tg } \varphi_{12s} = -\frac{C_{12s} \omega}{g_{12s}}$
(c)	y_{21s}	y_{fs}	$\sqrt{g_{21s}^2 + C_{21s}^2 \omega^2}$ $\text{tg } \varphi_{21s} = -\frac{C_{21s} \omega}{g_{21s}}$
(d)	y_{22s}	y_{os}	$\sqrt{g_{22s}^2 + C_{22s}^2 \omega^2}$ $\text{tg } \varphi_{22s} = -\frac{C_{22s} \omega}{g_{22s}}$

Fig. 3.6.3.-1 : Schéma d'un transistor à effet de champ (a) ; circuit équivalent du précédent mettant en évidence les caractéristiques physiques du composant, ainsi que les équations des nœuds (Kirchhoff) au sujet des courants qui le traversent (b) ; identification d'un T.E.C. à un montage tripolaire, selon la méthode de B. Grabowski (c) ; équivalences des paramètres réels du T.E.C. et des expressions quadripolaires classiques (d) ; le T.E.C. aux moyennes fréquences, la résistance d'accès au canal RA, située en x, n'intervient pas encore totalement, le temps de transit des porteurs libres de charges électriques élémentaires étant supérieure à l'inverse des fréquences considérées (e) ; position exacte de RA lorsque sa présence s'avère indispensable dans les déterminations de réseaux (f) ; passage d'un R.C. série (g) à un R.C. parallèle (h), à suivre en consultant les tableaux 3.6.3-1 (I) et 3.6.3-1 (II).



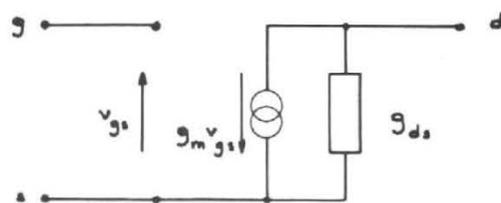


$$i_g = i_{11s} + i_{12s} = Y_{11s} \cdot v_{gs} + Y_{12s} \cdot v_{ds} \quad (1)$$

$$i_d = i_{21s} + i_{22s} = Y_{21s} \cdot v_{gs} + Y_{22s} \cdot v_{ds} \quad (2)$$

(b)

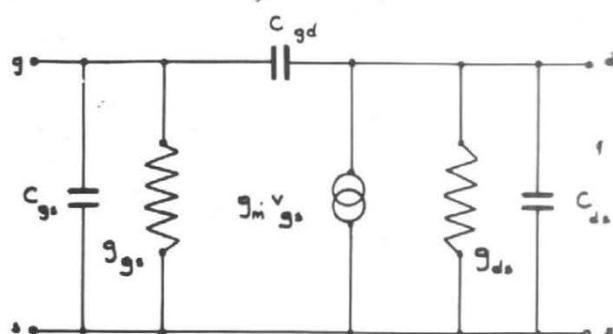
Fig. 3.6.3-1



Identification tripolaire d'un transistor à effet de champ

(c)

Fig. 3.6.3-1



$$C_{gs} = C_{11s2s} - C_{12s2s} \quad C_{gd} = C_{12s2s}$$

$$C_{ds} = C_{22s2s} - C_{12s2s}$$

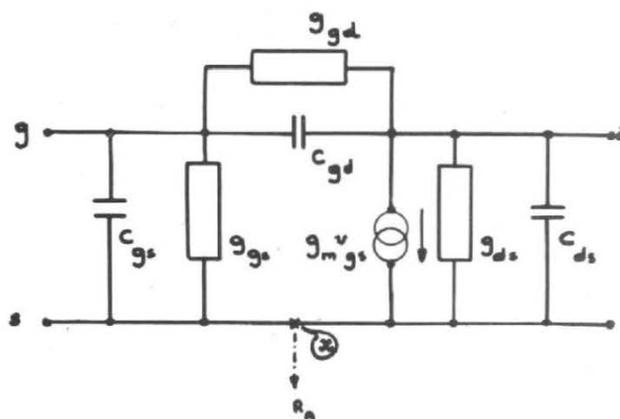
$$G_{22s2s} = G_{ds} = \frac{1}{r_{ds}}$$

$$G_{11s1s} = G_{gs} = \frac{1}{R_{gs}}$$

$$F_M = \frac{g_m}{2\pi C_{11s2s}} \quad ; \quad F'_M = \frac{g_m}{2\pi C_{gd}}$$

(d)

Fig. 3.6.3-1



(e)

Nous avons, grosso modo :

— Pour les M.O.S. T.E.C.,

$$\begin{cases} G_{ds} = 1,0 \text{ [m}\Omega, \text{ mS]} \\ C_{ds} = 1,4 \text{ [pF]} \\ G_m = 10,0 \text{ [m}\Omega, \text{ mS]} \\ C_{gs} = 5,5 \text{ [pF]} \\ C_{gd} = 0,12 \text{ [pF]} \end{cases}$$

— Pour les T.E.C.,

$$\begin{cases} G_{ds} = 3,0 \text{ [m}\Omega, \text{ mS]} \\ C_{ds} = 1,5 \text{ [pF]} \\ G_m = 4,0 \text{ [m}\Omega, \text{ mS]} \\ C_{gs} = 11,0 \text{ [pF]} \\ C_{gd} = 5,0 \text{ [pF]} \end{cases}$$

avec de surcroît, dans les deux cas :

$$g_{ss} = \frac{1}{r_{ss}} \simeq g_{dd} = \frac{1}{r_{dd}} \simeq \frac{1}{50} \text{ [}\Omega\text{]}$$

Parfois, les auteurs, à propos des petits signaux basse-fréquence, retiennent le montage tripolaire de la figure 3.6.3-1 (c) au lieu de celui représenté 3.6.3-1 (b); les valeurs des éléments sont données ci-dessus.

Le modèle, ainsi établi, sera progressivement affiné par

la sortie 2), lesquelles se traduisent, physiquement, par la transadmittance inverse y_{12s} et la **transadmittance directe** y_{21s} . Celles-ci, respectivement, multipliées par la tension de drain v_{ds} et par la tension de grille v_{gs} , induisent deux courants réactifs internes i_{12s} et i_{21s} .

L'application de la loi des nœuds de Kirchhoff aux points K_1 et K_2 du réseau équivalent de la figure 3.6.3-1 (b) entraîne la validité des équations (1) et (2) accompagnant cette illustration.

Les bornes d'entrée (1)-(2) et celles de sorties (3)-(4) du schéma considéré portent en parallèle les deux admittances d'entrée y_{11s} et de sortie y_{22s} .

Les **valeurs typiques**, c'est-à-dire, représentatives, moyennes, le plus souvent rencontrées, mais jamais spécifiques d'un élément, ou d'un lot de fabrication, donné diffèrent peu entre les M.O.S. T.E.C. et les T.E.C. à jonction.

l'insertion d'éléments supplémentaires qui inscrivent, au fur et à mesure de leur apparition, les nouveaux phénomènes observés lorsque T.E.C. est activé. Cependant, on finit par atteindre une complexité telle qu'à la longue l'utilité du schéma équivalent devient caduque.

Sans atteindre les complications des laboratoires, il n'est pas interdit de développer la figure 3.6.3-1 (b) en ses composantes primordiales afin d'arriver au montage plus explicite de la figure 3.6.3-1 (d) où les admittances se placent sous leurs formes capacitances-conductances, dont les interrelations sont reportées sur le circuit ainsi décomposé ont été ignorées, dans cette structure simplifiée, les six capacités, énoncées ci-après :

- capacité d'entrée grille/substrat : C_{GB}
- capacité grille/sortie : C_{GO}
- capacité d'entrée/substrat : C_{IB}
- capacité de charge : C_L
- capacité de sortie/substrat : C_{OB}
- capacité de l'entrée d'horloge : $C_{\theta B}$

d'importance moindre quant à l'étude du comportement élémentaire des T.E.C.

Les capacités grille-source (capacité d'entrée), ou grille-drain (capacité de transfert inverse), sont régies par la formule classique :

$$C = \frac{\epsilon}{W} A_j$$

Tableau 3.6.3.-1-I : Passage de "Z_s" à "Y_p".

La transformation $Y_p \cdot Z_s = 1$ (Fig. 3.6.3.-1, g-h) est immédiate. Il vient, tous calculs menés à terme :

$$\frac{1}{R_p} = \frac{\omega^2 C_s^2 R_s}{1 + \omega^2 C_s^2 R_s^2} ; C_p = \frac{C_s}{1 + \omega^2 C_s^2 R_s^2}$$

mais : $1 \gg \omega^2 C_s^2 R_s^2$, donc :

$$Y_p \approx \omega^2 C_s^2 R_s + j \cdot \omega C_s$$

partie "réelle" de l'admittance parallèle $\rightarrow \text{Re}[Y_p]$

partie "imaginaire" de l'admittance parallèle $\rightarrow \text{Im}[Y_p]$

$$j \rightarrow \begin{cases} Y_p = \sqrt{(\omega^2 C_s^2 R_s)^2 + \omega^2 C_s^2} \\ \text{tg } \varphi = \frac{\omega C_s}{\omega^2 C_s^2 R_s} = \frac{1}{\omega C_s R_s} \\ \omega C_s R_s = \omega T_s \end{cases}$$

Tableau associé aux Fig. g et h de la planche 3.6.3-1

où A_j représente l'aire de jonction et ϵ la constante diélectrique du silicium $12 \times 8,86 \cdot 10^{-14}$ F/cm.

La variation de C suivant la polarisation aux bornes de la jonction considérée est donc en $V^{-1/2}$, dans le cas dit de la jonction abrupte, c'est-à-dire,

celle dont le profil tension-épaisseur est raide, quasi vertical, grâce à des précautions d'insertion des ions dopeurs, en fabrication.

D'après la figure 3.6.3-1 (d), l'impédance d'entrée décroît quand la fréquence augmente, lorsque la valeur de la réac-

tance capacitive ($1/C_{gs} \cdot \omega$) s'avère comparable à celle de la résistance d'entrée R_{gs} . La haute impédance d'entrée (qui rend les T.E.C. aptes à la capture de micro-intensités) disparaît aux fréquences élevées. Les transistors bipolaires sont beaucoup plus intéressants dans ce cas (bien qu'aux dernières nouvelles hors U.S.A., il semble qu'un T.E.C. hyper soit en cours de commercialisation, ainsi qu'un M.O.S.T. pour la V.H.F. - U.H.F.).

Les performances en haute fréquence sont caractérisées par les facteurs de mérite exprimés figure 3.6.3-1 (d).

Lorsqu'on traite des moyennes fréquences, on constate une variation de conductance et de susceptance de la région grille-drain, donc du canal. Il faut en tenir compte dans le schéma équivalent et rajouter alors au montage de la figure 3.6.3-1 (b), une admittance Y_{GD} , entre les points K_1 et K_2 pour aboutir à la représentation de la figure 3.6.3-1 (e).

Enfin lorsqu'on aborde les V.H.F. (aux environs de 400 MHz), il n'est plus possible de négliger la résistance R_A (§ 3.5), dite **d'accès au canal**. Conséquemment, le nouveau schéma proposé prend l'aspect de celui reproduit par la figure 3.6.3-1 (f).

Du point de vue théorique, l'addition de cette résistance nécessite d'opérer des substitutions série (fig. 3.6.3-1 [g])

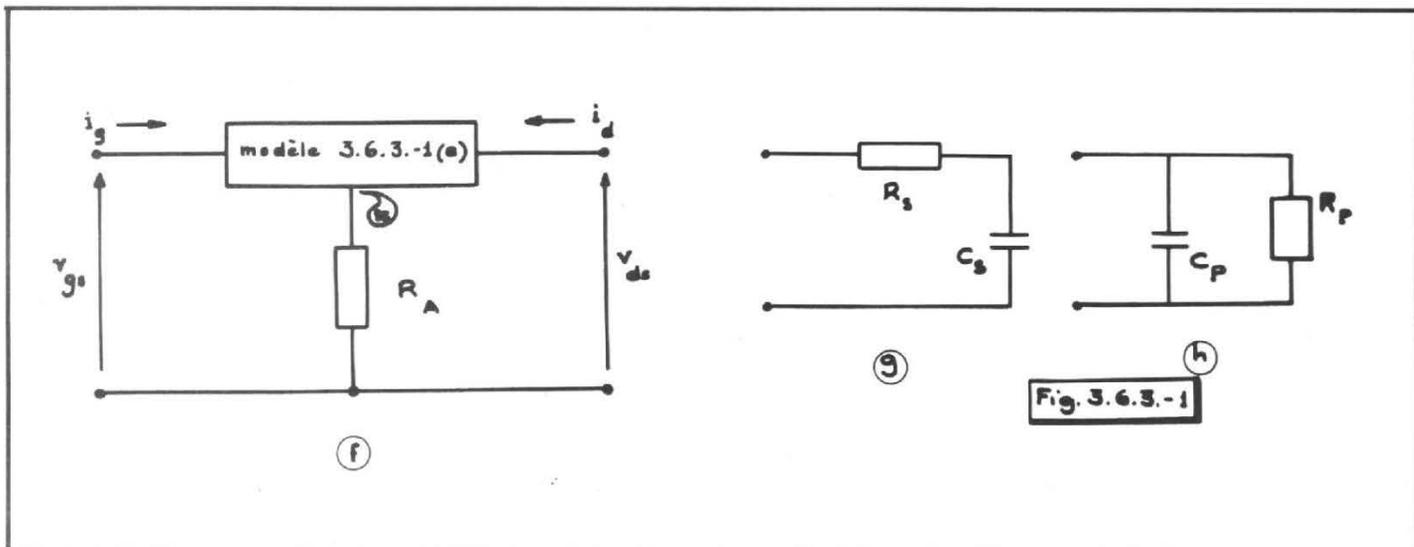


Tableau 3.6.3. -1- II

Les valeurs physiques (voir § 3.6.4.) des éléments de la Fig. 3.6.1 - (f), associés aux composantes du schéma équivalent initial (Fig. 3.6.3-1(e)), permettent de poser (après simplification, notamment pour g_{gd} et C_{ds}), les relations ci-après :

1. $Y_{11s} = [g_{gs} + R_A \omega^2 (C_{gs}^2 + C_{gd}^2)] + j \cdot \omega (C_{gs} + C_{gd})$
2. $Y_{21s} = [g_m - R_A \omega^2 C_{gd}^2] - j \cdot \omega C_{gd}$
3. $Y_{12s} = [-g_{gd} - R_A \omega^2 C_{gd}^2] - j \cdot \omega C_{gd}$
4. $Y_{22s} = [g_{ds} + R_A \omega^2 C_{gd}^2] + j \cdot \omega C_{gd}$

Exercice. Réécrire ces formules sous la forme classique $Y = \sqrt{G^2 + B^2}$ associée à l'arc dont la tangente φ s'exprime par le rapport (B/G)

parallèle (fig. 3.6.3-1 (b)). Les détails sont liés aux illustrations. On voit, surtout, que le terme en Y_p , admittance parallèle, inverse de l'impédance série Z_s , est tel que sa valeur en phase $\omega^2 C_s^2 R_s$ (nommée « partie réelle ») varie avec le carré de la fré-

quence ($\omega^2 = 4 \pi^2 f^2$) tandis que sa partie réactive ωC_s demeure proportionnelle à celle-ci (tableau 3.6.3-1-1).

Si l'on étudie le circuit électrique de la figure 3.6.3-1 (f, g, h), on aboutit, alors, aux relations du tableau 3.6.3-1-II. Ici, g_m est la vraie valeur, effecti-

vement mesurée, de la pente (transconductance) considérée en très basse fréquence, mais où l'on tient compte de l'insertion de R_A .

**3.6.4.
COMPARAISON
ENTRE LES
PARAMETRES
« ADMITTANCES »,
(Y) ET LES MODÈLES
PHYSIQUES
PROPOSES**

Les transistors à effet de champ possèdent des admittances d'entrée qui sont, typiquement, deux fois moins importantes que celles des transistors bipolaires.

Cette caractéristique est intéressante pour les pré-amplificateurs travaillant sur des sources bas niveau et à haute impédance (microphones, hydrophones, accéléromètres, cellules de mesure des pressions, ponts à thermistances, bolomètres, photodiodes, phototubes et toutes sortes de détecteurs à l'arséniure de gallium, comme on en trouve en optronique).

Le calcul des mélangeurs est facilité, par le fait que l'entrée résonne à la fréquence

du signal injecté, tandis que la sortie peut être rendue sélective par rapport à une autre fréquence.

Le schéma de la figure 3.6.3-1 (e) est acceptable jusqu'aux fréquences moyennes (de l'ordre de quelques mégahertz). L'emploi des indices en lettres minuscules y est recommandé.

Ecrire, par exemple, C_{GS} signifie que l'on mesure cette capacité en courant continu, ce qui n'a rien d'absurde, bien entendu, mais encore faut-il s'en souvenir. Les fabricants ajoutent un autre indice s, g ou d selon que le T.E.C. est monté en source, ou en grille, ou en drain commun.

La conductance d'entrée g_{11s} , mesurée entre la grille et la source, vaut approximativement la somme de g_{gs} et de g_{gd} , conductances prises entre la grille et la source et entre la grille et le drain ; celui-ci doit être court-circuité à la masse (en alternatif) pour assurer un débit maximal. La capacité C_{11s} est égale à la somme des capacités C_{gs} et C_{gd} , considérées entre grille source et drain, comme pour les précédentes grandeurs ; là encore v_{ds} doit être nulle.

Dans ces conditions, on

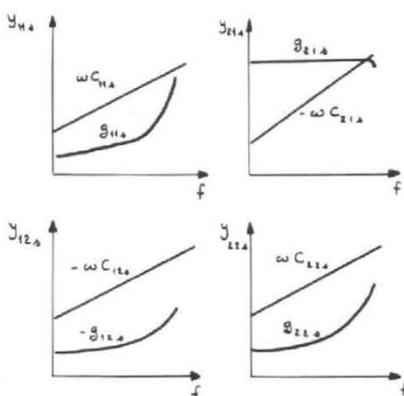


Fig. 3.6.3 - 2

$$Y_{11s} = \omega^2 (C_{gd}^2 \cdot r_{dd'} + C_{gs}^2 \cdot r_{ss'}) + j \omega (C_{gd} + C_{gs})$$

$$Y_{12s} = -\omega^2 C_{gd}^2 \cdot r_{dd'} - j \omega C_{gd}$$

$$Y_{21s} = \frac{g_m}{(1 + g_m r_{ss'})} - j \omega C_{gd}$$

$$Y_{22s} = g_{ds} + \omega^2 C_{gd}^2 \cdot r_{dd'} + j \omega (C_{gd} + C_{gs})$$

Fig. 3.6.3-2 : Equations du montage de la figure 3.6.3-1 (e) et relevés des mesures sur les conductances et sur les élastances (inverses des capacités) du quadripôle équivalent du point de vue de l'admittance d'entrée Y_{11s} , de l'admittance de transfert direct Y_{21s} , de l'admittance de réaction inverse Y_{12s} et de l'admittance de sortie Y_{22s} .

arrive à la formule a' du tableau 3.6.4-I, expression physique de la formule a du tableau 3.6.1-I précédent.

Pour la **sortie**, les conductances g_{ds} et g_{gd} sont encore en parallèle, au même titre que les capacités C_{gd} et C_{ds} , mais cette fois-ci, il faut que la tension v_{gs} soit nulle (voir les formules accompagnant la figure 3.6.3-1 b). Les grandeurs correspondantes sont rappelées par la formule b' du tableau 3.6.4-I (formule d antérieure).

Nous trouverons, également, dans ce récapitulatif les formules (c') et (d') relatives

aux expressions physiques de y_{21s} et de y_{21s} (formules b et c du départ).

Pour des fréquences telles que leurs pulsations soient très inférieures à l'inverse des produits $C_{gd} \cdot r_{dd}$ et $C_{gs} \cdot r_{ss}$, en supposant, de surcroît, que l'inverse de g_m soit beaucoup plus petit que r_{ss} , et que r_{dd} , nous obtenons les relations consignées figure 3.6.3-2. Elles y sont reprises pour un T.E.C. donné, groupant ainsi les quatre conductances prévues (parties « réelles » des admittances correspondantes) et les quatre élastances (par-

ties « imaginaires » des admittances en question).

Nous avons bien :

C_{gs} : capacité d'entrée grille-source ;

g_{gs} : conductance d'entrée grille-source ;

C_{gd} : capacité grille-drain ;

g_{gd} : conductance grille-drain ;

$g_m v_{gs}$: produit de la conductance (partie réelle de y_{21s}) par la tension grille-source modulant le courant de drain ;

g_{ds} : conductance drain-source ;

C_{ds} : capacité drain-source.

Il nous reste à examiner le

problème des mesures de ces paramètres, puis leur comportement aux fréquences élevées, d'autant plus intéressant que la technologie s'organise de mieux en mieux pour adapter les structures M.O.S. aux besoins des V.H.F., des U.H.F., voire à propos de l'effet de champ pur, aux S.H.F.

B. MARIN

(à suivre)

Note

(1) **Complexe** ne signifie pas, n'est, aucunement, synonyme de **compli-qué**, qui veut dire ardu parce que mélangé, peu distinct, etc. Complexe se rapporte plutôt à une forme synthétique et fonctionnelle.

TABLEAU 3.6.4 - I
COMPOSITION PHYSIQUE DES PARAMÈTRES y

Formules du tableau 3.6.1.I	Repères du paragraphe 3.6.4.	Paramètre	Formules physiques des paramètres admittances (§ 3.6.4.)	Observations
(a)	(a')	y_{11s}	$g_{11s} = g_{gs} + g_{gd} \approx g_{gd}$ $C_{11} = C_{gs} + C_{gd}$ $\sqrt{(g_{gs} + g_{gd})^2 + [(C_{gs} + C_{gd}) \omega]^2}$ $\text{tg } \varphi_{11s} = \frac{(C_{gs} + C_{gd}) \omega}{g_{gs} + g_{gd}}$	(schéma fig. 3.6.4.2) (dito) Le terme g_{gd} est faible devant g_{gs} , g_m et g_{ds} , d'où sa suppression pratique possible. La mesure s'opère à v_{ds} nulle : sortie court-circuitée.
(d)	(b')	y_{22s}	$\sqrt{(g_{ds} + g_{gd})^2 + [(C_{gd} + C_{ds}) \omega]^2}$ $\text{tg } \varphi_{22s} = \frac{(C_{gd} + C_{ds}) \omega}{g_{ds} + g_{gd}}$	Pour $v_{gs} = 0$: entrée en court-circuit. $g_{22s} \approx g_{ds} = \frac{1}{r_{ds}}$ $C_{22s} = C_{gd} + C_{ds}$
(b)	(c')	y_{12s}	$\sqrt{(-g_{gd})^2 + (-C_{gd} \cdot \omega)^2}$ $\text{tg } \varphi_{12s} = \frac{C_{gd} \omega}{g_{gd}}$	$g_{gd} = -g_{12s}$ $C_{ds} \leq C_{gd}$ $C_{gd} = -C_{12s}$ Mesure à $v_{gs} = 0$
(c)	(d')	y_{21s}	$\sqrt{(g_m - g_{gd})^2 + [(-C_{gd}) \cdot \omega]^2}$ $\text{tg } \varphi_{21s} = -\frac{C_{gd}}{(g_m - g_{gd})}$	$g_m \approx g_{21s}$ $g_{gd} \leq g_m$

NOUVEAU SYSTEME DE DEFLEXION pour tube couleur à canons coplanaires

LES nouveaux tubes couleur à canons en ligne horizontale (coplanaires) 90° avec masque à fentes verticales et luminophores en bandes verticales ont permis de réduire les nombreux réglages de convergences plus ou moins compliqués des tubes actuels à quelques réglages très simples ne concernant que le cadrage et une seule convergence dynamique.

Cette simplification extraordinaire a été possible avec l'emploi du tube Toshiba 36 cm dans un nouveau système de déflection fonctionnant sans transducteurs et sans convergence verticale grâce à une simple modulation de la tension d'alimentation de la base de temps ligne.

Ce nouveau procédé se trouve facilité par l'emplacement des canons en ligne horizontale dans un col mince de 29 mm ce qui réduit considérablement la puissance des balayages ligne et trame. On a ainsi pu réaliser un portable 36 cm 13 kg ne consommant en tout que 80 W.

La facilité des réglages de ce portable permet une production en grande série et l'emploi d'une technique modulaire de conception nouvelle réduit énormément le service après-vente. Les pages qui vont suivre sont réservées à la description du système de déflection employé dans le Portacouleur 36 Pizon Bros à tube auto-convergent.

L'emploi des nouveaux tubes auto-convergents 90° a permis de réduire considérablement la puissance dissipée du téléviseur couleur. La consommation totale ne dépasse pas 80 W. La disposition des canons en ligne hori-

zontale (coplanaire) associée à un nouveau système de balayage supprime 80 % des circuits de convergence ainsi que l'emploi des transducteurs. La réduction de la puissance du balayage ligne est due à une meilleure récupération

de la puissance réactive. La suppression du coussin ligne (Nord-Sud) est dû à l'emplacement des canons. La suppression du coussin trame (Est-Ouest) est dû au nouveau système de balayage horizontal de A. Nissen et de R. Sadek.

Le circuit de récupération du balayage ligne fonctionne suivant le schéma de la figure 1. Le transistor T reçoit une impulsion positive à partir de l'instant, correspondant au milieu d'une ligne à balayer. L'impulsion cesse à droite de

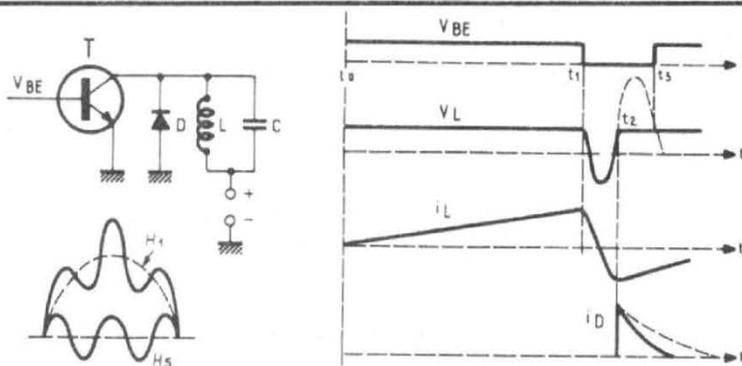


Fig. 1. - Balayage ligne à transistors.

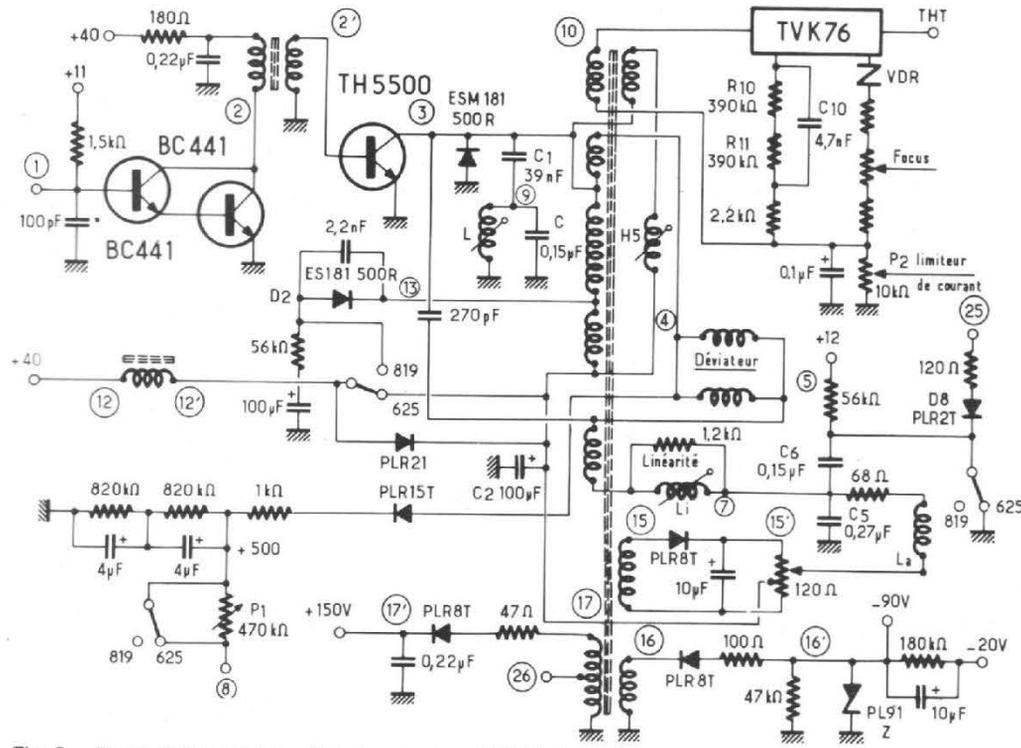


Fig. 2. - Bases de temps pour récepteur couleur 90°. Horizontale.

transformateur de balayage alimente le déflecteur spécial du type en selle de 2 mH 2 Ω. Le tripleur TVK 76 produit la THT. Les tensions auxiliaires produites par le transformateur sont :

+ 500 V au point 8 (fig. 2) destinés aux G₂ du tube-image couleur.

+ 150 V au point 17' destinés à l'alimentation des transistors finaux vidéo.

- 90 V au point 16' destinés à la commande de luminosité par les G₁.

- 20 V au point 20 V. Tension de cadrage horizontal, point 15'.

La linéarité est réglable par la self Li.

Les condensateurs C₅ et C₆ corrigent la déformation en S en 625 lignes, C₆ est coupé en 819 lignes. La diode D₈ sert à la commutation de la correction de la convergence statique en 625 lignes. Le potentiomètre P₁ ajuste la luminosité en 819 lignes. Il est court-circuité en 625 lignes. La cellule R₁₀, R₁₁, C₁₀ permet l'amortissement de l'effet du rideau avec la diode incorporée dans le tripleur. Le potentiomètre P₂ limite le courant des faisceaux. La diode D₄ alimente le transformateur pendant le temps où la palette du relais est en train de basculer de 625 à 819 lignes. Le temps de retour est de 10 ms. Les tensions relevées aux différents points chauds des circuits de balayage sont indiquées dans les oscillogrammes de la figure 4.

La diode D₈ sert à la commutation de la correction de la convergence statique en 625 lignes. Le potentiomètre P₁ ajuste la luminosité en 819 lignes. Il est court-circuité en 625 lignes. La cellule R₁₀, R₁₁, C₁₀ permet l'amortissement de l'effet du rideau avec la diode incorporée dans le tripleur. Le potentiomètre P₂ limite le courant des faisceaux. La diode D₄ alimente le transformateur pendant le temps où la palette du relais est en train de basculer de 625 à 819 lignes. Le temps de retour est de 10 ms. Les tensions relevées aux différents points chauds des circuits de balayage sont indiquées dans les oscillogrammes de la figure 4.

REALISATION

La réalisation de la platine de balayage ligne correspond au schéma de la figure 2. Le déviateur horizontal a une inductance de 2 mH et une résistance de 2 Ω. Il est du type en selle 90° donc conforme à celui de la figure 3. Les crénaux du module de commande TCA511 sont appliqués au Darlington BC441 qui alimente par l'intermédiaire du transformateur la base du transistor de puissance TH5500. La diode ESM 181 500 R est shuntée par le circuit LC en série avec C₁. L'accord du 5^e harmonique est obtenu par C₁ L en liaison avec la self H₅ disposée sur le transformateur. L'accord en phase et en amplitude du 5^e harmonique s'effectue à l'aide de ces deux selfs ajustables.

La tension d'alimentation est de 40 V en 625 lignes. Elle est augmentée de 12 V en 819 lignes par la mise en circuit de la diode D₂. Le condensateur C₂ est d'un type spécial à faibles pertes afin d'éviter un échauffement exagéré. Le

l'harmonique 5 (H₅). On obtient alors l'oscillogramme de la figure 1. La conduction de la diode D se traduit par le courant iD dont la durée est fonction du facteur de surtension du circuit LC. Celui-ci est constitué par le transformateur ligne et le déviateur. Si le déviateur est parfaitement adapté au transformateur, le courant iL est de l'ordre de 3 A crête à crête pour un déviateur de 2 mH et 2 Ω. Le temps de retour étant environ de 10 ms, la tension aux bornes du déviateur pendant le retour sera :

$$VL = L \frac{di}{dt} = \frac{2 \times 10^{-3} \times 3}{10 \cdot 10^{-6}} = 600 \text{ V}$$

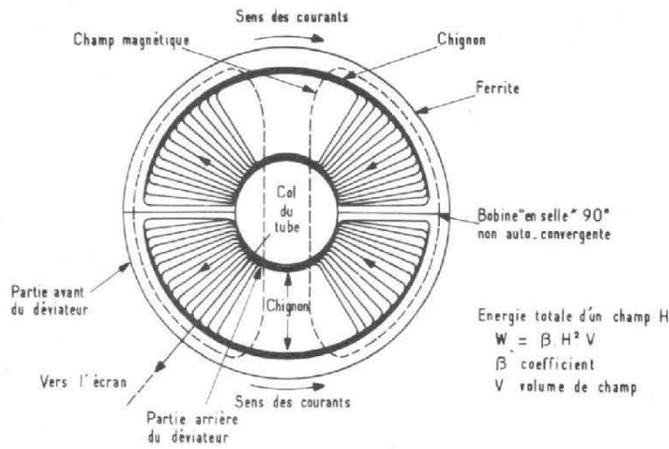
En ajoutant un enroulement élévateur de tension au transformateur de ligne qui augmente la tension dans un rapport de 12, il sera possible d'obtenir 7 000 V de crête. On peut ensuite appliquer cette tension à un tripleur de tension dont la sortie fournira les 1 000 V destinés à l'anode du tube-image. L'accord de l'harmonique H₅ s'effectue par LC₁.

BASE DE TEMPS HORIZONTALE POUR RECEPTEUR COULEUR 90°

Pour faire cesser l'oscillation spontanée du circuit LC à l'instant t₃, il sera nécessaire de court-circuiter le circuit à l'aide du transistor T dont la base doit recevoir une nouvelle impulsion positive à partir de t₃. On peut augmenter la puissance récupérée en introduisant dans l'oscillation (H₁)

SUPPRESSION DU COUSSIN ET DU TRAPEZE

La correction du coussin haut et bas (Nord-Sud) s'effectue automatiquement par la disposition des canons en ligne horizontale et par la compensation des astigmatismes des déviateurs. La correction du coussin et du trapèze gauche et droite (Ouest-Est) a été réalisée à l'aide d'une modula-



Energie totale d'un champ H
 $W = \beta H^2 V$
 β coefficient
 V volume de champ

Déviateur toroïdal ITT FAS-3
 110° col mince

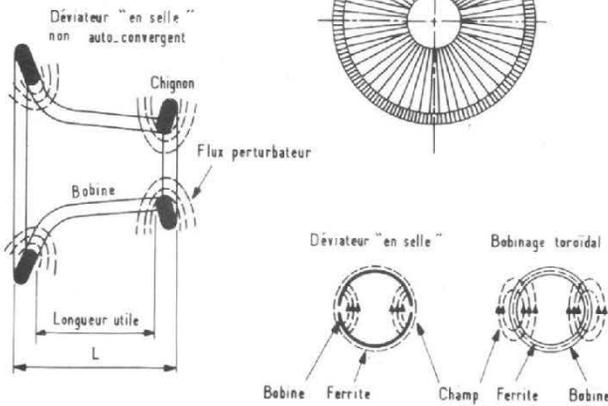
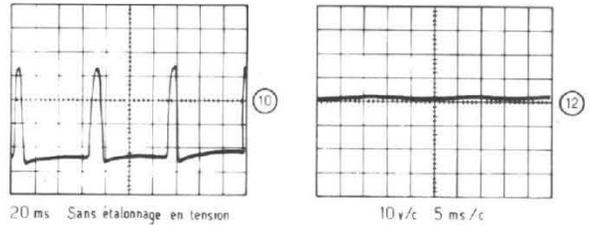
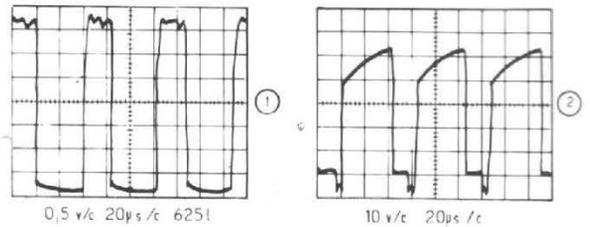


Fig. 3. - Déviateurs : $L_H = 2 \text{ mH}$; $R_H = 2 \Omega$; $L_V = 80 \text{ mH}$; $R_V = 30 \Omega$.



20 ms Sans étalonnage en tension
 Forme de tension tertiaire 7 kVcc
 Signal recueilli en approchant la sonde
 du tertiaire SANS TOUCHER

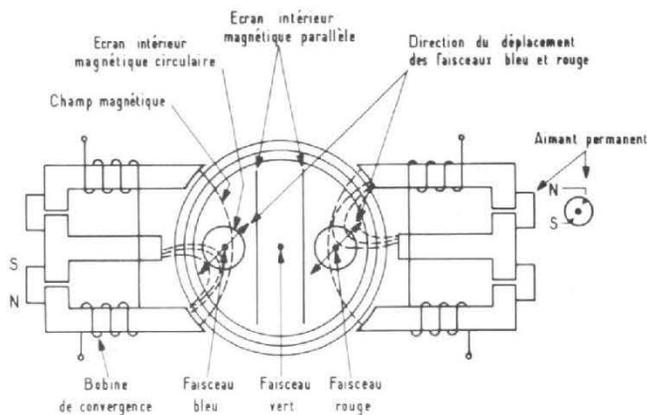
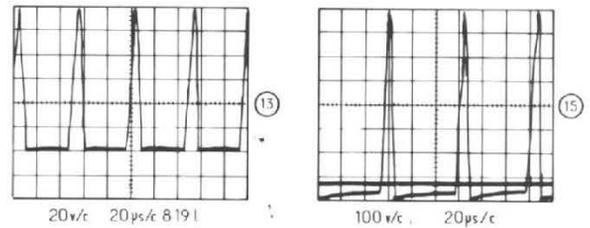
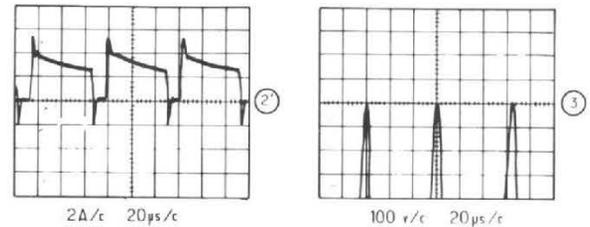


Fig. 5. - Convergence statique.

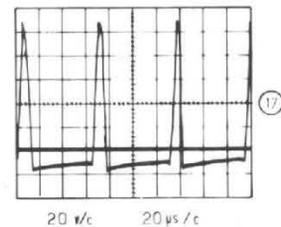
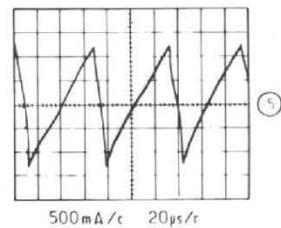


Fig. 4

tion de la tension d'alimentation + 40 V (point 12 de la figure 2) suivant le procédé A. Nissen. La tension + 40 V qui alimente l'étage de puissance ligne comporte une composante très faible en dent de scie qui corrige l'effet de trapèze et une composante également faible en parabole qui corrige l'effet coussin. Ces composants sont à fréquence trame. Elles sont générées à partir de la base de temps trame à l'aide d'un circuit très simple dont la description va suivre.

AIMANTS DE PURETE, CORRECTION STATIQUE ET CORRECTION DYNAMIQUE

Les caractéristiques des bobines de déviation et de convergences sont indiquées dans les figures 3 et 4. L'unité de correction statique est celle de la figure 5. L'aimant de pureté crée un champ qui a pour fonction de faire déplacer les trois faisceaux autour de l'axe du tube. La rotation synchrone des deux disques

aimantés déplace les impacts des faisceaux suivant un trajet circulaire et l'écartement des pattes des deux disques aimantés déplace les impacts radialement. On doit effectuer ces réglages après la démagnétisation du tube et en coupant les faisceaux vert et bleu afin d'obtenir une surface rouge aussi pure que possible et aussi grande que possible au centre de l'écran. En déplaçant le déviateur vers l'avant on doit refaire ces réglages jusqu'à l'obtention d'un rouge uniforme et pur sur tout l'écran.

Dans un tube à faisceaux coplanaires, les aimants de pureté produisent un champ magnétique à deux pôles perpendiculaire au plan des canons disposés horizontalement. La paire d'aimants est constituée de deux anneaux concentriques où la rotation de l'anneau extérieur et la rotation d'un angle égal et opposé de l'anneau intérieur ont pour effet de modifier l'intensité du champ en passant d'une valeur maximale pour un sens donné du champ à une autre valeur maximale de sens opposé avec le zéro entre les deux réglages extrêmes. Il est ainsi possible de

déplacer horizontalement les trois faisceaux.

Pour déplacer ensuite les faisceaux bleu et rouge dans le sens de la diagonale, nous disposons sur l'unité de correction statique (fig. 5 et 6) des aimants permanents en forme de rondelle dont la rotation permet d'obtenir les déplacements indiqués dans la figure 5 et dans la figure 6. La superposition des trois spots dans les fentes du masque est illustrée dans la figure 7 où l'on déplace le faisceau bleu vers le faisceau vert en commençant par le réglage de la figure 5 (aimant SN gauche) et en terminant par celui de la figure 6 (aimant NS gauche). Pour amener le faisceau rouge vers le vert, on commence par le réglage de la figure 6 (aimant NS droite) et on termine par celui de la figure 5 (NS situé à droite et en haut).

Etant donné que ce tube est muni d'un masque à fentes verticales et d'un déviateur auto-convergent pour les trois canons coplanaires situés horizontalement, l'unité de correction de la convergence verticale devient inutile et seule la correction horizontale reste valable. C'est la même unité que celle qui corrige la correc-

tion statique des faisceaux ; il suffit de munir les noyaux en E de deux paires de bobines (fig. 8) dans lesquelles on fait passer des courants paraboliques à fréquence ligne que l'on peut générer à l'aide d'un circuit passif, comme celui de la figure 9 où l'entrée reçoit des impulsions H de 150 V. La déviation des faisceaux rouge et bleu s'effectue alors suivant les sens de la figure 8 qui s'ajoutent ou se retranchent à celui obtenu par le déviateur horizontal. Cette correction dans la déviation horizontale à l'aide des courants paraboliques n'exige qu'un seul réglage comme le montre la figure 9. L'auto-convergence est obtenue à l'aide d'un déviateur horizontal avec des bobines en selle et d'un déviateur vertical à bobine toroïdale. Les axes des déviateurs et du tube doivent coïncider mais l'ensemble de déviation doit pouvoir se déplacer le long du col de 13 mm environ de la position la plus avancée vers l'écran afin de faciliter les réglages de pureté de couleur. Il faut également pouvoir effectuer une légère inclinaison verticale de l'unité de déviation en vue d'ajuster au mieux la convergence dyna-

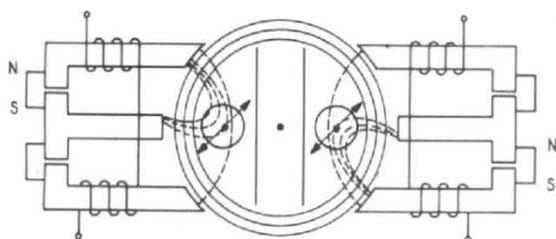


Fig. 6. - Convergence statique.

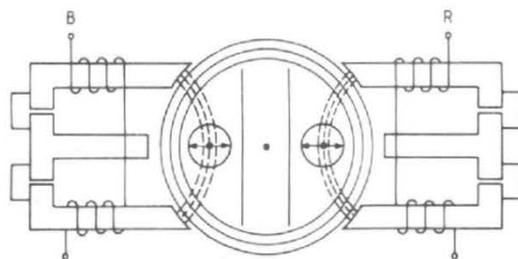


Fig. 8. - Correcteur dynamique $L = 3 \text{ mH}$; $R = 8 \Omega$.

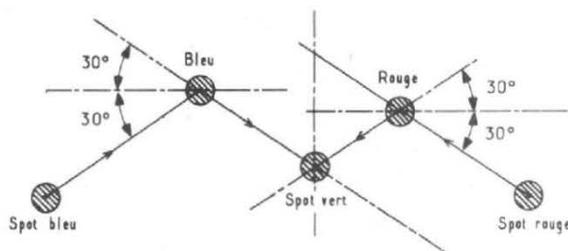


Fig. 7. - Réglages statiques.

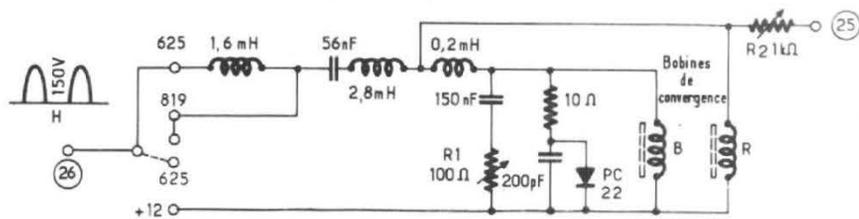


Fig. 9a et b. - Convergence dynamique horizontale.

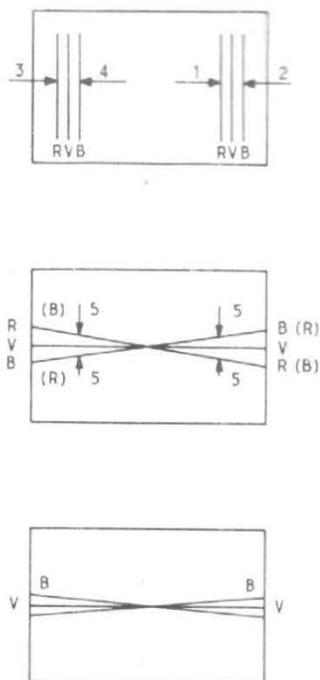
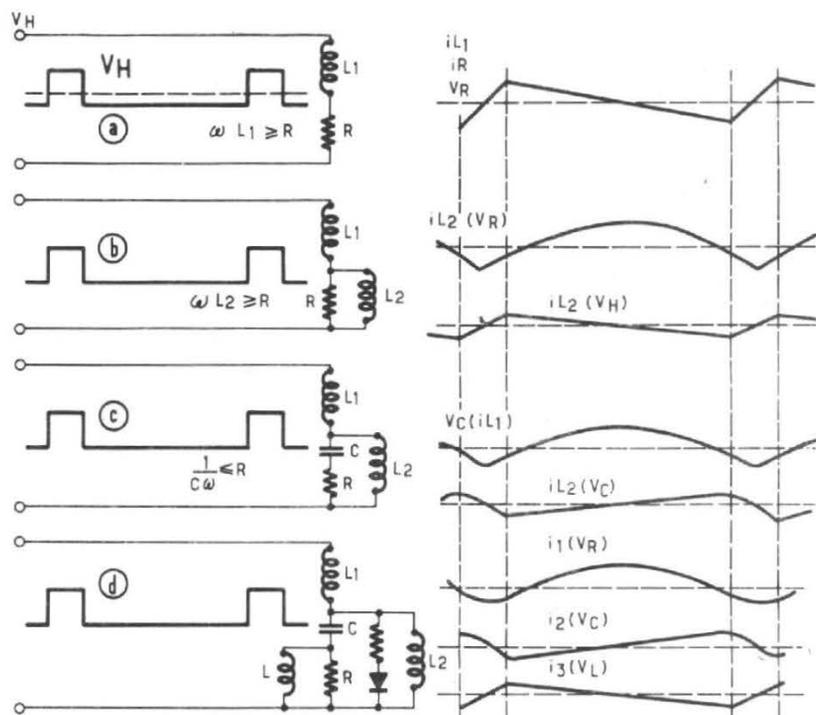


Fig. 10. - a) Correction des barres verticales dans l'axe horizontal : Superposer les barres verticales R et B sur V à l'aide de la résistance variable de la figure 9 : 1) Commencer par la droite avec le rouge ; 2) ensuite le bleu à droite ; 3) continuer à gauche avec le rouge ; 4) terminer à gauche avec le bleu.
b) Correction des barres horizontales inclinées : Superposer les barres horizontales R et B sur V en créant une légère différence entre les deux courants des deux bobines de la déviation horizontale afin de faire coïncider à 90° l'axe du champ de déviation avec celui des faisceaux.
c) Correction des barres horizontales obliques : Effectuer une légère rotation du correcteur de convergence horizontale dans un sens ou dans l'autre jusqu'à l'obtention de barres horizontales.

mique et spécialement dans le haut et dans le bas de l'écran.

L'auto-convergence du tube permet de supprimer la correction de coussin dans le sens vertical, haut et bas.

Nous indiquons dans la figure 10 les principaux réglages concernant la convergence horizontale que l'on peut obtenir à l'aide de la résistance variable du circuit correcteur de la figure 9.

On peut décrire le fonctionnement du circuit de convergence de la figure 9 A à l'aide du synoptique de la figure 9 B où VH est la tension à l'entrée des impulsions H à fréquence ligne.

En (a) ces impulsions sont appliquées à une simple self L₁

en série avec une résistance R. Le courant est en dent de scie ainsi que la tension aux bornes de R. En (b) la bobine de convergence B ou R se trouve en parallèle avec R. Cette bobine est désignée par L₂. La tension VR produit le courant parabolique iL₂ (VR). La tension d'entrée VH produit le courant iL₂ (VH) qui représente une fraction du courant iL₁. En (c) le condensateur C se trouve en série avec R. Le courant qui traverse C est en dent de scie d'où la tension parabolique Vc (iL₁) aux bornes de C. Cette tension produit un courant en dent de scie dans L₂ mais ces dents de scie sont en opposition de phase avec celles provenant de L₁ dont une fraction traverse L₂.

En (d) on trouve le circuit complet qui permet d'obtenir dans la bobine de convergence L₂ un courant parabolique j₁ (VR), un courant en dent de scie i₂ (Vc) et un autre courant en dent de scie de phase opposée i₃ (Vi) dont l'intensité est réglable par L.

Ce circuit (d) permet de « basculer » le courant i₁ (VR) dans un sens ou dans l'autre à l'aide des courants i₂ (Vc) et i₃ (Vi). On ajoute ainsi une dent de scie à la parabole qui déplace la phase de celle-ci.

C'est à partir de ce schéma (d) que l'on a pu réaliser le circuit simplifié de la figure 9A qui ne comporte qu'un seul réglage dynamique par R₁ et un seul réglage statique par R₂ destiné au courant continu.

BASE DE TEMPS POUR RECEPTEUR COULEUR- VERTICALE

Le point 1 de la déflexion verticale (fig. 11) reçoit une dent de scie provenant du module TCA511 qui génère ce signal trame et qui est muni d'un réglage de fréquence, d'un réglage d'amplitude et d'un réglage de linéarité. Le transistor d'entrée BC142 compare le signal recueilli au point 7 à la dent de scie appliquée sur sa base. Les diodes BAV18 et la diode MR41 servent de protection au transistor BC142. La zener stabilise la tension à la base et évite une oscillation transitoire due à la

L'EUROSIGNAL

NOUS avons dans un précédent numéro (H.P. 1495), publié une analyse technique de l'Eurosignal, dispositif de recherche de personnes fonctionnant aussi bien en rase campagne qu'en milieu urbain, par couverture radio d'une zone géographique étendue.

La conception de ce système permettra d'ici à quelques années de joindre à partir d'un poste téléphonique quelconque, une personne se trouvant quelque part en Europe.

Le réseau de la République Fédérale Allemande a été mis en service mi 1974, et l'administration des P.T.T. a mis début décembre 1975 en service la première zone française région France Nord comportant la capitale.

Nous avons vérifié un mois durant, les possibilités de l'Eurosignal en procédant à des déplacements dans toute la zone couverte, et en notant tous les appels transmis. Le bilan détaillé ci-après est excellent, et répond bien à ce que peut en attendre l'utilisateur.

L'EUROSIGNAL

L'Eurosignal est un système de recherche de personnes qui n'est plus limité à une surface réduite imposée, l'entreprise, usine ou magasin.

Le porteur d'un récepteur peut être averti qu'il est recherché quel que soit le lieu où il se trouve, et quel que soit son mode de transport, (mis à part quelques restrictions que la technique ne peut résoudre).

De la sorte, il est possible d'adresser à partir d'un poste téléphonique un avis de recherche sélectif qui atteindra le correspondant en mouvement.

Le système est conçu de façon à ce qu'à l'heure actuelle par exemple, la firme américaine qui délègue un de ses cadres dans la région parisienne (zone couverte fig. 1) puisse à partir du réseau téléphonique automatique, lancer un appel des Etats-Unis et signaler à celui-ci que sa firme lui demande un contact. Le délai de transmission est réduit à quelques secondes, c'est celui nécessaire à l'obten-

tion des raccordements téléphoniques automatiques et à l'accès aux émetteurs.

FONCTIONNEMENT

Le principe retenu consiste à transmettre un signal qui parvient à la personne recherchée sous forme d'un signal sonore continu durant 5 secondes. Un circuit mémorise l'appel reçu à l'aide d'un voyant à diode électroluminescente, de façon à informer l'appelé même si son récepteur n'est pas à sa portée.

Le récepteur a une capacité de 4 voies, ce qui permet la réception de signaux provenant de 4 personnes distinctes, chaque voie étant actionnée à partir d'un numéro différent, et comporte sa mémoire visuelle.

L'appel est transmis via un combiné téléphonique quelconque raccordé au réseau interurbain. Pour la région parisienne, on compose le 15-002 + 5 chiffres qui sont ceux de la voie du récepteur appelé. Le récepteur qui nous a été

confié était doté de 3 voies actives sur les 4, les numéros d'appel étant 26074 (voie 1), 26075 (voie 2), 26065 (voie 3).

Outre la mémoire visuelle d'appel, le récepteur est doté de sécurités aptes à faire connaître à l'utilisateur si la réception est possible, et l'état de charge de l'alimentation.

RÉCEPTEUR

Deux types sont homologués, produits par l'E.M.D. et Thomson. L'encombrement est réduit, ainsi que le poids. Le modèle essayé, de l'E.M.D. a un encombrement de 186 x 75 x 20 mm, pour un poids de 339 grammes (fig. 2).

Il est doté d'une série de touches, qui sont destinées à sélectionner la fréquence de travail selon la zone géographique où se trouve l'utilisateur. La touche B correspond à la région Nord Bassin parisien. Lorsque toutes les régions seront en service, le porteur du récepteur commutera la fréquence de travail au changement de région, selon

la direction de son déplacement, afin de toujours pouvoir être joint.

Une touche jaune permet le test de bon fonctionnement du récepteur. Lorsque celle-ci est pressée, les cinq voyants s'allument simultanément, le signal sonore est émis, le voyant T (test) détermine simultanément si la tension d'alimentation est correcte et si le niveau du champ reçu permet une bonne réception. Lorsque le voyant T clignote, il indique la réception d'un champ faible, mais permettant toutefois une réception assurée.

Lorsque le champ est trop faible pour qu'une transmission soit possible, un signal sonore sous forme de train de bip est émis pendant quelques secondes, puis répété toutes les 20 secondes environ. L'utilisateur est alors informé qu'aucun message ne peut lui parvenir.

La sécurité d'alimentation délivre un signal sonore continu avec allumage de deux voyants, qui indique que la tension est trop basse pour assurer un fonctionnement correct. Dans ce cas, il est nécessaire de raccorder le récepteur au bloc chargeur

réseau (fig. 3), ou l'insérer dans le support voiture (fig. 4), le 12 V batterie assurant alors la recharge et l'alimentation du récepteur.

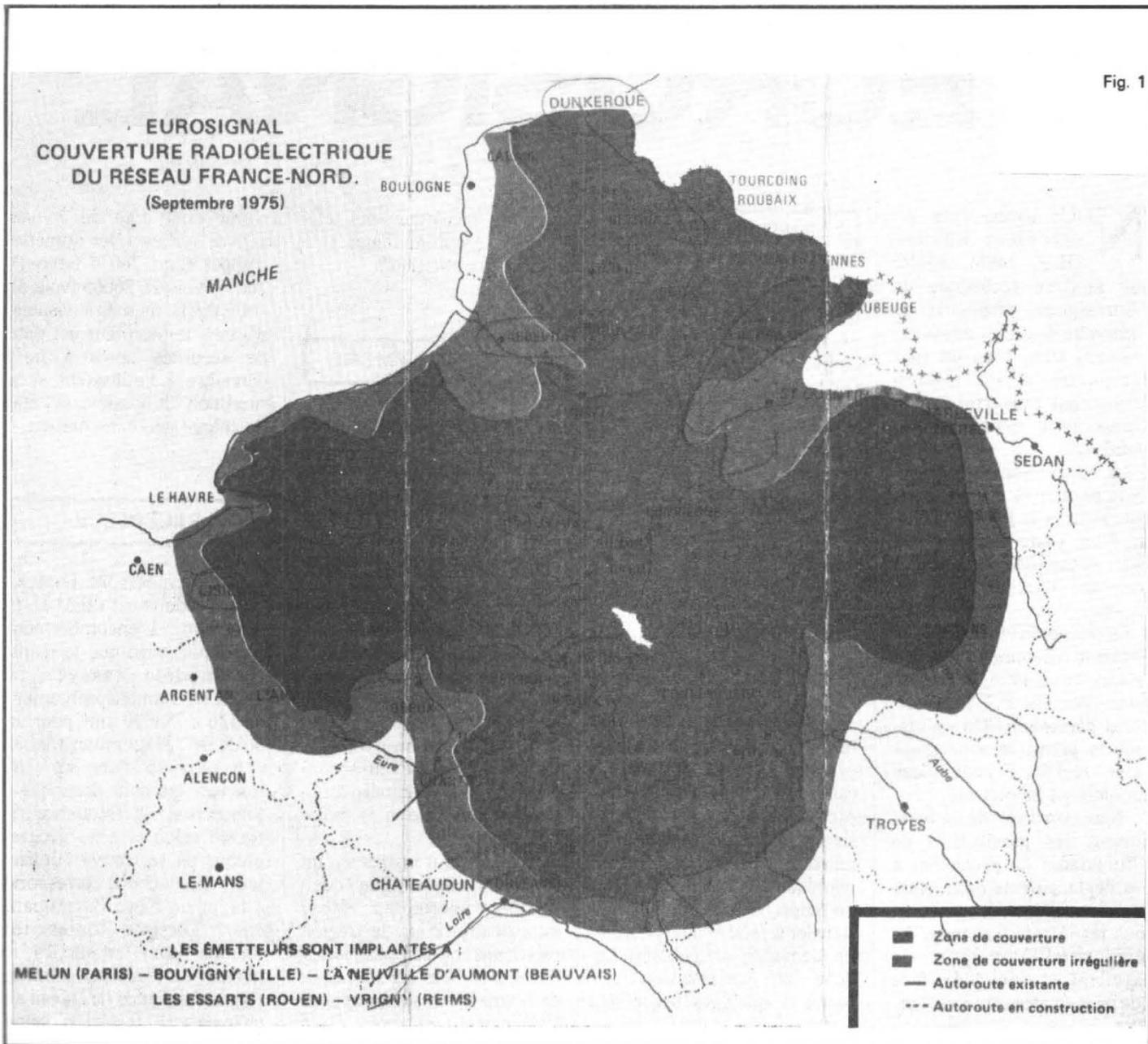
L'alimentation autonome est assurée par 4 éléments d'accumulateurs cadmium nickel (fig. 5) autorisant un fonctionnement de 15 heures ; la recharge complète durant 9 heures.

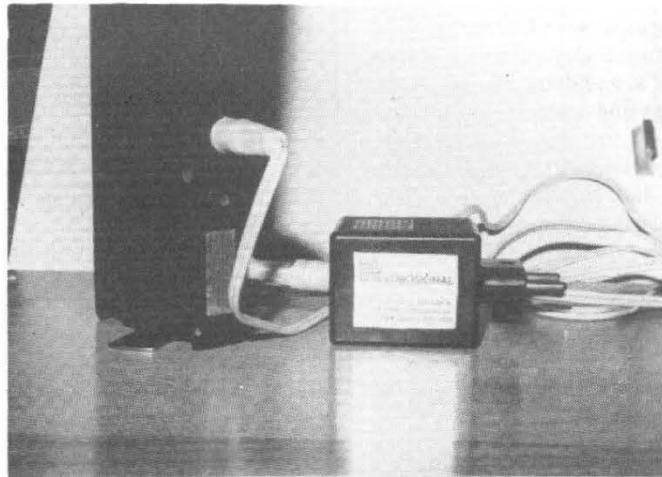
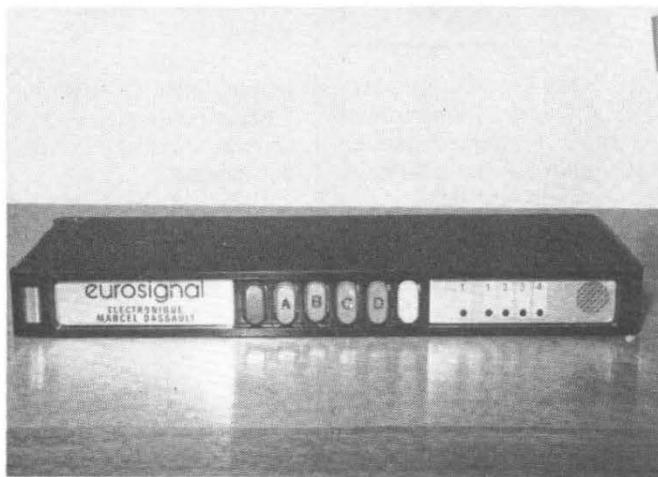
Le support pour emploi sur véhicule permet de bénéficier de l'antenne autoradio et de l'alimentation de bord. Le raccordement est simple, on ramène le + et - batterie, la prise mâle du câble antenne,

puis avec un câble antenne mâle-mâle on repart du récepteur vers l'autoradio. Il est à noter que le câble à connecteurs mâle-mâle n'est pas très courant, et n'est pas en vente partout.

UTILISATION

La chaîne reliant l'appareil à la personne recherchée est très simplement conçue. Toute personne disposant d'un téléphone et possédant l'un des numéros de code du





récepteur peut lancer un appel. Celui-ci aboutit par voie téléphonique à un codeur puis aux émetteurs VHF. Le signal est transmis deux fois de façon automatique espacées de 30 secondes, afin d'augmenter la sécurité de la liaison, si le premier appel ne parvient pas au récepteur se trouvant par exemple sous un long tunnel routier.

Le signal sonore est délivré par le récepteur, et la voie concernée allume le voyant indiquant celle-ci, en conservant la mémoire de l'appel. Si le récepteur est en possession de l'utilisateur, celui-ci est averti immédiatement de l'appel, et détermine sa provenance en examinant les voyants. Il peut alors prendre contact via un poste téléphonique avec la personne le recherchant.

La capacité des récepteurs, 4 voies au maximum est largement suffisante, elles peuvent être affectées par exemple au domicile, au standard téléphonique de la firme, à une secrétaire, et au président de la firme. Pour un médecin, au service d'urgence, au secrétariat, à un malade, à son domicile.

Il est impératif que chaque numéro de voie soit affecté à une personne ou service et seulement à celle ou celui-ci. En effet, si plusieurs personnes peuvent appeler sur une même voie et qu'elles soient situées géographiquement en des lieux différents, il y aura indétermination sur l'identité de l'appelant.

Si l'utilisateur n'est pas en possession du récepteur, soit qu'il reste sur son véhicule ou sur son bureau, l'appel reste

en mémoire, voyant allumé ; la personne recherchée est alors seulement avertie lorsqu'elle consulte son récepteur. Cet emploi est parfois nécessaire lorsque l'utilisateur est en sous-sol, où la transmission n'est pas possible.

Lorsque l'appel a été perçu par l'appelé, la remise à zéro de la mémoire s'effectue en pressant une touche.

Le récepteur peut recevoir successivement les appels sur ses 4 voies en conservant toujours ceux-ci en mémoire.

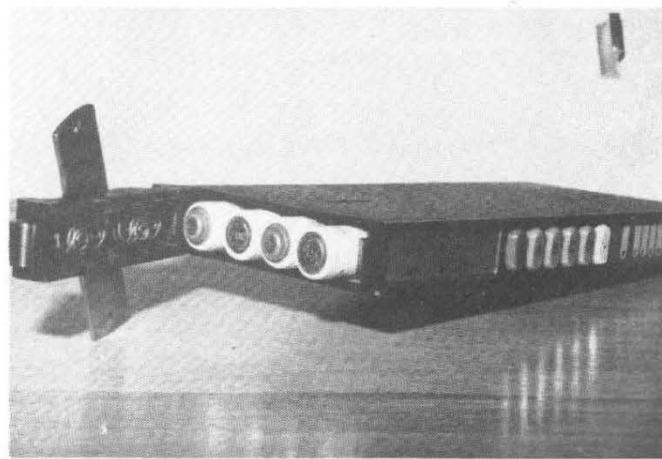
EXPLOITATION

Munis du récepteur EMD à 3 voies d'appel, nous avons parcouru en tous sens la région couverte (zone Nord).

Afin de déterminer le plus exactement possible l'efficacité des liaisons, nous avons programmé des appels sur chacune des 3 voies chaque quart d'heure en comptabilisant ceux-ci, pendant une journée de travail. Le parcours mi-urbain, mi-route a comporté des tests déplacement à pied.

Sur 96 appels, 2 ont été perdus en zone urbaine à Paris, ce qui est excellent, compte tenu du fait que si aucune réponse à l'appel ne parvient, on peut renouveler l'appel quelques minutes après le premier.

Les zones d'affaiblissement du champ reçu sont nombreuses à Paris, sans toutefois que la perte de liaisons ne soit totale, ni durable, lorsque l'on se déplace à pied. En sous-sol (métro, grands magasins) la



réception est pratiquement impossible. La sensibilité diminue aux premiers étages des immeubles, elle est variable selon les masses de béton et d'acier des constructions. Au Palais des Congrès, porte Maillot, la réception est possible, à condition d'approcher le récepteur d'une fenêtre. Il s'agit là d'une mesure à suivre dans les immeubles, le récepteur sera placé près des ouvertures.

Sur véhicule, à Paris, la perte de sensibilité totale ne se manifeste que sur la portion du boulevard périphérique Ouest, dans les souterrains.

Cette diminution de sensibilité urbaine doit être résorbée par la mise en service d'un émetteur de 50 à 100 W à

Paris prochainement. Le second test a consisté à envoyer des appels sur une voie pendant un parcours routier dans toute la zone couverte. La réception à 100 % a été assurée, même dans des magasins à grande surface, à Lille, Rouen, Reims. La carte figure 1 détermine deux zones, intérieure où la réception est assurée à 100 %, extérieure où le champ diminue et où elle n'est pas garantie à 100 %.

Notre parcours d'essai nous a conduit à Orléans, donc hors zone de couverture, où nous avons reçu parfaitement tous les appels transmis. Les villes encerclées sont celles où nous avons effectué des tests régionaux à pied.

CONCLUSION

L'Eurosignal permet d'offrir à toutes les personnes se déplaçant fréquemment en tous endroits la possibilité d'être joints sans délai.

Il s'agit là d'un service fort intéressant offert par l'administration des Télécommunications aux usagers, et qui permet de régler rapidement diverses opérations pour les industriels ou les professions libérales.

Les récepteurs sont loués par l'administration (Entreprise Générale des Télécommunications, 7, rue du 4-Septembre, Paris 2^e. Tél. : 265.85.16), les supports pour véhicules, vendus. Le barème

ci-après donne les tarifs détaillés (fig. 6).

Le récepteur Eurosignal répond bien au service que l'utilisateur peut en attendre, avec un taux très élevé de sécurité des liaisons.

J. BERCHATSKY

EUROSIGNAL TARIF AU 1^{er} DÉCEMBRE 1975

	PRIX H.T.		TVA 20 %		PRIX T.T.C.	
	mois	1/30 ^e	mois	1/30 ^e	mois	1/30 ^e
REDEVANCE MENSUELLE D'ABONNEMENT AU SERVICE						
100 taxes de base par numéro d'appel national					35	1,17
taxes de base par numéro d'appel international					-	-
REDEVANCE MENSUELLE DE LOCATION ENTRETIEN DES RÉCEPTEURS						
Récepteurs à 1 ou 2 numéros d'appel						
1 ^{er} au 2 ^e récepteur	150	5,00	30	1,00	180	6,00
3 ^e au 10 ^e récepteur	135	4,50	27	0,90	162	5,40
11 ^e au 20 ^e récepteur	127,50	4,25	25,50	0,85	153	5,10
21 ^e récepteur et au-delà	120	4,00	24	0,80	144	4,80
Récepteurs à 3 ou 4 numéros d'appel						
1 ^{er} et 2 ^e récepteur	170	5,67	34	1,13	204	6,80
3 ^e au 10 ^e récepteur	153	5,10	30,60	1,02	183,60	6,12
11 ^e au 20 ^e récepteur	144,50	4,82	28,90	0,96	173,40	5,78
21 ^e récepteur et au-delà	136	4,53	27,20	0,91	163,20	5,44
PRIX DE VENTE DES SUPPORTS VÉHICULES						
Support EMD (Couplage antenne et connexion batterie)						
Type D 1	359		71,80		430,80	
Support TH/CSF						
Type T 2	416		83,20		499,20	
- support avec couplage antenne et connexion batterie						
Type T 3	246		49,20		295,20	
- support version simplifiée (couplage antenne seulement)	95		19		114	
commande avertisseur						

Remarque : L'abonnement Eurosignal n'implique le paiement d'aucune taxe de raccordement ni d'aucun dépôt de garantie.

Calcul des éléments d'un AMPLIFICATEUR de puissance HI.~FI.

ON rencontre dans la presse de plus en plus de descriptions d'amplificateurs audiofréquence, généralement assez voisins les uns des autres et qui sont, le plus souvent, décrits avec de nombreuses explications.

Mais il arrive aussi que ces explications soient infiniment plus succinctes, voire inexistantes. Il arrive aussi que des amateurs veuillent réaliser un amplificateur un peu différent de ceux dont ils ont lu les descriptions, soit pour utiliser des composants un peu différents, soit pour adapter l'amplificateur à des conditions de fonctionnement autres que celles prévues dans l'article.

Il nous a donc semblé utile d'indiquer comment on choisit les composants pour réaliser un amplificateur audiofréquence. Il s'agit aussi bien du choix des types de semiconducteurs que de la détermination des valeurs des résistances et condensateurs. Précisons tout de suite que ces choix et déterminations sont beaucoup plus faciles qu'on ne le croit généralement.

LE TYPE D'AMPLIFICATEUR ÉTUDIÉ

Si l'on fait un examen statistique des revues et des prospectus de constructeurs, on voit que plus de 95 % des réalisations sont faites avec le bon schéma classique en push-pull série, à symétrie complémentaire ou quasi-complémentaire, sans transformateur d'attaque ni de sortie.

On comprend cette horreur du transformateur : il est lourd, cher, encombrant, diffi-

cile à trouver, générateur de distorsions et d'accrochages. On ne pouvait pratiquement pas s'en passer du temps des tubes car ces derniers fonctionnaient avec des tensions monstrueuses et des courants ridiculement faibles : à moins d'employer une bobine mobile dont l'impédance frise le kilo-ohm, il était hors de question de coupler directement des tubes à un haut-parleur sans passer par cet affreux transformateur.

Fort heureusement, avec les transistors, tout change. Mais, chose fort amusante, on

reprend des schémas que les « tubistes » reconnaissent presque et l'on arrive normalement au push-pull série.

Le schéma « hyper-simplifié » de ce dernier est donné par la figure 1 (précisons bien qu'un montage réalisé exactement comme le montre cette figure ne fonctionnerait pratiquement pas, tant il y a de « petites choses » à rajouter).

Son fonctionnement est facile à comprendre (il n'est pas inutile d'y revenir brièvement, cela nous servira par la suite pour les calculs).

On s'arrange pour que, à

l'état de repos, le potentiel du point M soit voisin de $E/2$ (moitié de la tension d'alimentation E , qui est supposée ici avoir son pôle négatif à la masse, comme les points (1) et (2) et le pied de l'impédance de charge Z où l'on doit envoyer la puissance).

Le condensateur C se charge donc à la tension $E/2$ selon la polarité indiquée sur la figure. On l'a choisi de valeur assez élevée pour qu'il ne puisse pratiquement pas se charger ni se décharger pendant les alternances de la tension à amplifier. Il joue donc le

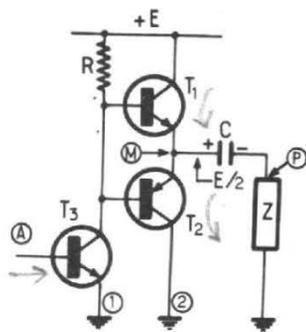


Fig. 1 : Schéma « hyper-simplifié » de l'amplificateur audio-fréquence classique à push-pull série. Le transistor T3 est le « driver », le condensateur C est d'une capacité tellement élevée qu'on peut considérer qu'il se comporte comme une pile de tension constante E/2.

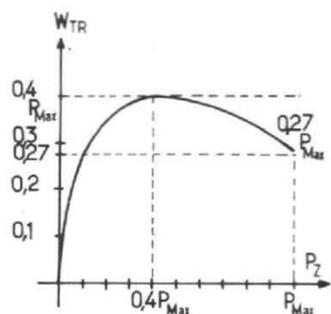


Fig. 2 : Loi de variation de la dissipation dans les deux transistors de sortie en fonction de la puissance débitée dans la charge.

rôle d'une sorte de pile de tension E/2, retranchant une tension E/2 du potentiel du point M avant de l'appliquer à l'impédance de charge Z.

La signal d'entrée est appliqué en A à la base de T₃. Ce dernier est monté en émetteur commun. En raison des variations de son courant collecteur, il fait varier la tension des bases de T₁ et T₂.

Ces deux transistors sont montés en collecteur commun (ou émetteur suiveur), le potentiel de leur émetteur suivant toujours de très près (à un V_{BE} près) celui de leur base.

Quand le potentiel de M tend à croître au-delà de E/2, cela rend le point P positif, du courant passe dans Z vers la masse, ce courant étant fourni par T₁ à travers C. Ce courant, assez important, passe, pendant si peu de temps que la charge de C varie à peine et que l'on peut considérer que la tension aux bornes de C reste pratiquement constante.

Pendant l'alternance suivante, le potentiel du point M tombe en-dessous de E/2. Le point P devient négatif par rapport à la masse, du courant passe dans Z depuis la masse vers P. Ce courant se referme vers la masse à travers C et T₂. Pendant le passage de ce courant dans C, ce dernier perd le petit surcroît de charge qu'il avait pris pendant l'alternance précédente.

LA RELATION TENSION IMPÉDANCE PUISSANCE

Le schéma de la figure 1, si incomplet soit-il, va nous permettre de voir comment sont liées la tension d'alimentation E, la résistance Z de la charge et la puissance W que l'on peut envoyer dans cette charge.

On voit, en effet, que si l'on suppose les transistors parfaits, ayant une tension de saturation nulle, on peut avoir au point M un potentiel qui varie de 0 à +E. Autrement dit, il varie de ± E/2 par rapport à sa valeur de repos. Nous aurons donc une tension crête de E/2 (tantôt positive, tantôt négative) aux bornes de Z.

La tension de crête étant E/2 aux bornes de Z (que nous supposons pour le moment une résistance pure, de valeur Z), nous aurons donc dans cette résistance un courant crête E/2Z.

On sait que, s'il s'agit de tensions sinusoïdales, la tension efficace est égale au quotient de la tension crête par $\sqrt{2}$ (soit 1,41). De même, le courant étant lui aussi de forme sinusoïdale, on trouvera sa valeur efficace en divisant sa valeur de crête par $\sqrt{2}$ soit environ 1,41.

Pour avoir la puissance dissipée dans une résistance, il faut faire le produit de la tension efficace à ses bornes par le courant efficace qui la parcourt. Quand on a la tension crête (V_{cr}) et le courant crête (I_{cr}), il faut diviser chacun d'eux par $\sqrt{2}$:

$$V_{\text{eff}} = V_{\text{cr}} / \sqrt{2}$$

$$I_{\text{eff}} = I_{\text{cr}} / \sqrt{2}$$

La puissance W peut donc s'exprimer sous la forme :

$$W = E_{\text{eff}} \times I_{\text{eff}}$$

$$= \frac{V_{\text{cr}}}{\sqrt{2}} \times \frac{I_{\text{cr}}}{\sqrt{2}}$$

$$= \frac{V_{\text{cr}} \times I_{\text{cr}}}{\sqrt{2} \times \sqrt{2}} = \frac{V_{\text{cr}} \times I_{\text{cr}}}{2}$$

En appliquant cette dernière formule au cas de notre amplificateur, avec V_{cr} = E/2 et I_{cr} = E/2Z, on trouve

$$W = E^2/8Z$$

Si nous utilisons, par exemple, une tension E de 24 V et une impédance Z de 15 Ω, cela représente une puissance de :

$$W = \frac{(24)^2}{8 \times 15} = \frac{576}{120} = 4,8 \text{ W}$$

Nous ne nous étendrons pas trop sur cette formule, qui n'est pas tout à fait exacte et donne une puissance plus forte que celle que l'on pourrait obtenir réellement, car

nous n'avons pas tenu compte de la tension résiduelle aux bornes des transistors. Mais la formule en question donne déjà une idée de la valeur de puissance, surtout si l'on a une tension E relativement élevée (24 V ou plus).

UNE FORMULE PLUS EXACTE

Nous justifierons un peu plus loin les considérations qui nous amènent à cette nouvelle formule. Disons pour le moment que nous admettrons une chute de tension de l'ordre du volt pour chaque transistor de puissance (T₁ ou T₂ dans la figure 1), en y incorporant la chute de tension dans la résistance qui accompagne presque toujours le transistor. En comptant 1,2 V, on prévoit une marge de sécurité plus grande.

Nous considérerons donc que ce n'est pas E/2 que l'on trouve comme tension crête aux bornes de Z, mais : (E/2 - 1,2) par exemple.

Dans ces conditions, nous pouvons indiquer, pour les différentes impédances classiques des bobines (2 Ω, 4 Ω, 8 Ω et 15 Ω), les puissances que l'on aura en fonction de la tension d'alimentation. (Tableau 1).

TABLEAU 1

Impédance 15 Ω

E volts	6	9	12	18	24	36	48	60	80
W watts	0,11	0,36	0,77	2	3,9	9,4	17,3	27,6	50,2

Impédance 8 Ω

E volts	6	9	12	18	24	36	48	60	80
W watts	0,2	0,7	1,44	3,8	7,3	17,6	32,5	51,8	94

Impédance 4 Ω

E volts	6	9	12	18	24	36	48	60	80
W watts	0,4	1,4	2,9	7,6	14,6	35,3	65	103,7	188,2

Impédance 2 Ω

E volts	6	9	12	18	24	36	48	60	80
W watts	0,8	2,7	5,8	15,2	29,2	70,6	130	207	376

Ces tables peuvent servir au lecteur comme guide de choix. Si les valeurs à trouver sont entre les données, par exemple si l'on veut utiliser une impédance de 4 Ω avec une tension de 42 V, il n'est guère précis de faire une interpolation linéaire entre la puissance à 36 V (35,3 W) et la puissance à 48 V (65 W). Il vaut mieux utiliser la formule :

$$W = \frac{1}{2Z} \left(\frac{E}{2} - 1,2 \right)^2$$

à l'aide de laquelle (et d'une petite calculatrice électronique !) ces valeurs ont été établies. Pour la tension E = 42 V et Z = 4 Ω, on trouve alors : 49 W.

On part souvent d'un haut-parleur donné (donc Z est imposé) et d'une puissance que l'on veut obtenir (donc W est imposé). On calcule alors la valeur de E par la formule :

$$E = 2,4 + 2 \sqrt{2WZ}$$

Si, par exemple, on désire disposer d'une puissance de 5 W dans une bobine de 8 Ω, on doit utiliser une tension d'alimentation au moins égale à :

$$2,4 + 2 \sqrt{2 \times 5 \times 8} = 2,4 + 2 \sqrt{80} = 20,3 \text{ V}$$

Nous avons dit « tension au moins égale à... » car il peut

être bon de prendre une petite marge de sécurité, tout au moins dans la mesure où les transistors de sortie prennent cela gentiment !

Insistons beaucoup, pour terminer ce paragraphe, sur le caractère **inéluctable** de la loi entre Z, E et W. Si l'on veut, par exemple, employer une tension d'alimentation de 12 V et pas plus, que l'on ne dispose que d'un haut-parleur de 8 Ω, il est **totalemment exclus** de réaliser un amplificateur de 15 W : on ne peut dépasser une puissance de 1,44 W avec 12 V et 8 Ω. Si l'on veut « tourner » la loi liant E, Z et W, on est alors obligé d'abandonner le montage de la figure 1 et d'utiliser un transformateur de sortie, avec tous les inconvénients graves que cela comporte.

Si nous revenons sur ce fait, c'est parce que nous avons reçu trop de demandes de gens qui nous disaient : « Je veux faire un amplificateur B.F. simple donnant 20 W. J'ai un haut-parleur de 15 Ω et je vais alimenter le tout sous 24 V » et nous étions à chaque fois obligé de répondre : « Rien à faire, à moins de prévoir un transformateur de sortie ».

LE CHOIX DES TRANSISTORS DE SORTIE

Nous avons choisi, généralement en fonction de la puissance souhaitée et de l'impédance de la charge, la valeur de la tension qui sera utilisée pour l'alimentation de l'amplificateur.

Nous pouvons donc facilement déterminer, en divisant la moitié de cette tension par la résistance de charge, la valeur de l'intensité collecteur de crête dans les transistors.

Chacun d'entre eux doit pouvoir supporter la **totalité** de la tension E, et non la moitié de E comme le croient certains : quand T₁, par exemple, est presque à la saturation, la totalité de E est appliquée à T₂ (fig. 1).

Il reste à parler de la dissipation de puissance dans les transistors. Un calcul relativement simple montre que, pour un amplificateur prévu pour fournir une puissance maximale P_{MAX} (il s'agit ici de la puissance maximale théorique, calculée par la formule E²/8 Z), les transistors dissipent à eux deux, une puissance qui passe par un maxi-

um égal à 0,4 P_{MAX}, ce maximum se produisant lorsque l'amplificateur fournit à la charge 40 % de la puissance maximale. De part et d'autre de ce maximum, donc quand l'amplificateur fournit à Z une puissance inférieure ou supérieure à 0,4 P_{MAX}, la dissipation de puissance dans les transistors est inférieure à 0,4 P_{MAX}. En particulier, lorsque l'amplificateur fournit à la charge sa puissance maximale E²/8 Z (nous négligeons ici les 1,2 V de chute dans les transistors et les résistances en série avec eux), la dissipation de puissance dans les transistors totalise seulement 27,3 % de la puissance maximale (au lieu de 40 % lors du fonctionnement le plus défavorable, à environ 40 % de la puissance maximale).

Ce fait est important à retenir : les « truands » (et il y en a, dans le domaine du matériel audiofréquence) qui prévoient des radiateurs insuffisants pour les transistors de sortie, comptant sur le fait que l'amplificateur fonctionne le plus souvent à très faible puissance, les « forte » étant très courtes, expliquent généralement la « supériorité » de leur matériel en disant :

« Cet amplificateur peut fonctionner une heure si vous le voulez à pleine puissance de sortie ! » Magnifique ! Mais, si vous leur demandez de faire fonctionner le même amplificateur une heure à une puissance de sortie réduite (« par exemple » à 40 % du maximum), ils détourneront la conversation, ou bien auront le culot monstrueux de vous répondre que « du moment que l'ampli supporte le fonctionnement à pleine puissance, il supportera a fortiori le fonctionnement à puissance réduite, donc inutile de faire un tel essai ».

En réalité, la dissipation dans LES DEUX transistors, totalisée, varie comme le montre la courbe de la figure 2. En absence, on a porté la puissance de sortie, fournie par l'amplificateur, allant de zéro jusqu'à P_{MAX}, les graduations étant en

pourcentage de P_{MAX} . En ordonnée figure la puissance dissipée sur les deux transistors (il faut diviser la valeur par deux pour avoir la dissipation par transistor). On n'a pas pris la même échelle pour l'ordonnée puisque la puissance dissipée ne dépasse pas $0,4 P_{MAX}$.

On voit sur cette courbe que la puissance dissipée monte très vite lorsque la puissance de sortie augmente, même fort peu. Par exemple, partant de zéro pour une puissance de sortie nulle, elle atteint déjà $0,235 P_{MAX}$ quand la puissance de sortie n'est que de $0,05 P_{MAX}$ (un vingtième du maximum). Elle arrive à $0,3 P_{MAX}$ quand la puissance de sortie n'est qu'à 10 % de son maximum.

QUE CONCLURE DE LA COURBE DE DISSIPATION ?

La courbe de la figure 1 nous montre tout simplement que l'on doit considérer, si l'on fait un amplificateur « sérieux », que la dissipation des transistors de sortie peut atteindre 40 % de la puissance maximale de sortie (un peu plus dans le cas des tensions d'alimentations faibles, où l'on ne peut plus négliger les 1,2 V par rapport à $E/2$). Non seulement la dissipation peut atteindre cette valeur, mais elle peut parfaitement s'y fixer. Il faut donc prévoir les transistors, et surtout leurs radiateurs, de telle sorte qu'ils puissent dissiper en permanence cette valeur de $0,4 P_{MAX}$ pour les deux transistors.

Donnons un exemple de calcul. Soit un amplificateur de 10 W prévu pour un haut-parleur de 4Ω . D'après les tables données ci-dessus, on peut prévoir que la tension d'alimentation sera comprise entre 18 et 24 V. En utilisant la formule :

$$E = 2,4 + 2 \sqrt{2 W Z}$$

on trouve 20,3 V.

Si l'on avait négligé la chute

de 1,2 V, une tension de 20,3 V avec une impédance de 4Ω aurait donné une puissance maximale de $E^2/8 Z = 12,9 W$.

Les transistors pourront donc avoir à dissiper une puissance maximale qui vaut 40 % de cette dernière valeur, soit :

$$12,9 \times 0,4 = 5,2 W$$

ce qui fera 2,6 W par transistor.

RÉSUMÉ DES CALCULS À FAIRE

Soit à réaliser un amplificateur donnant une puissance maximale W dans une impédance (supposée purement résistive) Z .

1) A l'aide des tables données ou de la formule $E = 2,4 + 2 \sqrt{2 W Z}$ on calcule la tension d'alimentation E minimale nécessaire ;

2) En divisant la valeur de E trouvée par $2 Z$, on trouve le courant collecteur maximal des transistors de sortie ;

3) On calcule la puissance maximale théorique $P_{MAX} = E^2/8 Z$ que l'on aurait sans aucune chute de tension dans les transistors et les résistances en série avec eux. Elle est supérieure à W , surtout pour les valeurs faibles de E ;

4) On multiplie la valeur P_{MAX} par 0,4 pour avoir la dissipation maximale pour les deux transistors (ou par 0,2 pour avoir la dissipation maximale par transistor).

TYPES DE TRANSISTORS À UTILISER

Nous connaissons la valeur de la tension maximale (E), du courant collecteur maximal ($E/2 Z$) et de la dissipation maximale ($0,2 P_{MAX}$) par transistor. Il n'y a plus qu'à ouvrir un catalogue de constructeurs et à chercher les dispositifs qui conviennent.

Une première règle s'impose : « Trop fort n'a jamais manqué ». Bien sûr, il serait idiot d'utiliser des 2 N 3055 pour un amplificateur donnant 2 W dans 8Ω d'impédance (tension $E = 13,7 V$, courant crête = $0,86 A$).

Mais, sans aller jusqu'à une telle exagération, on peut fort bien utiliser des transistors nettement plus puissants qu'il ne semblerait nécessaire. Il est contre-indiqué d'employer des modèles qui fonctionnent juste en-dessous de la limite de leurs possibilités.

Un autre choix technologique doit être fait, entre les modèles à boîtier métallique et les modèles à boîtier plastique. Il y a, dans les boîtiers plastiques d'excellents modèles adaptés aux petites et moyennes puissances.

Sans vouloir faire une énumération complète, qui nous entraînerait bien trop loin, signalons en boîtier plastique :

a) 20 W max (boîtier à 25 °C), 60 V max, 1,5 A max : les BD 167 (NPN) et BD 168 (PNP).

b) 40 W max (boîtier à 25 °C), 70 V max, 5 A max : les ESM 137 (NPN) et ESM 138 (PNP).

c) 55 W max (boîtier à 25 °C), 60 V max, 8 A max : les BD 303 (NPN) et BD 304 (PNP).

Si l'on préfère les boîtiers métalliques (ce qui est indispensable pour le cas des très grandes puissances), on peut citer :

a) 25 W max (à 25 °C de boîtier), 55 V max, 4 A max : les 2 N 3054 (NPN) et BDX 14 (PNP).

b) 117 W max (à 25 °C boîtier), 55 V max, 15 A max : les 2 N 3055 (NPN) et BDX 18 (PNP).

c) 250 W max (à 25 °C boîtier), 125 V max, 50 A max : le BUX 20 (type NPN, sans complémentaire PNP actuelle).

Faisons toutefois quelques remarques sur les nombres indiqués dans ce petit tableau. La dissipation de collecteur est toujours indiquée « à

25 °C de température de boîtier », comme le font les constructeurs. On ne peut donc atteindre cette dissipation qu'avec un « radiateur infini » dans une ambiance qui ne dépasse pas 25 °C. Sans donner ici une loi absolue, on peut préciser que, avec un radiateur convenablement adapté, on arrive très bien à la moitié de ce chiffre. Un transistor qui est donné pour une puissance maximale de 40 W à 20 °C pourra, avec un bon radiateur, dissiper assez facilement 20 W.

D'autre part, nous avons signalé comme courant maximal la valeur indiquée dans les notices, qui signifie seulement que le transistor n'est pas endommagé s'il est traversé par une intensité de cette valeur. Mais il se peut très bien qu'il soit contre-indiqué d'utiliser cette intensité, car elle peut correspondre à un régime de fonctionnement pour lequel le gain descend énormément.

Il est donc bon, une fois que l'on a trouvé un type de transistor qui semble bien convenir, de consulter la notice et de voir quelle est la valeur maximale de courant collecteur pour laquelle le gain est défini.

Par exemple, pour un transistor donné, on peut voir : courant collecteur maximal 6 A, gain statique (h_{21E}) minimum garanti : 10 à 2 A collecteur.

On en tire la conclusion que ce transistor peut supporter 6 A collecteur sans destruction, mais qu'il vaut mieux ne pas l'utiliser au-delà de 2 A si l'on veut qu'il garde un gain en courant convenable. On n'arriverait peut-être à le pousser à 6 A qu'avec un courant base beaucoup trop élevé, éventuellement 1,5 A (ce qui ferait tomber à 4 le gain statique).

Nous terminerons cette partie en disant un mot des transistors « Darlington », ou transistors composites, comportant deux transistors dans un même boîtier. Ils sont très pratiques en ce qui concerne leur gain en courant très élevé et très utilisables pour les

amplificateurs audiofréquence. Il convient toutefois de modifier un peu les formules indiquées plus haut dans le cas où on les emploie. Il faut, en effet, tenir compte d'une chute de tension minimale aux bornes du transistor qui est, en gros, de 0,8 V supérieure à celle des modèles simples. Il y a donc un peu plus de différence entre la puissance maximale vraie et la puissance maximale théorique $E^2/8 Z$.

Cela dit, il est tout de même assez commode de disposer d'un transistor qui puisse, comme le ESM 118 (NPN) ou son complémentaire ESM 162 (PNP) avoir un gain en courant de 1000 à 5 A et supporter 80 V, avec une dissipation de 150 W à 25 °C boîtier.

PERFECTIONNONS LE MONTAGE

Nous savons maintenant, en fonction des données de notre « cahier des charges », quelle sera la tension d'alimentation et quels seront les transistors de l'étage de sortie.

Il nous reste à regarder un peu comment on attaque ces transistors de sortie (l'auteur avoue qu'il se refuse à les appeler « transistors finals », ce qui est grammaticalement correct mais sonne si mal à l'oreille). La figure 1 propose un simple transistor monté en

émetteur commun, attaquant les bases réunies des transistors de sortie.

Or, cette solution présente deux inconvénients. Elle ne permet pas d'attaquer T_1 à fond, et elle présente de la distorsion de raccordement.

Revenons sur ce dernier point. Les bases des transistors T_1 et T_2 sont reliées entre elles, de même que les émetteurs de T_1 et T_2 sont reliés entre eux. Comme la base de T_1 doit être positive (d'environ 0,6 V) par rapport au point M (les émetteurs) pour que T_1 débite et que, d'autre part, elle doit être négative d'environ 0,6 V par rapport à ce même point pour que T_2 débite, on en déduit que jamais T_1 et T_2 ne débiteront simultanément. Ce premier point est excellent : il faut éviter qu'un courant traverse T_1 et T_2 , allant du +E à la masse, uniquement pour les faire chauffer.

Mais il y a une contre-partie à ce phénomène. Quand le potentiel du point M est à $+E/2$, celui des bases peut varier de $E/2 - 0,6$ à $E/2 + 0,6$ sans que T_1 ni T_2 ne deviennent conducteurs.

Alors que T_1 devrait transmettre la totalité de l'alternance positive de la tension de sortie, T_2 transmettant la totalité de l'alternance négative, cela n'a pas lieu. Il y a T_1 qui « cesse son travail » un peu avant que T_2 ne commence le sien.

Il va donc manquer un mor-

ceau de chaque demi-période, au début et à la fin. Dans le cas d'une tension de sortie V_z que l'on souhaiterait sinusoïdale, on obtient la forme d'onde que représente la figure 3. Chaque arche de sinusoïde ne se raccorde pas au suivant, il y a ce que l'on appelle de la « distorsion de raccordement ».

On va l'éviter en introduisant une petite différence de potentiel dite « polarisation », pratiquement constante, entre la base de T_1 et celle de T_2 . Il faudra procéder avec beaucoup de précautions, car il ne faut pas avoir un courant important qui traverse en permanence T_1 et T_2 .

Le choix de cette valeur de polarisation dépend de ce que l'on a utilisé comme étages de sortie. Nous avons, en effet, choisi pratiquement le type des transistors de sortie, mais pas encore celui des transistors « intermédiaires », non représentés sur le schéma de la figure 1, qui sont nécessaires dans le cas des amplificateurs d'une puissance notable.

Les schémas que nous allons rencontrer peuvent surprendre ; ils peuvent même paraître en opposition avec le schéma de base de la figure 1. En réalité, il n'en est rien, mais il faut se familiariser avec la notion de « transistor composite » et de « transistor équivalent ».

L'assemblage de transistors de la figure 4 n'est autre que le très classique « Darlington »,

avec deux transistors NPN. Il est équivalent (au V_{BE} près) à un transistor unique, de fort gain, de type NPN, ayant son émetteur en (3), son collecteur en (1) et sa base en (2). Jusque là, tout va bien.

Mais le montage de la figure 5 est plus compliqué à comprendre. Il utilise un transistor NPN, T_1 , comme premier étage d'amplification, fournissant au transistor T_2 , du type PNP, son courant base. Le gain global est donc bien le produit des gains en courant de T_1 et de T_2 , mais... il y a un petit côté paradoxal.

En effet, nous allons sûrement surprendre beaucoup les lecteurs en affirmant que, dans l'assemblage de la figure 5, le tout est identique à un transistor de puissance du type NPN, dont l'émetteur est en (3), le collecteur en (1) (mais oui, vous avez bien lu, là où est l'émetteur de T_2) et la base en (2).

Que la base de l'ensemble équivalent soit en (2), cela ne surprend personne. C'est bien par là que l'on injecte le courant base (le courant de très faible intensité). On remarque que ce courant base est ENTRANT, comme dans un NPN.

Maintenant, pourquoi disons-nous que l'émetteur équivalent est en (3)? Tout simplement pour deux raisons :

a) Dans un transistor NPN le courant fort va du collecteur

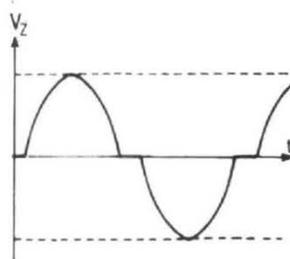


Fig. 3 : La distorsion de raccordement se produit lorsque les deux transistors de puissance se trouvent bloqués tous les deux pendant une partie de la période.

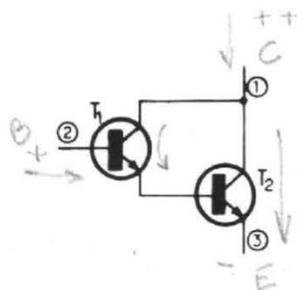


Fig. 4 : Un transistor de puissance T_2 commandé par un montage « Darlington » T_1 se comporte comme un transistor NPN unique, ayant son collecteur en (1), son émetteur en (3) et sa base en (2), avec un gain très élevé.

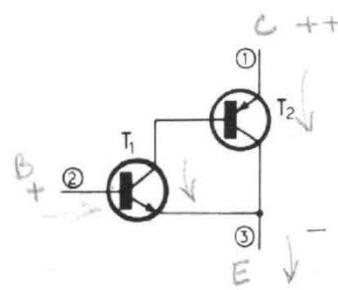


Fig. 5 : En commandant le PNP de puissance par un NPN, on obtient un transistor « composite » qui, paradoxalement, est équivalent à un transistor unique de puissance à grand gain, du type NPN, qui aurait son collecteur en (1) et son émetteur en (3), la base étant en (2).

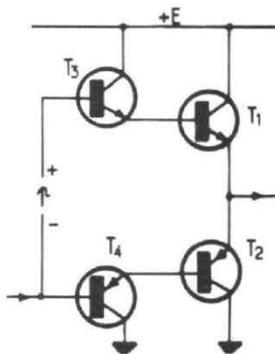


Fig. 6 : Réalisation du groupe de transistors de sortie avec un montage Darlington à deux NPN (T1 et T3) et un autre Darlington à deux PNP (T2 et T4). On doit, pour le polariser correctement, avoir $p = 4 V_{BE}$.

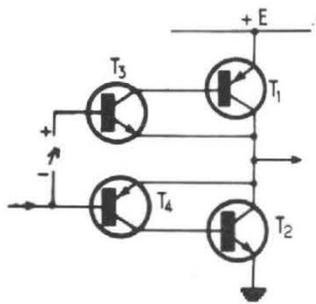


Fig. 7 : En montant les deux transistors de sortie en « composites », on peut ainsi réduire la polarisation à $2 V_{BE}$. Les résultats sont meilleurs, surtout pour les faibles tensions d'alimentation.

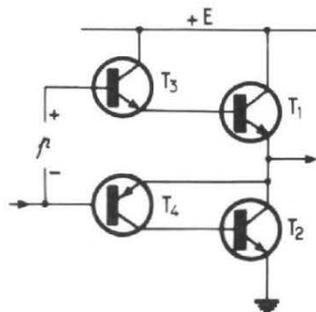


Fig. 8 : Ce montage permet d'employer deux NPN identiques pour les étages de sortie. Il utilise un groupe Darlington (T1 et T3) et un groupe composite (T2 et T4). Il nécessite une polarisation de $3 V_{BE}$.

vers l'émetteur, or, dans l'assemblage de la figure 5, le courant fort va de (1) vers (3) ;

b) Dans un transistor, la base est presque au potentiel de l'émetteur, et toute variation de la tension base-émetteur réagit énormément sur le courant collecteur ; or, dans l'assemblage de la figure 5, le point (2) est presque au potentiel du point (3) et toute variation de la tension entre les points (2) et (3) réagit énormément sur le courant de T_1 , donc encore plus sur celui de T_2 .

Il reste enfin à justifier que l'on considère le point (1) comme collecteur. Il y a d'abord l'argument du sens du courant fort (le courant fort dans un NPN entre par le collecteur et sort par l'émetteur). Mais il y a aussi le fait que les variations de potentiel du point (1) influent fort peu sur les courants des transistors, quand les potentiels de (2) et de (3) sont fixés. En effet, quand on fait varier le potentiel de (1), cela se répercute entièrement sur les variations de potentiel du collecteur de T_1 . Or, un transistor, s'il est de bonne qualité, est peu sensible aux variations du potentiel de son collecteur. Le courant collecteur de T_1 change donc peu. Comme le changement de potentiel de (1) modifie la ten-

sion collecteur-émetteur de T_2 (à laquelle il est peu sensible), il y a peu de variations du courant collecteur de T_2 .

LES ASSEMBLAGES POSSIBLES POUR L'ÉTAGE DE SORTIE

Il y a énormément de possibilités pour constituer l'étage final.

Dans le cas de la figure 6, on a utilisé deux transistors de sortie, T_1 et T_2 , montés chacun avec un étage Darlington, T_3 pour T_1 et T_4 pour T_2 .

Ce procédé, assez facile à employer, est un peu contre-indiqué, car il fait intervenir des chutes de tension un peu grandes dans les étages Darlington $T_3 - T_1$ et $T_4 - T_2$. En allant de la base de T_3 à celle de T_4 on trouve, en série, quatre jonctions dont les tensions V_{BE} s'ajoutent : il faut donc une polarisation de $p = 4 V_{BE}$ (environ 2,5 V).

Le montage de la figure 7 est plus adapté pour le cas des tensions d'alimentation basses. Il utilise deux fois l'assemblage de la figure 5, ou, plus exactement, on trouve cet assemblage avec les transistors T_1 et T_3 , et le complément de cet assemblage (PNP com-

mandant le NPN) avec les transistors T_2 et T_4 . On ne trouve, en allant de la base de T_3 à celle de T_4 , que deux jonctions. La tension de polarisation à employer est donc $p = 2 V_{BE}$. L'ensemble des quatre transistors de la figure 7 est pratiquement équivalent au montage de la figure 1.

Le montage utilisé sur la figure 8, très courant dans le cas des amplificateurs de très forte puissance, est dit « à symétrie quasi-complémentaire », car T_1 et T_2 sont des NPN tous les deux. Mais l'association de T_2 avec T_4 donne l'équivalent d'un PNP dont le collecteur serait à la masse, l'émetteur relié à celui de T_1 . Quand on ne peut trouver de PNP complémentaire du NPN de puissance utilisé, le montage de la figure 8 est une bonne solution. Nous pensons que c'est lui qui est le plus courant parmi les amplificateurs audio-fréquence usuels.

Enfin, quand on désire deux étages de Darlington en cascade, ce qui permet de commander des transistors de très forte puissance avec un driver très modeste, on peut utiliser la structure de la figure 9. Elle dérive directement de celle de la figure 8 en y remplaçant T_1 comme T_2 par des assemblages du type Darlington. Dans la structure de la

figure 9, on compte quatre jonctions de la base de T_3 à celle de T_6 ; il faut donc une polarisation $p = 4 V_{BE}$.

Dès que l'on a choisi une des configurations proposées (ou une autre, car, dans ce domaine, le choix est vaste), on sait quel est le courant que l'on devra fournir à l'entrée du groupe de transistors constituant l'étage final. Cette connaissance est importante pour déterminer le driver.

REALISATION PRATIQUE DE LA POLARISATION p

La polarisation p que l'on doit introduire entre les bases des deux transistors à commander dépend donc de la structure choisie. Elle a pour but, nous l'avons dit, de supprimer la distorsion de raccordement en mettant les transistors de puissance « au bord de la conduction » à l'état de repos. En fait, il y a même un très petit courant qui passe dans les deux transistors de puissance au repos. Ce courant de repos est souvent pris égal au centième du courant maximal, ou moins encore (on va jusqu'au millième du courant maximal).

La tension p à produire doit être de l'ordre de 1,2, 1,8 ou 2,5 V selon que l'on doit avoir $2 V_{BE}$, $3 V_{BE}$ ou $4 V_{BE}$.

Il y a essentiellement deux moyens de la produire : par des diodes ou un transistor.

La solution à diodes est indiquée sur la figure 10. On y voit le transistor driver T_D , alimenté sur son collecteur depuis la tension $+V$ à travers la résistance de charge collecteur, R , et les diodes au silicium D_1 , D_2 , D_3 . Les transistors nommés T et T' , incomplètement dessinés, sont ceux qui, par plus ou moins d'étages Darlington interposés, commandent les transistors de sortie.

Le courant collecteur de T_D , passant dans les diodes, maintient aux bornes de chacune d'entre elles une tension, assez peu fonction du courant qui la traverse, et qui est voisine de V_{BE} . On mettra donc trois diodes si l'on désire une polarisation de $4 V_{BE}$ (cas de la fig. 8).

Comme la tension aux bornes de ces trois diodes serait un peu forte et risquerait d'amener à un courant de repos trop élevé, on a réduit la tension aux bornes de D_3 en n'y faisant passer qu'une partie du courant collecteur de T_D . C'est une résistance ajustable, r , qui dérive le reste du courant.

On fera le réglage en commençant par une valeur nulle (ou minimale) de r , et on augmentera progressivement r jusqu'à ce qu'il apparaisse un léger courant de repos dans l'amplificateur. On peut aussi faire ce réglage en examinant la tension de sortie à l'oscilloscope : pour un réglage adéquat, la distorsion de raccordement disparaît. Mais ce procédé nous semble contre-indiqué.

Il y a un point délicat dans la polarisation des transistors de sortie. On sait que la tension V_{BE} d'un transistor diminue avec la température, cette diminution étant d'environ 2 à 2,3 mV/°C. Donc, si l'on maintient une tension fixe entre base et émetteur d'un transistor et que celui-ci s'échauffe un peu, il peut y avoir une forte augmentation du courant due à la tension fixe.

Dans certains cas, cette augmentation pourrait aller jusqu'à l'emballement thermique, amenant la destruction du transistor.

On évite cette catastrophe en polarisant fort peu le transistor, juste ce qu'il faut pour que le courant de repos apparaisse, et surtout en réalisant une polarisation variable avec la température.

Ce dernier point est facile à obtenir. On sait que les diodes ont, elles aussi, un coefficient

de température négatif, du même ordre que les jonctions base-émetteur. Donc, si l'on s'arrange à disposer les diodes D_1 , D_2 et D_3 de la figure 10 au contact du radiateur des transistors de puissance, on aura une réduction automatique de la polarisation lorsque ces transistors chaufferont et il n'y aura pas de danger d'emballement.

On doit toujours, dans ce domaine, « naviguer » avec prudence entre ces deux « écueils » que sont la distorsion de raccordement (polarisation trop faible) et l'emballement thermique (polarisation trop forte).

POLARISATION PAR TRANSISTOR

Son schéma est indiqué sur la figure 11. On a repris ici la simplification de la figure 10 (transistors de commande des groupes de sortie partiellement dessinés).

Le transistor de polarisation, T_p , a pour but de maintenir une tension presque constante entre son collecteur et son émetteur. Pour cela, on applique, par le diviseur de tension $R_1 - P - R_2$, une partie de la tension collecteur-émetteur à l'espace base-émetteur.

Comme, aux bornes de ce dernier, il y a une valeur V_{BE} peu variable, l'ensemble de T_p et des résistances R_1 , P et R_2 est à peu près équivalent à une « diode zener ajustable » que l'on aurait placée entre la base de T et celle de T' , maintenant une tension constante entre ces points.

Les valeurs des résistances de ce schéma sont faciles à calculer. On s'arrange, en général, à ce que le quart (ou même le dixième) du courant collecteur de T_D passe par le pont de résistances.

Donc, si nous voulons une polarisation de $3 V_{BE}$, soit environ 1,8 V et que le courant collecteur de T_D soit de 5 mA, nous allons faire passer dans les résistances R_1 , P , R_2 un courant de 1 mA, ce qui, sous 1,8 V, représente une résistance totale de 1,8 k Ω . Comme il y aura environ 0,6 V entre l'émetteur de T_p et sa base, soit 1,2 V entre cette base et le collecteur de T_p , on voit que le tiers de la résistance totale sera entre émetteur et base (soit 600 Ω) et que les 2/3 seront entre base et collecteur (soit 1 200 Ω).

Pour permettre un ajustage, nous prendrons donc $R_1 = 1\ 000\ \Omega$, $R_2 = 470\ \Omega$ et $P = 300\ \Omega$.

Exactement comme dans le cas de la polarisation par diodes, on pourra faire une com-

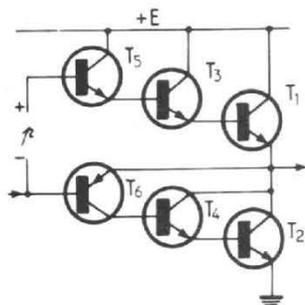


Fig. 9 : Il arrive que l'on emploie pour les groupes de sortie une cascade de trois transistors (double Darlington) avec une inversion de polarité pour le groupe du bas. Cela se fait partout pour les amplificateurs de très forte puissance. On doit polariser le tout à une tension p de $4 V_{BE}$.

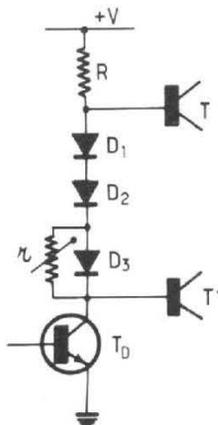


Fig. 10 : Réalisation de la polarisation avec trois diodes au silicium, dont une est shuntée par la résistance ajustable r pour amener le courant de repos à une valeur correcte. Les transistors T et T' (incomplètement représentés) sont ceux qui commandent directement ou via des Darlington les transistors de puissance.

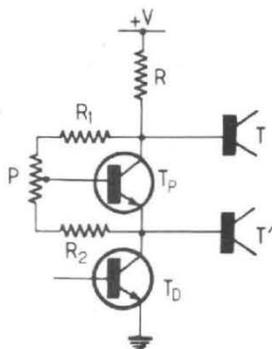


Fig. 11 : Réalisation de la polarisation par un transistor, dont la base est commandée par un diviseur de tension entre son collecteur et son émetteur. Ce transistor maintient une tension presque constante entre son collecteur et son émetteur, même quand le courant du transistor driver, T_D , varie.

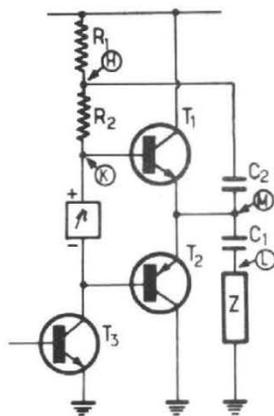


Fig. 12 : Technique du « bootstrap », consistant à ramener, par un condensateur de forte capacité, C_2 , la totalité de la composante alternative de sortie sur le point H. On a ainsi une tension presque constante aux bornes de R_2 et on dispose alors d'un courant suffisant pour commander la base de T_1 , même quand l'émetteur de T_1 arrive presque au potentiel de son collecteur.

pensation thermique en plaçant le transistor T_P sur le radiateur des transistors de puissance pour qu'il soit à la même température que ces derniers.

LE BOOTSTRAP

Nous avons dit plus haut que le montage de la figure 1 avait de nombreux défauts. L'un des plus importants est la limitation du courant de commande de T_1 . En effet, quand le potentiel base de T_1 s'élève, le courant passant dans R diminue. Or c'est précisément ce courant que l'on va utiliser pour commander la base de T_1 . Donc, on se trouvera rapidement limité en excursion du côté des alternances positives de la tension de sortie.

Une première solution pour remédier à ce défaut serait d'alimenter le collecteur de T_3 (fig. 1) par une source de tension supérieure à $+E$, mais ce serait peu pratique. Ce serait pourtant la seule solution si l'on désirait que l'amplificateur puisse passer les fréquences ultra-basses, jusqu'au continu.

Mais, dans le cas des audio-fréquences, inutile de descendre au-dessous de 10 Hz. Il y a alors une solution extrêmement ingénieuse qui s'appelle

le « bootstrap » (qui signifie « connexion renvoyée » et non « tire-botte » comme l'ont cru certains - dont l'auteur). Le schéma de ce système est indiqué sur la figure 12.

On y voit les deux transistors de sortie, T_1 et T_2 , comme dans la figure 1, commandant, par leurs émetteurs reliés, la charge, via le condensateur de sortie C_1 . Le petit rectangle p symbolise le système de polarisation des transistors de sortie (par diodes ou par transistor).

On voit que la résistance de charge collecteur de T_3 (transistor driver) est fractionnée en deux, R_1 et R_2 . Un condensateur de forte capacité, C_2 , relie le point M au point H, commun de R_1 et R_2 .

Comment cela fonctionne-t-il ? Rien de plus simple. Quand le potentiel du point M varie, celui du point H en fait autant, et il varie pratiquement autant que ne varie le potentiel du point M. Or, le point M suit à peu de chose près les variations du potentiel du point K (le transistor T_1 fonctionne en émetteur suiveur). Donc, les variations de potentiel du point H sont les mêmes que celles du point K (et que celles du point M et du point L), puisque les condensateurs C_1 et C_2 , de très fortes capacités, ne peuvent se

décharger pendant une alternance.

Il n'y a donc pas de tension, du point de vue alternatif s'entend, aux bornes de la résistance R_2 . La tension appliquée aux bornes de cette résistance est donc constante : elle est parcourue par du courant continu.

On peut aussi dire ceci : supposons que la tension E soit de 50 V et que le potentiel de repos du point H soit de 40 V, celui du point M étant de l'ordre de 25 V. On veut transmettre à Z une alternance positive de 22 V, le point M montant à $25 + 22 = 47$ V.

Cette augmentation de 22 V est transmise par C_2 au point H qui monte alors à $40 + 22 = 62$ V. Comme le point haut de R_2 est maintenant à un potentiel bien supérieur à 50 V, rien ne s'oppose plus à ce que l'on puisse avoir, à travers la résistance R_2 , un courant de base suffisant pour commander T_1 .

CALCUL DES ELEMENTS DU BOOTSTRAP

Nous indiquerons un peu plus loin comment on détermine le courant moyen du transistor driver (en fait, on prend généralement un cou-

rant qui vaut de 1,5 à 6 fois le courant maximal à fournir aux bases des transistors qui, par des Darlington éventuels, commandent les transistors de puissance).

Une fois que l'on connaît ce courant, on connaît la somme des résistances R_1 et R_2 de la figure 12. En effet, le potentiel de repos du collecteur du transistor driver est voisin de $E/2$, E étant la tension d'alimentation de l'amplificateur. La loi d'Ohm nous donne donc $R_1 + R_2$.

Supposons que, par exemple, les groupes de transistors de sortie et les Darlington qui les commandent nécessitent un courant de base maximal de 3 mA.

Il est assez raisonnable de prendre alors un courant moyen de driver de l'ordre de 5 mA. Si la tension d'alimentation est de 48 V, il y aura environ 24 V aux bornes de $R_1 + R_2$ au repos, et ce avec un courant de 5 mA. On trouve donc

$$R_1 + R_2 = 24/0,005 = 4\,800 \, \Omega$$

Il reste à choisir la répartition entre R_1 et R_2 . L'expérience montre que l'on a intérêt à choisir R_1 compris entre le sixième et le tiers de la valeur totale $R_1 + R_2$. Il faut, de toutes façons, que R_1 soit beaucoup plus grand que Z (il ne faut pas oublier qu'il y a toute la tension alternative de

sortie aux bornes de R_1 , il ne doit pas dissiper une puissance notable par rapport à la puissance de sortie).

Dans notre cas ci-dessus, avec $R_1 + R_2 = 4\,800\ \Omega$, il est très logique de choisir $R_1 = 1\,500\ \Omega$ et $R_2 = 3,3\ k\Omega$.

Reste le condensateur C_2 . Il suffira que, comme dans toute liaison par condensateur, il présente une impédance négligeable (en valeur absolue) par rapport à R_1 .

Nous avons ici, par exemple, $R_1 = 1\,500\ \Omega$. Or, il est facile de calculer qu'un condensateur de $47\ \mu F$, à une fréquence de $10\ Hz$, présente une impédance dont le module est $339\ \Omega$, parfaitement négligeable par rapport à $1\,500\ \Omega$. On prendra donc $C_2 = 47\ \mu F$.

A partir de cet exemple, on pourra toujours trouver la valeur de C_2 : on part du fait que $47\ \mu F$ à $10\ Hz$ représentent $339\ \Omega$. Si l'on veut prendre une autre limite plus basse que $10\ Hz$, il suffit de modifier dans le même rapport l'impédance de $339\ \Omega$ (par exemple, pour $5\ Hz$, on la double et l'on a $678\ \Omega$). On pourra admettre que, pour la petite fréquence à transmettre, l'impédance du condensateur doit être moins du quart de la valeur de R_1 .

QUELQUES AUTRES CALCULS

Nous n'avons pas parlé de la valeur du condensateur de sortie (C_1 sur la figure 12). Ce calcul est très classique : il suffit que l'impédance de ce condensateur à la plus basse fréquence à transmettre soit inférieure en module au quart de la valeur de Z . Comme un condensateur de $2\,000\ \mu F$ à $10\ Hz$ représente à peu près une impédance de $8\ \Omega$ en module, on voit tout de suite à quelles valeurs on arrive suivant la valeur de Z et la fréquence minimale choisie. Par exemple, pour une bobine de $4\ \Omega$ et une fréquence minimale de $15\ Hz$ on procède

ainsi : à $15\ Hz$, l'impédance de $2\,000\ \mu F$ est de $8/1,5 = 5,3\ \Omega$; on veut avoir $8/4 = 2\ \Omega$ d'impédance, le rapport de $5,3$ à 2 étant de $2,65$, on prendra un condensateur de $2,65 \times 2\,000 = 5\,300\ \mu F$. Pour arriver aux valeurs normalisées, on prendra donc $5\,600\ \mu F$ ou $6\,200\ \mu F$ (on devrait bien parler de « millifarads », qui se notent effectivement mF, mais il est dangereux de parler d'un condensateur de $6,2\ mF$: trop de gens penseront qu'il s'agit de $6,2$ microfarads !).

Passons au courant de commande des groupes de transistors. Nous avons vu comment on calcule le courant crête du transistor de puissance, T_1 ou T_2 sur la figure 1. On en déduit son courant base correspondant en divisant le courant crête collecteur par le gain du transistor.

Par exemple, un amplificateur de $15\ W$ avec $45\ V$ et $15\ \Omega$. On trouve un courant crête de $22,5/15 = 1,5\ A$. Nous supposons que le transistor de sortie est un BD301 (pour T_1) qui a un gain statique supérieur à 30 à $3\ A$ (donc, a fortiori, au moins autant pour $1,5\ A$). On aura donc un courant base de crête égal à : $1,5/30 = 50\ mA$.

Nous supposons, comme étage Darlington, un BCW90 A qui a un gain minimum de 100 à $150\ mA$ (donc au moins autant à $50\ mA$). Le courant de base de ce transistor sera donc : $50/100 = 0,5\ mA$.

Il faut aussi calculer la dissipation maximale du Darlington. Elle est égale à la dissipation maximale du transistor de puissance divisée par le gain en courant de ce dernier. On peut calculer, dans l'amplificateur prévu, que la dissipation maximale de chaque transistor de puissance est $15 \times 0,2 = 3\ W$.

Comme le gain de ce transistor est de 30 , la dissipation maximale du Darlington sera $3/30 = 0,1\ W$ ce qui ne pose aucun problème pour le BCW90 A (il peut dissiper $0,6\ W$ dans l'air à $25\ ^\circ C$).

Nous serons donc conduits,

puisque la valeur de crête du courant base des Darlington est de $0,5\ mA$, à un courant dans le driver de $1\ mA$ par exemple.

Comme il y aura $22\ V$ environ de chute de tension moyenne dans les deux résistances collecteur du driver (R_1 et R_2 de la figure 12) pour $1\ mA$, on aura une valeur de $22\ k\Omega$ pour la somme de ces deux résistances.

On pourrait alors choisir, par exemple, $6,8\ k\Omega$ pour R_1 et $15\ k\Omega$ pour R_2 , et l'on voit que le condensateur C_2 peut alors descendre à $10\ \mu F$ puisque la valeur de R_1 ($6,8\ k\Omega$) est ici plus de quatre fois plus grande que celle que nous avons envisagée dans l'article ($1\,500\ \Omega$). On peut donc diviser la capacité du condensateur prévu dans l'exemple en question ($47\ \mu F$) par plus de 4 .

COMPLEMENTS DIVERS

Nous n'avons pas parlé de la résistance qui fixe le point de repos. Elle part généralement du point M (fig. 12 et fig. 1) pour aller à la base du transistor driver. On la réalise avec une partie ajustable, sa valeur moyenne se calcule facilement en disant que, sous une tension à ses bornes voisine de $E/2$, elle doit laisser passer un courant égal au courant de base du driver, lequel se calcule facilement en divisant son courant collecteur par son gain moyen.

Il y a également la résistance de contre-réaction, mais sa détermination nous entraînerait trop loin. On peut facilement la déterminer expérimentalement en fonction du gain que l'on veut obtenir pour l'amplificateur, en restant toutefois dans le domaine où l'amplificateur n'accroche pas en haute fréquence.

Il y a enfin les deux résistances que l'on place en série avec les transistors de puissance, en général l'une allant du point M (fig. 1) à l'émetteur

de T_1 , une autre depuis le point M vers l'« émetteur » de T_2 (ou ce qui tient lieu d'émetteur au groupe du bas, si on l'a formé avec un NPN et un pseudo-Darlington PNP).

Ces résistances sont généralement destinées à deux fins :

- 1) Elles linéarisent le fonctionnement des transistors de puissance ;

- 2) Elles permettent de commander des transistors « de sécurité », qui, lorsque le courant des transistors de puissance dépasse un certain seuil, court-circuitent la commande des transistors de puissance.

Cette dernière utilisation peut servir de guide pour la valeur de ces résistances : on les choisit généralement de telle sorte que, pour le courant collecteur maximal de T_1 , par exemple, la résistance en question ait à ses bornes une tension de l'ordre de $0,6\ V$.

POUR CONCLURE

Nous devons bien admettre que nous n'avons pas tout expliqué ni tout calculé dans le fonctionnement des amplificateurs audio-fréquence, quoique nous nous soyons limité au cas du push-pull série en classe B. Nous pensons toutefois que l'article ci-dessus peut rendre service à ceux qui aiment savoir comment on détermine les composants d'un montage.

Lucien G. MESTRON

POUR CÂBLER SANS SOUDER

ET ÉTAMER A FROID

LES CIRCUITS IMPRIMÉS

CHACUN sait que les montages électroniques, si simple soient-ils, ne sont pas pour autant des jeux de construction ou un assemblage de composants. Nos revues spécialisées publient de nombreux schémas de principe et beaucoup de lecteurs cherchent à expérimenter ces montages.

La solution la plus séduisante consiste bien alors de disposer d'une plaquette de connexions ou contacts qui présente l'avantage de pouvoir effectuer de nombreux essais sans avoir recours au traditionnel fer à souder. Qui plus est, ces plaques permettent de conserver aux composants utilisés leurs longueurs de connexions initiales en vue de la réutilisation au niveau d'une maquette définitive.

Conscients de ces problèmes d'expérimentation, les « Etablissements Voc » viennent de présenter sur le marché différentes plaquettes ou barres de connexions. Certains amateurs trouveront le prix de ces plaques ou éléments très élevés. Ces prix sont pourtant essentiellement dus à une fabrication difficile et de grande qualité. En effet, ces plaques ne peuvent pas, même pour un usage grand public, faire l'objet d'un sous-produit.

Les pinces ressorts sont en

un alliage dont l'oxyde reste conducteur, ce qui permet quelle que soit l'utilisation de la plaquette, de garantir des résistances de contact comprises entre 0,3 et 0,6 milliohms, en fonction du conducteur enfilé.

Il existe plusieurs modèles de plaques ou barres, de dimensions différentes qui offrent la possibilité de pouvoir s'accoler les unes aux

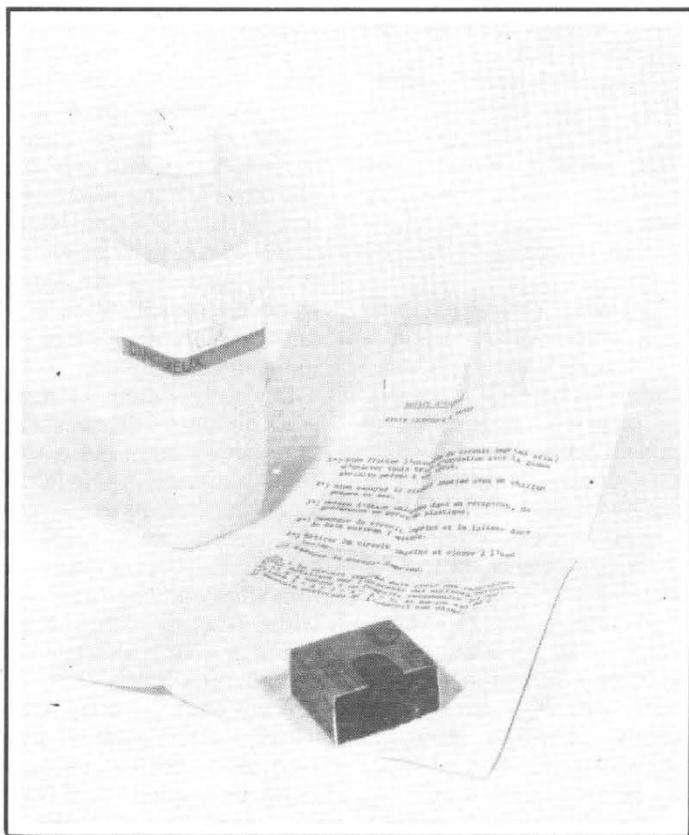
autres au moyen d'un système de tenons baptisé « snap lock ».

Dans ces conditions, les montages les plus complexes peuvent être entrepris. Bien entendu, les modules font tous appel à des contacts disposés en rangées de deux fois cinq contacts reliés, au pas de 2,54 mm. C'est dire que tous les composants et sans support trouveront leur place sur

ces plaquettes y compris les circuits intégrés.

Les pinces ressorts peuvent admettre des conducteurs de 0,25 à 0,8 mm.

**POUR ÉTAMER
LES CIRCUITS
IMPRIMÉS
A FROID**



Les phases d'exécution des circuits imprimés sont désormais à la portée des amateurs mêmes débutants grâce aux nouveaux procédés et notamment aux stylos marqueurs. Si les perçages ont été résolus par l'emploi des perceuses électriques miniatures, l'entame du circuit imprimé, dernier stade d'une réalisation finie, n'était pas encore bien pratiqué.

Les circuits imprimés professionnels sont tous étamés ; les circuits imprimés d'amateurs pourront désormais l'être et, très facilement, grâce à une solution d'étain chimique à froid que propose un revendeur parisien (Radio MJ).

La solution est livrée dans un bidon plastique, avec une notice explicative et une gomme spéciale destinée à préparer le circuit.

Le processus d'étamage reste très simple comme vous pourrez le constater.

1) Bien frotter l'ensemble du circuit imprimé afin d'enlever toute trace d'oxydation avec la gomme abrasive prévue à cet effet.

2) Bien essuyer le circuit imprimé avec un chiffon propre et sec.

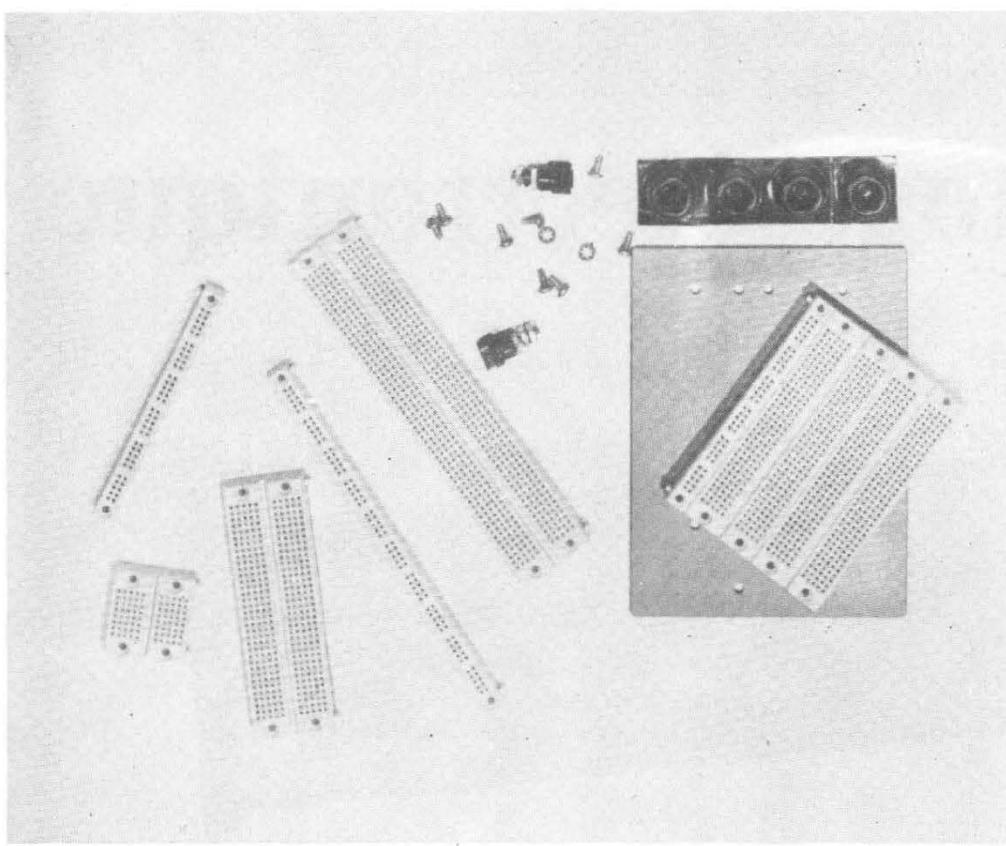
3) Mettre l'étain chimique dans un récipient, de préférence en pyrex ou plastique.

4) Immerger le circuit imprimé et le laisser dans le bain environ une minute.

5) Retirer le circuit imprimé et le rincer à l'eau froide.

6) Essuyer le circuit imprimé.

La notice d'emploi précise que le circuit imprimé doit avoir une coloration blanc métallique sur l'ensemble des surfaces cuivrées, et que s'il y a un manque à un endroit il faudra recommencer les opérations énumérées. Ce manque sera dû à un mauvais nettoyage de la partie cuivrée.



NOUVELLES REDUCTIONS DE PRIX
concernant notre OFFRE SPECIALE
et NOUVEAUTES

PRIX NETS FF

EXTRAIT de notre programme de vente :

CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES BT		Marque BOSCH
Verticale		
1 µF 50 V	0,22	2,10
3,3 µF 50 V	0,22	2,10
4,7 µF 25 V	0,28	2,70
4,7 µF 50 V	0,34	3,10
10 µF 10 V	0,26	2,50
10 µF 16 V	0,28	2,70
10 µF 25 V	0,34	3,10
10 µF 50 V	0,38	3,30
33 µF 6,3 V	0,22	2,10
33 µF 10 V	0,28	2,70
Axiale		
4,7 µF 25 V	0,32	2,90
4,7 µF 50 V	0,34	3,10
4,7 µF 16 V	0,36	3,30
220 µF 10 V	0,44	4,20
220 µF 16 V	0,50	4,70
470 µF 10 V	0,44	4,20
470 µF 16 V	0,50	4,70
1000 µF 10 V	0,70	6,80
1000 µF 16 V	0,82	7,70

TRANSISTORS	
AC 127	0,90
AC 128	1,20
AC 141	0,90
AC 153	1,20
AC 176	0,90
AC 187 K/AC 188 K	2,40
AD 130/AD 149	3,00
AD 150	2,00
AD 161/AD 162	2,00
AF 139	3,80
AF 239	4,00
BC 107 B en boîit	4,00
BC 107 B en orig	1,30
BC 134 (BC 237)	0,70
BC 140	1,90
BC 141	2,00
BC 148	0,90
BC 158	1,20
BC 160	1,90
BC 161	2,90
BC 166/BC 169	0,90
BC 170 et BC 250 A.B.	0,70
BC 177	1,20
95 Y 82 (2 N 706 A)	0,50
95 Y 30 (TF 79/30)	4,50
95 Y 30 (AD 133)	2,90
2 N 3055 (UCE0 60 V)	4,50
2 N 3055 Y (UCE0 46 V)	3,40
2 N 3055 W (UCE0 25 V)	2,80
2 N 30 W TO-41	2,40
PNP au germanium	2,40

SUPPORTS IC	
Dual - in-line	1 pce
DIL 14 (14 p.)	0,90
DIL 16 (16 p.)	1,00

PAIRES COMPLEMENTAIRES TRÈS AVANTAGEUX

AC 128/AC 127	1 pal.	10 pal.	100 pal.
AC 153/AC 176	2,90	26,00	190,00
AC 187K/AC 188K	3,30	30,00	250,00
BC 140/BC 160	4,90	45,00	410,00
BC 141/BC 161	3,90	35,00	310,00
	4,20	38,00	340,00

PARTICULIEREMENT AVANTAGEUX	
Diodes univ. au germanium DUG	10 pces
Diodes univ. au silicium DUS	10 pces
Transist. PNP univ. au germ. TUP	10 pces
Transist. NPN univ. au silic. TUN	10 pces
Transist. PNP univ. au silic. TUPS	10 pces
etc.	

ASSORTIMENTS DE TRANSISTORS PARTICULIEREMENT INTERESSANTS	
N° de commande	
A 20 transistors différents au germanium	6,40
B 50 transistors différents au germanium	15,00
C 20 transistors différents au silicium	7,60
D 50 transistors différents au silicium	17,00
E 10 trans. de puiss. diff. au silic. et au german.	17,00
F 100 trans. HF et BF diff. au silic. et au german.	25,00
G 500 trans. HF et BF diff. au silic. et au german.	100,00

THYRISTORS				
TH 0,8/100	0,8 A 100 V	1 pce	10 pces	100 pces
TH 1/400	1 A 400 V	1,60	14,40	130,00
TH 1/800	1 A 800 V	1,90	16,20	156,00
TH 3/400	3 A 400 V	2,60	23,00	210,00
TH 3/800	3 A 800 V	3,00	27,00	250,00
TH 7/400	7 A 400 V	3,60	32,00	280,00
TH 7/800	7 A 800 V	4,40	42,00	380,00
TH 15/400	15 A 400 V	6,20	56,00	520,00
TH 15/800	15 A 800 V	7,50	70,00	660,00
TH 15/1600	15 A 1600 V	8,20	86,00	800,00
TH 15/1800	15 A 1800 V	17,50	170,00	1500,00

TTL IC's Dual - in-line plastique									
7400	1,20	7406	3,00	7420	1,20	7450	1,40	7460	1,40
7401	1,20	7410	1,40	7430	1,20	7451	1,40	7460	5,50
7402	1,20	7413	2,75	7442	6,50	7453	1,40	7462	6,90
7403	1,40	7414	5,40	7447	7,20	7454	1,40	7490	4,50

REDRESSEURS TV en boîtier époxy				
1 N 4006	800 V 1 A	0,70	6,40	58,00
1 N 4007	1000 V 1 A	0,80	7,90	62,00

Demandez s.v.p. gratuitement notre OFFRE SPECIALE complète !
Uniquement marchandises neuves de haute qualité. Disponibilités limitées. Expéditions dans le monde entier. Les commandes seront exécutées soigneusement et contre remboursement. Sous le régime du Marché commun européen, marchandises EXEMPTES des droits de douane. T.V.A. au taux actuellement en vigueur non comprise. Emballage et port au coûtant.



EUGEN QUECK
Ingénieur-Büro, Import-Export
D-8500 NUREMBERG
R.F.A. Augustenstr. 6 Tél. : 46.35.83

D IMPORTATEUR EXCLUSIF POUR LA FRANCE
tranchant distribution

zone d'activités de Courtabœuf - B.P. 62, 91401 Orsay - tél. 907 72 76 - télex 690304 F
zone sud Lyon 62, Ancienne Voie Romaine, 69290 Craponne - tél. (78) 57 17 66 - télex 330310

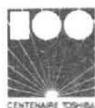


SM 3000
Ensemble stéréophonique compact.
Comporte un récepteur radio PO - GO - FM -
un tourne-disque - un magnétophone à cassette.
Puissance de sortie efficace : 2 x 12 W.

TOSHIBA

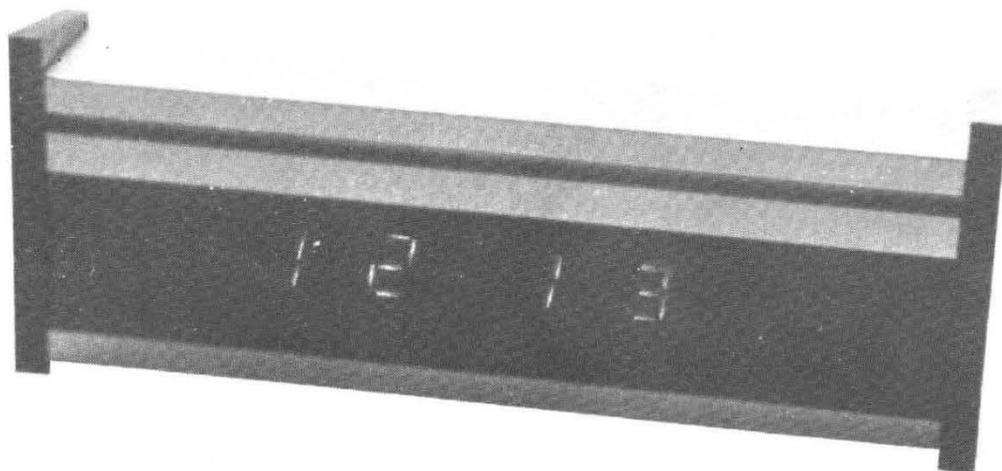


ANICA
91410 ROINVILLE-SUR-DOURDAN
LABAT ET Cie
1, avenue Léon Blum - 64000 PAU



En kit :

L'horloge électronique



DIGITRONIC

L'HORLOGE électronique que nous vous présentons ci-dessous est une réalisation commerciale vendue sous forme de kit complet comprenant une notice de montage, un coffret, un circuit imprimé et tous les composants nécessaires à un fonctionnement immédiat. Sa réalisation complète demande, pour une personne déjà entraînée au câblage, environ une heure de travail.

L'appareil terminé se présente sous la forme d'un boîtier rectangulaire de 175 mm

de longueur, 60 mm de hauteur et 32 mm de profondeur. Les afficheurs sont de bonnes dimensions, les chiffres ayant 12 mm de hauteur. Elles sont protégées par un cadre transparent de couleur rouge. Le coffret est en aluminium et les côtés en matière plastique noire. Le transformateur d'alimentation est incorporé à la prise secteur. L'horloge fonctionne sur les deux tensions secteur 110 ou 220 V l'adaptateur au réseau s'effectue en déplaçant l'un des plots de la prise de courant.

ETUDE DE L'APPAREIL

Le schéma complet de l'horloge est représenté figuré 1. Le cœur de l'appareil est constitué d'un circuit intégré Général Instruments en boîtier « Dual in line » à 16 broches de type AY5-1224.

L'alimentation se fait à partir du secteur, après redressement par un pont à 4 diodes le courant est filtré par un condensateur de 470 μ F.

Les sorties de déclenchement des circuits horloge sont reliées aux anodes des afficheurs par l'intermédiaire des transistors T_8 à T_{11} . Les transistors T_1 à T_7 servent à inverser les sorties du multiplexeur pour attaquer les segments des afficheurs ; les résistances de 270 Ω placées dans le collecteur de ces transistors servent à limiter le courant.

Les trois commutateurs H, M et O servent à l'avance des heures ou des minutes et à remettre l'horloge à 0 pour une utilisation en compteur.

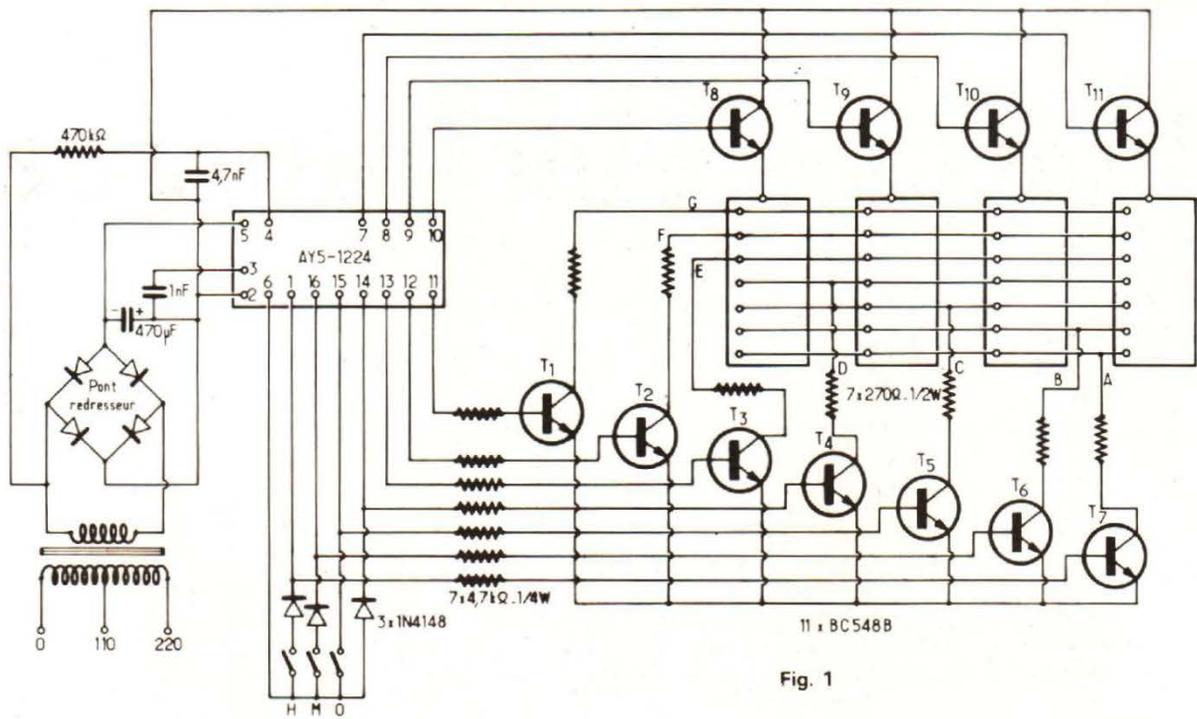


Fig. 1

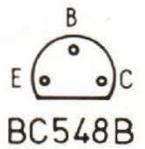
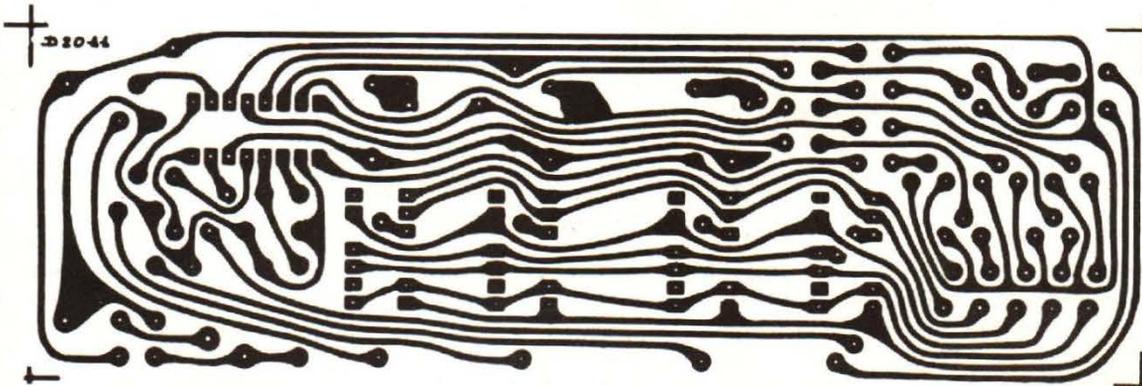
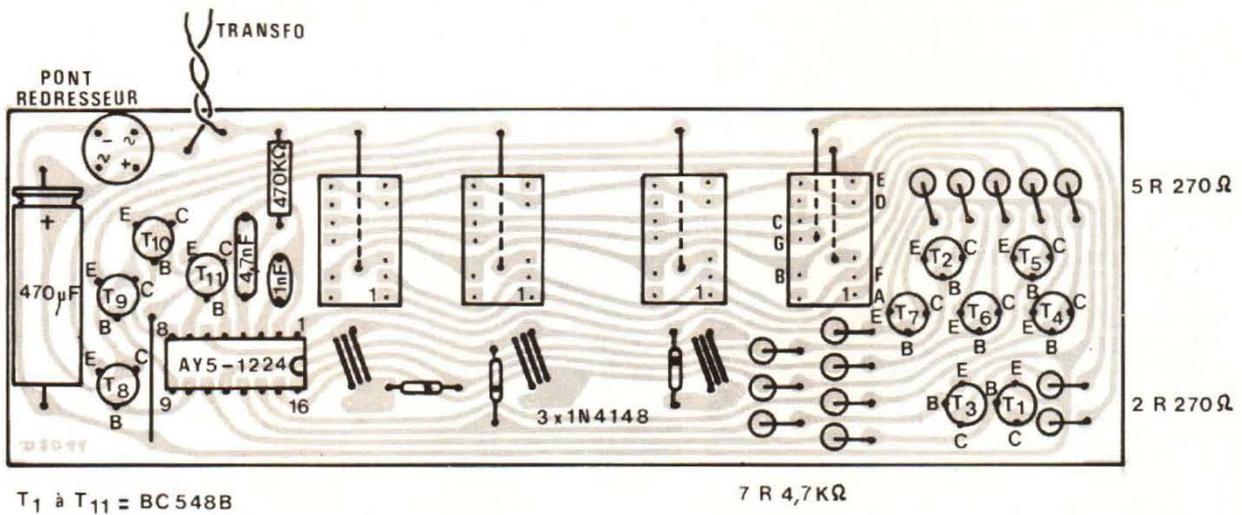
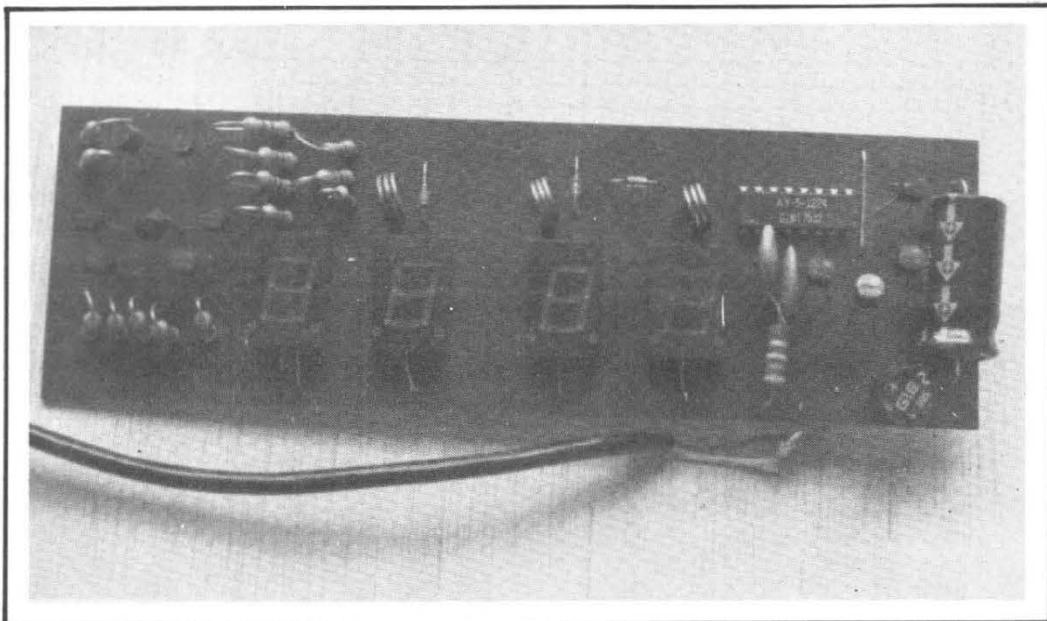


Fig. 2



REALISATION

Le circuit imprimé et le schéma de câblage sont représentés à l'échelle 1 sur la figure 2.

Le circuit imprimé est livré avec les afficheurs et les boutons poussoirs déjà câblés, il ne reste donc plus que les composants passifs, les transistors, les diodes et le circuit intégré à mettre en place et à souder. Pour ce faire nous

conseillons d'utiliser un fer de faible puissance, 30 W environ.

Le circuit imprimé est relativement grand et permet un câblage aéré. Nous conseillons cependant de commencer par

la mise en place des transistors puis des résistances et condensateurs et enfin les diodes et le circuit intégré.

Le boîtier, « design » peut être, mais peu pratique, livré avec le kit oblige à placer les composants le plus près possible du circuit imprimé surtout pour les résistances qu'il est souhaitable de souder légèrement penchées sinon il vous sera impossible de mettre en place le circuit imprimé dans le coffret.

Après avoir correctement soudé tous les éléments, bien vérifier qu'aucune soudure n'ait mis en court-circuit les bandes de circuit imprimé, bien vérifier que les diodes ont été câblées dans le bon sens avant de brancher l'appareil au secteur.

L'horloge doit fonctionner du premier coup, la mise à l'heure se fait par les poussoirs qui se trouvent à l'arrière de l'appareil.

CONSTRUISEZ LE VOUS-MEMME



bi-courbe

PRIX EN KIT : **1590^F** ttc

Tous nos modèles sont livrés avec un dossier pratique et technique

mbel

35, Rue d'Alsace
75010 PARIS

TELEPHONE DES MESURE 607.88.25
DEPARTEMENTS: COMPOSANTS 607.83.21

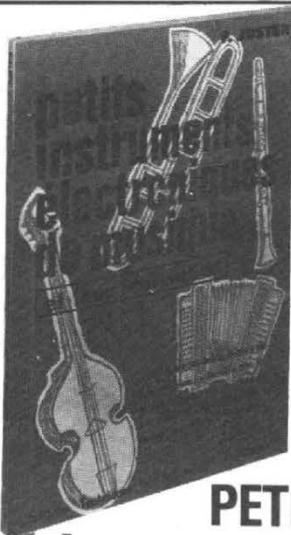
BON A DECOUPER

Veuillez m'adresser votre documentation générale gratuite.

NOM _____ Prénoms _____
ADRESSE _____

hp3

ME 1109
TUBE de 13cm de Ø
TOUT
TRANSISTORS
DU CONTINU A
5 MHZ
Sensibilité : 50 mV
à 10 V/division
Base de temps
déclenchée :
étalon de 50 m/S
à 100 µS/division
gratuit!
DOCUMENTATION
GENERALE
OSCILLOSCOPES ET
APPAREILS DE MESURES
SUR DEMANDE



F. JUSTER

Ce livre traite des petits instruments électroniques de musique, tels que : violons, violoncelles, altos, contrebasses, guitares, mandolines, flûtes, clarinettes, saxophones, trombones à coulisse, accordéons et instruments aériens, tel que le célèbre Thérémine. Tous ces appareils sont faciles à monter, même par des amateurs ayant déjà réalisé quelques montages électroniques simples.

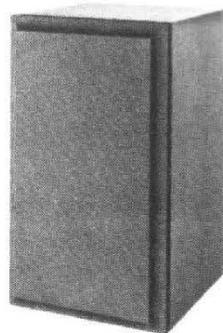
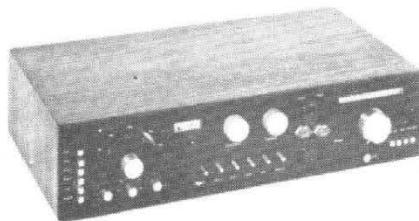
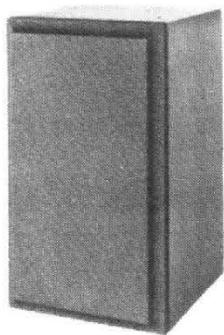
PETITS INSTRUMENTS ÉLECTRONIQUES DE MUSIQUE

EXTRAIT DE LA TABLE DES MATIÈRES

Tableau des notes musicales et des fréquences - Générateur universel avec vibrato pour orgues monodiques - Mélangeur amplificateur-formant - Générateur d'orgue monodique simple - Ensembles multi-monodiques - Flûte normale - Petite flûte - Flageolet ou Pifferari - Hautbois - Cor anglais - Hautbois d'amour - Basson - Contrebasson et sarrusophone - Clarinette - Clarinette-alto - Clarinette-basse - Saxophone - Accordéon électronique - Instruments à cordes - Instruments à cordes avec générateurs électromagnétiques - Instruments électroniques à corde - Contrebasse - Violoncelle - Alto - Violon - Instruments spéciaux - Thérémine à transistors - Thérémine dansant - Percussion, tambour, Bango - Blocs, etc. - Filtrés à timbres à 262 000 combinaisons.

UN VOLUME BROCHÉ DE 136 PAGES, FORMAT 15 x 21. PRIX : 22 F. EN VENTE : LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO - TÉL. : 878-09-94/95 - 43, RUE DE DUNKERQUE - 75010 PARIS - C.C.P. 4949-29 PARIS.

SELECTION DE CHAINES HI-FI



A - CHAINE ESART - PAT 20

Cette chaîne comprend :
 — un tuner amplificateur Esart PAT 20
 — une table de lecture Akai AP 001
 — deux enceintes acoustiques Arten BS3.

Le tuner-amplificateur Esart PAT 20

Partie tuner :

Gamme : FM 87 à 108 MHz
 Sensibilité : 2 μ V
 Rapport signal/bruit : - 75 dB
 Courbe de réponse : 30 à 15 000 Hz ; - 1 dB
 Distorsion : < 1 % (pour 75 kHz).

Partie amplificateur :

Puissance : 2 x 22 W/8 Ω
 Distorsion harmonique : 0,25 % (à 1 000 Hz et 22 W)
 Distorsion d'intermodulation : 0,3 % (à 22 W)
 Réponse en fréquences : jusqu'à 50 kHz (à - 3 dB)
 Sensibilité des entrées : micro : 3,5 mV/47 k Ω - P.U. magnétique 3,5 mV/47 k Ω - PU céramique : 50 mV/1 M Ω - radio 90 mV/250 k Ω
 A u x M a g n é t o : 90 mV/250 k Ω
 Diaphonie : > - 60 dB
 Dimensions : 175 x 115 x 240 mm

La table de lecture Akai AP 001

Platine manuelle équipée d'un plateau en aluminium moulé

de 300 mm de diamètre et d'un poids de 1,1 kg
 Entraînement par courroie
 Moteur synchrone à 4 pôles
 Vitesses : 33 1/3 et 45 tr/mn
 Pleurage et scintillement : < 0,09 %
 Rapport signal/bruit : > 47 dB

Longueur du bras : 220 mm
 Relève-bras hydraulique
 Dimensions : 445 x 350 x 140 mm

L'enceinte acoustique Arten BS3

Enceinte 3 voies
 Puissance nominale : 30 W
 Bande passante : 35 à 22 000 Hz
 Impédance : 8 Ω
 Dimensions : 570 x 330 x 250 mm

B - CHAINE ESART PAT 20

Cette chaîne comprend :
 — un tuner amplificateur Esart Pat 20
 — une table de lecture Akai AP 001
 — un magnétophone à cassettes Akai CS 34 D
 — deux enceintes acoustiques Siare B3X

Le tuner amplificateur Esart PAT 20

(Voir chaîne précédente)
La table de lecture Akai AP 001
 (Voir chaîne précédente)
Le magnétophone Akai CS 34D
 Platine à cassette équipée du

système Dolby, d'un sélecteur pour bande au chrome ou Low Noise, d'un limiteur pour enregistrement automatique 4 pistes stéréo.

Caractéristiques techniques :
 Fluctuation : < 0,13 %
 Bande passante : 40 à 13 000 Hz \pm 3 dB (avec bande L.N.), 40 à 15 000 Hz \pm 3 dB (avec bande au CrO₂)
 Rapport signal/bruit : > 52 dB ; + 10 dB à 5 kHz avec Dolby

Dimensions : 378 x 110 x 225 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

C - CHAINE ESART E 200

Cette chaîne comprend :
 — un amplificateur Esart E 200
 — deux enceintes acoustiques Martin Supermax
L'amplificateur Esart E 200
 Puissance : 2 x 35 W/8 Ω
 Distorsion harmonique : 0,1 % (à 1 000 Hz et 35 W)

Distorsion d'intermodulation : 0,6 %

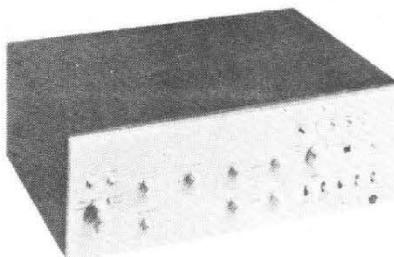
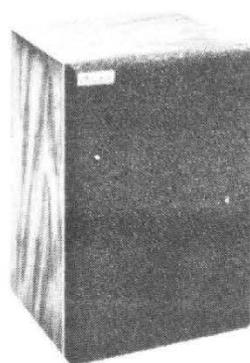
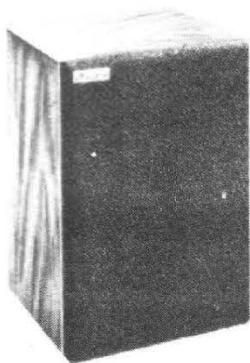
Réponse en fréquences : jusqu'à 100 kHz à 1 dB
 Sensibilité des entrées : PU : 1 mV/47 k Ω , micro : 1,5 mV/47 Ω , radio : 90 mV à 2 V réglable/100 k Ω , PU céram. : 300 mV/1 M Ω , magnéto : 150 mV/47 k Ω
 Diaphonie : > 60 dB
 Dimensions : 130 x 360 x 320 mm

La table de lecture Thorens TD 160

Entraînement du plateau par courroie
 Moteur 16 pôles synchrone biphasé
 Vitesses : 33 1/3 et 45 tr/mn
 Plateau en alliage de zinc non magnétique
 Régularité de vitesse : 0,06 %
 Niveau de bruit : non pondéré 43 dB, pondéré 65 dB
 Dimensions : 440 x 140 x 340 mm

L'enceinte acoustique Martin Supermax

Puissance : 50 W (max)
 Bande passante : 36 à 18 000 Hz
 Impédance : 8 Ω
 Potentiomètre de réglage pour l'aigu
 Equipement : 1 boomer de \varnothing 25 cm à suspension pneumatique - 1 tweeter à membrane curviligne
 Dimensions : 540 x 310 x 250 mm



D - CHAÎNE ESART E 150 S2

Cette chaîne comprend :
— un amplificateur Esart E 150 S2
— une table de lecture Thorens TD 166
— deux enceintes acoustiques Martin micromax

L'amplificateur Esart E 150 S2

Puissance 2 x 30 W/8 Ω
Distorsion harmonique : 0,1 % (à 1 000 Hz et 30 W)
Distorsion d'intermodulation : 0,6 %
Réponse en fréquences : jusqu'à 100 kHz à 1 dB
Sensibilité des entrées : PU : 1 mV/47 kΩ, micro : 1,5 mV/47 Ω, radio : 90 mV à 2 V réglable/100 kΩ, PU céram. : 300 mV/1 MΩ, magnéto : 150 mV/47 kΩ
Diaphonie : > 60 dB
Dimensions : 130 x 360 x 320 mm

La table de lecture Thorens TD 166

Entraînement à couple élevé par courroie
Moteur synchrone 16 pôles à vitesse lente
Poulie à embrayage pour démarrage instantané
Vitesses : 33 1/3 et 45 tr/mn
Pleurage et scintillation : 0,06 %
Ronronnement - non pondéré - 43 dB, pondéré - 65 dB
Longueur du bras : 230 mm

Dimensions : 442 x 358 x 150 mm

L'enceinte acoustique Martin Micromax

Enceinte 2 voies
Potentiomètre réglable pour l'aigu
Puissance : 45 W
Bande passante : 38 à 18 000 Hz
Impédance : 8 Ω
Dimensions : 450 x 260 x 240 mm

E - CHAÎNE ESART IS 150 S2

Cette chaîne comprend :
— un tuner amplificateur Esart IS 150 S2
— une table de lecture Akai AP 003
— deux enceintes acoustiques KEF Choral

Le tuner amplificateur Esart IS 150 S2

Partie tuner :
Gamme : FM (88 à 104 MHz)
Sensibilité : 2 μV
Distorsion : < 0,3 %
Rapport signal/bruit : 32 dB
Diaphonie : > 30 dB

Partie amplificateur :
Puissance : 2 x 32 W/8 Ω
Distorsion d'intermodulation : 0,6 % (à 20 W)
Distorsion harmonique : 0,2 %
Réponse en fréquences : jusqu'à 100 kHz à 1 dB
Sensibilité des entrées : micro : 1 mV/47 kΩ, PU magn. : 1 mV/47 kΩ, PU céramique : 150 mV/1 MΩ, Aux :

90 mV/100 kΩ, magnéto : 150 mV à 2 V/47 kΩ

Dimensions : 120 x 490 x 290 mm

La table de lecture Akai AP 003

Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn
Pleurage et scintillement : < 0,03 %
Rapport signal/bruit : > 47 dB
Moteur synchrone 4 poles
Entraînement du plateau par courroie

Lève-bras hydraulique
Dimensions : 445 x 350 x 140 mm

L'enceinte acoustique KEF Choral

Puissance : 30 W
Bande passante : 35 à 30 000 Hz
Impédance : 8 Ω
Équipement : 2 haut-parleurs
Dimensions : 470 x 281 x 221 mm

F - CHAÎNE ESART IS 200

Cette chaîne comprend :
— un tuner amplificateur Esart IS 200
— une table de lecture Thorens TD 160
— deux enceintes acoustiques Martin Superlab

Le tuner amplificateur Esart IS 200

Partie tuner :
Gamme FM : 88 à 104 MHz
Sensibilité : 2 μV
Distorsion : < 0,3 %
Rapport signal/bruit : 32 dB
Diaphonie : > 30 dB

Partie amplificateur :

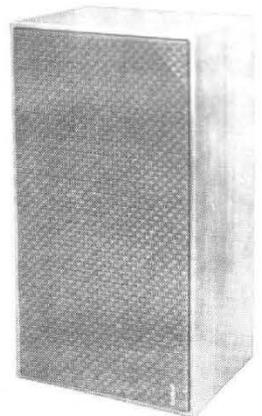
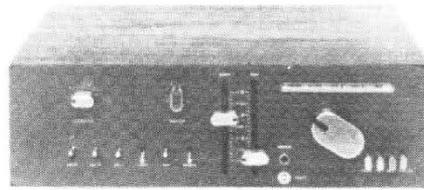
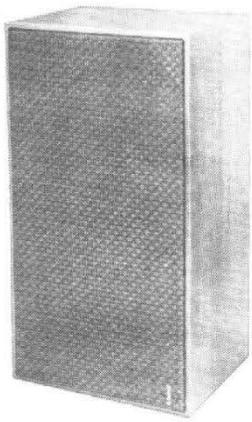
Puissance : 2 x 38 W/8 Ω
Distorsion harmonique : 0,17 %
Réponse en fréquences : jusqu'à 100 kHz à 1 dB
Sensibilité des entrées : micro : 1,2 mV/47 kΩ, PU magn. : 1,2 mV/47 kΩ, PU céramique : 0,5 V/1 MΩ, radio : 90 mV/2 V/100 kΩ, Aux. : 90 mV/100 kΩ, magnéto : 100 mV à 2 V/47 kΩ
Dimensions : 120 x 490 x 290 mm

La table de lecture Thorens TD 160

Entraînement du plateau par courroie
Moteur 16 pôles synchrone biphasé
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn
Plateau en alliage de zinc non magnétique
Régularité de vitesse : 0,06 %
Niveau de bruit non pondéré : 43 dB, pondéré : 65 dB
Dimensions : 440 x 140 x 340 mm

L'enceinte acoustique Martin Superlab

Puissance : 55 W (max.)
Bande passante : 32 à 18 000 Hz
Impédance : 8 Ω
Équipement : boomer de Ø 30 cm, Médium de Ø 12,5 cm, 1 tweeter à pavillon
Dimensions : 600 x 360 x 250 mm



G - CHAÎNE ESART PA 30

Cette chaîne comprend :
 — un amplificateur Esart PA 30
 — une table de lecture Akai AP 001
 — deux enceintes acoustiques Siare C3X

L'amplificateur Esart PA 30

Puissance : 2 x 22 W/8 Ω
 Distorsion d'intromodulation : 0,3 %
 Distorsion harmonique : 0,25 % à 1 000 Hz à puissance nominale
 Réponse en fréquences : jusqu'à 50 kHz à - 3 dB
 Sensibilité des entrées : micro : 35 mV/47 kΩ - PU magn. : 3,5 mV/47 kΩ, PU céramique : 50 mV/1 MΩ, radio : 90 mV/250 kΩ, aux. : 90 mV/250 kΩ, magnéto : 500 mV/5 kΩ
 Diaphonie : > 60 dB
 Dimensions : 115 x 360 x 240 mm

La table de lecture Akai AP 001

Platine manuelle équipée d'un plateau en aluminium moulé de 300 mm de diamètre et d'un poids de 1,1 kg
 Entraînement par courroie
 Moteur synchrone à 4 pôles
 Vitesses : 33 1/3 et 45 tr/mn
 Pleurage et scintillement : < 0,09 %
 Rapport signal/bruit : > 47 dB
 Longueur du bras : 220 mm
 Relève-bras hydraulique
 Dimensions : 445 x 350 x 140 mm
L'enceinte acoustique Siare C3X
 Puissance : 45 W (max)

Bande passante : 30 à 22 000 Hz
 Impédance : 4 à 8 Ω
 Equipement : HP graves de 21 cm de Ø, HP médium de 21 cm de Ø, un tweeter
 Dimensions : 540 x 300 x 240 mm

H - CHAÎNE ESART PAT 30

Cette chaîne comprend :
 — un tuner amplificateur Esart PAT 30
 — une table de lecture Thorens TD 166
 — deux enceintes acoustiques 3 A Apogée

Le tuner amplificateur Esart PAT 30

Partie tuner :
 Gamme : FM 87 à 108 MHz
 Sensibilité : 2 μV
 Distorsion : < 0,5 %
 Rapport signal/bruit : 75 dB
 Diaphonie : > 70 dB
 Courbe de réponse : 30 à 15 000 Hz - 1 dB

Partie amplificateur :

Puissance : 2 x 22 W/8 Ω
 Distorsion d'intermodulation : 0,3 % à 22 W
 Distorsion harmonique : 0,25 % à 1 000 Hz à P. nominale
 Réponse en fréquences : jusqu'à 50 kHz à - 3 dB
 Sensibilité des entrées : micro : 3,5 mV/47 kΩ, PU magnétique : 3,5 mV/47 kΩ, P U c é r a m i q u e : 50 mV/1 MΩ, radio : 90 mV/250 kΩ, aux. : 90 mV/250 kΩ, magnéto-
 phone : 90 mV/250 kΩ
 Diaphonie : > - 60 dB
 Dimensions : 475 x 220 x 115 mm

La table de lecture Thorens TD 166

Entraînement à couple élevé par courroie
 Moteur synchrone 16 pôles à vitesse lente
 Poulie à embrayage pour démarrage instantané
 Vitesses : 33 1/3 et 45 tr/mn
 Pleurage et scintillement : 0,06 %

Ronronnement - non pondéré : - 43 dB, pondéré : - 65 dB

Longueur du bras : 230 mm
 Dimensions : 442 x 358 x 150 mm

L'enceinte acoustique 3A Apogée

Puissance : 40 W
 Bande passante : 40 à 35 000 Hz
 Distorsion : < 2 %
 Intermodulation : < 0,5 %
 Dimensions : 630 x 315 x 260 mm

I - CHAÎNE ESART PA 15

Cette chaîne comprend :
 — un amplificateur Esart - PA 15
 — une table de lecture Akai AP 001
 — deux enceintes acoustiques Arten BS3

L'amplificateur Esart PA 15

Puissance : 2 x 18 W/8 Ω
 Distorsion d'intermodulation : 0,3 %
 Distorsion harmonique : 0,25 % à 1 000 Hz à puissance nominale
 Réponse en fréquences : jusqu'à 50 kHz à - 3 dB
 Sensibilité des entrées : micro : 3,5 mV/47 kΩ, PU magn. : 3,5 mV/47 kΩ, PU céramique : 50 mV/1 MΩ,

radio : 90 mV/250 kΩ, Aux. : 90 mV/250 kΩ, magnéto : 500 mV/5 kΩ, diaphonie : > 60 dB

Dimensions : 115 x 360 x 240 mm

La table de lecture Akai AP 001

(Voir chaîne G)
L'enceinte acoustique Arten B3s
 (Voir chaîne A)

J - LES TUNERS ESART

Le tuner caisson :
 Tuner FM - gamme : 88 à 104 MHz

Sensibilité : 2 μV
 Distorsion : < 0,3 %
 Rapport signal/bruit : - 32 dB
 Bande passante FI : ± 150 kHz à 6 dB
 Diaphonie : > 30 dB
 Dimensions : 120 x 150 x 290 mm

Le tuner S 12C :
 Tuner FM gamme : 87 à 108 MHz

Sensibilité : 2 μV
 Distorsion : < 0,5 %
 Rapport signal/bruit : - 26 dB
 Bande passante FI : ± 150 kHz à 6 dB
 Diaphonie : > 30 dB
 Dimensions : 110 x 350 x 240 mm

Le tuner S 25 C
 Tuner FM gamme : 87 à 108 MHz

Sensibilité : 2 μV
 Distorsion : < 0,5 %
 Rapport signal/bruit : - 26 dB
 Bande passante FI : ± 150 kHz à 6 dB
 Diaphonie : > 30 dB
 Dimensions : 120 x 360 x 240 mm

Notre Courrier Technique

Par R.A. RAFFIN

RR - 10.15 - M. STARCK, 90 Belfort nous demande le schéma d'une sirène destinée à être installée sur une automobile.

Malgré vos explications, nous n'avons pas très bien compris quel était exactement le type de sirène que vous souhaitiez installer.

A toutes fins utiles, nous vous signalons qu'un montage de sirène puissante a été décrit dans notre revue sœur Radio Plans N° 323, page 56. Si cette sirène alimente un ou deux haut-parleurs à chambre de compression installée sur votre véhicule, vous pouvez déjà obtenir une portée très importante.

RR - 10.16 - M. BEY, 38 Claix sollicite des renseignements pour la mise au point d'un amplificateur BF.

Lorsque vous poussez le gain sonore vers le maximum, le phénomène que vous constatez est bien connu ; il s'agit d'un accrochage, d'une réaction entre étages, que l'on appelle également « motor-boating ». Pour remédier à ce défaut, il convient de vérifier l'efficacité des retours et liaisons à la masse, l'efficacité des découplages d'alimentation, etc.

Augmentez la capacité du condensateur de filtrage de sortie du redresseur. Augmentez la capacité des condensateurs de découplage des lignes d'alimentation

aboutissant à chaque étage amplificateur ou préamplificateur. Si certains étages sont alimentés sans cellule RC de découplage, vous pourriez également en monter une. Etc.

Si vous nous aviez soumis le schéma de votre amplificateur, nous aurions pu être plus précis en vous indiquant exactement les points où vous pourriez intervenir.

RR - 10.17 - M. LARUE, 54 Nancy nous demande :

1) S'il est possible d'utiliser le dégivreur de la lunette arrière d'une automobile en guise d'antenne ;

2) Le schéma d'une alimentation 40 V 1,2 A pour un amplificateur BF.

1) Cela n'est pas possible, car les fils des éléments de chauffage ne sont pas isolés de la masse ; une extrémité est reliée directement à la masse et l'autre extrémité est reliée au « plus » par l'intermédiaire d'un interrupteur.

2) Veuillez vous reporter à nos numéros suivants : 1446 (page 153) ; 1507 (page 177).

RR - 10.18 - M. PERRON, 74 Plateau d'Assy nous soumet un schéma de commutation de haut-parleur pour appréciation.

Votre schéma est tout à fait correct et valable. Notez cependant que les deux haut-

parleurs du salon étant connectés en parallèle, chacun de ces haut-parleurs devra présenter une impédance de bobine mobile d'une valeur double de celle du haut-parleur de l'appareil de la salle à manger.

Il n'est pas question d'utiliser les mêmes fils pour alimenter des lampes témoins ; il faudrait prévoir d'autres fils et un second commutateur jumelé au premier.

RR - 10.19-F - M. BERNARDON, 92 Antony nous demande des renseignements sur la fabrication des circuits imprimés, ainsi que les caractéristiques et brochages des lampes CBL 6, 5 Y 4 S et du transistor D 44 H 8.

1) En ce qui concerne la réalisation des circuits imprimés, nous vous prions de bien vouloir vous reporter aux Haut-Parleur N° 1308, 1347, 1388 et Electronique Pratique 1520.

2) **Lampe CBL 6 :** double diode pentode de puissance ; chauffage = 44 V 0,2 A ; $V_a = V_{g2} = 100 V$; $V_{g1} = -$

4 V ; $R_k = 170 \Omega$; $I_a = 21 mA$; $I_{g2} = 3 mA$; $S = 6,5 mA/V$; $\rho = 48 k\Omega$; $Z_a = 4,5 k\Omega$; $P_u = 0,85 W$.

3) **Lampe 5 Y 4 S S** redresseuse double alternance ; chauffage = 5 V 2 A ; $V_a = 400 V$ eff. ; tension inverse de crête = 1 200 V ; $I_r = 125 mA$.

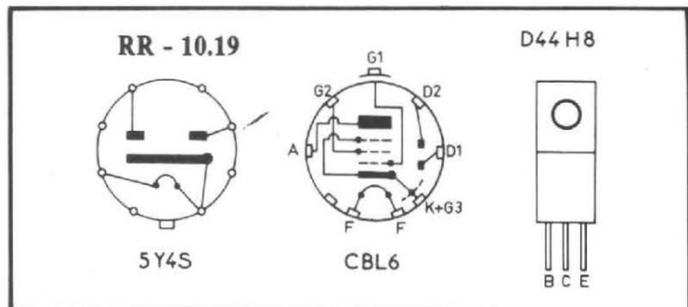
4) **Transistor D 44 H 8 :** silicium NPN, $P_c \max = 1,6 W$; $I_c \max = 10 A$; $BV_{ebo} = 5 V$; $BV_{ceo} = 60 V$; $h_{fe} = 60$ pour $I_e = 2 A$ et $V_{cb} = 1 V$.

Les brochages de ces composants sont représentés sur la figure RR - 10.19-F.

RR - 10.20 - M. FOURIROY, 92 Boulogne nous soumet le schéma d'un adaptateur pour casque et nous demande notre avis.

Ce montage d'ailleurs bien connu est très valable ; outre l'adaptation et l'affaiblissement requis, il effectue un certain mélange de deux voies droite et gauche.

En effet, lors de l'écoute stéréophonique par deux enceintes, il y a un certain



mélange des deux voies par réflexion à l'intérieur de la pièce d'écoute... Et c'est bien normal ; il en est exactement de même dans une salle de concert lors de l'audition d'un orchestre en direct. Tandis qu'à l'écoute au casque, les deux voies restent inéluctablement séparées, et ce n'est pas toujours très agréable, très réel...

Le schéma de montage que vous nous soumettez est prévu pour un casque d'au moins $2 \times 8 \Omega$ (minimum). Les divers composants RC nécessaires sont courants ; les bobinages le sont peut-être moins, mais peuvent être fabriqués par l'amateur ; enfin tout transformateur BF de rapport 1/1 peut convenir.

De toutes façons, notre avis personnel est que l'écoute au casque ne supplantera jamais (quoi qu'on fasse) l'audition fournie par deux bonnes enceintes acoustiques.

RR - 10.21 - M. Roger TH... Lyon (9^e) nous écrit une longue lettre dont nous le remercions et de laquelle nous extrayons le passage suivant :

« Vous décrivez souvent dans vos diverses publications des montages de thermostats électroniques d'ambiance (régulation de la température des appartements), et de tels montages m'intéressent énormément. En effet, je suis « chauffagiste » et dans ma

profession, je suis surpris que l'on en soit encore aux thermostats **mécaniques** (bilame ou autre dispositif se déformant). C'est une technique qui date... et qui est très imprécise.

« Je suis donc tenté par les thermostats électroniques d'ambiance que vous décrivez, mais malheureusement je n'ai absolument pas le temps de les construire moi-même. En conséquence, pourriez-vous me dire si ce genre de thermostat est fabriqué industriellement, commercialisé, et par qui ? »

Votre lettre n'est pas la première à aborder ce sujet.

Notre réponse est la suivante : Nous partageons parfaitement votre point de vue et nous sommes surpris nous aussi du frein au progrès constaté dans certaines branches de l'industrie ; nous avons d'ailleurs échangé du courrier à ce sujet avec diverses firmes sans grand succès...

De ce fait, nous ne pouvons pas vous renseigner valablement. Si certains lecteurs sont au courant de telles réalisations industrielles sérieuses, qu'ils veuillent bien nous le faire savoir, et le cas échéant, nous vous renseignerons.

RR - 10.22-F - M. Jacques BOMPAING, 63 Clermont-Ferrand souhaite trouver dans cette rubrique le schéma simple d'un luxmètre.

Le schéma que vous nous demandez fait l'objet de la

figure RR - 10.22. Ce petit montage comporte notamment un circuit intégré amplificateur opérationnel type TCA 335 et une photo-diode silicium type BPX 91 (Siemens).

Les gammes de sensibilité sont sélectionnées par décades entre 10^2 et 10^5 lux au moyen d'un inverseur commutant quatre résistances de $3,9 \text{ k}\Omega$ à $3,9 \text{ M}\Omega$ dont les valeurs seront choisies d'une façon aussi précise que possible.

Si l'on place un filtre optique type BG 38/2 mm entre la source lumineuse et la photo-diode BPX 91, la sensibilité spectrale de cette dernière correspond à celle de l'œil humain.

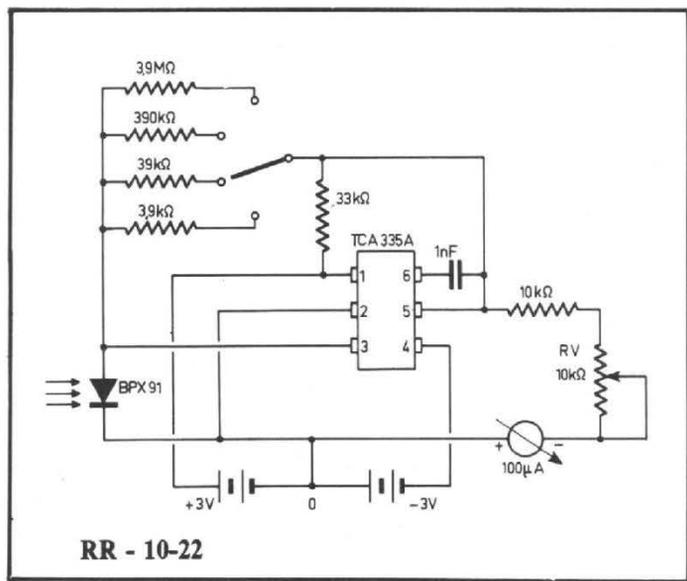
L'indicateur est un microampèremètre de déviation totale pour $100 \mu\text{A}$. Les lectures suivent une bonne

linéarité et l'on peut considérer une valeur d'erreur de l'ordre de 3 % seulement.

La déviation totale de l'instrument de mesure est déterminée par l'ajustage de la résistance variable RV de $10 \text{ k}\Omega$. Les sensibilités de mesure pour la déviation totale sont de 10^2 , 10^3 , 10^4 et 10^5 lux selon la position de l'inverseur.

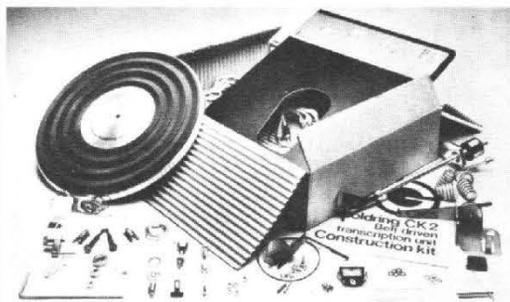
La capacité de 1 nF entre les broches 5 et 6 est simplement destinée à réduire le gain aux fréquences élevées afin d'éviter toute tendance aux oscillations parasites.

L'alimentation se fait par quatre éléments de pile de $1,5 \text{ V} (\pm 3 \text{ V})$; consommation = $0,5 \text{ mA}$. Les mesures sont indépendantes des variations éventuelles de la tension de la pile dans de très larges limites.



GOLDRING CK2

avec cellule magnétique, en KIT



SI VOUS AVEZ

un tournevis
une paire de pinces
et **499** francs

pour 9 frs de plus
nous vous donnerons
le fer à souder

vous recevrez par retour
de votre fournisseur habituel
ou de **GOLDRING-FRANCE**

(paiement à la commande)

NOM _____
 ADRESSE _____

GOLDRING BP 7 - 22690 PLEUDIHEN

**CETTE TABLE DE LECTURE
FACILE A ASSEMBLER**



transmission par courroie

RR - 10.23 - M. Pascal THIOLLIER, 42 Saint-Martin-la-Plaine, nous demande, de lui indiquer le mode de branchement, correspondances et points de raccordement des fils de l'antenne ferrite de son récepteur de marque Glatigny.

Nous n'avons malheureusement pas le schéma de cet appareil, et de ce fait, nous regrettons de ne pouvoir vous renseigner. Il faudrait consulter le radio-électricien qui vous a vendu ce récepteur.

Si l'un de nos lecteurs possède le schéma de cet appareil, qu'il veuille bien nous le faire savoir et nous le mettrons en rapport avec notre correspondant. Merci.

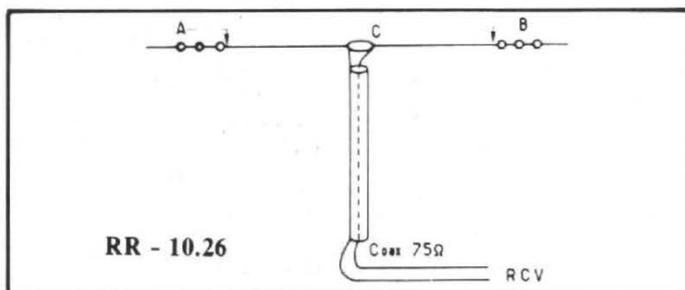
RR - 10.24 - M. Jean-Pierre VOLEMBINI, 31 Toulouse, nous demande, l'adresse du constructeur de l'auto-radio lecteur de cassettes de marque Meca.

Nous ne possédons hélas pas ce renseignement. Si, comme vous le supposez, il s'agit d'un appareil de fabrication japonaise, c'est à l'importateur en France qu'il conviendrait de vous adresser, ou mieux, directement à votre fournisseur (là où vous avez acheté cet appareil).

RR - 10.25 - M. Hervé COUDON, 38 Fontaine, possède un talkie-walkie 27 MHz dont un transistor de type 2 SA 221 est détruit et nous demande par quel transistor français courant il pourrait le remplacer.

Le transistor japonais 2 SA 221 peut se remplacer par les types français AF 125 ou AF 126.

RR - 10.26-F - M. A. BEYT, 33 Hostens, désire connaître les caractéristiques



de fabrication d'une antenne filaire dipôle demi-onde pour la réception de la bande 27 MHz.

La figure RR - 10.26 vous donne les renseignements souhaités. Entre deux groupes d'isolateurs, vous avez un fil de cuivre de 16/10 de mm d'une longueur AB égale à 5,27 m. Ce fil est coupé en son milieu par un isolateur C ; de chaque côté de cet isolateur, on soude le câble coaxial type 75 Ω (respectivement blindage et conducteur central) d'une longueur quelconque qui aboutit au récepteur.

RR - 10.27 - M. MAUCOUVERT, 47 Aiguillon, constate une diminution de puissance sur son amplificateur BF lors de l'audition des disques.

Nous avons bien lu « une diminution de puissance », ce qui laisse sous-entendre qu'auparavant cette puissance était normale. Ensuite, les termes de votre lettre nous surprennent lorsque vous nous assurez que cette diminution de puissance ne provient ni de la cellule lectrice, ni de l'amplificateur... Il faut cependant bien qu'elle provienne de quelque part !

Si vous vous êtes mal expliqué, et s'il s'agit d'une puissance qui a toujours été insuffisante lors de la lecture des disques, cela peut très bien provenir de la cellule magnétique que vous utilisez et qui délivre une tension moyenne BF insuffisante pour l'entrée à laquelle elle est raccordée. Dans ce cas l'emploi d'un petit préamplificateur auxiliaire

prévu pour la cellule lectrice employée est à envisager (la firme Dual vend précisément un tel préamplificateur).

A toutes fins utiles, nous vous signalons également que des montages de préamplificateurs pour pick-up magnétiques ont été décrits dans le H.P. 1437 (p. 142) et dans Electronique Pratique 1506 (p. 38) et 1510 (p. 35).

RR - 10.28 - M. Alain SCHUTZ, 67 Souffelweyersheim nous demande un schéma pour le montage de deux « vu-mètres » sur les sorties de son amplificateur BF.

Nous vous prions de bien vouloir vous reporter à la réponse RR - 7.27-F, page 316, H.P. 1374 où ce sujet a déjà été traité.

RR - 10.29 - M. Pierre DIATTA, 13 Marseille nous demande le schéma d'un

émetteur pour bandes « amateurs » de marque Geloso.

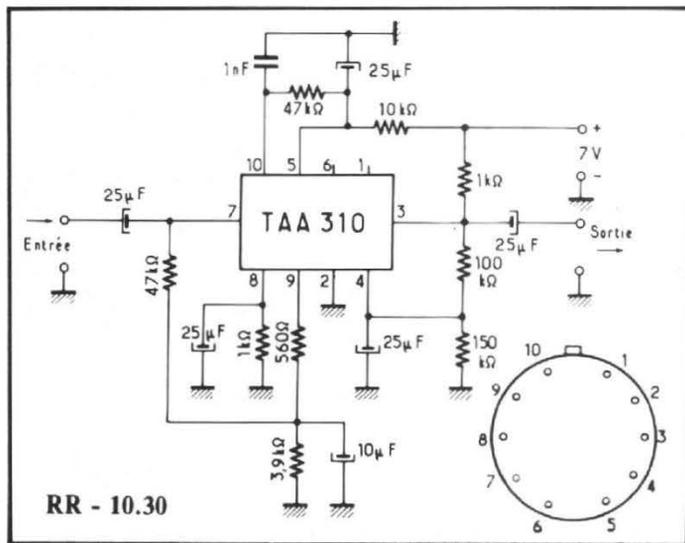
La firme Geloso a produit plusieurs modèles d'émetteurs pour ondes décamétriques pour les radio-amateurs. De ce fait, les maigres indications contenues dans votre lettre ne permettent absolument pas d'identifier le type de l'émetteur dont il s'agit.

A titre indicatif, nous vous signalons que l'émetteur Geloso type G 222 TR est décrit à partir de la page 355 de l'ouvrage « L'Emission et la Réception d'amateur » (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque 75010 Paris); mais nous ne pouvons évidemment pas vous garantir qu'il s'agisse bien là de l'appareil en votre possession.

RR - 10.30-F - M. Olivier STEPHANOVITCH, 75 Paris, nous demande le brochage du circuit intégré type TAA 310 et le schéma d'un amplificateur BF utilisant ce circuit intégré.

Le brochage de ce circuit intégré (type TAA 310) est représenté sur la figure RR - 10.30.

Par ailleurs, nous devons vous préciser que ce circuit intégré n'est pas un amplificateur BF, mais un amplificateur BF. La figure indique égale-



ment le schéma d'un montage de préamplificateur BF utilisant ce circuit intégré.

●
RR - 10.31 - M. ROMAILLAT, 03 Cusset, sollicite des renseignements sur les sujets suivants :

- 1) Caractéristiques de la diode OA 310.
- 2) Caractéristiques de la diode BYX 60-100.
- 3) Fonctionnement d'un tiac sur une charge inductive.
- 4) Amélioration éventuelle de la sensibilité d'un modulateur de lumière.
- 5) Où se procurer du fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm ?

5) Vous pourriez vous adresser à une firme telle que Diela ; mais il faut évidemment acheter une certaine quantité de fil. Le plus simple pour l'amateur est de récupérer le fil sur des bobinages d'anciens récepteurs de radio ou de télévision vendus à bas prix à la casse ou chez les radio-électriciens qui en sont bien souvent encombrés !

●
RR - 10.32 - M. Marcel BARDIN, 69 Venissieux nous demande :

- 1) Quel est le type de cellule lectrice équipant sa platine tourne-disque Dual ?
- 2) Comment brancher le limiteur de souffle décrit dans le n° 1517, page 231 ?

1) Nous ne pouvons pas vous répondre. En effet, un tel type de platine tourne-disque peut être équipé, soit d'une cellule céramique, soit d'une cellule magnétique (les branchements à l'extrémité du bras étant standardisés).

2) S'il s'agit d'une cellule céramique (ou piézo-électrique), les fils venant du pick-up aboutissent à l'entrée E ; la sortie S est à relier ensuite à l'entrée normale de l'amplificateur. Cela, bien entendu, pour une voie ; car dans le cas d'un montage stéréophonique, le limiteur de souffle proposé doit être réalisé en deux exemplaires (un sur chaque voie).

S'il s'agit d'une cellule magnétique outre ce qui est dit

dans le texte à ce sujet, le limiteur peut également s'intercaler entre la sortie de l'étage d'entrée préamplificateur et l'entrée du second étage (faisant suite).

●
RR - 10.33 - M. PADER, 59 Waziers (18, rue Marcel-Bultez) recherche la notice, le schéma ou des renseignements concernant un oscilloscope (employé dans l'armée) de marque Sintra type QR-PX-5A.

●
RR - 10.34 - M. Jean-Marc COUTANDIN, 04 Digne nous demande des renseignements au sujet d'une alimentation pour amplificateur.

1) Vous nous parlez d'une alimentation de notre réalisation ? Pour que nous puissions nous y référer et vous répondre valablement, il conviendrait de nous indiquer dans quel numéro (et page) cette alimentation a fait l'objet d'une description.

2) Nous ne pouvons pas vous répondre en ce qui concerne la valeur de la résistance et le type de la diode Zener que vous désirez connaître. En effet, partant d'un transformateur délivrant 24 V efficaces, on ne peut pas obtenir une tension redressée et filtrée de 35 V en charge (c'est-à-dire débitant pour l'alimentation de l'amplificateur).

RR - 10.35 - M. Lucien MORO, 92 Nanterre, nous demande :

1) Comment mesurer le niveau des signaux appliqués à l'entrée d'un décodeur stéréophonique FM ?

2) La raison d'un sifflement apparaissant sur la bande lors de l'audition d'enregistrements d'émissions stéréophoniques FM (sifflement qui n'existe pas si l'on écoute l'émission directement à la sortie du décodeur).

1) Un contrôleur universel ne convient pas ; il faut utiliser un voltmètre électronique muni de sa sonde pour tensions alternatives.

2) Il doit s'agir d'un battement interférentiel entre une harmonique de la fréquence pilote stéréo et la fréquence de fonctionnement de l'oscillateur HF du magnétophone. La fréquence pilote étant immuable, il vous reste à modifier très légèrement la fréquence de l'oscillateur HF du magnétophone, par exemple en ajoutant une petite capacité de 200 à 300 pF en parallèle sur le condensateur de 4 200 pF connecté sur le secondaire du bobinage oscillateur T401.

●
RR - 11.01 - M. Gérard TEISSEIRE, 84 Avignon, nous demande des renseignements complémentaires au sujet du dispositif de commande sonore à bascule

ÉLÉVISEURS CASIONS

3 chaînes
tir de **300 F**

FRANCE DU MATÉRIEL SUIVANT :

UX - 59 cm 350 F

CHEQUE OU CCP + 55 F de port

ONIQUE PHOCÉEN

HIERRY MARSEILLE 1^{er}
66.57

* HAUTE FIDELITE - VIDEO
■ KITS et COMPOSANTS ELECTRONIQUES

HIFI un professionnel
JEAN GOUDERT
au service de l'amateur exigeant

* 85 - ■ 180 bd. de la MADELEINE
06000 NICE tel: (93) 87.58.39

décrit dans **Radio Pratique** n° 1356, page 30.

1) Les transistors TJA 0117 préconisés peuvent être remplacés par des BC107, BC407 ou BC547 bien plus courants.

2) La résistance de la bobine d'excitation du relais 12 V est d'environ 250 Ω .

3) Un microphone piézo-électrique ne convient pas. Comme cela est dit dans le texte, il faut obligatoirement un microphone de type dynamique, sans transformateur, donc à basse impédance.

RR - 11.02 - M. Van de CAUTER, 8000 Bruges (Belgique), sollicite des conseils d'utilisation au sujet d'un grid-dip-mètre commercial dont il nous soumet le schéma et nous fait part de remarques pratiques faites au cours de la réalisation du carillon Lulli-Bell décrit dans notre numéro 1490, page 272.

1) Il est tout à fait normal que pour son fonctionnement en position « diode » un grid-dip soit beaucoup moins sensible qu'en position « oscillateur » du point de vue variation de l'aiguille du micro-ampèremètre indicateur.

Il est tout aussi normal que l'approche de l'appareil du circuit à observer provoque un dérèglement de l'accord ou une erreur de lecture par rapport à l'étalonnage d'origine.

C'est le défaut de tous les grid-dip-mètres qui ne permettent que des appréciations grossières... et qui ne sont pas des fréquence-mètres. Il n'y a hélas aucun remède à cet état de fait.

2) Nous vous remercions de vos remarques intéressantes concernant le carillon Lulli-Bell et nous les reproduisons ci-dessous à l'intention de nos amis lecteurs intéressés par ce montage :

a) Sur le plan de câblage, page 277, la broche 1 du SN 7493 est reliée **deux fois** à la

broche 13 du SN 7408 ; on peut donc supprimer une connexion.

b) Pour obtenir un fonctionnement correct, et un ton exact, il faut placer une résistance de 180 Ω reliant les broches 3 et 11 du SN7490 « son » (SN7490 de gauche dans le plan de câblage du haut) à la masse (broches 6 et 7 de ce circuit intégré).

c) Pour notre part, nous avons déjà signalé que le côté du condensateur de 100 μ F doit évidemment être relié à la masse ; nous en profitons pour le rappeler ici.

RR - 11.03 - M. Michel AMIGUES, 11 Carcassonne, s'étonne de ne pas avoir reçu de réponse à la suite d'une précédente demande de renseignements et en profite pour nous poser d'autres questions.

1) A la suite de votre première lettre, nous vous avons répondu sous la référence RR - 5.68, publiée dans le « Courrier technique » de notre numéro 1521. Nous regrettons de ne pouvoir être plus rapide, les questions posées par nos lecteurs étant de plus en plus nombreuses.

2) Une solution de grande sensibilité pour un modulateur de lumière consiste à employer un microphone avec un amplificateur auxiliaire. Voyez par exemple le montage publié dans « Electronique Pratique » n° 1510, page 78.

3) Il n'est pas pensable d'envisager la construction d'une alimentation 9 V continu 3,5 A à partir du secteur 220 V **sans transformateur**. En effet, aucune régulation ne serait possible ; d'autre part, pour une utilisation maximale d'une trentaine de watts, il faudrait dissiper en pure perte dans des résistances une puissance de l'ordre de 730 W !

RR - 11.04 - M. Serge FERAUGUE, 08 Haybes, nous demande des conseils au sujet d'adjonctions qu'il envisage pour un amplificateur BF.

1) Nous ne vous conseillons nullement l'adjonction des haut-parleurs que vous envisagez ; d'abord, ces haut-parleurs ne nous semblent pas être d'une puissance suffisante ; ensuite, vous risquez d'avoir des problèmes du point de vue adaptation des impédances.

2) Nous ne pouvons pas vous dire si l'adjonction d'un décodeur quadriphonique est possible et si le type de décodeur dont vous nous entretenez convient. Il faudrait nous communiquer le schéma de l'amplificateur et celui du décodeur.

RR - 11.05 - M. Jean JUGE, 75 Paris, nous demande le schéma d'un générateur THT.

Il nous est bien difficile de vous répondre valablement avec certitude, votre lettre manquant de précisions en ce qui concerne le mode d'application, l'utilisation, etc., de ce générateur THT.

Eventuellement, nous vous conseillons de vous reporter au montage de générateur THT décrit à la page 293 du Haut-Parleur n° 1424.

RR - 11.06 - M. Jacques KESSEDJIAN, 91 Massy, sollicite des renseignements au sujet de modifications qu'il désire apporter à des gradateurs de lumière.

1) Votre demande n'est pas très explicite et nous ne sommes pas certains d'avoir bien compris ce que vous souhaitiez faire !

Pour obtenir un fondu enchaîné manuel avec les deux gradateurs, il faudrait supprimer chaque potenti-

mètre de 220 k Ω et les remplacer par un potentiomètre linéaire double, à axe unique, et câblé de telle façon qu'un élément voit sa résistance augmenter alors que l'autre diminue.

Veillez également consulter le schéma de la figure 11, page 120, H.P. 1330.

2) Vous pourriez tenter de monter les gradateurs sur les sorties 24 V en remplaçant les résistances de 30 k Ω par des résistances de 5,6 k Ω et les potentiomètres de 220 k Ω par des potentiomètres de 50 k Ω linéaires. Mais en règle générale, les gradateurs à triacs sont assez peu progressifs lorsqu'on les utilise en basse tension.

2) Les transistors 182 T 2 C et 184 T 2 B sont des immatriculations anciennes de la esco dont nous n'avons pas es correspondances actuelles. Vous pourriez vous adresser directement à Sescosem 101, boulevard Murat - 75016 Paris ou à un dépositaire de cette société.

3) Voici les caractéristiques essentielles de ces transistors (NPN silicium):

182 T2 : P. tot. = 87,5 W ; Vceo = 140 V ; h 21e = 15 à 180 pour Ic = 2 A ;

184 T2 : Vceo = 180 V ; P. tot. et h 21e comme ci-dessus.

RR - 11.09 - M. Fernand TREGUER, 29 Lesneven, nous demande conseil pour un jeu de lumière.

1) Le mauvais fonctionnement ne peut pas provenir du fait qu'une résistance de 27 k Ω a été remplacée par deux résistances de 56 k Ω connectées en parallèle. Il y a vraisemblablement autre chose (autre correspondant défectueux par exemple).

2) Pour que nous puissions vous dire si le branchement du modulateur de lumière sur l'amplificateur BF suivant la manière que l'on vous a conseillée est correct, il conviendrait de nous soumettre le schéma de cet amplificateur en nous indiquant les branchements préconisés.

RR - 11.10 - M. Jean PINATION, 59 Dechy, possède deux émetteurs-récepteurs type BC620 avec lesquels il ne peut parvenir à obtenir aucune communication entre les deux appareils.

Hélas, vos explications sont bien insuffisantes pour que nous puissions avoir une idée du non-fonctionnement de ces appareils ; nous ne pouvons pas en deviner à distance la raison !

En fait, il ne peut y avoir que deux éventualités :

1) Les appareils peuvent être en panne (lampe grillée, composant défectueux, alimentation incorrecte, etc.).

2) Les appareils sont mal réglés ou réglés sur des canaux différents.

En considérant tour à tour chacun des appareils, vous devez tout de même pouvoir déceler si c'est la partie « émission » ou la partie « réception » qui ne fonctionne pas, d'abord pour l'un, ensuite pour l'autre.

A toutes fins utiles, nous vous rappelons que l'étude de cet émetteur-récepteur (BC620) a été faite à la page 162 du Haut-Parleur n° 1247 ; d'autre part, un article consacré à son dépannage et à sa mise en service a été publié à la page 148 du n° 1366.

RR - 11.11 - M. Robert COMPAGNON, 51 Châlon-sur-Marne, nous demande des schémas d'appareils de mesure utilisés en photographie et cinéma.

Nous ne disposons hélas d'aucun schéma correspondant à ce que vous recherchez.

Nous vous signalons toutefois qu'un article traitant de la mesure du temps d'ouverture des obturateurs a été publié à la page 198 du n° 1325.

RR - 11.12 - M. Raymond BASIEZ, 62 Blériot-Plage (115, route Nationale), recherche le schéma du téléviseur Ribet Desjardins, type 616.

RR - 11.13 - M. Jean Gilbert COPIN, 54 Malzeville (26 bis, rue de Chazeau) recherche les schémas des appareils suivants :

1) Téléviseur Grammont type « Fouquet ».

2) Flash Braun type « F 700 Electronique ».

RR - 11.14 - M. Philippe ROCHE, 68 Illzach nous demande :

1) des schémas de thermostats électroniques ;

2) L'adresse de la firme Toshiba.

1) Veuillez vous reporter à nos publications suivantes : Haut-Parleur n° 1198, 1283, 1441, 1486, 1521 ; Radio Pratique n° 1399 ; Radio Plans n° 282, 307, 320, 328, 332, 335.

2) « Toshiba » est une firme japonaise. En France, veuillez vous adresser à l'importateur ; tranchant - Distribution Zone d'Activités de Courtabœuf B.P. 62, 91401 Orsay.

RR - 11.15 - M. VALENCE, 42 Montbrison, nous demande des renseignements sur divers circuits intégrés.

1) Les circuits intégrés cités dans votre lettre ne figurent pas dans nos documentations (Data-Books), du moins sous les « immatriculations » indiquées. Il doit s'agir de marquages industriels (repères) et non pas de véritables immatriculations.

2) En principe, GND est la masse ; Vcc correspond au (+) alimentation ; Vee au (-) alimentation.

RR - 11.16 - M. Pierre CARLI, 06 Mandelieu, nous demande où se procurer un circuit intégré type TBA 450 N et des relais à lames souples ILS.

1) Nous ne savons pas quelle est la firme qui fabrique ce type de circuit intégré ; sous toutes réserves, il doit s'agir d'une fabrication de Siemens. Mais puisque vous nous dites qu'il est utilisé sur certains amplificateurs Dual, le plus simple est de vous adresser à cette société qui doit assurer la maintenance de ses appareils.

Mandataire en France : Voxal 27 à 33, Champs-Élysées - 75008 Paris.

2) Les relais à lames souples ILS se trouvent chez divers fabricants : R.T.C. ou Orega Circuits et Communications - Division Commutations. Mais ces firmes ne vendent pas directement aux particuliers ; il convient de passer par l'intermédiaire d'un revendeur radio-électricien qui commandera pour vous les matériels qui vous intéressent.

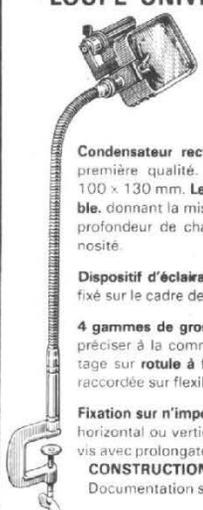
RR - 11.18-F - M. Alain ZWINGELSTEIN, 67 Saverne désire connaître les caractéristiques et les lieux d'approvisionnement de différents composants.

1) Tube cathodique DN7-3 : écran 70 mm de diamètre ; vert persistant. Statique double symétrique. Chauffage 6,3 V 0,4 A ; Va₂ = 800 V ;

POUR TOUS VOS TRAVAUX MINUTIEUX

- MONTAGE
- SOUDURE
- BOBINAGE
- CONTRÔLE A L'ATELIER
- AU LABORATOIRE

LOUPE UNIVERSA



Condensateur rectangulaire de première qualité. Dimensions : 100 x 130 mm. Lentille orientable, donnant la mise au point, la profondeur de champ, la luminosité.

Dispositif d'éclairage orientable fixé sur le cadre de la lentille.

4 gammes de grossissement (à préciser à la commande). Montage sur rotule à force réglable raccordée sur flexible renforcé.

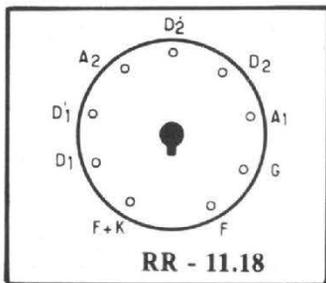
Fixation sur n'importe quel plan horizontal ou vertical par étai à vis avec prolongateur rapide

CONSTRUCTION ROBUSTE
Documentation sur demande

ETUDES SPÉCIALES sur DEMANDE

JOUVEL OPTIQUE, LOUPES DE PRÉCISION
BUREAU, EXPOSITION et VENTE

**89, rue Cardinef
75017 PARIS**
Téléphone : CAR. 27-56
USINE : 42, av. du Général-Leclerc
(91) BALLANCOURT
Téléphone : 498-21-42



$V_{a1} = 200$ à 300 V ; $V_g = -50$ V pour extinction ; sensibilités = $0,16$ et $0,26$ mm/V. Brochage, voir figure RR - 11.18.

Il y a bien longtemps que ce tube cathodique n'est plus fabriqué ; on utilise maintenant le type DG 7 - 32 ou le type encore plus récent D7-190 GH (ou GM). Fabrication : R.T.C. 130, avenue Ledru-Rollin - 75540 Paris Cedex 11.

Un montage d'oscilloscope avec tube DG7-32 a été publié dans le H.-P. 1114, page 56, vous pouvez également consulter les nos 324 à 328 inclus de Radio Plans.

2) En ce qui concerne le semi-conducteur 54 T 4 C de fabrication SESCO, veuillez vous adresser directement à SESCOSEM 101, boulevard Murat - 75016 Paris.

3) Quant aux diodes SSL 54, SSL 55 et CA 30807, hélas, elles ne figurent pas dans nos documentations.

RR - 11.17-F - M. Bernard PERRON, 39 Saint-Claude désire connaître les brochages des semi-conducteurs suivants : 2N3702, 2N3704,

2N3711, 2N5457, TIS 43 et BT 100A, composants relatifs au contrôleur de pose décrit dans le n° 1396.

Les brochages de ces semi-conducteurs sont représentés sur la figure RR - 11.17.

RR - 11.19 - M. W. de CLERQ, 6080 Montignies-sur-Sambre (Belgique) nous demande des renseignements au sujet du réducteur de bruit de fond décrit à la page 220 du numéro 1370.

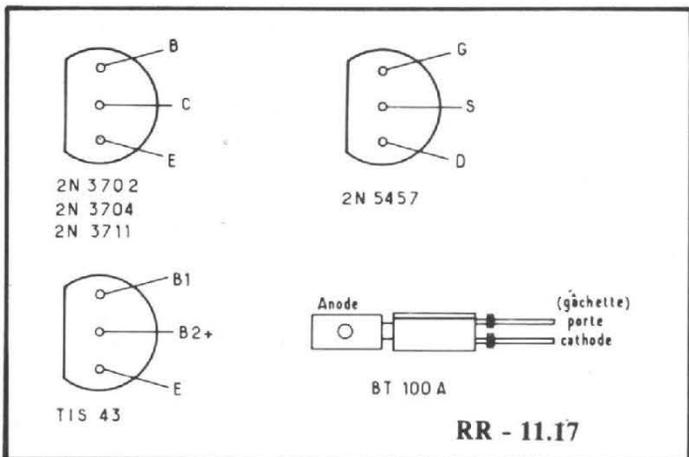
1) Le transistor FET type NF 511 préconisé peut être remplacé par les types BF 244 ou BF 245 (de la R.T.C.) par exemple.

2) Bien entendu, la ligne marquée - 12 V correspond à la masse et doit être reliée à celle-ci.

3) Le potentiomètre P de contre-réaction est un potentiomètre linéaire de 10 k Ω .

4) Il est recommandé de placer un condensateur électrochimique de 500 μ F entre la ligne + 12 V et la masse.

5) Le brochage du transistor BC 108 représenté sur la figure 5 est correct ; le brochage du BC 108 C est d'ailleurs identique. Mais, outre le BC 108, il y a aussi les versions BC 148, BC 408 et BC 548 qui ont des caractéristiques électriques identiques, mais se présentent avec des boîtiers différents.



RR - 11.17

RR - 11.20 - M. Jean-Paul DEVEAUX, 01 Bourg-en-Bresse sollicite des renseignements complémentaires au sujet du récepteur décrit dans le numéro 1515 d'Electronique Pratique page 36.

Le circuit d'accord est constitué par la bobine L_1 (avec bobine de couplage L_2) exécutée sur un bâton de ferrite ; cette bobine accordée constitue le cadre ou antenne-ferrite.

Comme l'indique le schéma de la figure 1, outre ce cadre ferrite, on peut prévoir une petite antenne filaire classique que l'on connecte sur la bobine L_1 du côté opposé à la masse. Il convient d'intercaler alors une faible capacité en série (47 pF sur la figure) pour la connexion de cette antenne ; si l'antenne est un peu trop longue, il pourra même être nécessaire de réduire la capacité de ce condensateur de liaison.

RR - 11.21 - M. Michel JACQUOT, 94 La-Varenne-Ste-Hilaire désire des renseignements au sujet des applications possibles du correcteur physiologique faisant l'objet de la réponse RR - 5.71-F, page 359, N° 1521.

Le montage proposé peut s'appliquer dans tous les cas où l'on désire monter un correcteur physiologique sur tout amplificateur ou préamplificateur qui n'en possède pas et où l'on ne désire pas employer un potentiomètre spécial.

Le schéma de ce montage reste le même et les valeurs des composants ne changent pas.

RR - 11.22 - M. Jean REGANON (F 9 IA), 33 Pauillac sollicite des renseignements complémentaires au sujet du transverter 28 - 144 MHz décrit dans le numéro 1521, page 369.

1) Personnellement, nous avons réalisé la section « réception » ($Q_1 + Q_2$) sur une plaquette époxy, mais pas en circuits imprimés.

La section « émission » ($V_1 + V_2 + V_3 + V_4$) a été construite sur un petit châssis classique en laiton, cloisonné comme indiqué, et la section « alimentation » sur un châssis en aluminium.

Mais d'autres solutions pratiques sont certainement possibles et celles que vous envisagez nous semblent parfaitement valables.

2) Les points critiques et les précautions à prendre sont indiqués dans le texte. Quant à la disposition pratique des divers éléments, elle est précisément celle donnée par le schéma théorique. C'est ainsi que l'on réalise les connexions les plus courtes et directes.

3) En haut, à gauche, du schéma, il faut lire : entrée Antenne 144 via Rel. 1(a).

— Le premier tube QQE 03 - 12 est le tube V 3.

— Le tube régulateur en série avec le tube OB 2 est du type OA 2.

4) Caractéristiques du tube cathodique OE 411 : veuillez vous reporter au N° 1194 (page 149) ou au N° 1260 (page 168).

RR - 11.23 - M. BONNIOL, 13 Marseille nous demande des renseignements concernant un lampemètre « Métrix » type 361.

Seule la Maison Métrix devrait pouvoir vous fournir les organes nécessaires à la remise en état de cet appareil, et notamment le galvanomètre.

Si cette société ne peut vous fournir ni les matériels nécessaires, ni la documentation, ni le schéma, nous ne voyons vraiment pas où vous pourriez vous adresser.

A tout hasard, nous lançons un appel à nos lecteurs. Si l'un d'entre eux possède le schéma de ce lampemètre qu'il vcuille bien se mettre en rapport

directement avec notre correspondant (6, rue Rabelais, Marseille).

Il est bien évident qu'il s'agit là d'un appareil très ancien, ne comportant même pas les supports pour l'essai des lampes modernes; en conséquence, son intérêt est extrêmement restreint.

RR - 11.24 - M. Willy THIJS, 4430 Alleu (Belgique) désirerait avoir le schéma d'une pendule électronique dont il énumère les caractéristiques et les possibilités qu'elle devrait présenter.

Nous ne sommes pas mieux nantis en France qu'en Belgique! Vous n'avez rien trouvé dans votre pays; ici il en est de même. Nous ne disposons d'aucun schéma correspondant à ce que vous recherchez (du moins pour le moment). En fait, les possibilités diverses ou les fonctions multiples d'une telle pendule électronique restent fonction de la fabrication et de l'existence du circuit intégré qu'il serait nécessaire d'employer.

RR - 11.25 - M. Nicolas GANEAU, 156, rue de Rivoli, 75001 Paris, recherche le schéma de l'amplificateur Philips type RH 591 qu'il n'a pu se procurer auprès du constructeur.

RR - 11.26 - M. Serge ROUMANES, 18 St-Doulchard, nous demande le schéma d'un émetteur, modulé par l'anode, susceptible de fonctionner dans la bande GO.

Nous ignorons le but que vous poursuivez, mais les émissions d'amateur ont lieu sur « ondes courtes » dans des bandes qui leur sont attribuées et dont les limites sont parfaitement définies.

Il n'y a pas d'émission d'amateur dans la bande « grandes ondes ». Les émissions effectuées dans les gammes de radiodiffusion sont formellement interdites et leur auteur risque des poursuites judiciaires.

RR - 11.27 - M. MASTRO, 5622 Lesve (Belgique) nous demande où se procurer en Belgique le transistor 2 N 4302 nécessaire à la réalisation du réducteur de souffle décrit à la page 232 du numéro 1517.

Le transistor à effet de champ type 2 N 4302 est fabriqué par Intersil et par National Semiconductor Corp., mais nous ignorons l'adresse des mandataires de ces firmes en Belgique.

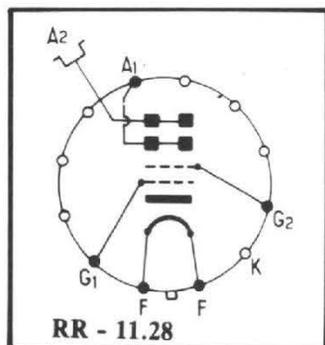
Notez que ce transistor peut se remplacer par tout autre FET canal N pour usages généraux, de caractéristiques semblables, dans une autre marque peut-être plus répandue dans votre pays.

RR - 11.28-F - M. Roger MARTIN, 69 Lyon, désire connaître :

1) Les caractéristiques et le brochage du tube cathodique 5 TP 4;

2) Le schéma d'une calculatrice utilisant le circuit intégré C 500 - G 7230, ainsi que le brochage de ce dernier (24 broches).

1) Tube cathodique 5 TP 4 pour projection de télévision. Chauffage = 6,3 V 0,6 A; $V_{a2} = 27\ 000\ V$; V_{a1}



= 4 900 V; $V_{g1} = -70\ V$; $V_{g2} = 200\ V$. Brochage, voir figure RR - 11.28.

2) Il aurait été sage de nous indiquer la marque et le type de cette calculatrice. De toute façon :

a) Notre service n'est pas gâté dans ce genre de documentations, les constructeurs de ces appareils ne délivrant généralement aucun schéma;

b) Le circuit intégré cité ne figure sur aucune de nos documentations;

c) par leur conception même, ces calculatrices ne sont pratiquement pas dépannables; toute intervention est extrêmement difficile et délicate, surtout pour l'amateur non spécialisé. En tout cas, il vous faut renoncer à toutes transformations, adjonctions, modifications des performances, etc., que vous envisagez.

RR - 11.29 - M. Gaston BAYOURTHE, 31 Montgisard, nous demande des renseignements :

1) Sur les appareils détecteurs d'intrus à ultra-sons;

2) Sur les blocs de secours d'éclairage.

1) Nous vous prions de vous reporter à nos publications suivantes :

- Electronique pratique N° 1506, page 52;

- Haut-Parleur N° 1513, page 158, réponse RR - 4.41-F.

2) Les blocs d'éclairage de secours sont généralement constitués par des batteries d'accumulateurs (le plus souvent 24 V). Lorsque le secteur électrique normal est coupé, le circuit indépendant de l'éclairage de secours se trouve immédiatement et automatiquement fermé; un simple relais électromagnétique ordinaire suffit pour effectuer cette commutation. Lorsque le secteur est rétabli, la manœuvre inverse s'effectue évidemment automatiquement.

RR - 11.32 - M. Jean MARI, 31 Toulouse, demande conseil au sujet d'une alimentation pour téléviseur dont il nous soumet le schéma.

Le schéma que vous nous soumettez est correct dans son ensemble. La résistance de 1,5 Ω intercalée dans le retour - HT fournit bien une tension de polarisation négative par rapport à la masse; mais nous ne pouvons pas vous dire si cette valeur de 1,5 Ω pour cette résistance est suffisante pour l'obtention de la tension de polarisation requise. En outre, il est bon de shunter cette résistance par un condensateur électrochimique de l'ordre de 100 μF (type 25 V par exemple), côté (+) du condensateur connecté à la masse.

MAITRISE DE L'ELECTRONIQUE

COURS PROGRESSIFS PAR CORRESPONDANCE

L'INSTITUT FRANCE ELECTRONIQUE

24, rue Jean-Mermoz - Paris (8^e)
Ecole privée d'enseignement à distance

FORME **l'élite** DES RADIO-ELECTRONICIENS

MONTEUR - CHEF MONTEUR
SOUS-INGENIEUR - INGENIEUR

TRAVAUX PRATIQUES

PREPARATION AUX EXAMENS DE L'ETAT
(FORMATION THEORIQUE)
PLACEMENT

infra Documentation sur demande

BON (à découper ou à recopier) envoi d'adresse sans engagement de documentation gratuite

NOM _____

ADRESSE _____

infra

AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT : Dessin Industriel, Arithmétique, Statistique

le récepteur



SOMMERKAMP FR 101

(Voir N° 1530, suite et fin)

DESCRIPTION GENERALE

LE récepteur de trafic ondes courtes Sommerkamp FR-101, entièrement transistorisé, offre un confort d'écoute ainsi qu'une grande maniabilité tellement demandées par les amateurs d'ondes courtes les plus exigeants. Tous les modes d'émissions peuvent être reçus sur 21 gammes de fréquences, chacune de 500 kHz de large. Elles sont situées aussi bien dans les bandes amateurs que dans celles des radio-diffusions ondes courtes et ceci entre 160 m à 2 m de longueur d'onde. En outre, le récepteur FR-101 s'adapte bien avec l'émetteur-

récepteur FT-277 B (E) + (EE).

L'utilisation de la technologie des modules à circuits imprimés ainsi que l'application des astuces comme par exemple le mélangeur double-équilibré lui donnent des performances sans pareilles surtout dans le domaine de la réjection d'interférences provoquées par l'intermodulation des signaux ainsi que la réjection des fréquences images. Tous les circuits se composent de modules standard du type « plug-in » facilement insérés, assurant un fonctionnement parfait de l'ensemble ainsi qu'une facilité d'entretien exemplaire. Le VFO à accord linéaire, compensé pour des variations éventuelles de température, ainsi offre une précision de lecture de 1 kHz. Un

calibrateur 25/100 kHz est incorporé. Dans ce récepteur nous trouvons en outre un circuit AGC (contrôle de gain automatique) muni d'un commutateur permettant l'exploitation du mode d'attaque à constante de temps lente en BLU ou en AM ou rapide en CW. Le circuit AGC peut être coupé au choix. Un anti-parasites commutable (noise blanker) et ajustable sert d'une façon exemplaire à la suppression de presque tous types de parasites à fronts raides. En dehors de l'utilisation possible d'un VFO extérieur, il y a aussi un oscillateur interne à quartz pouvant travailler sur 4 différents canaux en vue de l'exploitation du récepteur sur fréquences fixes. L'alimentation du FR-101 est dotée d'un primaire pour les tensions sec-

teur comme suit : 100/110/117/ 200/220/234 V.

L'ensemble phone-patch type FT 277PB ainsi qu'un haut-parleur extérieur sont des accessoires recommandés.

CARACTERISTIQUES

Gammes de fréquence :

160 m	1,8 - 2,0 MHz
80 m	3,5 - 4,0 MHz
60 m	4,5 - 5,0 MHz *
40 m	7,0 - 7,5 MHz
31 m	9,5 - 10,0 MHz *
25 m	11,5 - 12,0 MHz *
20 m	14,0 - 14,5 MHz
19 m	15,0 - 15,5 MHz *
16 m	17,5 - 18,0 MHz *
15 m	21,0 - 21,5 MHz
13 m	21,5 - 22,0 MHz *
11 m	25,5 - 26,0 MHz *
CB	27,0 - 27,5 MHz *

10 A	28,0 - 28,5 MHz
10 B	28,5 - 29,0 MHz
10 C	29,0 - 29,5 MHz *
10 D	29,5 - 30,0 MHz *
VHF 6m :	50,0 - 52,0 * ou 52,0 - 54,0 * MHz
VHF 2m :	144 - 146 * ou 146 - 148 * MHz
1	4,0 - 4,5 MHz **
2	5,0 - 5,2 MHz **
3	7,5 - 9,0 MHz **
4	22,0 - 27,0 MHz **

Types d'émission :

USB, LSB, CW, AM, FM *
ou RTTY **

Stabilité de fréquence :

La stabilité en fréquence est de ± 100 Hz après 30 minutes de chauffage. Nous avons constaté des variations de fréquence ne dépassant pas ± 100 Hz pour des fluctuations secteur de 10 %.

Précision de la calibration :

Maximum de 1 kHz après recalibration du marqueur 100 kHz.

Jeu dans le système d'accord :

ne dépassant pas 50 Hz.

Impédance d'antenne :

50 Ohms nominales, asymétrique.

Alimentations requises :

100/110/117/200/220/234 V alternatifs ou 13.5 V continus.

Sensibilité :

BLU et CW 0.3 μ V pour 10 dB de rapport S/B plus le rapport S/B sur 14 MHz.

AM 1 μ V sur 14 MHz.

FM 12 dB Sinad.

Sélectivité :

CW-N 0.6 kHz/4 dB, 1.5 kHz/60 dB.

CW, BLU, RTTY, AM-N 2.4 kHz/6 dB, 4 kHz/60 dB.

AM-W 6 kHz/6 dB, 12 kHz/50 dB.

FM 20 kHz/6 dB, 45 kHz/50 dB.

Harmoniques et autres

sources de parasites :

Rejection images supérieur à 60 dB, signaux de parasites intérieurs en dessous de 1 μ V par rapport à l'entrée d'antenne.

EXAMEN DU SCHEMA

L'examen du schéma synoptique vous permettra une meilleure compréhension du récepteur FR-101. D'une façon rationnelle, on utilise des modules du type enfichables sur peignes.

Facilement interchangeables, ces modules sont fiables et d'un entretien très facile.

Il s'agit des modules suivants :

Noise-blanker (anti-parasites)/mélangeur, étages F.I., amplificateur B.F./calibrateur 100 kHz, BFO (fréquence de battement) CW/régulateur de tension et en option les deux modules pour les convertisseurs VHF 6 m et 2 m. L'ampli H.F. est monté sur un module réunissant le circuit autour du commutateur de bandes et le préselecteur fixé sur le châssis.

ACHEMINEMENT DU SIGNAL RECU

Le signal d'entrée issu de l'antenne arrive à la bobine accord antenne à travers une trappe F.I. puis passant à travers un atténuateur HF et un commutateur sélecteur VHF/HF. Les bobines d'antenne consistent en deux transformateurs, T 101 et 102 accordés par des noyaux plongeurs. Les T 104, T 105 T 107 et 108 sont connectés en série avec les T 101 et T 102 par le commutateur de bandes pour que le meilleur rapport L/C sur les bandes puisse être obtenu. Le signal passe ensuite par l'ampli H.F. Q1, muni d'un transistor FET du type :sk35. Ce signal amplifié est couplé par T 103 au premier mélangeur Q2 (un 2SK35). Là, le signal d'entrée est mélangé avec celui de l'oscillateur Q1, un transistor du type 2SC372Y. Les transformateurs T 106, T 109 et T 103 sont connectés en série pour augmenter l'inductance

de T 103 sur les bandes basses. La relation qui existe entre les bobines et condensateurs d'accord dans les circuits H.F. est présentée sur un tableau du manuel d'utilisation. Le produit à la sortie du premier mélangeur sort en première F.I. de 5 520 à 6 020 kHz. Le signal de la première F.I. est acheminé vers le second mélangeur Q1, un MC1496G, à travers les transformateurs T 111, T 112 et T 113 accordés. Le condensateur variable du VFO est relié avec le condensateur VC 1 qui se trouve dans l'étage première F.I. par des commandes mécaniques. Cet accord de la première F.I. assure une sélectivité très poussée. Le deuxième mélangeur Q1, un MC1496G, transforme le signal de la première F.I. par un deuxième changement de fréquence sur 3 180 kHz dans une configuration de mélangeur équilibré réduisant ainsi les signaux parasites d'une façon rigoureuse. La fréquence du VFO qui varie entre 8 700 kHz et 9 200 kHz est produite par Q1, un 2SK19GR. Le signal est ensuite amplifié par Q2, un 2SK19GR et acheminé vers le deuxième mélangeur au travers du tampon/ampli Q3, un 2SC372Y. La sortie du VFO est reliée à la prise EXT VFO (VFO extérieur) par le commutateur de sélection (SELECT) et l'ampli/tampon Q1, un 2SC375Y, pour une utilisation en « transceiver » (émetteur et récepteur sur la même fréquence) avec un émetteur séparé ou avec un transceiver (émetteur-récepteur).

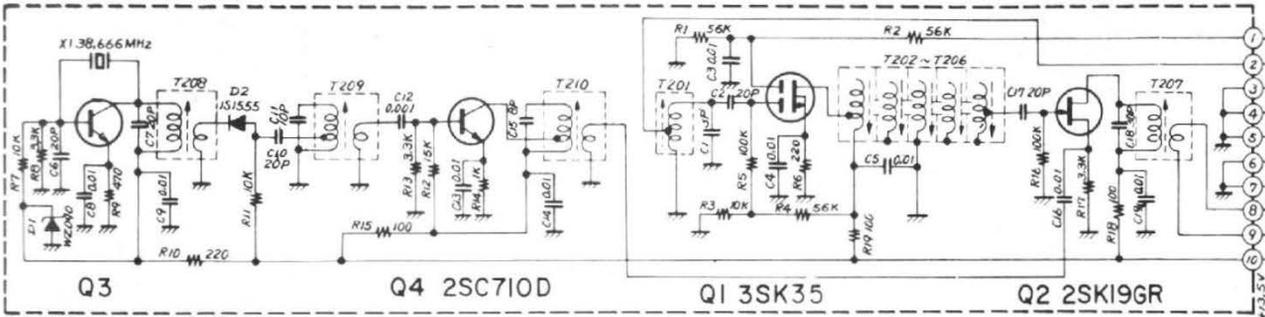
Le signal de sortie émanant du deuxième mélangeur passe ensuite par le transformateur T 114 vers le premier filtre à cristal, XF 30 D. Celui-ci est accordé sur la fréquence de la deuxième F.I. et ses caractéristiques de bande passante suppriment toutes interférences. Le signal est amplifié ensuite par le second ampli F.I., Q5 et Q8, des 2SK19 GR. Il est ensuite envoyé vers le module F.I. (depuis point

N° 18) par le transformateur T 117. D8 à D15, des diodes 1S1007, sont utilisées comme des diodes de commutations sélectionnant les filtres appropriés au mode d'opération choisi. La tension nécessaire au fonctionnement des diodes de commutations est acheminée par le commutateur Mode. Le signal sortant du filtre cristal est amplifié ensuite à travers Q4 et Q5, des CA3053, et connecté au détecteur approprié.

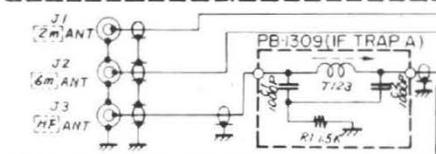
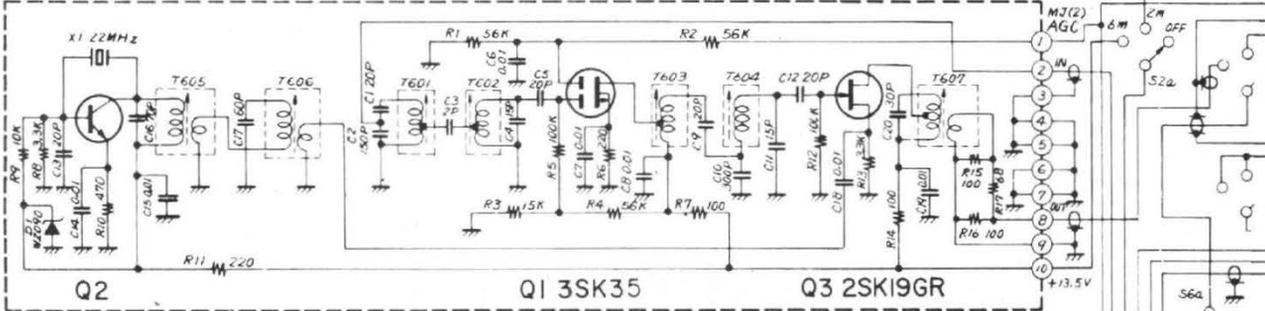
Le modulateur équilibré, équipé de diodes appariées D1 à D4, des 1S1007, sert de détection pour les signaux BLU, CW et RTTY. Le signal BLU ainsi que le signal de battement pour la CW et la RTTY venant de l'oscillateur de porteuse Q1, Q2 et Q3, des 2SC372Y et se trouvant sur le module régulateur/BFO, est appliqué au modulateur équilibré à travers un ampli/tampon Q1, un 2SC372Y. Ce modulateur est équilibré par VR1 pour obtenir un minimum de distorsion. L'oscillateur de porteuse fonctionne soit sur 3 177,45 kHz, 3 181,50 kHz soit sur 3 178,50 kHz. Tout dépend des Q1, Q2 ou Q3 utilisés (des 2SC372Y). Ils sont choisis par le commutateur Mode. (Mode d'opération). Par ce commutateur Mode, les circuits émetteur de chaque transistor non utilisé sont déconnectés. Un tableau donne l'information concernant la relation entre le mode d'opération appartenant à un certain type de signal reçu et à la fréquence porteuse requise. La détection d'un signal est faite par D5, (une 1S1007). Un signal FM, par contre, est envoyé vers un ampli/limiteur Q6, un TA7061AP dans un détecteur FM (en option) passant par C13 et allant à la fiche de connexion N° 1. La sortie de Q6 se trouve connectée au détecteur FM comportant des diodes D1 et D2 (des 1S188FM). Le signal basse fréquence obtenu est ensuite amplifié par Q1 (un 2SC372Y) et arrive finalement à l'amplificateur basse fréquence au travers du commutateur-

* Options pour FR-101 Standard
** Options pour FR-101 Standard et de luxe.

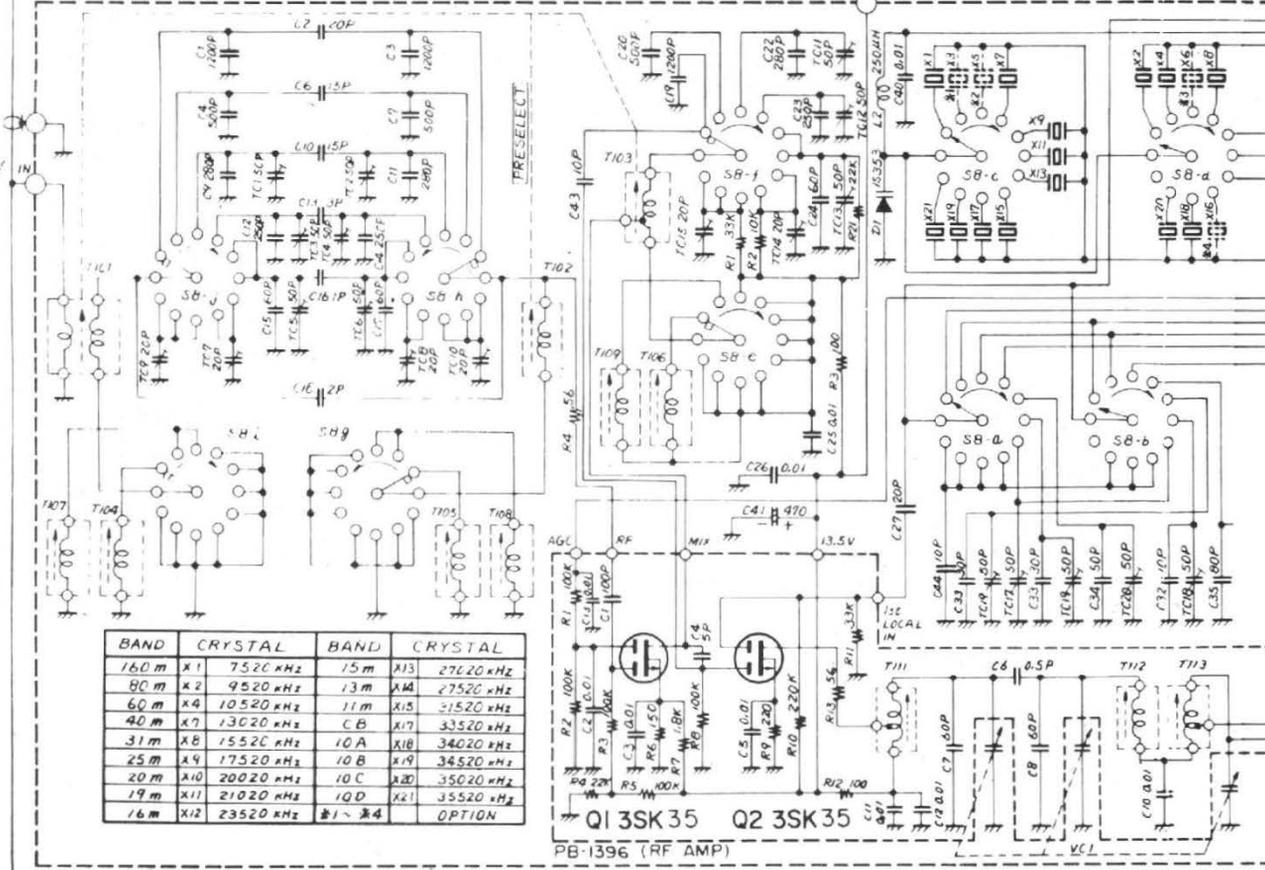
PB-1306 (2m CONVERTER)



PB-1305 (6m CONVERTER)

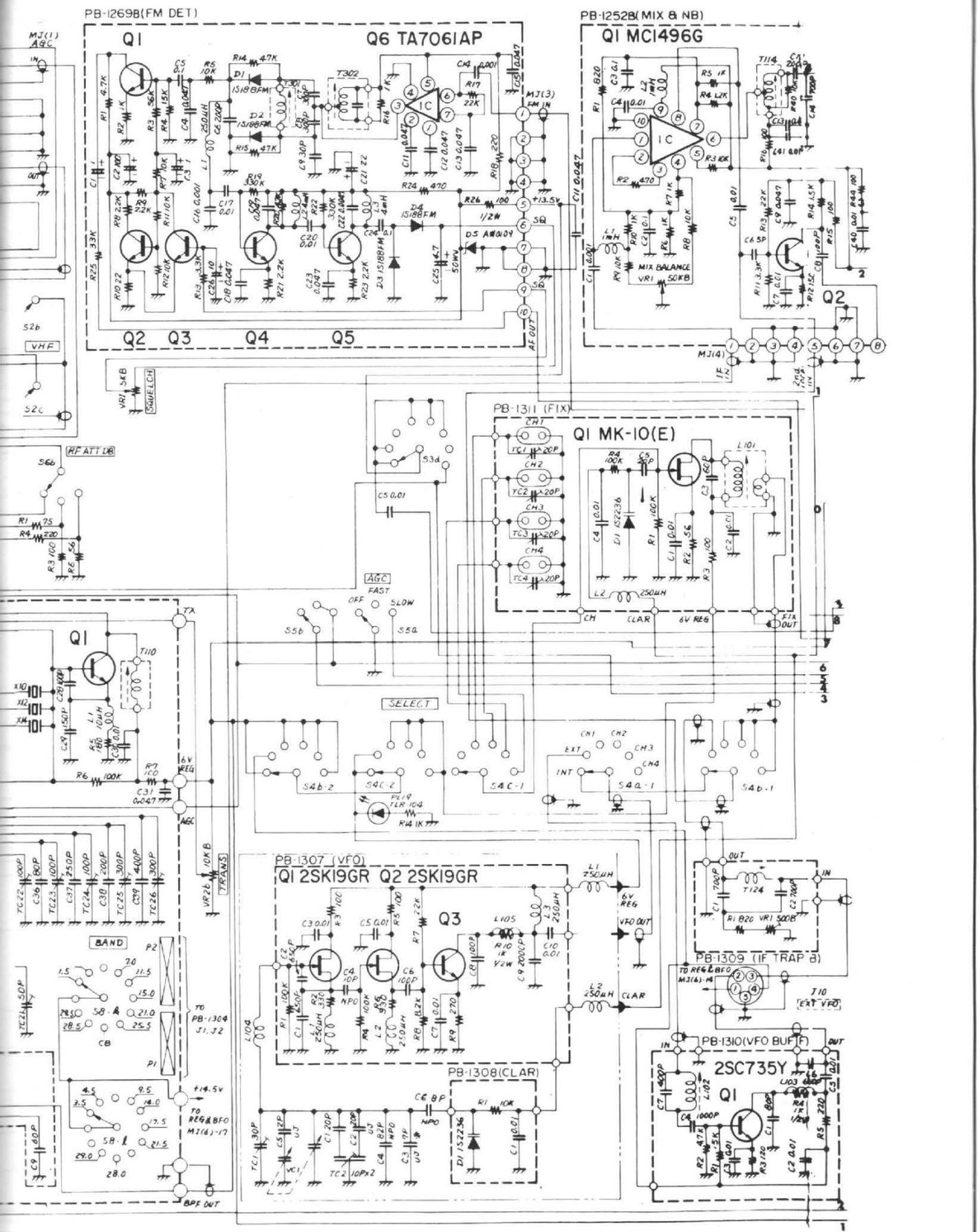


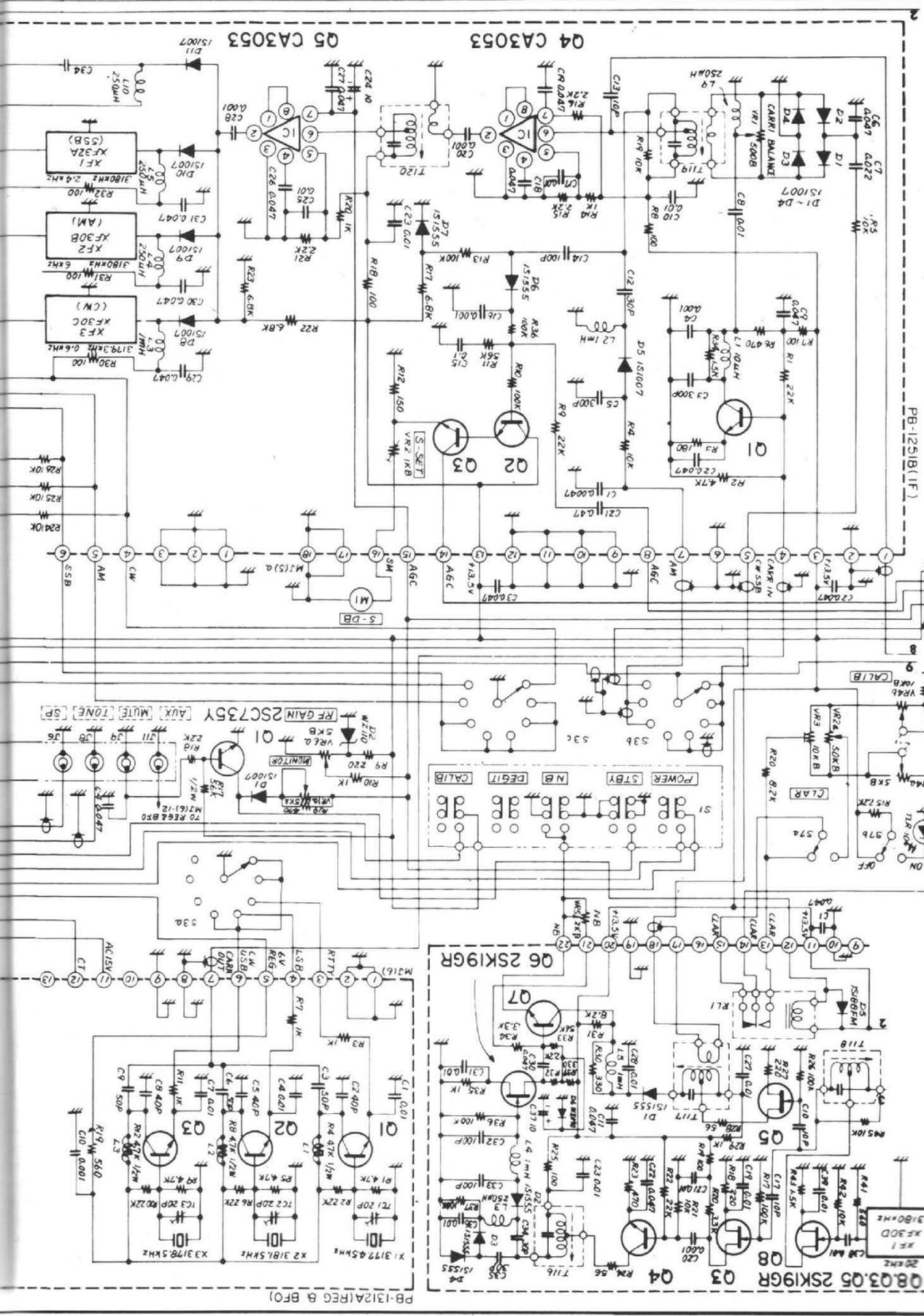
PB-1225A (RF)



PB-1396 (RF AMP)

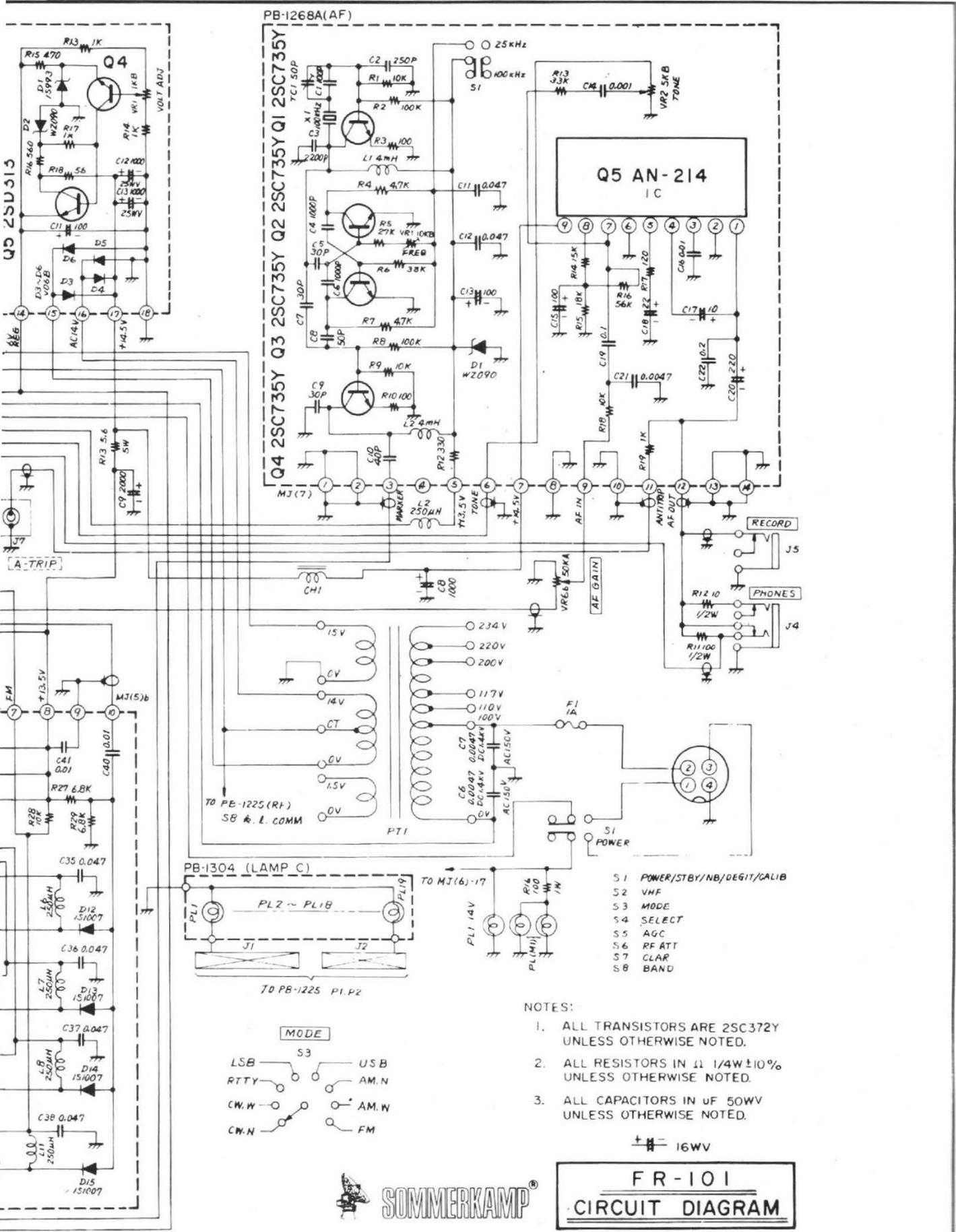






PB-125(BLIF)

PB-1312A(REC & BF)



sélecteur Mode. Le circuit squelch est composé d'un ampli de bruit de fond, Q4 et Q5 (des 2SC372Y) un redresseur par D3 et D4, des 1S188FM, et d'un circuit de déclenchement dit circuit Schmitz. Ce dernier comporte deux transistors, Q2 et Q3, des 2SC372Y. Le tout fonctionne de la façon suivante : Le bruit de fond à la sortie du détecteur FM est amplifié par l'ampli de bruit Q4 et Q5 qui, à son tour est accordé sur approximativement 35 kHz et redressé par D1 et D2. Cette tension redressée crée un courant continu qui alimente à son tour le circuit Schmitz à travers le contrôle du seuil du squelch qui se trouve sur la façade avant. Le circuit Schmitz coupe l'ampli B.F. Q1 quand il n'y a pas de porteuse à l'entrée. De cette manière le HP est rendu silencieux. Les signaux de sortie B.F. issus du détecteur alimentent le circuit intégré de l'amplificateur B.F., Q5, un AN214 au travers du commutateur-sélecteur Mode et par le potentiomètre AF.GAIN (gain B.F.). L'ampli B.F. n'utilise pas de transformateur de sortie et attaque directement le haut-parleur avec une puissance B.F. de 3 W.

CIRCUIT AGC ET S-METRE

Le signal de sortie arrivant du dernier ampli F.I. Q4 est acheminé vers les redresseurs d'AGC (contrôle automatique de gain) D6 et D7, des 1S1555) passant par C14. La tension redressée d'AGC est ensuite amplifiée par un ampli à courant continu Q2 et Q3, des 2SC372Y). La tension d'AGC contrôle automatiquement le gain de plusieurs étages comme : l'ampli H.F. Q1, 3SK39Q, le deuxième ampli F.I. Q5, un CA3053 et les convertisseurs VHF (en option). Le S-mètre a été monté dans le circuit émetteur de l'ampli d'AGC Q3, dont le

courant EM varie proportionnellement à la force des signaux.

CIRCUIT NOISE-BLANKER (anti-parasites)

Une partie du signal issu du deuxième étage amplification F.I. est envoyée sur l'ampli de bruit Q3 et Q4, (des 2SC372Y) ensuite redressée par D3 et D4, 1S1555, afin de recueillir une tension de référence pour le redresseur noise blanker.

Lorsque les impulsions parasites dépassent le seuil de cette tension de référence, la diode D2, 1S1555, produira une tension négative à l'entrée de Q6, (un 2SK19GR) ce qui provoque une élévation de la tension de repos. Cette tension à son tour bloque le transistor Q7, un 2SC732Y. Il en résultera une augmentation de la tension aux bornes du collecteur et, par conséquent la diode D1, 1S1555 commencera à conduire, mettant la tension de sortie du transfo T 117 à la masse pour chaque impulsion parasite.

SCHEMA DE FONCTIONNEMENT DES CANAUX FIXES

Un FET, Q1 2SK19GR fait partie de l'oscillateur piloté par quartz. Il produit le signal d'injection au deuxième mélangeur. Quatre quartz peuvent être sélectionnés par le commutateur Sélect sur la façade avant. Le signal de sortie alimente le deuxième mélangeur à travers L 101. Le contrôle du vernier de réception sur la façade avant fait varier la tension d'une diode varicap, D1, une 1S2236. Ce qui a pour but de faire glisser la fréquence de l'oscillateur afin de pouvoir adapter les tolérances de certaines fréquences pilotées par quartz.

ALIMENTATION ET SCHEMA DE LA TENSION REGULEE

Le transfo d'alimentation permet l'utilisation de l'appareil à partir des tensions suivantes : 100/110/117/200/234 V alternatifs à 50/60 Hertz ou 12 volts continu (négatif à la masse). Il suffit seulement d'insérer la fiche correcte correspondant à l'alimentation requise dans la prise à l'arrière de l'appareil pour que celui-ci fonctionne soit sur alternatif, soit sur continu. Lorsque le récepteur est branché sur secteur, + 14,4 V sont envoyés sur un redresseur en pont, les diodes D3 à D6. La tension continue est envoyée sur le régulateur de tension Q5, 2SD313 et Q4, 2SC372Y. On obtient ainsi une tension de 6V extrêmement stable alimentant différents circuits. **Le récepteur doté d'un affichage digital ne fonctionne que sur secteur alternatif.**

SCHEMA DU CALIBRATEUR

Sur le module ampli basse fréquence est placé l'oscillateur Q1, à quartz 100 kHz. Un trimmer, TC 1 permet d'ajuster ces 100 kHz en battement avec WWV ou JJJ. La sortie du calibrateur alimente un multivibrateur 25 kHz, Q2 et Q3 (des 2SC735Y) afin d'obtenir des signaux tous les 25 kHz. Un commutateur sur le module permet de couper le multivibrateur 25 kHz au choix. La sortie du calibrateur est branchée à l'antenne du récepteur à travers un étage tampon (2SC735Y).

CIRCUIT VERNIER EN RECEPTION

Passant par le commutateur et un contact sur le relais, un certaine tension de contrôle

arrive à la diode varactor D1, (1S2236) afin de permettre un glissement de la fréquence du VFO de quelques kHz ainsi que pour les quartz des canaux fixes (FIX) quand ils sont en service. Avec le vernier en fonctionnement, la tension de contrôle passe par VR4a, VR2a, S7a ainsi que par un contact sur le relais vers la diode varactor. Si le vernier est hors-circuit ou en position transeive, cette même tension de contrôle passe par VR4a, VR3, S7a ainsi que par un contact sur le relais vers la diode varactor. VR4 est employé pour la calibration « zéro » du cadran d'accord.

CONVERTISSEURS VHF

(1) **Convertisseur 6 m** (cette bande n'est pas autorisée en Europe).

(2) **Convertisseur 2 m.**

Un signal 2 m issu de la prise antenne arrive à l'ampli H.F. Q1, un Mosfet 2SK35 à travers le transfo T201. Ce signal amplifié arrive ensuite aux résonateurs HI - Q à fente - les transfos T 202 à T 206 - au premier mélangeur Q2, un 2SK19FR. Dans ce mélangeur on obtient un battement avec un oscillateur local pour une F.I. tombant dans la région des 30 MHz. L'oscillateur à quartz Q3, un 2SC372Y, fonctionne ou bien sur 38,666 MHz ou bien sur 39,333 MHz. Ces fréquences sont multipliées à 116 MHz ou à 118 MHz par un tripleur à diode D2 (une 1S1555). Ce signal hétérodyné alimente le mélangeur à travers un ampli/tampon Q4, 2SC710D. La fréquence intermédiaire qui en résulte est acheminée vers le circuit H.F. du FR-101 passant par le transfo T 207 et le commutateur VHF.

**Harry M. LILIENTHAL
F6DYG-DL7AH**

LE TRANSCEIVER TS 700 N'EST PAS RÉGLEMENTAIRE

D'APRÈS la réglementation de la D.T.R.I. (Direction des Télécommunications du Réseau International), il est dit notamment :

Les émetteurs doivent être munis d'appareils de mesure permettant de suivre les conditions de fonctionnement au moins de l'étage final (c'est-à-dire de l'étage amplificateur situé immédiatement avant le dispositif rayonnant) et en particulier, de mesurer

la puissance d'alimentation de l'étage final.

En d'autres termes, cela signifie que tout émetteur ou transceiver en position « émission » doit comporter un appareil de mesure indiquant notamment l'intensité du courant continu consommé par l'étage final HF-PA.

Il est évident que le transceiver VHF type TS 700, tel qu'il a été conçu par la firme « Trio-Kenwood » ne com-

porte pas cette disposition. Des radio-amateurs qui se sont présentés à l'examen d'opérateur avec un tel transceiver ont essayé un échec pour ce motif...

Nous allons voir que l'adjonction d'un appareil de mesure de l'intensité de collecteur du transistor final HF ne présente aucune difficulté majeure.

Avant toute autre chose, il convient de se munir d'un ampèremètre de petites

dimensions, aussi précis que possible, et présentant une déviation totale pour 1,5 ampère. Pour notre part, nous avons utilisé un petit milliampèremètre de 40 mm de diamètre et d'une déviation totale pour 150 mA. Bien entendu, nous avons établi un shunt afin d'obtenir sa déviation totale pour 1,5 A comme il a été dit précédemment. Nous ne pouvons évidemment pas donner les caractéristiques du shunt réalisé, car



(Vue de dessous) "Final Unit" (X 56.1140.00) Arrière de l'appareil

Fig. 1

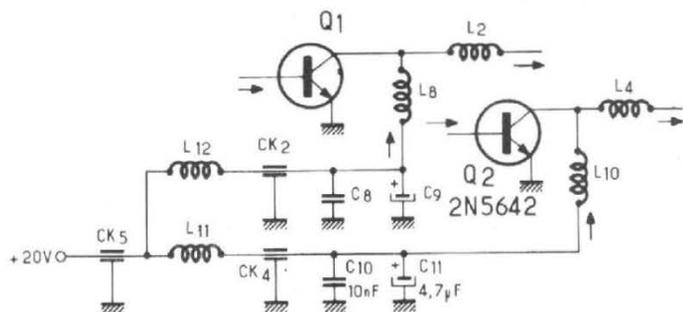


Fig. 2a

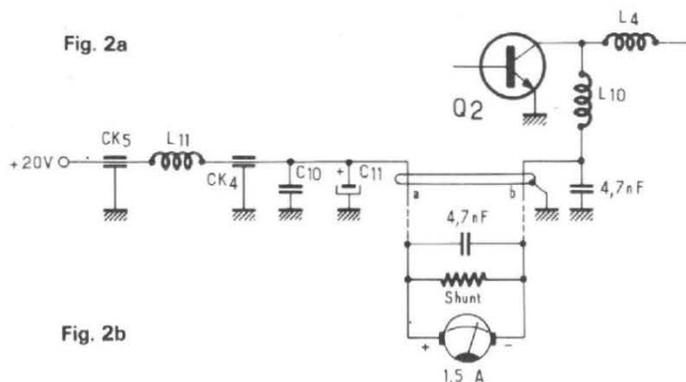


Fig. 2b

il dépend essentiellement de la résistance interne du milliampèremètre employé. Mais en général, ce shunt ne comportera que quelques tours de fil de cuivre émaillé de 5/10 de mm bobiné sur le corps d'une résistance quelconque de 2 watts que l'on soude directement aux bornes du milliampèremètre. Pour procéder à l'étalonnage, on utilisera un accumulateur de 12 V, une résistance bobinée de 12 Ω , un ampèremètre étalon (par exemple « METRIX 460 » sur la position 1,5 A) et l'appareil à étalonner, tous étant connectés en série ; on agira sur le nombre de tours de la résistance shunt afin d'obtenir la concordance des lectures des deux appareils pour 1 ampère.

Les opérations à effectuer sur le transceiver TS 700 sont les suivantes :

- Démontez la plaque de dessous par ses quatre vis ;
- Repérez le boîtier « Final Unit » (X 56 - 1140 - 00), travail facile en s'aidant de la notice jointe à l'appareil ;
- Dévissez le couvercle de ce boîtier (quatre vis également) ;
- Repérez la case 3 dans laquelle va intervenir notre modification (fig. 1).

Le schéma de principe des circuits d'alimentation d'origine des transistors Q1 et Q2 est reproduit sur la figure 2 (en haut).

La modification à apporter est représentée au bas de cette même figure. Nous voyons l'ajonction de l'ampèremètre ponté par un condensateur de 4,7 nF et d'un autre condensateur de découplage (de 4,7 nF également) au pied de la bobine L 10.

Pratiquement, dans la case 3, cela se présente comme nous le montrons sur la figure 3 : en haut, montage d'origine ; en bas avec la transformation. La bobine L 10 a été sectionnée du condensateur de passage CK 4, et entre l'extrémité de cette bobine rendue libre et la masse, nous soudons un

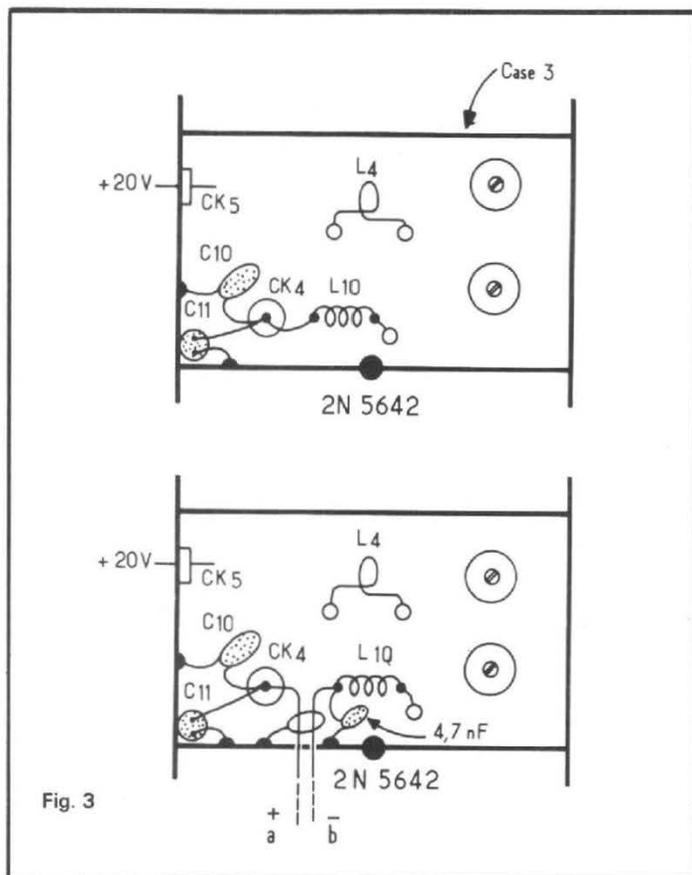


Fig. 3

condensateur de 4,7 nF céramique.

A cette extrémité, ainsi que sur le condensateur de passage CK4, nous soudons deux fils isolés a et b sur lesquels nous glissons une tresse de blindage (reliée à la masse) jusqu'à l'arrivée à l'ampèremètre.

Nous faisons sortir les deux fils ainsi blindés par l'arrière du transceiver et nous pouvons remonter ce dernier (plaque du boîtier « Final Unit » et plaque de dessous du coffret).

L'ampèremètre de mesure (avec shunt et condensateur de 4,7 nF) est monté à l'arrière du coffret, cadran dirigé vers l'avant, au moyen d'un petit étrier en tôle d'aluminium fixé par les deux vis de la plaque d'immatriculation d'origine de l'appareil.

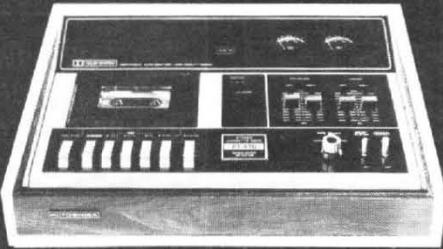
A titre indicatif, pour une charge d'antenne correcte et pour la tension de 20 V appliquée à cet étage, les intensités mesurées dans le collecteur du transistor final PA 2 N 5642 sont les suivantes :
Régime AM porteuse = 0,7 A
Régime SSB repos = 0,1 A
Régime SSB crête = 1 à 1,1 A
Régime FM = 1,1 A

Ainsi muni de son ampèremètre, le transceiver TS 700 satisfait à la réglementation française... Il n'en demeure pas moins que, pour un réglage parfait de l'appareil, l'utilisateur devra continuer à observer l'aiguille de l'indicateur RF d'origine ; en effet, un transistor n'est pas une lampe, et le « creux » d'intensité à l'accord du circuit PA est assez illusoire !

Roger A. RAFFIN

T IMPORTATEUR EXCLUSIF POUR LA FRANCE
tranchant distribution

zone d'activités de Courtabœuf - B.P. 62 91401 Orsay - tel. 907 72 76 - telex 690304 F
zone sud Lyon - 62, Ancienne Voie Romaine, 69290 Craponne - tel. (78) 57 17 66 - telex 330310



PT 470
Platine d'enregistrement/lecture à cassette Haute Fidélité.
Dispositif Dolby.

TOSHIBA

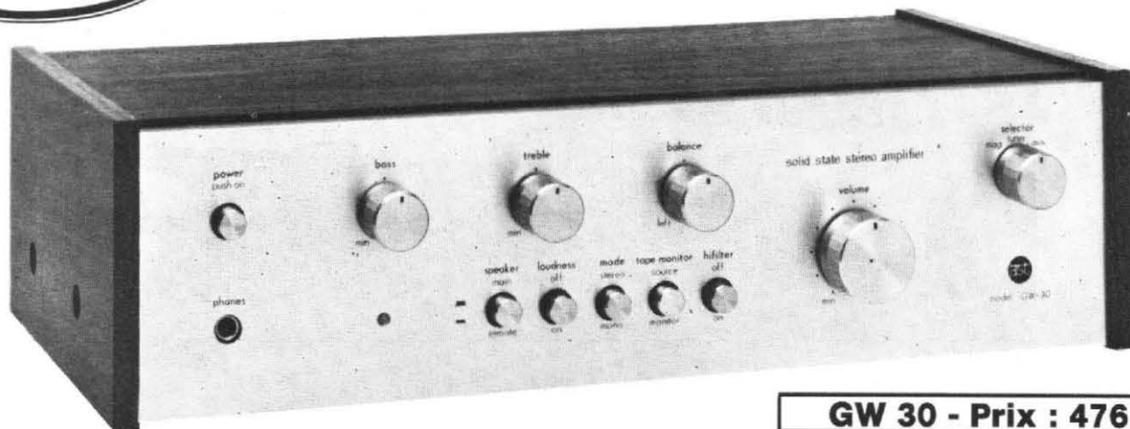


TITANIA
24, rue de Chateaudun - 75009 PARIS
MANTELLI ÉLECTRONIQUE
12, cours Jean-Jaurès
38130 ÉCHIROLLES





Dans sa simplicité apparente l'ampli-préampli GW 30 répond à toutes les normes souhaitables pour la haute fidélité. Sobre dans sa présentation et riche par ses possibilités, il reste au service de tous les amateurs et mélomanes avertis.



GW 30 - Prix : 476 F

Spécifications techniques :

Ampli-préampli stéréo de 2 x 12 W - Efficace sur 8 Ohms - THD 1 KHz : 0,6 % - Possibilité d'entrée : Phono, Tuner, Aux., Monitoring - Phono : 3,5 mV - Tuner : 180 mV - Aux. : 80 mV - Monitor in : 180 mV -

out : 30 mV - Réglage des corrections de tonalité : Basse : ± 10 dB à 100 Hz - Aigu : ± 10 dB à 10 KHz - Loudness : + 6 dB à 100 Hz - + 8 dB à 10 KHz - High filter : - 10 dB à 10 KHz - Possibilité de commutation de 1 ou 2 paires d'enceintes utilisables

séparément - Sortie HP de 4 à 16 Ohms - Etage de sortie : protégé par fusible rapide - Présentation : Face anodisée couleur "Silver" - Capot en bois couleur noyer - Dimensions : L 400, l 180, H 90.

BST réalise l'incroyable



En parfait accord avec la gamme BST l'ampli-préampli IC 150 se distingue par son rapport qualité/prix délivrant une puissance de 2 x 17 watts efficaces sur 8 Ohms avec un taux de distorsion de 0,2 %. Un système électronique protège les circuits de sortie contre tous risques de court-circuit dans le système de haut-parleurs.



IC 150 - PRIX : 636 F

Spécifications techniques :

Ampli-préampli stéréo de 2 x 17 W - Efficace sur 8 Ohms - THD 1 KHz : 0,2 % - HD 1 W : 0,08 % - Bande passante : 20 à 19.500 Hz - Possibilité d'entrée : Phono 1, Phono 2 (les 2 entrées magnétiques) Aux.-Tuner - Monitoring - Loudness - Réglage

des corrections - Phono 1 : 2,5 mV - Phono 2 : 2,5 mV - Aux. : 180 mV - Tuner : 180 mV - Monitor RCA in : 180 mV - out : 180 mV - DIN in : 180 mV - out : 30 mV - Tonalité haut : ± 11 dB, bass : ± 11 dB - Possibilité de commutation de 1 ou

2 paires d'enceintes de 4 à 16 Ohms - Sortie casque : 300 mW - Etage de sortie : protection électronique - Présentation : Face anodisée couleur "Champagne Gold" - Capot métal noir - Dimensions : L 370, H 120, P 230.

BISSET

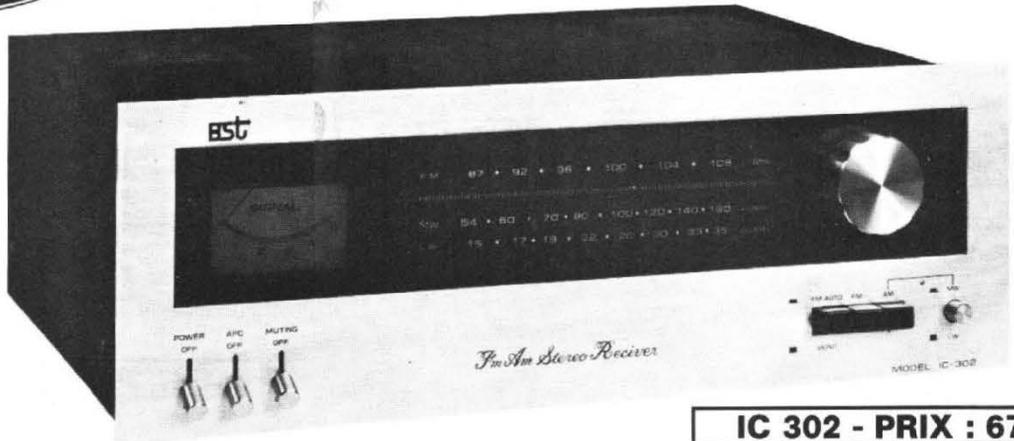


30, QUAI DE LA LOIRE 75019 PARIS

Téléphone : 607.06.03 + - Télex 670 449



Tuner FM/GO/PO - Sa sensibilité d'antenne procure une musicalité optimale même dans les zones de réception les plus défavorisées. Son "Muting" supprime tous les bruits entre stations et les parasites environnants. Un système Multiplex ultra-perfectionné achève de lui donner cette totale transparence sonore si rare dans les plus hautes fréquences.



IC 302 - PRIX : 679 F

Spécifications techniques :

Tuner stéréo à 3 gammes d'ondes FM/MPX/PO/GO.
FM : 88-108 MHz - PO : 540-1600 KHz - GO :

150-350 KHz - Sensibilité : FM 1,8 mV - Circuit HF-AM à circuit intégré - Réponse : 25 à 19.500 Hz - Muting et AFC en façade. Présentation : Face

anodisée, couleur "Champagne Gold" Black Out - Même présentation que l'ampli IC 300 - Capot métal noir - Dimensions : L 410, H 140, P 300.

BST le nouvel étalon de la qualité



Lorsque les ingénieurs et techniciens entreprirent les études qui devaient mener à la création de la gamme 1976 des éléments haute fidélité BST ils ne poursuivaient qu'un seul objectif : réaliser des modèles qui dans leur gamme de prix représenteraient la valeur et la qualité la plus élevée qu'il soit possible d'atteindre en fonction de l'investissement.



IC 300 - PRIX : 840 F

Spécifications techniques :

Ampli-préampli stéréo haute-fidélité - Puissance : 2 x 34 W efficaces sur 8 Ohms - THD 1 KHz 0,2 % - HD 1 W 0,09 % - Bande passante : 20 à 20.000 Hz - Possibilité d'entrée : phono 1 - phono 2 (les 2 entrées en magnétiques) Aux - Tuner - Monitoring. Filtre haut : - 10 dB - Filtre bas : - 10 dB.

Phono 1 : 2,5 mV - Phono 2 : 2,5 mV - Aux. 180 mV - Tuner : 180 mV - Monitor : RCA in : 180 mV - RCA out : 180 mV - DIN in : 180 mV - DIN out : 30 mV. Réglage des corrections : tonalité : haut : ± 10 dB - bas : ± 10 dB - Possibilité de commutation de 1 ou 2 paires d'enceintes de 4 à 16 Ohms - Sortie casque :

300 mW. Etage de sortie : protection électronique. Présentation : Façade anodisée, couleur "Champagne Gold" Glace Black Out. A l'allumage, 2 grands galva bleu ciel s'allument et indiquent la modulation délivrée dans les haut-parleurs - Capot métal noir. Dimensions : L 410, H 140, P 300.

BISSET

30, QUAI DE LA LOIRE 75019 PARIS

Téléphone : 607.06.03 + - Télex 670 449



lorsque la qualité ne vous laisse pas le choix !



IC 312 - PRIX : 1.235 F

"Black and champagne gold ; design et performances". Tels sont les mots clé qui personnalisent cet ampli-tuner. L'élément tuner est un bloc de réception radio FM stéréo/LW/MW à grande souplesse d'emploi. La tête HF est équipée de transistors FET à faible souffle permettant au tuner d'accéder à une sensibilité égale à 1,8 microvolt. Le circuit MULTIPLEX est intégré et sans self d'accord assurant ainsi une séparation des voies stéréo très poussée. Les gammes LW et MW sont également à circuit intégré accroissant ainsi la plage de réception HF et réduisant le souffle et les parasites qu'occasionnent généralement ces gammes. La section amplificateur est aussi très performante : la puissance délivrée est de 2 x 34 watts efficaces. La fiabilité est accrue par un système de protection électronique assurant la non destruction des circuits de puissance en cas de court-circuit ou de surcharge de modulation dans les sorties haut-parleurs.

Spécifications techniques :

Tuner stéréo à 3 gammes d'ondes FM/MPX/PO/GO -
FM : 88-108 MHz - PO : 540-1600 KHz - GO : 150-350 KHz -
Sensibilité : FM 1,8 mV - Circuit HF-AM à circuit intégré -
Réponse : 25 à 19.500 Hz - Muting et AFC en façade.

Ampli-préampli stéréo haute fidélité - Puissance : 2 x 34 W.
Efficace sur 8 Ohms - THD 1 KHz 0,2 % - HD 1 W 0,09 % -
Bande passante : 20 à 20.000 Hz - Possibilité d'entrée :
Phono 1 - Phono 2 (les 2 entrées en magnétiques)
Aux.-Tuner - Monitoring - Filtre haut : - 10 dB - Filtre bas :
- 10 dB - Phono 1 : 2,5 mV - Phono 2 : 2,5 mV - Aux. : 180 mV -

Tuner : 180 mV - Monitor : RCA in : 180 mV - out : 180 mV -
DIN in : 180 mV - out : 30 mV - Réglage des corrections :
tonalité : haut : ± 10 dB - bas : ± 10 dB - Possibilité
de commutation de 1 ou 2 paires d'enceintes de 4 à
16 Ohms - Sortie casque : 300 mW - Etage de sortie :
protection électronique - Présentation : Face anodisée,
couleur "Champagne Gold" Glace Black Out - A l'allumage,
2 grands galva bleu ciel s'allument et indiquent la modulation maximum FM et AM captée par l'appareil ainsi que l'exactitude des fréquences indiquées par le zéro central du "tuning" - Capot métal noir. Dimensions : L 460, H 140, P 300.

BISSET



30, QUAI DE LA LOIRE 75019 PARIS

Téléphone : 607.06.03 + - Télex 670 449

B.O
JUBILE

Bang & Olufsen au BIFI-CLUB TERAZ

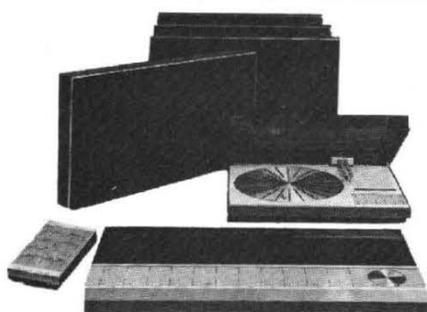
B.O
JUBILE

L'INITIATIVE FRANCO-DANOISE PRESENTE : LE JUBILE B et O

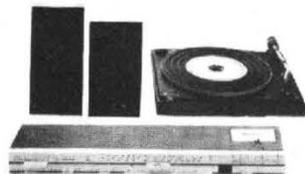
TERAZ est une des rares firmes à avoir compris que pour présenter cette prestigieuse marque, il fallait lui consacrer tout un niveau avec un environnement et des hôtesse spécialement formées à la technique B et O.

• PROMOTIONS SPECIALES FIN D'ANNEE •

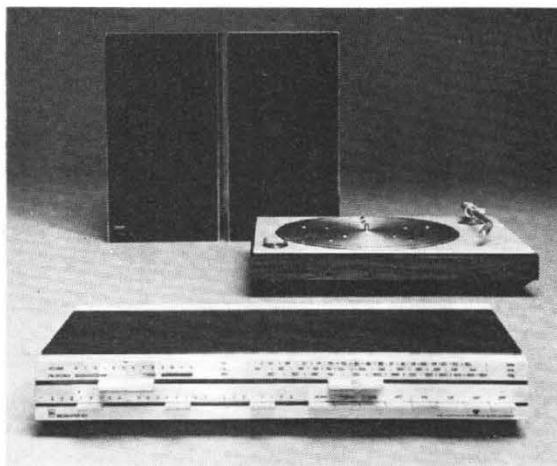
**BIFI-CLUB TERAZ PRESENTE
BANG & OLUFSEN**



UN AUDITORIUM
SPECIALEMENT
RESERVE A LA
CHAINE 6000



TOUTE LA
GAMME EN
DEMONSTRATION



BEOSYSTEM 901

- Beomaster 901 - Ampli tuner AM/FM - Ampli 2 x 20 watts - contrôle de graves d'aigus et balance par curseurs linéaires - Tuner AM/FM (AFC)
- Platine Beogram 1203 automatique départ et arrêt - cellule SP14A
- 2 enceintes Uni-phase S-30 30 watts.

L'ENSEMBLE
4 450 F



BEOSYSTEM 1100

- Beomaster 1100 - Ampli-tuner AM/FM - Ampli 2 x 22 watts - contrôles par curseurs linéaires - Tuner AM/FM (AFC)
- Platine Beogram 1203 automatique - départ et arrêt - cellule SP14A
- 2 enceintes Uni phase S30 - 30 watts

L'ENSEMBLE

4 450 F



BEOSYSTEM 1800

- Ampli-Tuner platine Beocenter 1800 - Ampli 2 x 22 watts - 0,5 % de distorsion - Tuner AM/FM (AFC) - Platine entièrement automatique - cellule MMC 3000
- 2 enceintes Uni-phase S30 - 30 watts

L'ENSEMBLE

4 450 F

CLUB B et O BIFI-CLUB TERAZ

30, rue Traversière 75012 Paris - tél. : 344.67.00 (Gare de Lyon)

Teleton. L'étalon Hi-Fi.

