

6,50f
556 PAGES
11^e ANNEE - N° 1526 DU 13 NOVEMBRE 1975

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

SON

TÉLÉVISION

RADIO

ÉLECTRONIQUE



AIWA

■ **REALISEZ** : UN CARILLON ELECTRONIQUE ■ UN CHENILLARD A 4 SPOTS ■ UN S METRE A GRADUATION LINEAIRE ■ UNE ALIMENTATION STABILISEE ■ **BANC D'ESSAIS** : AMPLIFICATEUR LUXMAN SQ507 ■ MAGNETOPHONE A CASSETTES UHER CG320 ■ AMPLI-TUNER YAMAHA CR400

JOURNAL HEBDOMADAIRE

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

HAUT-PARLEUR HEBDOMADAIRE

Tous les aspects de l'électronique avec des rubriques spécialisées :

HAUT-PARLEUR. Edition générale vulgarisation. Son. Télévision. Radio. Electro-Audiovisuel.

ELECTRONIQUE PRATIQUE. Initiation aux techniques amateurs, bricoleurs, débutants.

QUESTIONS ET RÉPONSES. Actualité et l'électronique dans la vie de tous les jours expliquées et commentées.

ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE. Service des ingénieurs, techniciens, installateurs. Information et formation permanente.

DICTIONNAIRE DE L'ÉLECTRONIQUE d'aujourd'hui et de demain.

Large diffusion de la presse spécialisée dans tous les domaines.

Rédaction :
 10 rue Bellevue - 75019 PARIS
 Tél. : 424-19

ABONNEMENT D'UN AN COMPRENANT :
 12 numéros HAUT-PARLEUR dont 2 numéros supplémentaires :
 - Panorama Hi-Fi.
 - Spécial Sono.
 - H.P. «ELECTRONIQUE PRATIQUE»
 - Numéro spécial radiocommande
 - HAUT-PARLEUR :
 - ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE»
 - HAUT-PARLEUR :
 - QUESTIONS ET RÉPONSES»

Abonnement 125 F
 Abonnement étranger 190 F

Si vous êtes déjà abonné, vous pouvez effectuer votre tâche en joignant à votre règlement vos dernières bandes-adresse, accompagnées des indications qui y figurent. Pour un changement d'adresse joindre 1 F par bande.

SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS
ELECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES
 Société anonyme au capital de 120.000 F
 10 rue Bellevue - 75019 PARIS
 Tél. : 202.58.30

PUBLICITÉ

Publicité et les petites annonces s'adresser à la

AUXILIAIRE DE PUBLICITÉ

10 rue Dunkerque, 75010 Paris
 Tél. : 85-04-46 (lignes groupées)
 C.P. Paris 3793-60

B.F. - Technique générale HI-FI

	Pages
● La platine tourne-disque SANYO TP1000.....	203
● Le tuner ampli YAMAHA CR400.....	206
● L'amplificateur LUXMAN SQ507X.....	212
● Les enceintes acoustiques MFB RADIOLA RA532.....	216
● Le magnéto cassette UHER CG320.....	222
● La chaîne ARENA AS3632.....	226
● Etude d'un préamplificateur correcteur à un seul circuit.....	275
● Les tables de mixage.....	291

Electronique technique générale

● La musico électronique. Théorie et pratique des rythmeurs électroniques.....	184
● Oscillateurs pour organes électroniques à partir du circuit intégré SAA1030.....	192
● Les nouveaux condensateurs à film plastique.....	267
● Qu'est-ce qu'un téléviseur.....	279
● Mise au point sur les transistors : Les transistors à effet de champ.....	283
● Orgue jouet façon synthétiseur professionnel.....	353
● Les lasers : Pas d'écoute téléphonique avec les fibres optiques.....	357

Réalisations

● Un multimètre économique : Le MX38.....	235
● Un fréquencesmètre.....	246
● Un lève-bras à « touch control ».....	254
● Un chenillard à 4 spots.....	262
● Un commutateur électronique Phares/Codes.....	315
● Un Smètre à graduation linéaire.....	323
● Le C.I. Pourquoi pas ? Un avertisseur d'excès de niveau sonore.....	330
● Un carillon électronique à 8 notes : Le carillon de Westminster.....	334
● Une alimentation stabilisée réglable de 0,7 à 30 V.....	343
● En kit : Le tuner FM Goélo.....	347

Mesure - Service

● Utilisation pratique d'un oscillo : Contrôles divers sur composants.....	230
● Un multimètre économique : Le MX38.....	235
● Le labo de l'amateur.....	246

Electronique et Automobile

● Le Salon de l'Auto.....	180
● Des automobiles plus sûres et moins polluantes.....	360

Photo - Ciné

● Le flash électronique 38CT PHILIPS.....	198
---	-----

Journal des O.M.

● Préampli compresseur et « bip » de fin d'émission.....	372
● Extension de la mémoire RAM 146 → RAM 585.....	376
● Le vent et les antennes.....	379
● Un Smètre à graduation linéaire.....	323

Divers

● Informations - Nouveautés.....	171
● Sélection de chaînes HIFI.....	363
● Notre courrier technique.....	366
● Petites annonces.....	382

Copyright - 1975
 Société des Publications
 radioélectriques et
 scientifiques

Dépôt légal 3^e trimestre 75
 N° éditeur : 251
 Distribué par
 « Transport Presse »

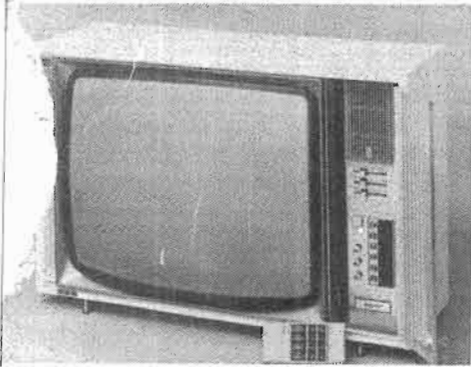


Commission Paritaire N° 23 643

CE NUMÉRO
 A ÉTÉ TIRÉ A
140 000
 EXEMPLAIRES

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

PHILIPS



Téléviseur couleur 26 C 556 - 66 cm

Commande à distance par ultra-sons qui permet d'effectuer à une distance normale du téléviseur tous les réglages : marche/arrêt, changement de chaînes, volume sonore, luminosité, saturation des couleurs.

Entièrement transistorisé (transistors, diodes, circuits intégrés).

Choix des programmes par sélecteur électronique à mémoire 6 chaînes. Changement de chaînes par effleurement des contacts du « Touch Control » avec indication lumineuse de la chaîne désirée.

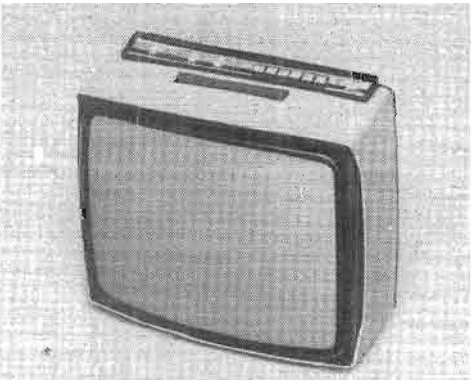
Réglages par potentiomètres à curseur linéaire.

Prise pour enregistrement sur magnétoscope V.C.R. Philips couleur.

Ebénisterie laquée blanc satiné avec porte fermant à clé. Dimensions : 80 x 53,5 x 47 cm.

Ce modèle est également livré en meuble avec piètement à roulettes, 3 H.P. en façade.

Ebénisterie vernie acajou sous la référence 26 C 559.



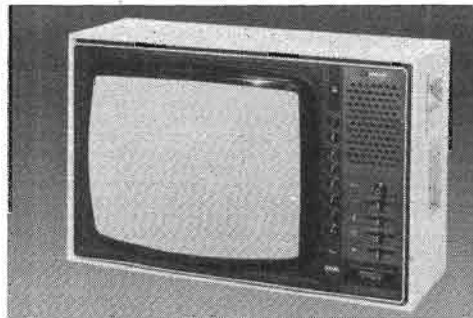
T.V. 20 B 413 - 51 cm

Ce nouveau portable « tout écran » noir et blanc comporte un programmateur à

mémoire électronique pour 6 chaînes. Sa transistorisation est totale, il possède une alimentation par semi-conducteurs qui permet la régulation automatique des variations du secteur de 110 à 140 volts ou 180 à 245 volts.

Coffret en polystyrène choc métallisé argent. Dimensions : 47 x 42,5 x 34,5 environ.

HITACHI-FRANCE



CES 188

C'est en 1968 que Hitachi a construit son premier téléviseur couleur entièrement transistorisé.

Aujourd'hui cette firme commercialise en France un récepteur T.V.C. au standard SECAM équipé du nouveau tube Hitachi In Line System 46 cm à canon court.

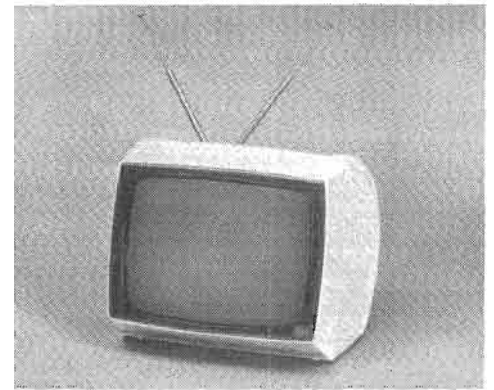
Cet appareil comprend les canaux VHF F2 à F12, UHF 21 à 69. Circuit intégré, tiroir de présélection, tuner diode Varicap. Clavier 8 positions à touches douces. Entièrement transistorisé son et image instantanés avec circuit de préchauffage. 70 transistors. 110 diodes. Alimentation stabilisée de 110 à 240 volts. Puissance 1,5 W - H.P. en façade. Contrôle de tonalité. Portable avec deux poignées latérales. Poids : 27 kg. Dimensions : 607 x 405 x 460 mm.

ITT OCÉANIC

TN 32.6000

Ce nouveau téléviseur portable Noir et Blanc ne pèse que 7 kg. Il est équipé d'un tube image de 31 cm avec écran fumé permettant son utilisation en pleine lumière. L'image est indéréglable grâce au contrôle automatique de fréquence. Sélecteur électronique pour 6 programmes.

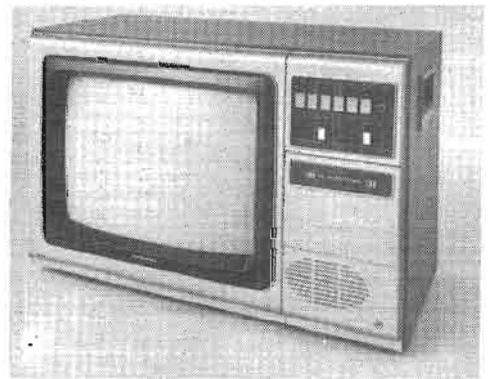
Alimentation secteur 110/220 V et batterie 12 V avec chargeur incorporé.



Antennes télescopiques orientables avec séparateur incorporé.

Trois couleurs : orange, corail, blanc. Dimensions : 340 x 285 x 280 mm.

TOSHIBA



C 450 S

Le nouveau T.V.C portable C 450 S de 36 cm 90° possède le système Blackstripe permettant de donner aux couleurs une teinte plus naturelle et plus brillante. Masque à fentes verticales, technologie « in-line ».

Construction modulaire sans aucune surchauffe. Présélection de 6 programmes 819/625 lignes UHF et VHF.

Alimentation 110/220 V

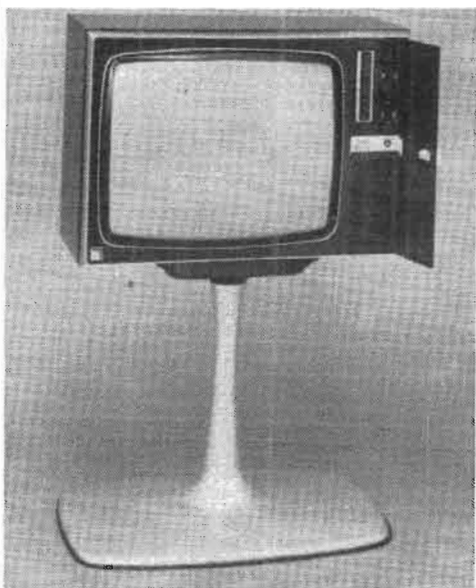
Dimensions : 51 x 34 x 40. Poids : 19 kg. Ebénisterie façon teck ou laquée blanc.

I.T.T. OCÉANIC

Conçu pour s'intégrer à tous les intérieurs le nouveau TOP-COLOR 51 pèse moins de 27 kg.

Ce T.V. couleur possède le « Méca-Sensor » système servant à sélectionner 8 programmes par touches très douces avec

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...



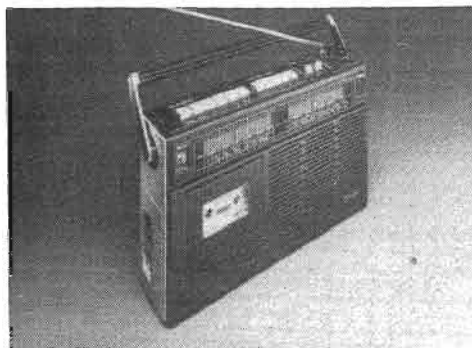
affichage lumineux. Le servo-régleur électronique permet de compenser les fluctuations de l'image.

En option : un piètement design permet le passage en son centre du cordon secteur et du câble d'antenne.

microphone permettant ainsi l'autocontrôle, la perception de l'ambiance sonore environnante et offrant la possibilité d'être utilisés en réception B.F. comme des appareils de correction auditive conventionnels.

Le bureau du professeur est équipé d'une unité centrale sans fil, livré avec un magnétophone, une platine tourne-disque et un microphone.

SABA



Radio-Recorder RCR 364

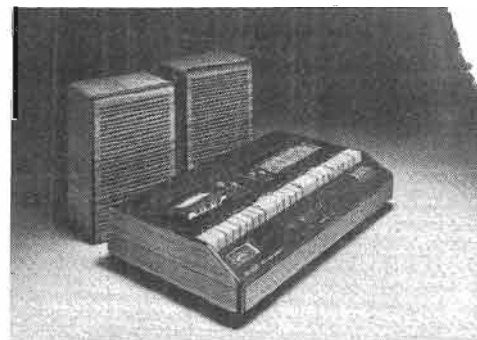
Ce portable fonctionne sur piles et secteur avec commutation automatique. 4 gammes d'ondes : FM, OC, PO, GO. Contrôle du débit des piles.

Puissance : 4 watts.

Micro incorporé avec réglage automatique du niveau d'enregistrement.

Commutation sur bande bioxyde de chrome. Compteur avec remise à zéro. Livré avec une cassette vierge, écouteur et câble de raccordement secteur.

Coffret matière anti-choc anthracé. Dimensions : 34 x 22 x 8 cm.



854

Fin novembre 1975, va sortir chez ce constructeur un nouveau combiné radio-cassette stéréo 854. De forme agréable cet appareil est livré avec deux enceintes.

Puissance : 2 x 12 W musique. 4 gammes d'ondes : FM, OC, PO, GO avec antenne ferrite incorporée. Vitesse de la bande 4,75 cm/s.

MASSIOT-PHILIPS

Equipement H.F. pour classe de déficients auditifs

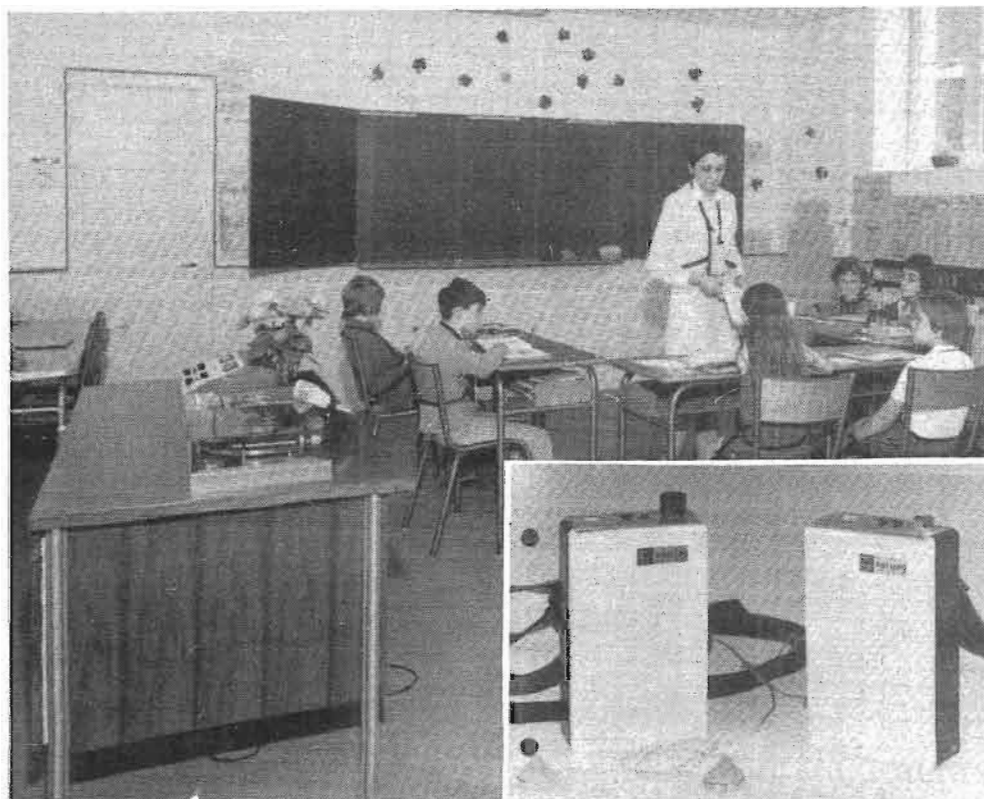
De nos jours, il y a plus de sourds-muets dans les pays civilisés. Par contre, il existe différents moyens pour corriger et même dans certains cas guérir la surdité.

Après de minutieuses recherches des électroniciens et des audiologistes Néerlandais et Français proposent pour pallier la déficience auditive un appareillage complet pour classes ou institutions spécialisées en ce domaine.

Il s'agit d'une centrale H.F. comprenant : 1 émetteur H.F. pour le professeur, type HP 8733/01 ; 1 récepteur HF pour chaque élève type HP 8734/01 ; et 1 chargeur pouvant recevoir 12 postes.

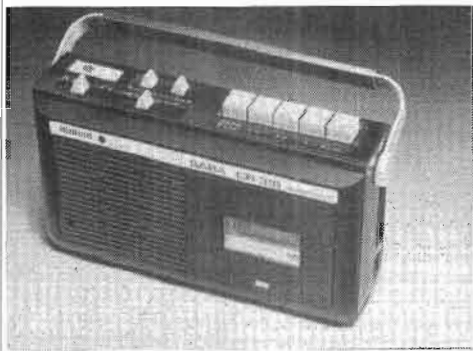
Le poste émetteur destiné au professeur est équipé d'un microphone et d'une courroie formant antenne permettant au professeur d'avoir l'appareil suspendu autour du cou.

Chaque poste élève comporte un certain nombre de possibilités de réglages audiologiques. Ils sont également pourvus d'un



INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

Défilement $\leq \pm 0,4 \%$.
Rapport signal/bruit pondéré : 45 dB.
Prises pour 2 microphones avec alimentation en courant pour micros à condensateur. Les éléments de commande sont situés à l'avant et sont séparés pour les parties radio et cassette. Sorties : radio/ampli, 2 H.P. extérieurs ou casque stéréo.
Présentation : noyer. Dimensions du combiné : 51 x 11 x 31 cm. Enceintes : 18,5 x 27 x 13 cm.
Alimentation : 220 V/50 Hz.



Cassette-Recorder 316

Dans la nouvelle gamme Saba, on remarque un compact enregistreur/lecteur fonctionnant sur piles/secteur avec commutation automatique.

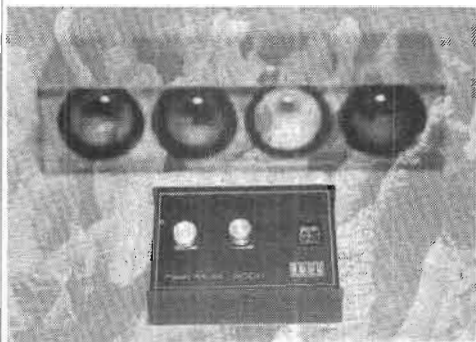
Le micro est incorporé, un témoin lumineux apparaît lors de l'enregistrement. Enregistrement automatique du niveau. Contrôle de la durée des piles. Potentiomètres linéaires pour volume et tonalité. Prises pour enregistrement/lecture et micro extérieur.

Arrêt automatique en fin de bande.

Couleur : noir mat.

Dimensions : 27 x 15 x 8 cm.

I.T.T. OCÉANIC



Le « Flash Music 2000 »

C'est l'accessoire indispensable des « surbours » et des ambiances délicieusement psychédéliques.

Le Flash Music 2000 est un modulateur de lumière psychédélique à deux voies qui permet le clignotement de lampes par impulsions musicales.

Il est utilisable avec toutes les lampes à incandescence (éclairage, spots, rampes lumineuses). Fonctionne avec ou sans musique.

Caractéristiques techniques :

Alimentation : de 80 à 250 volts/50 Hz

2 canaux : 1 positif, 1 négatif.

Puissance admissible : 1 000 W par canal en 220 volts ou 500 W par canal en 110 volts.

Sensibilité : de 50 mW à 40 W : impédance 8 Ω à commutation électronique.

Impédance compatible comprise entre 2 et 16 Ω .

Dimensions : L 180 - H 65 - P 125 mm.

PHILIPS



Les langues par l'image

On apprend les langues en les écoutant, mais en associant l'écoute à l'image la compréhension de l'élève devient plus évidente. Philips vient de créer une nouvelle méthode Audio-active pour l'apprentissage des langues.

Cette méthode enregistrée sur cassettes, est utilisable sur tous les magnétophones à cassettes.

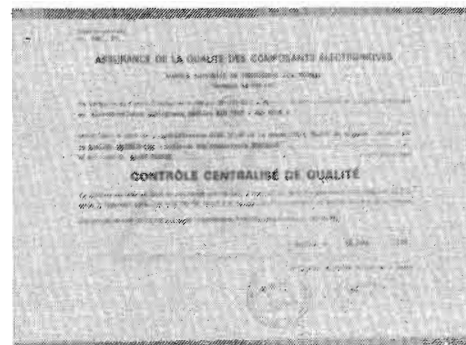
Elaborée par l'Université de Harvard (U.S.A.) elle est basée sur l'association texte-image et convient aux débutants et aux personnes désirant se recycler.

Deux niveaux sont prévus comprenant chacun quatre cassettes et un manuel placés dans un coffret.

Disponible en anglais, français, allemand, espagnol et italien.

Son prix est accessible à tous.

SESCOSEM



La Société Thomson-C.S.F. - division Semi-conducteurs Sescosem vient d'être le premier constructeur à avoir obtenu l'agrément du Contrôle centralisé de qualité pour les modèles d'amplificateurs opérationnels 709 et 741 suivant les normes NF - UTE - CCT.

Ces procédures d'assurance de la qualité sont conformes aux règles fondamentales formulées dans le cadre du Cenelec.

Sescosem est donc le premier fabricant européen de circuits linéaires ayant obtenu ce label de qualité.

LEAK 2001



Cette nouvelle platine manuelle comporte un système original de suspension « Spherodynamique ». Ce brevet Rank est à effet hydraulique et concerne l'ensemble plateau-bras qui permet d'obtenir une isolation maximale contre les chocs extérieurs, vibrations ou autres réactions acoustiques toujours désagréables à la lecture d'un disque.

Caractéristiques techniques :

Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn ($\pm 0,5 \%$)

Pleurage : 0,08 % (typique) (fréquence de référence 3 150 Hz)

Scintillement : 0,02 % (typique fréq. : 3 150 Hz)

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

Signal/tension complément. : - 65 dB
(1 000 Hz à 10 cm/s)

Plateau : 320 mm - poids : 1,6 kg

Moteur à 10 pôles synchrone (600 t/mn - 50 Hz)

Entraînement par courroie

Bras professionnel à balancement statique long totale 323 mm, après pivot 240 mm

Antiskating par poids en biais réglable

Lève-bras à amortissement hydraulique

Livré sans cellule. Poids : 12,7 kg

Dimensions : 494 x 391 x 105 ou 173 mm avec couvercle.

SONY



PS 8750

Création toute récente, cette table de lecture semi-automatique est à usage professionnel. Le plateau est entraîné directement par l'axe du moteur à un scintillement et pleurage très faibles grâce au comparateur de phase à quartz.

Caractéristiques techniques :

Deux vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn

Pleurage et scintillement : 0,04 % (DIN)

Rapport signal/bruit : 70 dB

Moteur courant alternatif, servo-moteur alimentation 110, 120, 220, 240 V - 50/60 Hz.

Dimensions : 458 x 184 x 395 mm.



Platine de lecture
HIFI PS 5550

Il s'agit d'une innovation intéressante que ce constructeur vient d'introduire dans sa nouvelle platine tourne-disque HIFI: le « Luminous Sensor ».

C'est un système optique qui frappé par un rayon lumineux en fin de disque provoque un signal électrique déclenchant le retour du bras sur son support.

Caractéristiques techniques :

Moteur à courant continu servo-contrôle

Entraînement par courroie

Pleurage et scintillement : 0,08 %

Rapport signal/bruit : 65 dB

Stroboscope, antiskating - lecture directe de la force d'appui - Plateau 30 cm en alliage alu moulé. Livré avec socle et couvercle.



Caméra couleur portable Trinicon DCX 1600

Le nouvel ensemble est constitué d'une caméra légère et d'un bloc de commande avec batterie interne son poids 3,5 kg avec objectif et batterie.

C'est une caméra à un tube qui a été conçue pour l'enregistrement vidéo sur le lieu de l'action n'importe où à l'extérieur comme à l'intérieur.

Objectif : f. 2,5 - 18-108 mm objectif zoom manuel. Système de balayage 525 lignes - z. 1 entrelacement. Fréquence verticale : 59,94 Hz.

Rapport signal/bruit : luminance : meilleure que 45 dB, chrominance : meilleure que 35 dB.

Minimum d'éclairage : - 270 lux - Maximum d'éclairage : - 1 600 - 10 500 lux. Alimentation : courant continu 12 V ± 10 %, 1,8 A.

Dimensions : 10 x 15,55 x 43,50.

Cette caméra Trinicon est utilisée avec le VO 3800 vidéocassette couleur U-matic, lecteur/enregistreur pouvant être alimenté par une tension alternative ou continue. Vitesse de défilement 9,51 cm/s durée 20 minutes avec KC-205. La mise en route se fait à partir de la caméra DXC - 1600.

Branchement facile sur l'entrée antenne de tout type de téléviseur en lecture.

Facilité de doublage son. Générateur de synchro à quartz incorporé.

Standard couleur : NTSC

Rapport signal/bruit vidéo : meilleur que 40 dB

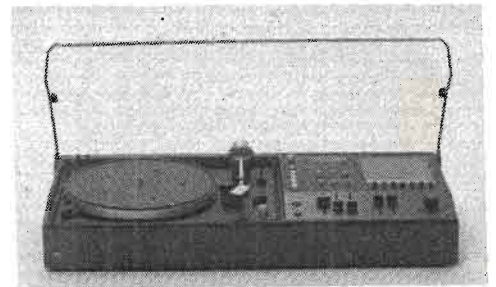
Sortie VHF : 67 dB - entrée audio : - 65 dB

Réponse en fréquence audio : 80 - 10 000 Hz ± 3 dB

Rapport signal/bruit audio : meilleur que 40 dB

Dimensions : 32,5 x 16,8 x 33,8 cm. Poids : 14 kg avec batterie et cassette KC-20 S.

BRAUN



L'audio 400 S

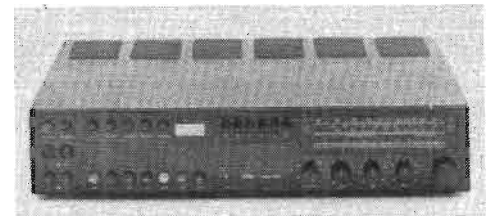
C'est une chaîne compacte de 2 x 40 W sinus (2 x 55 W musique). Le tuner comporte 4 gammes d'ondes : FM, OC, PO et GO. La sensibilité en FM = 1 µV. Stations pré-réglées. Possibilité de commutation de silencieux d'accord, stéréo, stéréo lointain. Vu-mètre pour intensité de champ et accord à zéro central.

Cadre ferrite, potentiomètres à curseur.

La platine automatique possède une cellule Shure M 95 G.

Le coffret est en matière plastique gris anthracite, le dessus noir.

Dimensions : 750 x 340 x 168 mm avec le capot.



Régie 450

Ampli-tuner de 2 x 30 W sinus (2 x 44 W musique) - 4 gammes d'ondes avec 5 + 1 touches FM. Sensibilité FM : 1,1 µV.

INFORMATIONS... NOUVEAUTES ...

Commutation pour stéréo lointaine, filtre de ronronnement, filtre de bruit d'aiguille, quadriphonie.

Coffret vermiculé gris anthracite, façade noire.

Dimensions : 500 x 320 x 110 mm.

L 630

Enceinte à trois voies de 50 W de puissance admissible. Fréquence inférieure de coupure 30 Hz. Volume 13 l.

La grille est de teinte aluminium.

La version en ébénisterie blanche est livrable au choix avec grille noire.

Couleurs : noyer, noir ou blanc.

Dimensions : 235 x 210 x 405 mm.

DUAL 1249



Cette firme vient de commercialiser son premier changeur de disques HIFI à entraînement par courroie.

Caractéristiques techniques :

Moteur synchrone 8 pôles/10 W

Plateau de 305 mm \varnothing , 1,3 kg non magnétique

Stroboscope anti-skating - lève-bras

2 vitesses : 33 1/3, 45 t/mn. Plage de réglage : $\pm 6\%$ = 1/2 ton. Pleurage $< \pm 0,08\%$

Rapport signal/bruit : tension parasite > 42 dB

tension de bruit > 63 dB

Bras de 222 mm anti-torsion suspendu sur 4 pointes cardaniques. Erreur de piste tangentielle : $0,16^\circ$ / cm

Friction dans la suspension du bras : verticalement $< 0,07$ p, horizontalement $< 0,016$ p.

L'embout peut recevoir toutes les cellules à fixation standard 1/2"

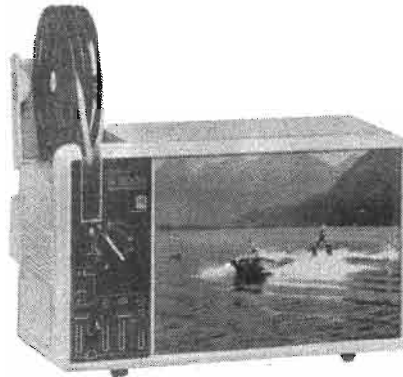
Alimentation 110/220 V 50 Hz ou 60 Hz

Poids 7,6 kg.

EUMIG

Mark R 2000

Le nouvel appareil de cinéma « sans contrainte » permet d'improviser en plein



jour sans déployer un écran, une séance filmée. Il peut être également utilisé pour la projection classique sur écran.

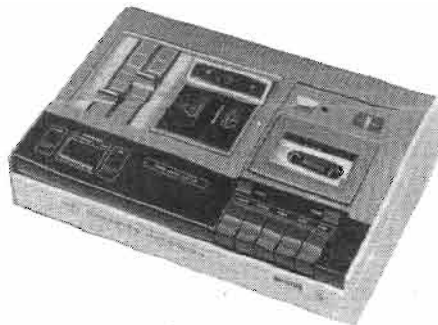
Le Mark R 2000 sera un auxiliaire intéressant pour la force de vente, l'enseignement et tout autre usage qui nécessite la projection dans des salles non prévues à cet effet.

Ce projecteur à écran incorporé possède un objectif standard 1 : 1,3/F : 7,6 mm.

Une des deux bobines coaxiales verrouille l'amorce de la bande du film 8 mm ou super 8 classique, ce qui permet d'obtenir l'arrêt automatique du projecteur. Les vitesses sont de 3, 6, 9, 12 et 18 images/seconde avec arrêt sur l'image.

Toutes les commandes sont regroupées sur l'avant à gauche de l'écran incorporé de 300 x 224 mm. Une prise pour magnétophone a été prévue permettant la sonorisation synchronisée des films.

PHILIPS



N 2515

Cette platine stéréo à cassette est dotée du système DNL ce qui la classe dans la catégorie HIFI et répond ainsi aux normes DIN 45500 et DIN 45511.

Caractéristiques techniques :

Nombre de pistes : 2 x 2 (Stéréo)

Vitesse de défilement : 4,76 cm/s

Bande passante : 40 - 12 500 Hz avec cas-

sette HIFI (DIN 45500) - 40-10 000 Hz avec cassette Low Noise (DIN 45 511)

Rapport signal/bruit (sans DNL) : ≥ 48 dB avec cassette HIFI (DIN 45 500' ; ≥ 45 dB avec cassette Low Noise (DIN 45 511)

Pleurage : $\leq 0,2\%$

Variation maximum de vitesse : $\pm 1,5\%$

Prise entrée/sortie

Entrée : ≤ 2 mV/20 k Ω ou ≤ 100 mV/1 M Ω

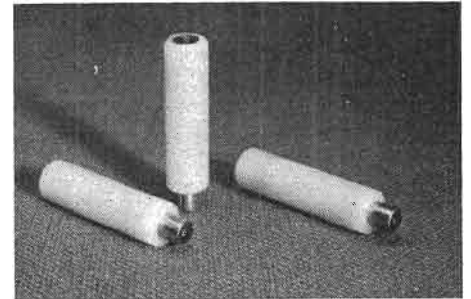
Sortie : ≥ 1 V/20 k Ω

Alimentation : 127 - 220 V - 50 ou 60 Hz

Dimensions : 370 x 240 x 85 mm

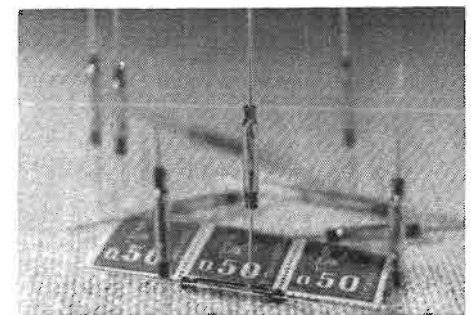
Poids : 4 kg.

CLAUDE



Protecteurs Radio-T.V.

Ce sont des dispositifs assurant la protection des récepteurs de radio et des téléviseurs contre les perturbations d'origine atmosphérique qui sont susceptibles d'être acheminées par l'antenne et de détruire les récepteurs radioélectriques.

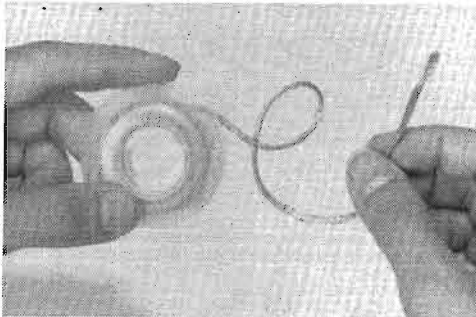


Ecrêteur T.V. couleur

L'usine de Reims de la Société Claude produit un écrêteur minuscule qui est utilisé pour la protection de l'anode de concentration des tubes cathodiques des postes T.V. couleurs contre les surtensions produites accidentellement à l'intérieur du cathoscope.

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

HEXACON

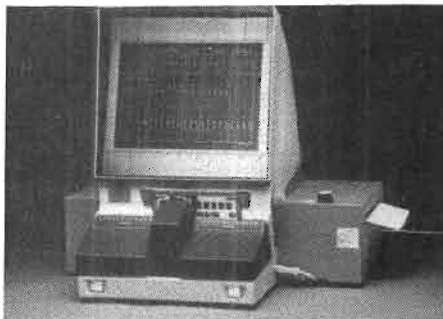


Cette firme bien connue pour ses fers à souder de toutes dimensions vient de proposer une tresse à dessouder étamée HEX-WIK.

L'étamage procure une meilleure mouillabilité des fils de la tresse, ce qui accélère la remontée de la soudure par capillarité. Le dessoudage de ce fait en est facilité.

Largeur des tresses disponibles : 2,3 et 4 mm. Longueur : 2 mètres.
Distribué par Tekelec Airtronic.

KODAK



« Miracode II » électronique

Sur le chantier « Austerlitz Messageries » des milliers de colis arrivent chaque jour mais aussi des erreurs et des réclamations.

Jusqu'à ce jour il fallait pour retrouver un document deux heures à un agent de la SCETA filiale de la S.N.C.F.

Avec le Miracode II l'opération de recherches s'effectue en quelques secondes.

Les fiches de livraison au retour de chaque tournée sont systématiquement microfilmées. Pour chacune d'entre elles, on enregistre la codification du numéro d'expédition, celle-ci s'inscrit sur le film sous forme de petits rectangles noir et blanc précédant chaque document.

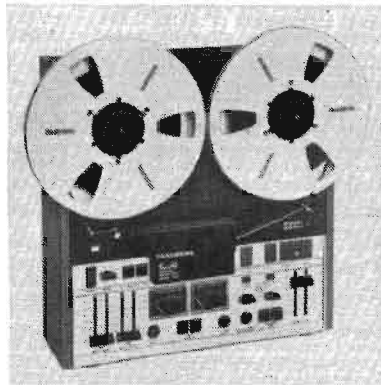
Chaque cassette comporte 1 500 documents filmés et leur codification.

Pour répondre aux réclamations, il suffit après introduction de la cassette présumée dans le Miracode II de tabuler le numéro du document recherché, sur le clavier, le film est exploré automatiquement en quelques secondes et le document voulu apparaît sur l'écran, quelle que soit la position qu'il occupait sur le film.

En cas de besoin, il suffit d'appuyer sur une touche pour obtenir un tirage sur papier qui pourra être adressé au demandeur.

Avantages du microfilm (sécurité, rapidité d'accès à l'information, déclassement impossible des documents, compacité du classement, etc.).

TANDBERG



10 XD

Une nouvelle platine aux performances professionnelles sera commercialisée en novembre chez ce constructeur.

Il s'agit d'une innovation sur le marché de la haute-fidélité.

En effet, cet appareil conjugue la technique du champ croisé Tandberg et le système réducteur de bruit Dolby.

Cette platine comporte 3 moteurs, des bobines de 265 mm. 3 vitesses : 9,5 - 19 - 38 cm/s. 4 têtes. Réducteur de bruit Dolby. Contrôle électronique de la vitesse, écoute en défilement rapide pour le montage. Sélecteur de vitesse électronique. Pupitre de mixage stéréo incorporé. Echo, son-sur-son. Test A et B de l'enregistrement. Arrêt photo électrique - Télécommande et commande Pitch adaptables (en option).

Caractéristiques techniques :

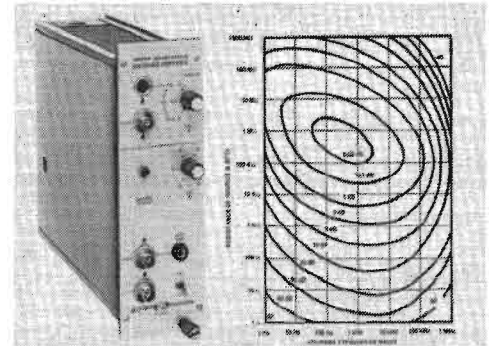
Défilement : 38 cm/s = 0,04 % RMS - 19 cm/s = 0,06 % RMS - 9,5 cm/s = 0,11 % RMS

Bande passante : 38 cm/s 30 - 30 000 Hz
DIN 45 511 - 19 cm/s 30 - 26 000 Hz
DIN 45 511 - 9 cm/s 30 - 20 000 Hz
DIN 45 511.

Rapport signal/bruit.

Dolby : IEC, courbe A, distorsion 3 % en 2 pistes 75 dB, en 4 pistes 73 dB. DIN 45 511 pondéré en 2 pistes : 68 dB, en 4 pistes : 66 dB.

TEKELEC AIRTRONIC



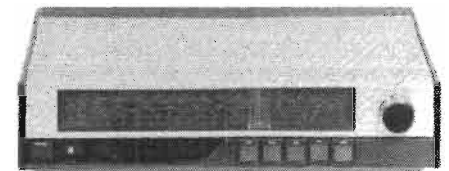
Amplificateur faible bruit programmable.

Dans le cadre de son instrumentation modulaire pour le traitement du signal cette société vient de créer un pré-amplificateur programmable par relais.

Cet ampli à très faible bruit propre a une bande de fréquence de 0,3 Hz à 2 MHz. Le gain, étalonné, est réglable de 20 dB à 60 dB manuellement ou programmable par trois relais.

Principales applications : mesures industrielles et systèmes d'acquisition de données. Alimentation en ± 24 volts. Dimensions du tiroir : H : 220 x 690 x 250 mm.

PHILIPS



Tuner Stéréo RH 640

Ce tuner à quatre gammes d'ondes GO - PO - OC - FM possède un décodeur stéréo automatique mono/stéréo ainsi qu'une commutation automatique en mono lors de réception FM à faible signal. Un ferro-captur est incorporé pour la réception en PO et GO.

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

Caractéristiques techniques :

Sensibilité : en AM : $80 \mu\text{V}$ pour 26 dB S/N - en FM : meilleur que $2,5 \mu\text{V}$ pour 26 dB S/N pour 40 kHz de déviation
 Sélectivité : en AM : 37 dB à 9 kHz - en FM : 25 dB à 300 kHz
 Gamme de fréquence : FM : 20 - 15 000 Hz \pm 3 dB
 Distorsion FM : $< 1 \%$ pour 75 kHz de déviation
 Suppression de la fréquence pilote : - 35 dB à 19 et 38 kHz.
 Diaphonie : - 40 dB à 1 000 Hz
 Tension de sortie AF
 AM - 500 mV max. pour 30 % de modulation
 FM - 500 mV pour 40 kHz de déviation
 Equipement : 4 diodes - 10 transistors - 2 IC
 Alimentation : 110 à 240 V
 Dimensions : 360 x 100 x 210 mm.

NYTECH



CTA 252

De très faibles dimensions, cet ampli-tuner FM est digne d'intérêt par son originalité.

Son pupitre incliné possède trois cadrans.

Niveau de sortie, accord turning, lecture de la fréquence FM.

4 touches de présélection FM

2 touches permettant de brancher 2, 4 ou 6 enceintes au choix. Triple réglage de tonalité : basses, médiums, aigues.

Caractéristiques techniques :

Ampli : 2 x 25 W eff. 2 x 50 W music/4 Ω
 Distorsion : 0,2 % à 25 W/4 Ω (100 Hz - 10 kHz)

Bande passante : 20 Hz - 40 kHz
 Entrées : 2,2 mV/47 k Ω et 100 mV/100 k Ω
 Sorties : six de 4 à 8 Ω
 Section FM
 Equipement : Varicap FET RF et FET
 Gamme de fréquence : 87,5 - 104,5 MHz
 Sensibilité : $1,5 \mu\text{V}$ pour 30 dB S/N
 Distorsion : $< 0,8 \%$ à pleine modulation 1 kHz
 Diaphonie : - 40 dB à 1 kHz
 Réponse en fréquence : 20 - 15 000 Hz \pm 3 dB
 Suppression de la fréquence pilote : - 40 dB à 19 kHz et 38 kHz
 Alimentation : 220/240 V
 Dimensions : H devant : 55 mm H. derrière : 115 mm. L : 345 mm larg. : 210 mm.
 Distribué par Distrimex.

KONTACT



Dernière création de Kontakt, la chaîne HIFI C 10 allie l'esthétique à la technique. C'est un compact de 2 x 35 W à changeur automatique P.E. HIFI, tête Shure M 75. Le tuner comporte cinq gammes d'ondes F.M., G.O., P.O. 2 O.C.

Caractéristiques techniques :

Ampli

Réponse en fréquences : 20 Hz - 15 kHz
 Distorsion à 2 x 20 W : $< 0,35 \%$, distorsion à 2 x 30 W : $< 1 \%$

Entrées : magnétophones : 300 mV/470 k Ω - cellule magnétique : 3 mV/47 k Ω

Impédance des enceintes : 4 Ω /50 W

Tuner

Décodeur stéréo automatique : AFC - FM : 87,5 à 108 MHz

Sensibilité FM : meilleure que $2 \mu\text{V}$ pour 26 dB/40 kHz - en AM $52 \mu\text{V}$ pour 46 dB
 Distorsion en FM : $< 0,4 \%$ pour 40 kHz de déviation

23 transistors - 1 MOSFET - 1 FET - 11 diodes - 2 filtres céramiques - 3 intégrateurs
 Livré avec deux enceintes closes de 50 W

COMPAGNIE FRANÇAISE PHILIPS



Système d'intercommunications M 28

L'interphone M 28 a été conçu pour décentraliser les communications internes spécialement développées pour des réseaux de capacité réduite, jusqu'à 28 postes.

L'ensemble comprend :

- un central compact élégant et silencieux,
- un câble unique huit ou dix paires commun à toute l'installation,
- de 2 à 28 postes selon les besoins du réseau.

L'interphone M 28 permet le duplex, l'appel de groupe et l'appel prioritaire. Un combiné téléphonique peut être fourni accessoirement pour l'écoute confidentielle.

Lors du décrochage du combiné, le micro et le haut-parleur du poste sont mis automatiquement hors circuit.



Récepteur d'appel sélectif CTT

Ce nouveau système créé par Philips est principalement destiné à équiper les services d'intervention et de secours : pompiers, protection civile, médecins, ambulanciers, etc. Il complète les moyens classiques de radio-communication.

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

Ce récepteur permet l'appel individuel ou groupé. Dans ce dernier cas, tous les membres du groupe auront le même numéro de code.

Le récepteur se place facilement dans une poche de veste. Il est disponible en deux versions : signal d'appel et message parlé. Son alimentation est assurée par une batterie rechargeable de grande autonomie. Un chargeur permet l'utilisation à poste fixe sur secteur avec alarme extérieure.

C.B.M.



L'activité principale du groupe canadien C.B.M. est la commercialisation de calculatrices de poche. La politique commerciale de cette société est de réduire les prix en augmentant la diffusion et diversifier sa gamme.

La Société Commodore vient d'étendre sa production avec trois nouvelles machines pour le calcul scientifique. Les SR 4148R, SR 6120R et SR 9120D.

Leurs caractéristiques techniques les rendent comparables aux autres modèles performants mais disposent de trois éléments originaux :

- les calculs sont réalisés avec 14 chiffres et seuls sont affichés les chiffres significatifs. Ceci confère une plus grande précision ;
- elles possèdent en outre un ensemble de deux mémoires dynamiques et indépendantes et une touche d'exposant (pour la sélection de la gamme exposant).

Les calculateurs SR 6120R et SR 4148R sont rechargeables avec adaptateur interne.

En plus des quatre opérations, ces machines effectuent les fonctions logarithmiques, trigonométriques, puissance, racine, X^2 , $1/x$, conversion polaire, $x-y$ échange, degré, radian de 39 à 48 touches selon les modèles.

KOSS



Le nouveau casque HV-2 ultra léger électrodynamique à propagation directe a une assise excellente sur la tête.

Ce casque d'un confort supérieur permet de propager l'onde réfléchie vers l'extérieur sans engendrer de résonances ou de réponses transitoires parasites.

Caractéristiques techniques :

Impédance compatible avec tout ampli de 3,2 à 600 ohms.

Distorsion inférieure à 0,5 % à 109 dB SPL

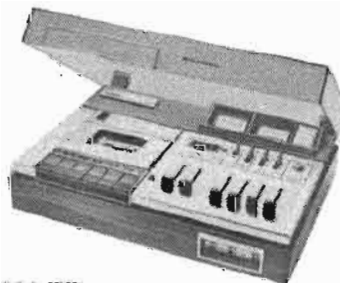
Isolation : écoute semi perméable

Réponse en fréquence : 9 octaves

Poids : 260 grammes. Cordon spiralé de 3 mètres. Serre-tête auto-ajustable

Coussinets simili cuir mou. Fiche jack standard.

AIWA



AD 1800 EE

Dans la nouvelle gamme de platines magnéto-cassette nous remarquons l'AD 1800.

C'est une platine HIFI avec circuit Dolby B intégré et système DNL. Sélecteur de bandes : normale, $F_c C_r$, $C_r O_2$.

Mixage à l'enregistrement - réglages séparés pour la lecture.

Compteur - contrôle du son sur avance rapide - Arrêt automatique - prises frontales pour micro et casque. Gammes de fréquence : $C_r O_2 + F_c C_r = 30 - 17\ 000$ Hz - Bande normale : 30 - 14 000 Hz (DIN 45 500) - Rapport signal/bruit ($C_r O_2$) = 61 dB - Fluctuation de vitesse : 0,1 %.

Livré avec socle et couvercle plexi, cassette de démonstration et câble de liaison. Dimensions : 423 x 152 x 295 mm Poids : 7,1 kg.



AF - 5080 EE

Tous les éléments composant une chaîne HIFI sont rassemblés dans ce nouveau Music Center : ampli-tuner, enregistreur à cassette et tourne-disques HIFI.

Ampli :

Puissance 2 x 20 w à 8 Ω (DIN 45 500)

Bande passante : 20 Hz - 30 kHz

Distorsion à 2 x 20 W : 0,3 %

Tuner :

4 gammes FM - OC - PO - GO

En FM : sensibilité 2,5 μ V (IHF)

Platine tourne-disque HIFI entraînée par courroie, cellule magnétique, anti-skating

Enregistreur à cassette avec système

Dolby et sélecteur de bandes 3 positions

Enregistrement direct de la radio et du

tourne-disque et mixage avec microphone

Bande passante : 30 - 15 000 Hz avec $C_r O_2$

Rapport signal/bruit $C_r O_2$: 58 dB

Pleurage : 0,2 % (DIN 45 507)

Alimentation : 110/220 - 50/60 Hz

Dimensions : 590 x 210 x 382 mm

Poids : 16 kg.

REDITEC

Reditec met sur le marché un nouveau casque AKG K 240 « Sextett Cardan » dont la particularité est de comporter autour de la capsule 6 cavités passives excitées par celle-ci.

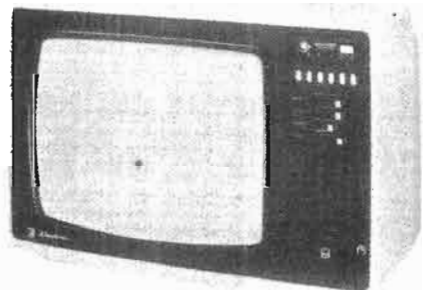
INFORMATIONS... NOUVEAUTES...



L'ampleur du volume acoustique reproduit pratiquement une audition très proche de celle rencontrée dans une salle de concert.

La linéarité en fréquence est remarquable, pratiquement la courbe de réponse est sans retombées entre 20 Hz et 10 kHz.

SHARP



Téléviseur couleur Linytron type C-1851.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Tube couleur linytron de 968 cm² de surface type 470 FS.

Réalisation : électrostatique bi-potentielle.

Puissance de sortie son : 2 W (à 10 % de distorsion).

Haut-parleur de 10 cm/8 Ω.

Déviations magnétique - gammes VHF : canal 2 à 12 - UHF : canal 21 à 68.

Alimentation : 110/220 V 50 Hz - consommation 175 W.

PORTES OUVERTES CHEZ ESART-TEN

Radio Robur haute fidélité et la firme Esart ont organisés le samedi 4 octobre dernier une opération portes ouvertes à la nouvelle usine Esart Ten de Champigny-sur-Yonne.

Une cinquantaine de personnes intéressées par la haute fidélité avaient répondu présent à l'invitation de M. Baudoin, directeur de Radio Robur.

Arrivés vers 10 h 30 à l'usine, où M. Artozoul nous accueillit et nous fit découvrir dans un cadre champêtre une usine moderne.

Nous avons trouvé des ateliers bien disposés équipés de machines et chaînes de montage spécialement adaptées à la fabrication de l'électronique Hi-Fi : montage des circuits imprimés sur machines pneumatiques de cambrages, chaîne de soudure par bain, contrôle individuel des circuits imprimés etc.

La visite terminée, nous avons assisté à la présentation et à l'écoute de la nouvelle génération Esart : série 5 sur des enceintes Ten. Pendant la démonstration l'assistance de connaisseurs a été favorablement impressionnée et l'on peut dire que les qualités de reproduction sont bien en rapport avec les techniques d'avant-garde utilisées par les laboratoires d'Esart Ten.

Retour vers 17 heures chez Radio Robur où M. Baudoin nous fit visiter à son tour son magasin et ses deux auditoriums aménagés de différentes marques Hi-Fi sélectionnées par lui. Merci à Radio Robur et à Esart Ten d'avoir coopéré à cette heureuse initiative « portes ouvertes ».



RENCONTRE HAUTE FIDÉLITÉ A MARSEILLE

Les 28, 29 et 30 novembre 1975 aura lieu au Grand Hôtel de Noailles, 64 la Canebière à Marseille, une rencontre haute fidélité organisée par l'APROHFIM. Association pour la promotion haute fidélité à Marseille, regroupant la majorité des revendeurs locaux. Cette manifestation sera ouverte au public pendant ces trois journées de 10 heures à 20 heures.

La Société Lectronic France nous a fait savoir qu'elle présenterait la nouvelle gamme Scott à cette occasion.

SHARP A L'HONNEUR

Pour la haute qualité et l'esthétique de ses dernières réalisations qui vont notamment de la gamme Hi-Fi Optonica au TV couleur et radio K7, Sharp vient de recevoir, lors d'une brillante réception chez « Maxim's », le « Laurier d'Or » de la Qualité et de l'Esthétique internationales, décerné par France Promotion, en la présence de : S.E. Sanae Shirata, Consul près de l'Ambassade du Japon ; M. Vladimir Vassutinski, chef du Protocole auprès de l'Ambassade de l'U.R.S.S. ; M. Revole, chef de Cabinet - adjoint de M. Vincent Ansquer, ministre du Commerce et de l'Artisanat ; M. le préfet Paul

Maillot, chef de Cabinet de M. Edgar Faure, président de l'Assemblée nationale ; le général Ferauge, commandant la Brigade des Sapeurs Pompiers de Paris ; M. Henri Londoche, président de la Confédération nationale du Commerce et de l'Artisanat ; M. Pierre Lyautey, président de l'Académie des Sciences d'Outre-Mer.

A l'issue de cette cérémonie, M. Henry George Schäffer, administrateur de Sharp France et M. Daniel Boeykens, directeur général, devaient recevoir la « médaille d'argent » du Conseil de Paris.

MAJORATION DE LA REDEVANCE T.V. POUR 1976

La taxe que devrait acquitter tout possesseur de téléviseur couleur serait portée à 240 F au lieu de 210 F actuellement et à 160 F au lieu de 140 F pour les postes en noir et blanc. Par contre le taux de la redevance « radio » resterait fixé à 30 F.

PROCHAIN FESTIVAL INTERNATIONAL DU SON

Paris, du 8 au 14 mars 1976

Le XVIII^e festival international du Son se tiendra à Paris, au Palais des Congrès (Porte Maillot) du 8 au 14 mars 1976.

Le Festival groupera plus de 200 exposants français et étrangers.

Fidèle à la tradition qui a fait son succès depuis 1959, le Festival présente :

— des démonstrations musicales par les constructeurs de matériel haute-fidélité et les facteurs d'instruments de musique ;

— un programme artistique avec des concerts, des récitals, des démonstrations spectacles, donnés par Radio-France et les Sociétés de radiodiffusion étrangères, la remise des Grands Prix du Disque de l'Académie Charles Cros ;

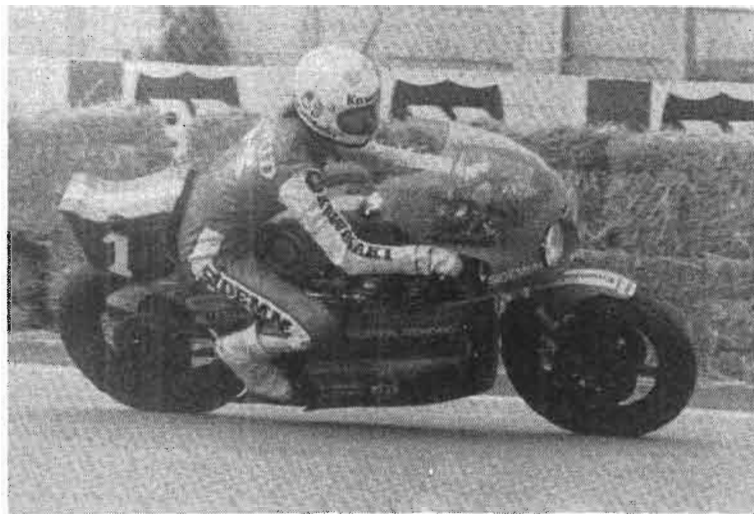
— des journées d'études avec la participation de personnalités appartenant au monde musical, à l'université, aux organismes de recherche et à l'industrie.

Rappelons qu'en 1975, le Festival international du Son, avec 205 exposants de 15 pays, avait accueilli 103 000 visiteurs (plus d'un million depuis sa création).

NÉCROLOGIE

La Société Télé-Radio-Commercial a le regret de faire part du décès de son collaborateur, Guy Perrin, survenu le 21 septembre 1975.

LE SALON DE L'AUTO



DU CYCLE ET DE LA MOTO

ENFIN une initiative intéressante : les nouvelles Simca 1307-1308 sont équipées en série d'un allumage électronique, du même type que celui monté depuis 1972 par Chrysler sur tous ses véhicules.

Un minibus Lucas à propulsion électrique à partir de batteries au plomb de capacité massive élevée permet le transport de 8 à 9 personnes dans des conditions nettement plus intéressantes que celles que nous laissions supposer les divers modèles déjà vus : vitesse supérieure à 80 km/h, accélération 0-48 km/h en 10 s.

Anti-pollution : deux voitures de course, en formule 1, dont la vitesse atteint 350 km/h, les UOP Shadow, sont équipées de moteurs Chevrolet V8 délivrant 735 CV. Ces moteurs sont alimentés par de l'essence sans plomb, et conformes aux nor-

mes de limitation de la consommation, tout en ayant un taux de pollution excessivement réduit.

L'essence sans plomb est donc une source d'énergie qui devra être employée dans le futur, car si on s'inquiète beaucoup des réglages anti-pollutions sur les véhicules actuels à partir des carburants stan-

dards, on passe sous silence le fait qu'ils augmentent notablement la consommation des véhicules, de 1 à 2 litres aux 100 km, ce qui est préjudiciable à la bourse de l'automobiliste et à la balance commerciale des Etats, situation paradoxale.

La section « Equipants » présente une foule de bancs

d'analyse électronique et de diagnostic pour véhicules. D'ici quelques années, toutes les automobiles seront munies de prises diagnostic qu'il suffira de raccorder aux bancs d'analyse pour assurer les réglages optimaux du moteur et des équipements électriques, fini les diagnostics quelque peu pifométriques.

Côté cycles et motos, la manifestation est d'une ampleur pratiquement égale à celle de l'automobile. 3 800 000 deux-roues ont été fabriqués en 1974 et plus de 100 000 personnes vivent de ces activités. On note la généralisation progressive des allumages électroniques parfois très sophistiqués sur les vélomoteurs et motos de hautes cylindrées.

Côté accessoires, le choix et la qualité des divers appareils s'est accru, avec toutefois beaucoup de dispositifs plus ou moins miraculeux destinés



Fig 1

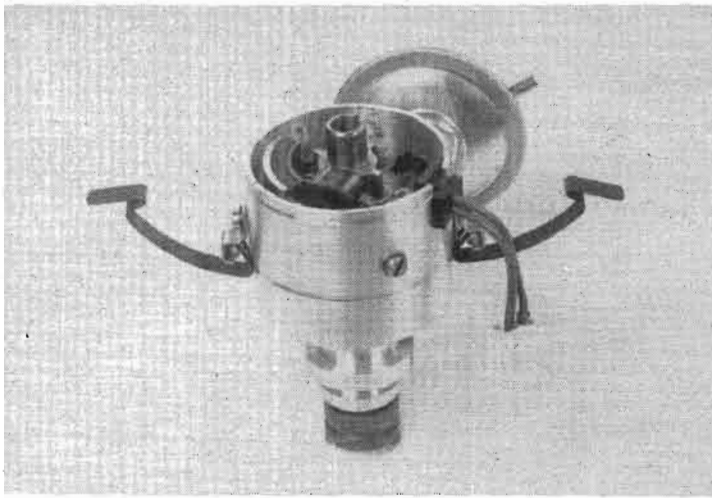


Fig. 2

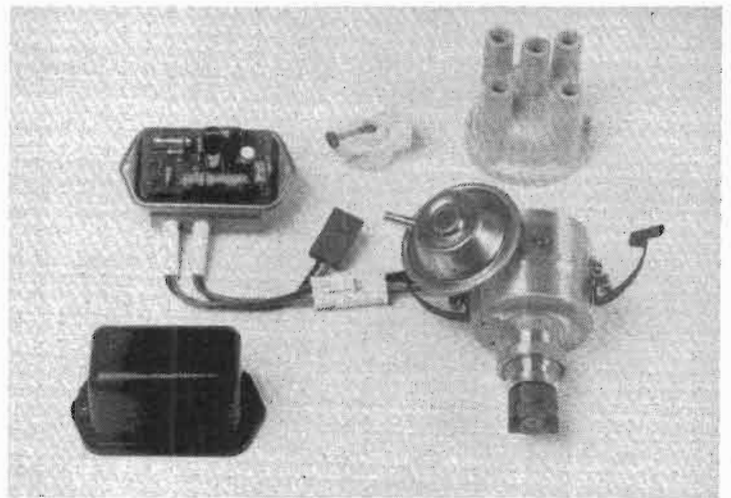


Fig. 3

à procurer une économie d'essence très problématique. Plusieurs firmes mettent en vente des appareils de contrôle du régime moteur, angle de came, condensateur, en un mot le « contrôleur universel » de l'automobiliste, afin que celui-ci puisse lui-même procéder à ses réglages, plutôt que de mener son véhicule chez un garagiste. Attention ! si l'on ignore tout des réglages de carburation et d'allumage de son véhicule, mieux vaut s'adresser à un professionnel.

EQUIPEMENTS ACCESSOIRES

Nous avons noté chez Cocordant et Lafont SA, à côté de rétroviseurs extérieurs réglables par bouton au tableau de bord, un modèle à commande électrique qui per-

met l'orientation à l'aide d'un petit palonnier sur les axes horizontal et vertical par l'action d'un petit moteur pas à pas. Il est ainsi possible d'obtenir un réglage correct du rétroviseur extérieur sans ouvrir sa vitre et quelle que soit la position où un passant vous l'a orienté lorsque le véhicule était à l'arrêt.

Le « Bull Bang » de fabrication japonaise (fig. 1) est un ballon gonflable se substituant à un cric. Il suffit de poser à plat à l'endroit voulu sous le véhicule le coussin, de le raccorder grâce à un tuyau souple au pot d'échappement, et en 30 secondes moteur ralenti ou 10 secondes en accélérant, la voiture se trouve soulevée. Il s'agit-là d'un accessoire très utile, utilisable n'importe où, même dans la boue et qui est infiniment plus pratique que beaucoup de morceaux de fer-

raille baptisés crics qui souvent s'effondrent si le terrain n'est pas parfaitement plat. Le sac est en néoprène, avec une valve anti-dégonflage. Le poids maximal soulevé atteint 3 tonnes, pour une masse de 2,5 kg tuyau compris. Roulé, le « Bull Bang » a un encombrement de 30 x 12 cm.

Outre la fonction de cric, on peut désembourber un véhicule, ou encore employer cet accessoire comme cales pour le transport.

Ducelier, entre autres produits, propose un projecteur anti-brouillard Visimax très efficace, doté de deux portions de paraboloïdes offrant une intensité lumineuse uniforme du faisceau sur 180°.

L'allumeur de l'Alfasud, que fabrique DBA est doté d'une sécurité évitant les sur-régimes moteurs. Au-dessus de 6 600 t/mn un contact à

masselotte, de principe identique à la correction d'avance centrifuge, s'ouvre et coupe l'allumage.

Enfin, un auto-correcteur de consommation électronique, destiné à réduire notablement celle-ci (10 % en ville) présente un intérêt certain, bien qu'il ne soit pas employé sur les véhicules de série. Il comporte un bloc électronique recevant une information de vitesse à partir du rupteur, et agit sur des micro-vannes remplaçant les gicleurs de ralenti, et ajuste très exactement leur débit à la valeur nécessaire, afin de délivrer la quantité minimale permettant la rotation du moteur, avec taux de pollution réduit.

Paris-Rhône fournit l'allumeur sans contact des nouvelles Simca 1307-1308 (fig. 2 et 3) avec son amplificateur de tops magnétiques. C'est là une

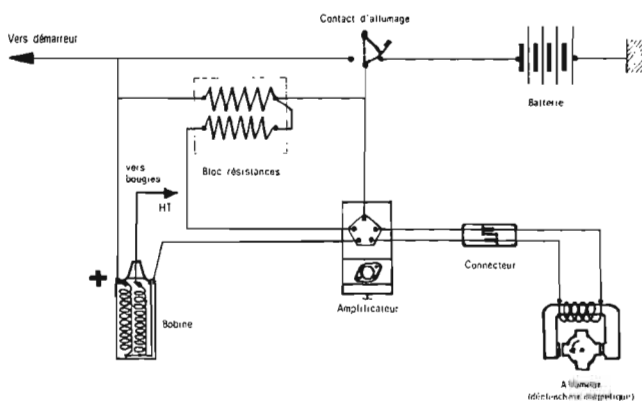


Fig. 4



Fig. 5

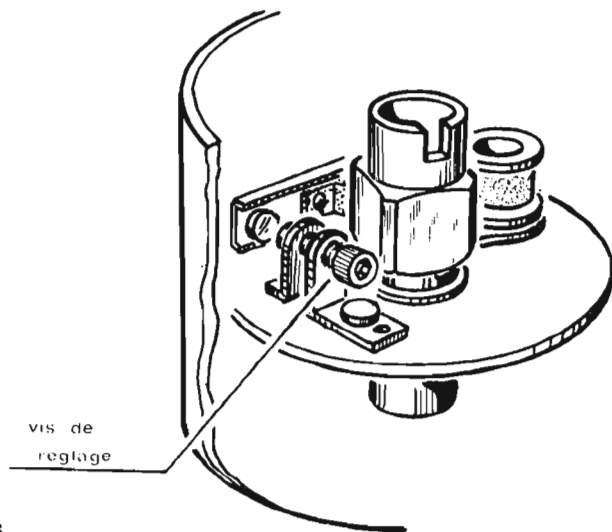


Fig. 6

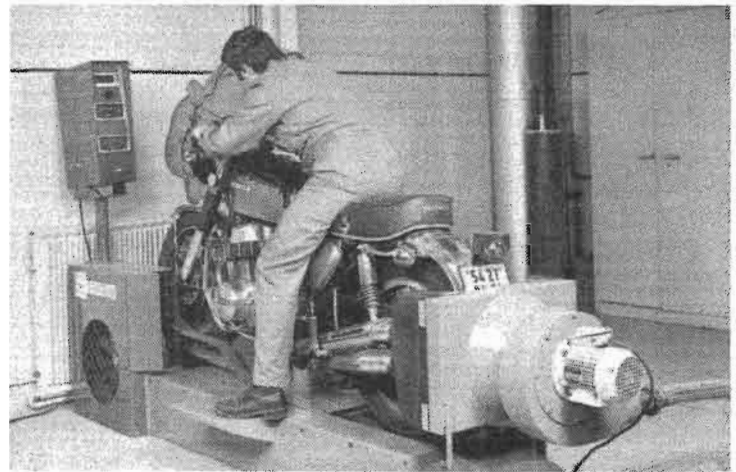


Fig. 7

amélioration que l'industrie électronique propose depuis une quinzaine d'années à l'automobile française, et qui a fini par être adoptée. Pour les possesseurs de Simca 1307-1308, plus d'échange de rupteur, les réglages d'allumage seront stables, ils conditionnent directement la consommation d'un véhicule.

Le schéma synoptique (fig. 4) montre qu'il ne s'agit pas d'un allumage à décharge capacitive, qui demeurera sans doute toujours trop cher pour les voitures de série. Le transistor employé est un RCA, fourni directement par Chrysler USA, seul l'allumeur et le boîtier amplificateur de tops magnétiques sont de fabrication française. Notons que DBA propose un équipement analogue.

Lucas, comme nous l'avons signalé a très sérieusement repris les divers compromis de la propulsion électrique des véhicules. Le moteur du minibus développe 50 CV sous une tension de 216 V. Il entraîne le véhicule sans l'aide d'une boîte de vitesse bien entendu, les variations de régime sont provoquées par un modulateur à thyristors. Le principal progrès porte sur les batteries, leur puissance massique est de 30 W/h par kg. (décharge en 2 heures) que l'on peut comparer aux 22 W/h par kg des batteries classiques.

En outre, le freinage avec récupération d'énergie a été amélioré ainsi que les mécanismes de transmission, afin de limiter au maximum l'énergie dissipée inutilement. Le

minibus (fig. 5) n'est qu'une adaptation du modèle transportant 34 voyageurs qui a couvert directement au début de l'année un trajet de 150 km entre Birmingham et Manchester. Affaire à suivre, la vitesse (de 80 km/h) étant l'un des arguments contre la propulsion électrique jusqu'à ce jour, se trouve éliminé ici.

SEV lui, reste fidèle à l'allumage mécanique par rupteur, mais en l'améliorant. Le plateau rupteur est rendu indépendant du corps de l'allumeur, avec réglage de l'écartement à l'aide d'une vis mollette (fig. 6). L'échange en est facilité, c'est une cassette rupteur que l'on installe. Mais nous préférons personnellement le déclenchement par tops magnétiques, où les

réglages et remplacements n'existent plus.

Chez Souriau, entre beaucoup d'appareils allant des plus simples aux bancs de test automatiques les plus sophistiqués, nous avons vu le banc d'essai de puissance pour motos (fig. 7) et le mesureur de consommation autonome 1440, permettant de vérifier sur route si celle-ci est convenable (fig. 8). Nous signalons à nouveau qu'une consommation excessive à deux organes : mauvais réglage de la carburation et (ou) mauvais réglage des circuits d'allumage. Il est maintenant très facile de remédier à ces défauts, grâce aux bancs d'analyse existant un peu partout, les tests diagnostics comportent le réglage de la carburation dans la série des opéra-

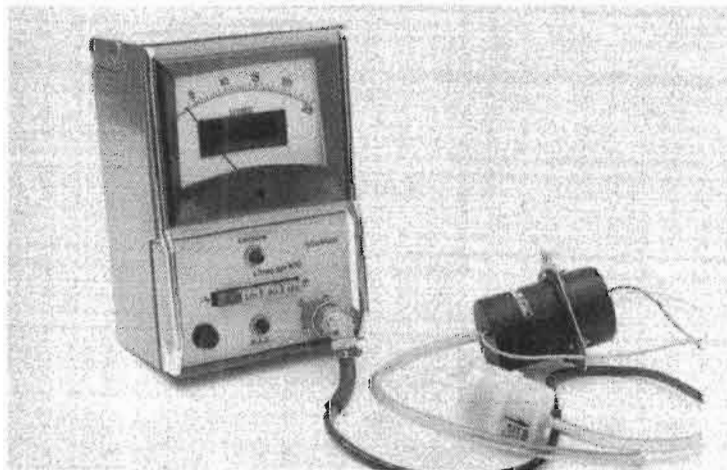


Fig. 8

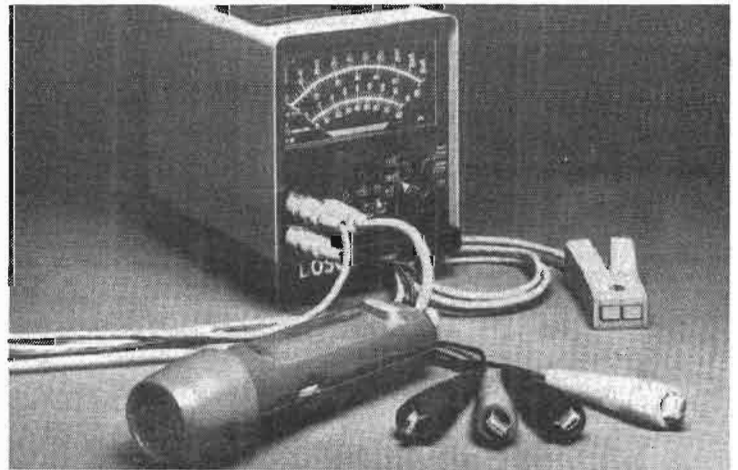


Fig. 9

tions, ainsi que celle de l'allumage, et pour une somme réduite.

Bosch offre une très large gamme d'équipements, des bancs de puissance aux « pocket testers », stroboscope guère plus gros qu'un stylo. Le « Motor tester » 00100 (fig. 9) est d'une manipulation très commode et bien conçue pour être le « contrôleur universel » du garagiste.

AUTO-RADIOS

Chez Philips, le RN642 lecteur de cassettes AM/FM est doté du dispositif de présélection « Super turnolock » ; il délivre 2 x 5,5 W (fig. 10).

Autovox, propose le récepteur AM/FM à recherche automatique muni d'un lecteur de cassettes (fig. 11). Originalité, c'est le moteur du magnéto-cassette qui est également utilisé lors de la recherche automatique.

Radiomatic n'existe plus, Artec prend sa succession en conservant le service de tous les anciens appareils vendus en après-vente. Les activités resteront consacrées aux autoradios, chaînes et télévision. 150 à 200 emplois seront ainsi conservés, au 87, rue Marceau à Montreuil.

Becker revient sur le marché français. Depuis 1973, il a amélioré sa position dans les ventes d'appareils haut de gamme. En outre les matériels destinés aux autocars sont conçus pour une installation évolutive, avec amplificateurs séparés, mono-stéréo, micro, adaptateur ondes courtes...

Blaupunkt met en vedette son supresseur de parasites ASU particulièrement utile pour la réception en stéréo. Un circuit intégré spécialement conçu à cet effet simplifie les opérations d'antiparasitage du véhicule, et les rend plus complètes. La protection contre tous les brouilleurs, enseignes-néon, câbles très haute tension etc., procède par comptage des impulsions parasites et élimination dans un circuit à coïncidence.

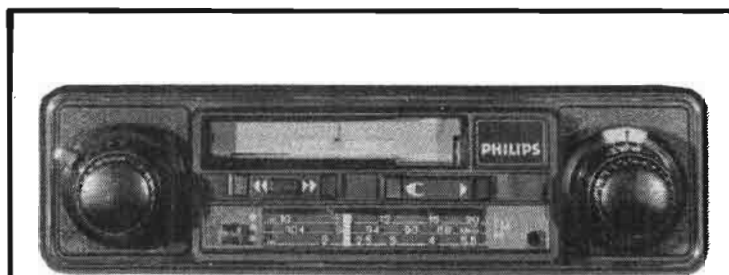


Fig. 10



Fig. 11

Statistiques d'immatriculations vélomoteurs et motocycles neufs importés France entière

7 MOIS 1975		MARQUES	7 MOIS 1974	
1	18 384	Honda	19 332	1
2	11 733	Yamaha	10 484	2
3	10 023	Suzuki	5 820	3
4	2 412	Kawasaki	2 622	4
5	1 759	BMW	1 953	5
6	1 698	M.Z.	1 450	6
7	1 298	Montessa	772	8
8	1 118	C.Z.	770	9
9	767	Ossa	488	11
10	614	Vespa	797	7
11	347	Ducati	468	12
12	144	Harley Davison	530	10
13	124	Norton	205	13
14	97	Jawa	149	15
15	68	Kreidler	114	16
16	60	Laverda	77	17
17	34	Triumph	70	18
18	22	Benelli	204	14
19	9	M.V.	-	-
20	7	Morini	65	19
21	2	Gilera	32	20
22	1	B.S.A.	4	21
22	1	Puch	2	23
22	1	Malanca	1	24
	2 744	Autres marques	1 921	
	53 467		48 334	
	2 591	(+) marques françaises	4 081	
	56 058	Grand total	52 415	

(+) dont Motobécane-Motoconfort : 7 mois 1975 : 1 899 ; 7 mois 1974 : 3 316.

Nous avons découvert un nouveau fabricant français d'auto-radios, la firme Anradec, qui exposait une dizaine d'appareils différents allant du bas au haut de gamme, et comportant lecteurs de cassettes incorporés.

CYCLES ET MOTOS

Autant les voitures de série paraissent semblables entre elles, autant il est facile de personnaliser un deux-roues, et pour des sommes non négligeables. La fantaisie et le bon goût présents sur les stands permettent à chacun d'habiller sur mesure son deux-roues. Les prix des diverses machines sont élevés, jusqu'à plus de 30 000 F !

Voici pour les fans, les statistiques officielles des immatriculations de moto, elles permettront d'alimenter les polémiques entre les tenants de telle ou telle autre marque japonaise.

Nous avons été particulièrement séduit par l'extrême variété des accessoires exposés par Bottelin-Dumoulin, porte-bagages, protège-moteur, cale-pied, ainsi que par leur fini irréprochable, et les carénages Polystructure, qui nous ont paru être les plus soignés parmi les multiples réalisations. Nous avons noté chez ce dernier constructeur un carénage fixe destiné aux petites cylindrées, de lignes réussies, et qui permettra aux « petits cubes » d'être aussi bien habillés que les gros.

THÉORIE ET PRATIQUE DES

RYTHMEURS ÉLECTRONIQUES

DANS de précédents articles, nous avons donné des indications générales sur les générateurs électroniques de rythmes.

Ces appareils, en tant que générateurs de « musique », peuvent être considérés dans cette catégorie, comme des réussites totales, car les signaux sonores qu'ils engendrent ne contredisent en rien les lois de la vraie musique, qui peut être classique, moderne, symphonique, de music-hall ou populaire.

Les rythmeurs peuvent être utilisés par des personnes inexpérimentées. La seule audition d'un rythme peut stimuler le compositeur pour la création de mélodies, si ce musicien possède quelques dons en la matière.

On décrira ici deux versions

d'un appareil proposé par SGS-ATES étudié dans les laboratoires de cette société, sis à Agrate (Italie), par les ingénieurs A. Battaiotto et G. Ronzi. On notera que sauf rares exceptions, les battements rythmés servent généralement d'accompagnement dans une formation musicale.

DEFINITION

Un générateur de rythmes fournit des impulsions se succédant selon le rythme choisi, parmi ceux que l'appareil peut fournir. Ces impulsions n'ont pas de tonalité définie, mais sont destinées à exciter des **générateurs de sons** et même, de bruits, pendant leur durée.

Ces générateurs de sons ou de bruits, se nomment en lan-

gage « electronico-musical » instruments.

Souvent, un même appareil peut contenir à la fois, les dispositifs de génération de rythmes et les instruments. Si n est le nombre des rythmes et p celui des instruments, de nombreuses combinaisons seront possibles, selon la conception de l'appareil.

Les impulsions de rythmes peuvent également attaquer un instrument électronique extérieur, par exemple un orgue.

L'organiste aura alors la possibilité de choisir sur son orgue, la note ou l'accord qui servira de support sonore au rythme choisi. Il pourra aussi donner à cette note, le timbre et l'enveloppe à l'aide des dispositifs incorporés dans l'orgue.

CREATION D'UN RYTHME

Le rythme est un phénomène périodique de période T et fréquence $f = 1/T$. Ce temps T peut être divisé en **mesures** selon le **tempo** du rythme. Par exemple : 4/4 : quatre mesures, 3/4 : trois mesures, etc.

Chaque mesure sera divisée, en **temps élémentaires** TE , A_0 à A_n , par exemple $32 = 4 \text{ fois } 8$ mesures, comme on le montre à la figure 1.

Les temps élémentaires TE successifs seront créés par un oscillateur-horloge.

En réunissant plusieurs temps élémentaires en un seul, on créera des battements (ou impulsions) de durée double ou triple et des silences.

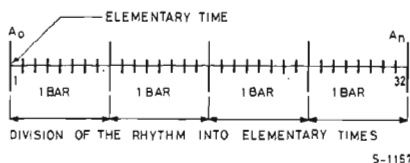


Fig. 1 : Division du rythme en temps élémentaires.

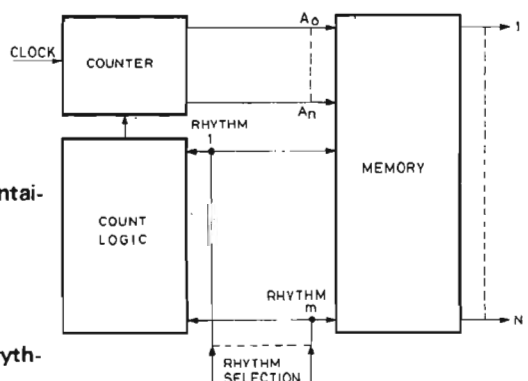


Fig. 2 : Bloc fonctionnel du générateur de rythmes.

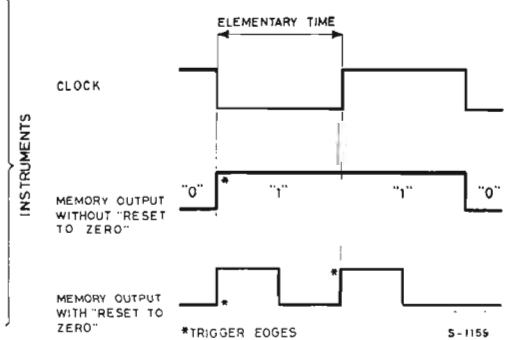


Fig. 3 : Conditions pour remise à zéro des sorties.

Plus le nombre n des temps élémentaires sera grand, plus il y aura de possibilités de créer des rythmes différents.

Soit par exemple un rythme à 4/4 composé de 4 mesures et de 32 temps élémentaires, donc 8 par mesure. On pourra alors obtenir des durées musicales de 1, 1/2, 1/4, 1/8, mais non de 1/16, 1/32, 1/64.

De même avec un rythme basé sur 2 mesures et 16 temps élémentaires chacune, donnera des battements de longueur 1, 1/2, 1/4, 1/8 et 1/16 mais non de 1/32 et 1/64 ou plus.

COMPOSITION D'UN RYTHMEUR

A la figure 2, on donne le diagramme de principe d'un générateur de rythmes.

On y trouve l'horloge, le compteur, le circuit logique de comptage, la mémoire et les instruments.

COMPTEUR

Il doit être capable de compter le nombre des temps élémentaires correspondant aux rythmes de 3/4, 4/4 et 5/4 éventuellement.

compter le nombre des temps élémentaires correspondant aux rythmes de 3/4, 4/4 et 5/4 éventuellement.

Il faut aussi que le compteur soit remis à sa position initiale (reset) pour obtenir la répétition du rythme. Ce « reset » sera produit après un certain nombre de comptages dépendant du rythme choisi.

Le comptage est déterminé par :

- 1) la durée minimum de battement du rythme ;
- 2) le nombre des mesures (« bar » en anglais) dans le rythme complet.

Voici au tableau I l'explication du système avec trois exemples.

Tableau I	
CAS I	
(a) Rythme 4/4, (b) Durée minimum de chaque battement : 1/16, (c) nombre des mesures par rythme : 2. Comptage : 16 temps élémentaires X 2 mesures = 32 temps élémentaires	
CAS II	
(a) Rythme 3/4, (b) Durée minimum de chaque battement 1/16, (c) Nombre des mesures par rythme : 2. Comptage : (16) x (3/4) x (2) = 24 temps élémentaires TE	
CAS III	
(a) Rythme 5/4, (b) Durée minimum de chaque battement : 1/16, (c) Nombre des mesures par rythme : 1. Comptage : (16) x (5/4) x (1) = 20 temps élémentaires.	

MEMOIRE

Elle est du type ROM et doit posséder des sorties de signaux permettant le « reset » après chaque rythme comme l'indique la figure 3.

En haut : les temps élémentaires de l'horloge.

Au milieu : signal de sortie de la mémoire sans reset.

En bas : signal de sortie de la mémoire avec reset.

Les signes * indiquent les signaux de déclenchement.

PROJET DE RYTHMEUR

Un rythmeur peut être réalisé avec des CI (circuits intégrés) ou des semi-conducteurs non intégrés (dit discrets), comme le montrent les figures 4A et 4B.

Le compteur peut être un

CI TTL et la mémoire un MOS, par exemple un M 240 (SGS-ATES) organisé en 512 notes de 8 bits. On pourra alors programmer 16 rythmes, sélectionnés sur les lignes A5, A6, A7 et A8, chacune constituée par 32 temps élémentaires. Le compteur commandera les lignes A0, A1, A2, A3 et A4.

Comme ce ROM n'a pas de sortie de reset (remise à zéro), il faudrait effectuer cette opération avec une horloge externe avant que les signaux soient appliqués aux oscillateurs des instruments.

A la place du CI, la mémoire et le décodeur du compteur, pourront être réalisés avec des transistors et des matrices à diodes et le retour à zéro sera effectué sur le décodeur.

Ce système nécessitera un grand nombre de diodes d'où le travail de montage long, complexe et onéreux.

LE RYTHMEUR IDEAL

Voici les caractéristiques principales d'un rythmeur idéal.

1) L'ensemble des circuits doit constituer un seul appareil.

2) Compteur permettant un comptage aussi élevé que possible. Pour un rythme contenant un nombre fixe de mesures, celui-ci pourra être subdivisé en des battements plus courts donc plus intéressants au point de vue musical.

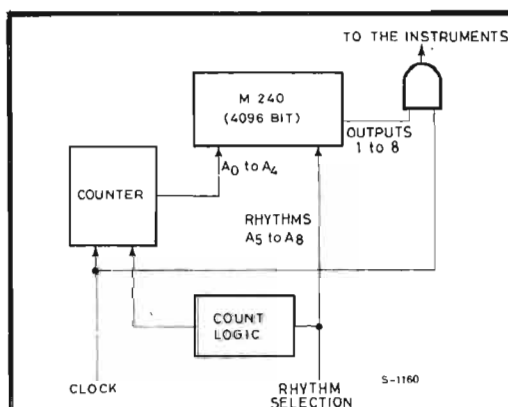


Fig. 4A : Système réalisé avec des CI.

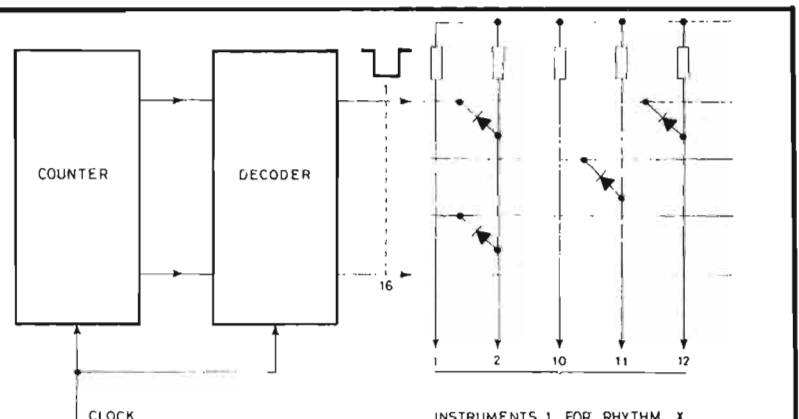


Fig. 4B : Système réalisé avec des semi-conducteurs discrets.

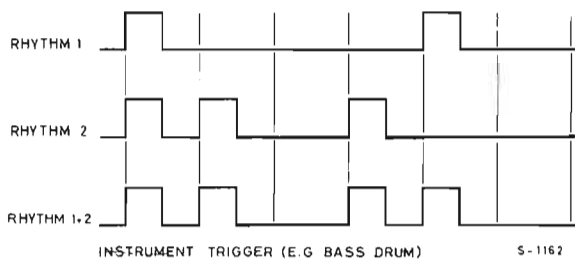


Fig. 5A : Combinaison de deux rythmes.

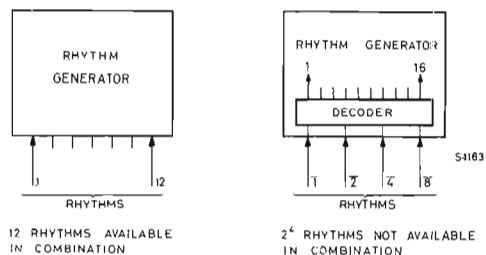


Fig. 5B : Rythmes superposés ou non.



Fig. 6 : Risque de pointes du décodeur.

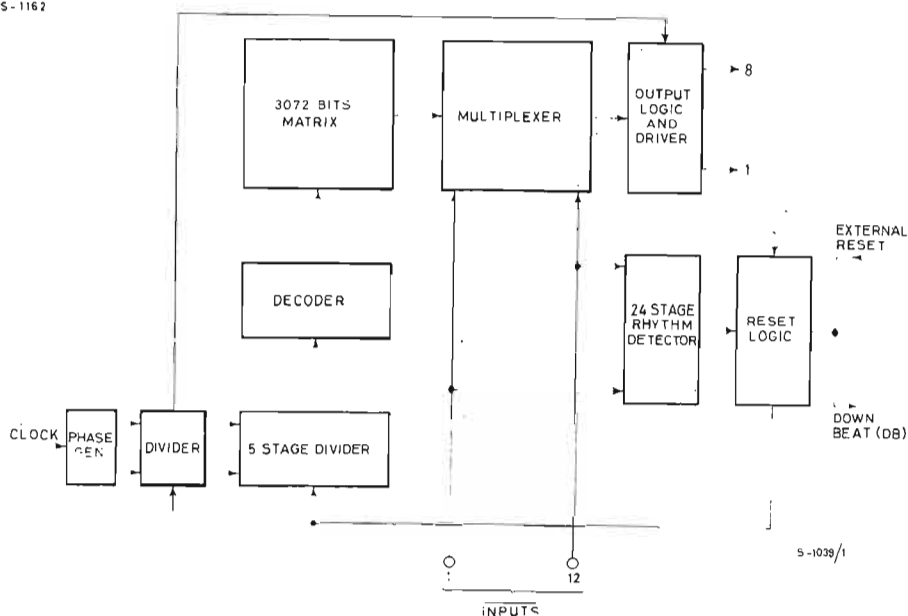


Fig. 7 : Schéma-bloc du M 253.

De même, pour un nombre de TE, le rythme pourra comporter un plus grand nombre de mesures pouvant être différentes, donc, également, effets musicaux plus variés.

3) Le système devra fournir un grand nombre de rythmes. Dans certaines conceptions on pourra superposer deux rythmes différents pour en faire un autre.

La superposition sera déterminée par le choix de l'instrument. Le principe de la superposition est montré aux figures 5A et 5B. Il s'agit d'addition de **niveaux** : $1 + 1 = 1$, $1 + 0 = 1$, $0 + 1 = 1$, $0 + 0 = 0$ (fig. 5A).

Pour la superposition, il faut qu'il y ait un plus grand nombre de points de terminaison (broches du CI), un par rythme.

En général, 12 rythmes différents est un nombre suffisant s'il y a possibilité de superposition et 15 à 16 dans le cas contraire.

4) Nombre élevé de sorties d'instruments. Pour chaque

rythme le nombre des instruments peut être de 3 à 6 tandis que 8 est rarement atteint.

5) Possibilité de programmation en 3/4, 4/4, 5/4, 6/8 et par conséquent, action de reset sur le compteur pour chaque rythme.

6) Pas de pointes de tension aux sorties de la mémoire dues à des états successifs décodés, car ces pointes pourraient provoquer les déclenchements des oscillateurs des « instruments ». Cela se voit sur la figure 6.

7) Possibilité de reset extérieur pour le départ du premier TE du premier battement, à l'aide de clés ou touches qui ont pour effet de maintenir le générateur de rythmes à zéro tant que la clé ou la touche est actionnée.

8) Fourniture du signal down-beat (DB) qui correspond au premier TE du premier battement de chaque rythme, ce qui permettra la synchronisation entre l'organiste et le compteur interne.

9) Le système doit être réa-

lisable selon une forme statique de logique avec fonctionnement du générateur de rythmes à basse fréquence (20 Hz).

10) Compatibilité avec les circuits logiques TTL et DTL, afin qu'il soit possible d'effectuer l'interface (adaptation) avec un oscillateur réalisé avec ces circuits.

11) Faible consommation (150 à 300 mW).

12) Une seule alimentation normalisée.

Compromis : un maximum de 12 TE, 8 instruments, 15 rythmes avec une capacité de mémoire de 3 840 bits (32 x 8 x 15). (BIT = chiffre binaire).

SOLUTION PROPOSEE PAR LA SGS-ATES

Deux CI sont actuellement proposés par la SGS-ATES, le M 253 et le M 252. Dans le M 253 :

- 12 rythmes pouvant se superposer.
- 3 instruments pour 3/4 ou

4/4 ou 7 instruments pour n'importe quel temps.

- Maximum de 32 TE
- Reset externe.
- Sortie DB (down-beat).
- Circuit interne anti-pointes.
- Une seule alimentation.
- Dissipation minimum : 100 mW.
- Interface directe avec TTL et DTL.
- Brochage compatible avec celui du M 250.
- Couplage direct intégralement prévu.
- Boîtier 24 broches plastique ou céramique.

Dans le cas du M 252 :

- 15 rythmes.
- 8 instruments pour 3/4 ou 4/4 ou 7 instruments pour n'importe quel temps.
- 32 TE au maximum.
- Reset externe.
- Sortie down-beat (DB).
- Circuit interne anti-pointes.
- Alimentation unique.
- Dissipation 100 mW.
- Interface directe à l'entrée avec TTL et DTL.

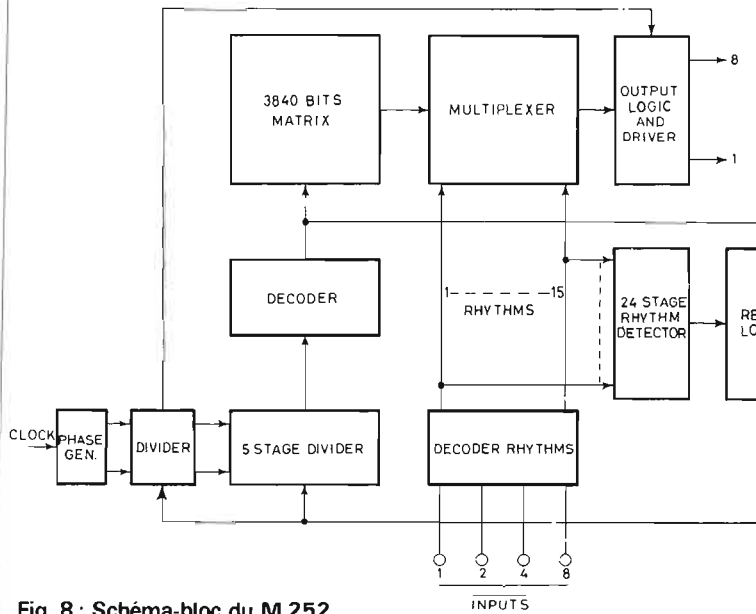


Fig. 8 : Schéma-bloc du M 252.

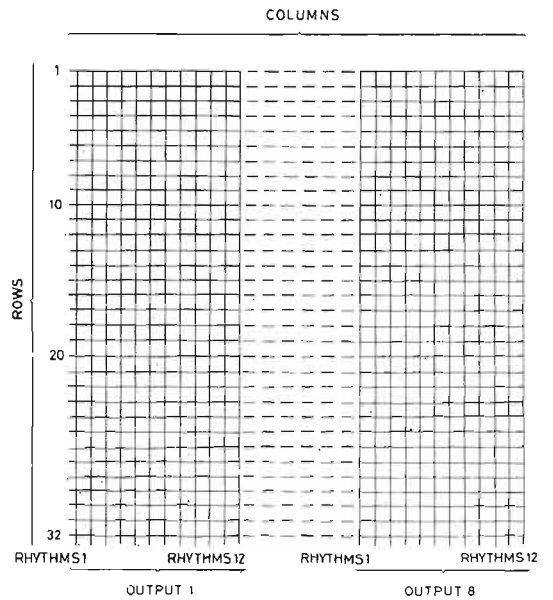


Fig. 9 : Organisation d'une matrice.

- Couplage direct intégral.
- Boîtier 16 broches plastique ou céramique.

APPLICATION AVEC M 253 (figures 7 et 8)

Le générateur de phase utilise le signal de l'horloge et produit deux phases sans recouvrement, qui commandent le diviseur qui suit.

Ce diviseur crée un signal de reset des sorties. La largeur de l'impulsion est indépendante du rapport cyclique du signal d'horloge.

Les signaux de sortie du diviseur servent également

comme signaux d'attaque du premier étage du compteur-diviseur à cinq étages qui utilise des flip-flop maître-esclave.

Ensuite, les signaux aux divers états du compteur sont décodés afin de commander les rangées de la matrice de mémoire.

Les colonnes de la matrice sont divisées en 12 groupes de 8, représentant 12 rythmes et 8 instruments (voir fig. 9). Remarquer les temps élémentaires de 1 à 32.

Dans un cas particulier, le 24^e TE est décodé et combiné logiquement avec les rythmes 3/4 et utilisé pour le reset

interne du compteur pour les rythmes programmés en 3/4.

Le dispositif est donc programmable en 4/4 avec 32 TE et en 3/4 avec 24 TE.

Si le rythme est programmé sur une seule mesure, l'intervalle peut être aussi court que 1/32, d'où plus grande diversité de rythmes au point de vue musical.

Le compteur peut aussi être remis à zéro par un signal extérieur provenant directement de la sortie du M 253 lui-même. En sacrifiant un instrument, son signal servira à la remise à zéro en n'importe quelle position pour

des temps autres que 3/4 ou 4/4.

Ainsi, comme on peut le voir sur la figure 10, si l'on désire le reset à l'état n pour un rythme X, un battement doit être programmé au temps élémentaire n + 1 à la sortie du rythme utilisé pour cette remise à zéro.

Cette sortie étant connectée à l'entrée de reset externe, remet le compteur immédiatement à zéro et fait disparaître le signal de reset normal.

Les colonnes de la matrice sont validées seules, ou par groupes, les rythmes pouvant, avec le M 253, se superposer

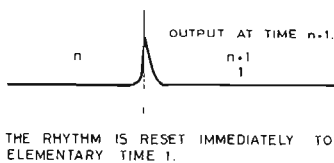


Fig. 10 : Reset à l'état n.

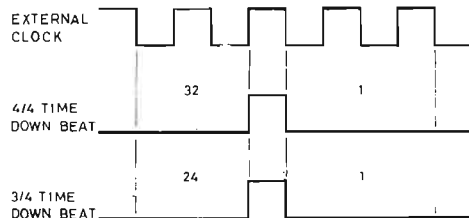


Fig. 11 : Temporisation down-beat (DB) et durée.

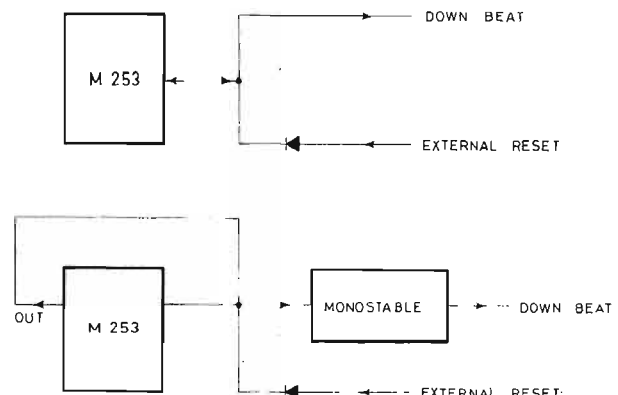


Fig. 12 : Emploi du signal DB.

par l'intermédiaire d'un circuit tampon (buffer) qui connecte le rythme à additionner.

Sur la figure 5A on a montré l'addition logique des battements des deux rythmes.

Lorsqu'un des rythmes est à 24 TE, c'est celui-ci qui commande le reset pour le rythme résultant des deux rythmes composants additionnés.

Les signaux retardés décodés du 24^e état (3/4) ou 32^e (4/4) sont utilisés comme signaux « down beat » DB, qui servent de signaux de départ pour indiquer le premier battement de la première mesure (fig. 11).

A la figure 12, on montre l'emploi d'une diode pour séparer les deux signaux.

S'il s'agit de rythmes autres que 3/4 et 4/4, les impulsions présentes à la sortie connectée au reset externe, peuvent être utilisées pour déclencher un circuit monostable, dont la sortie donnera le signal down-beat (DB).

Si aucun rythme n'est sélectionné, le signal DB est présent et le compteur compte jusqu'à 32 (voir fig. 13).

APPLICATION AVEC M 252

La plupart des dispositifs décrits pour le M 253 sont également valables pour le M 252 : le générateur de phase, le compteur, la matrice, la sortie et la logique de reset, ainsi que décodeur du 24^e état pour le temps 3/4.

La différence réside dans les entrées de commandes des rythmes qui sont en logique binaire et utilisent le code du tableau 2.

Il y a impossibilité de choisir deux codes différents en même temps, donc se superposer deux rythmes.

Un mot de code est utilisé pour indiquer « pas de rythme sélectionné ». Le signal DB est alors présent et le compteur compte à 32.

Le rapport cyclique du signal d'horloge de 50 % n'est pas obligatoire.

Tableau 2

Rythme	CODE				Rythme obtenu
	Entrée 8	Entrée 4	Entrée 2	Entrée 1	
1	1	1	1	0	Valse Valse de jazz Tango
2	1	1	0	1	
3	1	1	0	0	
4	1	0	1	1	Marche Swing Foxtrot
5	1	0	1	0	
6	1	0	0	1	
7	1	0	0	0	Slow Rock Rock Pop Shuffle
8	0	1	1	1	
9	0	1	1	0	
10	0	1	0	1	Mambo Biguine Cha Cha
11	0	1	0	0	
12	0	0	1	1	
13	0	0	1	0	Bajon Samba Bossa Nova
14	0	0	0	1	
15	0	0	0	0	
Pas de rythme sélectionné	1	1	1	1	-

Tableau 3

Horloge :

I_{L1} = courant de fuite d'entrée ($V_i = V_{SS} - 10 V$) $T_{amb} = 25^\circ C$
10 μA

Reset externe :

R_{IN} = résistance interne vers V_{GG} ($V_o = V_{SS} - 5 V$)..... 400 à 600 k Ω

Sorties :

R_{ON} = résistance de sortie ($V_o = V_{SS} - 1$ à V_{SS})..... 250 à 500 Ω

Dissipation :

I_{gg} = courant et alimentation à $25^\circ C$ 7 à 15 mA

Les caractéristiques dynamiques des CI cités sont donnés au tableau 4. Logique positive, $V_{GG} = V_{SS} - (16 V \text{ à } +18 V)$, $T_{amb} = 0$ à $70^\circ C$, sauf indication différente.

Tableau 4

Paramètre	Valeur
f = fréq. horloge.....	continu à 100 kHz
largeur de l'impulsion.....	5 μs
temps de montée.....	100 μs
temps de descente.....	100 μs
reset externe, largeur de l'impulsion.....	5 μs

Tableau 5 (valeurs absolues maxima)

V_{GG}^* : tension d'alimentation.....	-20 à +0,3 V
V_i^* : tension d'entrée.....	-20 à +0,3 V
I_o : courant total par une broche quelconque.....	3 mA
T_{sig} : température de stockage.....	45 à +150 $^\circ C$
T_{op} : température de fonctionnement.....	0 à 70 $^\circ C$

ALIMENTATION ET CARACTERISTIQUES MAXIMA

Les deux points de branchement des CI M 252 et M 253, sont désignés par V_{SS} et V_{GG} , le plus positif étant V_{SS} .

Si $V_{GG} = 0$, on a $V_{SS} = +17$ V. Si $V_{SS} = +5$ V, on a $V_{GG} = -12$ V, la masse étant alors à zéro volt.

D'une manière générale, on devra avoir au maximum, $V_{SS} - V_{GG} = 17 \pm 1$ V (tolérance ± 1 V).

Les caractéristiques statiques en logique positive, sont données ci-après (tableau 3), avec les conditions suivantes :

$V_{GG} = -11,4$ à -12 V, $V_{SS} = 4,75$ à $5,25$ V, $T_{amb} = 0$ à 70 °C, sauf mention différente.

Voir tableaux 3 et 4.

Lors des montages interface, il faudra respecter les caractéristiques maxima absolues, données au tableau 5.

Les valeurs par rapport au niveau de V_{SS} sont désignées par le signe *.

Voir tableau 5.

Les tensions, températures et courants ne devront jamais dépasser les valeurs maxima absolues même momentanément, sous peine de voir le CI endommagé en permanence.

Il est important de tenir compte des surtensions positives par rapport à V_{SS} (voir fig. 14).

On les observera à l'oscilloscope.

Un niveau fixe positif de 300 mV au-dessus de V_{SS} peut probablement endommager le circuit.

ENCODEURS

En ce qui concerne le M 252, le décodeur peut être choisi parmi plusieurs versions : mécanique, matrice à diodes, à circuits TTL, à circuits COS/MOS.

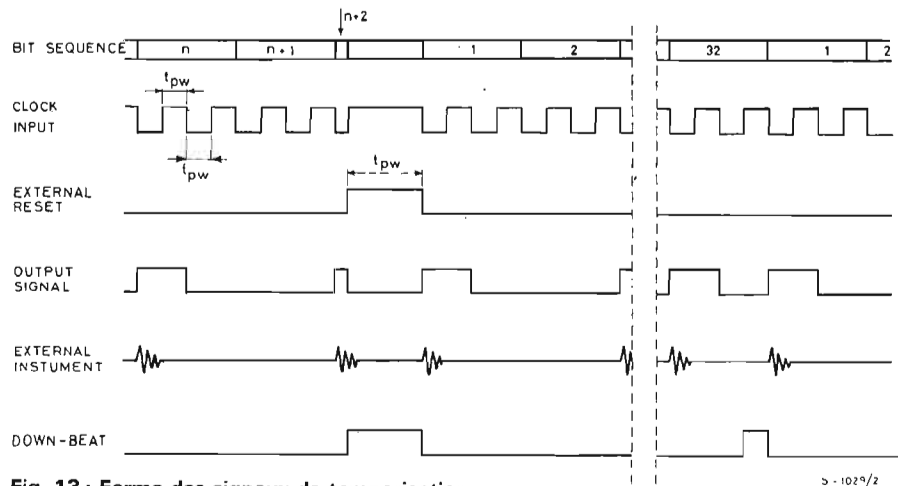


Fig. 13 : Forme des signaux de temporisation.

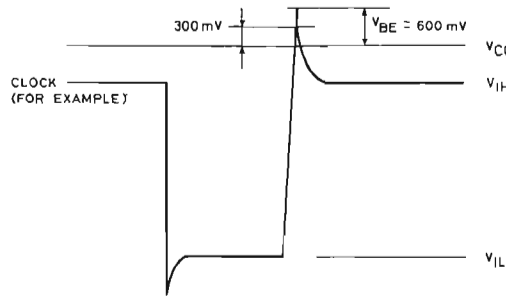


Fig. 14 : Surtension positive.

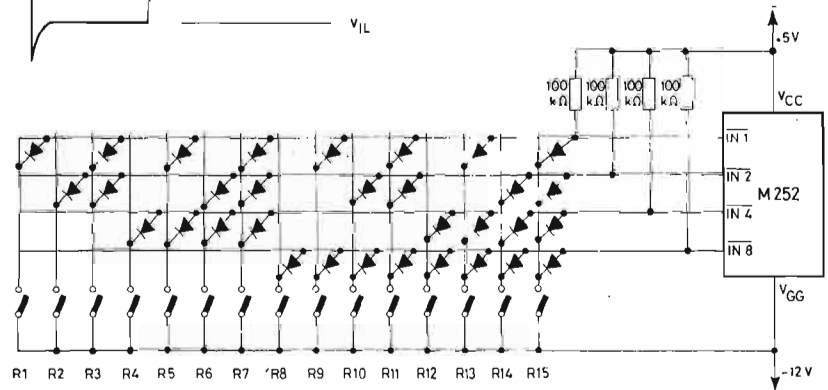


Fig. 15 : Codeur à diodes.

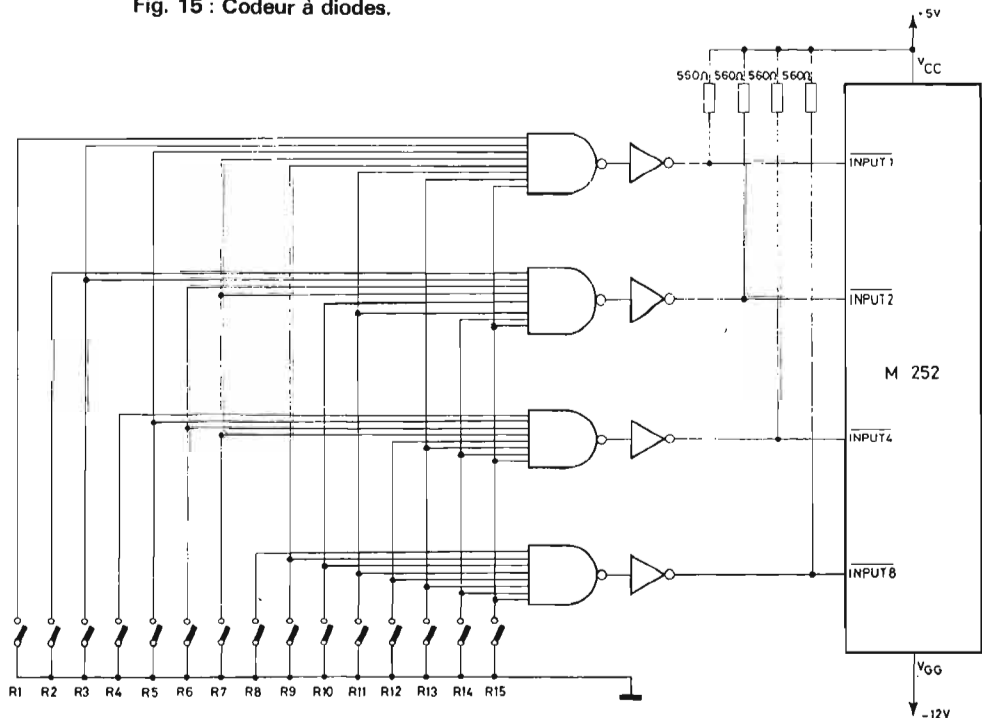


Fig. 16 : Codeur à TTL.

H 102. Alimentation de +5 V et -12 V.

La lampe DB restera allumée pendant 350 ms au début de chaque mesure.

Voici encore à la **figure 21**, le montage de l'horloge et du down beat à transistors discrets. Réglage de la période entre 30 et 200 ms avec le potentiomètre de 10 kΩ représenté à gauche sur le schéma.

Durée de la lumière 350 ms à partir du début de chaque mesure.

SIMULATEURS D'INSTRUMENTS

Un simulateur (ou imitateur) d'instrument à percussion pour un rythme à 15 rythmes est inclus dans le schéma de la **figure 32**, commenté plus loin. Il utilise des COS/MOS.

A la **figure 22**, on donne le schéma d'un simulateur d'instrument à percussion à transistor BC 208 A.

Ce montage est intéressant par sa simplicité et son prix de revient modique.

On reconnaît aisément le montage d'un oscillateur en double T, donnant des signaux sinusoïdaux.

L'oscillation est arrêtée, grâce à une polarisation réalisée avec le potentiomètre de 2,5 kΩ du circuit d'émetteur du transistor NPN.

Un signal à impulsion étant appliqué à l'entrée, l'oscillateur fonctionne et fournit le signal à la sortie avec des durées égales à celles du signal d'entrée.

Avec les valeurs du schéma, cette oscillateur peut simuler le Bongo. Les instruments suivants : conga, tambour - basse, claves, etc. ; peuvent être simulés avec d'autres valeurs des capacités que celles de 15, 15 et 33 nF du schéma.

Plus ces capacités seront augmentées, plus le son sera grave. Par exemple avec 30 nF et 66 nF, la fréquence du son sera moitié.

(à suivre)
F. JUSTER

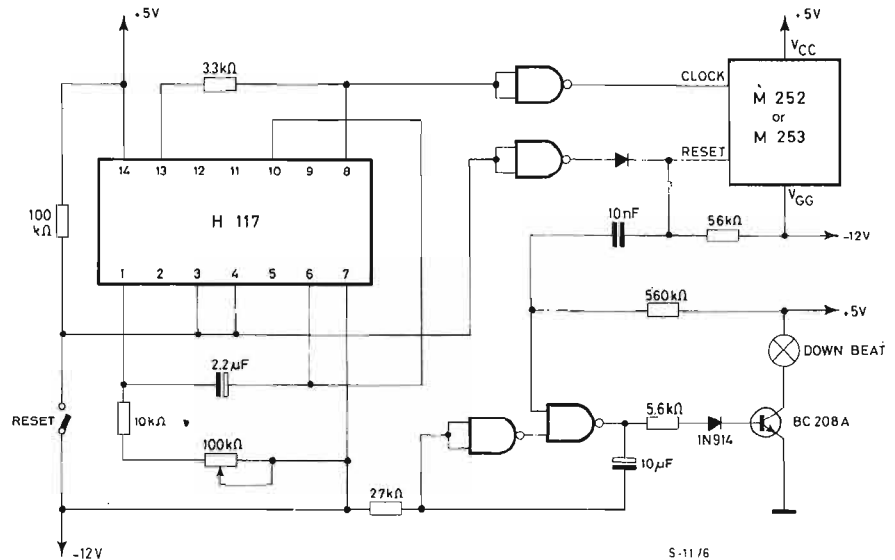


Fig. 20 : Générateur d'horloge et DB avec HLL.

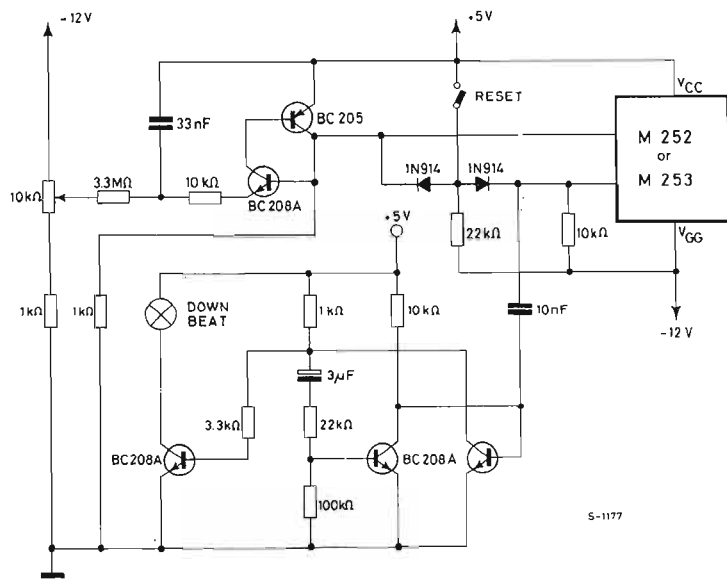


Fig. 21 : Générateur d'horloge et DB avec composants discrets.

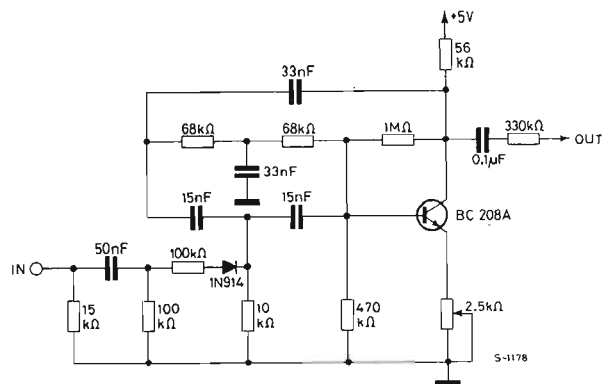


Fig. 22 : Simulateur d'instruments à percussion, à transistors.

OSCILLATEURS

POUR ORGUES ELECTRONIQUES

A PARTIR DU CIRCUIT INTEGRE SAA 1030

DEPUIS quelques années existent sur le marché des CI pour orgues électroniques destinés à produire les 12 tons de l'octave la plus élevée, selon une échelle tempérée régulière, à partir d'une fréquence d'horloge de l'ordre du MHz. ITT Semiconducteurs propose maintenant le SAA 1030, qui présente un certain nombre d'avantages par rapport à ses prédécesseurs (SAH 190, par exemple).

En effet, un seul oscillateur HF (dans le cas le plus simple un transistor) suffit pour former avec le SAA 1030 un générateur complet. Le SAA 1030 délivre encore un 13^e ton, à une octave d'intervalle par rapport au ton le plus élevé, pour faciliter la conception de l'orgue : en effet les claviers ont le plus souvent 37 touches (= 3 octaves plus une note) ou 61 touches (= 5 octaves plus une note). Le nouveau circuit a permis de diminuer le bruit provoqué par le procédé de « masquage » ou suppression, utilisé pour la division de fréquence.

La forme et l'amplitude du signal d'horloge sont établies dans les données techniques. Certaines spécifications concernant la plage de réglage, la tenue en température et les coûts de fabrication varient selon le projet. Pour cette raison, après les caractéristiques techniques du

Données techniques du SAA 1030 [1]							
Brochage							
1	masse, 0	5	f_9	9	V_{DD}	13	f_8
2	f_7	6	f_6	10	V_t	14	f_{11}
3	f_3	7	f_1	11	f_2	15	f_4
4	f_{12}	8	f_{13}	12	f_5	16	f_{10}
Toutes les données de tension se réfèrent à la broche 1.				Fig. 1. - SAA 1030 en boîtier plastique DIL			
Valeurs limites							
Tension à toutes les broches		V_x	- 24... + 0,3			V	
Courants de sortie		$I_2 \dots I_8$, $I_{11} \dots I_{16}$	- 10			mA	
Température ambiante		T_{amb}	-10 ... + 60			°C	
Température de stockage		T_s	- 30 ... + 125			°C	
Valeurs conseillées							
Tension drain		- V_9	20 (19... 21)			V	
Tension horloge		- V_t	8 (6... 10)			V	
Taux d'impulsion de la tension horloge (cf. fig. 3)		t_i/T_i	0,4... 0,6				
Temps de montée et de chute de la tension horloge, 10 % ... 90 % à 5 MHz (cf. fig. 2)		t_r, t_f	50			nS	
Courants de sortie		$I_2 \dots I_8$, $I_{11} \dots I_{16}$	- 3			mA	
Caractéristiques							
à - $V_9 = 20$ V, - $V_t = 8$ V, $t_i/T_i = 0,5$, $f_1 = 4,68864$ MHz, $I_2 \dots I_8 = I_{11} \dots I_{16} = -2$ mA, $T_{amb} = 25$ °C							
Tension de sortie à l'état High (cf. fig. 3)		V_{OH}	- 0,5			V	
Résistance de sortie		r_o	250			Ω	
Taux d'impulsion de la tension de sortie (cf. fig. 3)		t_o/T_o	0,5				
Déviation des tons par rapport à l'échelle tempérée		$\pm \frac{\Delta f_o}{f_o}$	0,011			%	
Résistance d'entrée broche 10		r_{10}/I	> 1			MΩ	
Capacité d'entrée broche 10		C_{10}/I	< 10			pF	
Consommation		I_9	- 18			mA	

SAA 1030, nous proposons quelques exemples de générateurs avec des oscillateurs différents, qui seront dimensionnés en fonction du projet.

Les circuits décrits peuvent être utilisés dans d'autres applications à base de générateurs de signaux carrés dans la page 1... 10 MHz.

Lors de la conception de l'oscillateur d'horloge, il faut particulièrement tenir compte de l'impédance d'entrée r_{101} , de la tension de seuil V_s à l'entrée du CI et de la forme du signal d'horloge requise. D'après les données techniques, on constate qu'un oscillateur LC à un transistor suffit pour commander le SAA 1030. Les 13 sorties du CI comportent des FETs, dont les sources sont branchées à la masse (broche 1) et dont les drains sont aux sorties. Un signal de sortie est donc obtenu lorsque des résistances de charge sont branchées aux sorties et sous une tension négative par rapport à la broche 1. Les résistances de charge peuvent être les impédances des entrées d'un diviseur à octaves, du type SAJ 110 [2].

OSCILLATEUR D'HORLOGE SIMPLE

La figure 4 représente un oscillateur d'horloge LC très simple, mais parfaitement adéquat. Le SAA 1030 est commandé par une tension délivrée par le collecteur du BC 172 B, tension quasi rectangulaire dont la valeur de crête se situe à -9 V par rapport au pôle positif de l'alimentation. A l'aide d'une tension alternative à très basse fréquence de 5... 10 Hz, on peut, à travers l'entrée vib. devient cependant moins linéaire en fréquence de l'oscillateur, pour obtenir un effet vibrato par décalage du point de travail. La polarité du condensateur de couplage de 10 μ F sera déterminée par la valeur moyenne en tension continue de la tension vibrato.

FRÉQUENCES DE SORTIE ET DÉVIATIONS DU SAA 1030 pour $f_1 = 4,68864$ MHz

fréquence	ton	broche	fréquence de sortie Hz	déviaton relative de la fréquence en % (1)	rapport de division moyen f_i/f_n
f_1	do 8	7	8 372,57	0,007	560,00
f_2	si 7	11	7 902,70	0,007	593,30
f_3	la 7	3	7 459,22	0,008	628,57
f_4	la 7	15	7 040,00	0	666,00
f_5	sol 7	12	6 644,90	0	705,60
f_6	sol 7	6	6 272,01	0,001	747,55
f_7	fa 7	2	5 920,00	0,002	792,00
f_8	fa 7	13	5 587,77	0,002	839,09
f_9	mi 7	5	5 274,19	0,003	888,00
f_{10}	ré 7	16	4 977,33	- 0,014	942,00
f_{11}	ré 7	14	4 697,99	- 0,014	998,01
f_{12}	do 7	4	4 434,35	- 0,013	1 057,35
f_{13}	do 7	8	4 186,29	0,007	1 120,00

(1) par rapport à l'accord tempéré régulier utilisé de nos jours, le rapport entre deux demi-tons étant de : $12\sqrt[12]{2} (\approx 1,0595)$

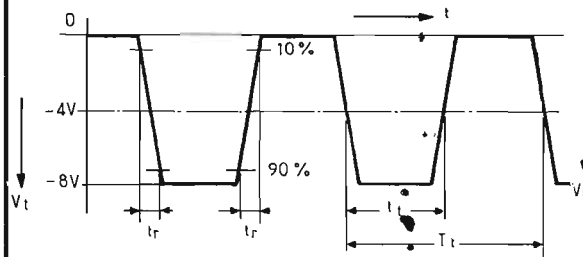


Fig. 2. - Forme du signal d'horloge.

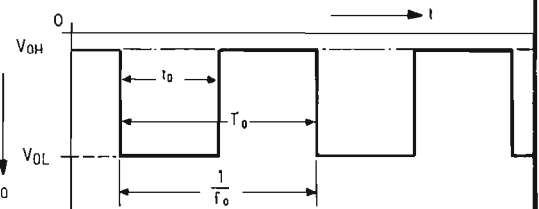


Fig. 3. - Forme du signal de sortie. Les sorties sont les drains des transistors « Open-Drain ». La valeur de V_{0L} dépend donc de la tension à laquelle est branchée la charge.

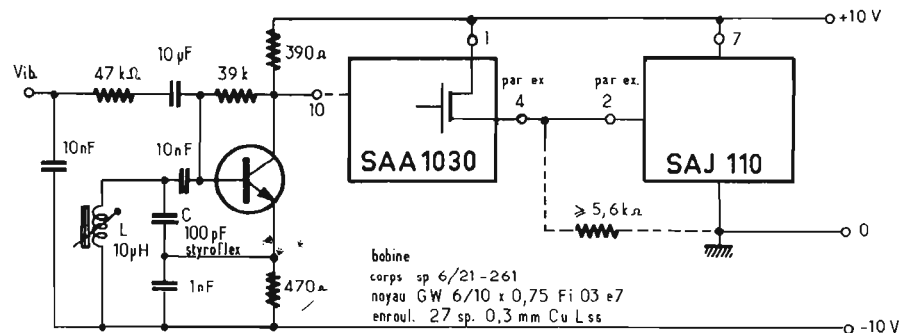


Fig. 4. - Oscillateur d'horloge LC avec le générateur 12 tons SAA 1030 et un diviseur de fréquence SAJ 110.

Données de l'oscillateur figure 4

Fréquence	f_1	4... 5	MHz
Consommation	I	10	mA
Condensateur styroflex	C_1	100	pF
Bobine	L	10	μ H
Tension de vibrato pour $\Delta f/f_1 = 1\%$	V_{vib}	1	V
Tracé linéaire de l'entrée jusqu'à $\Delta f/f_1$		4	%
Coefficient de température de la fréquence dans la plage 0 ... 60 °C	$f_1 \cdot \frac{\Delta f_1}{\Delta T_{amb}}$	10^{-4}	C^{-1}
Rapport entre la fréquence et la tension d'alimentation	$\frac{\Delta f_1}{f_1 \cdot \Delta V_B}$	10^{-3}	V^{-1}

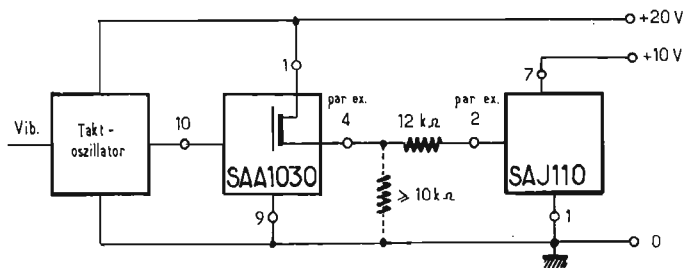


Fig. 5. - Schéma synoptique du générateur figure 4 mais avec deux tensions positives.

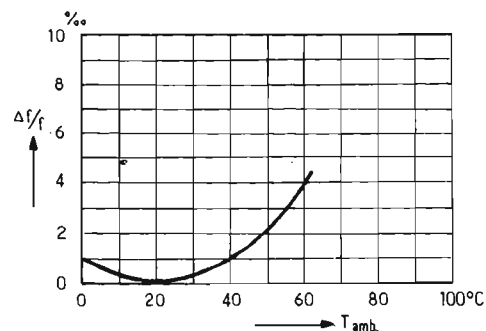


Fig. 6. - Tenue en température de l'oscillateur LC figure 4.

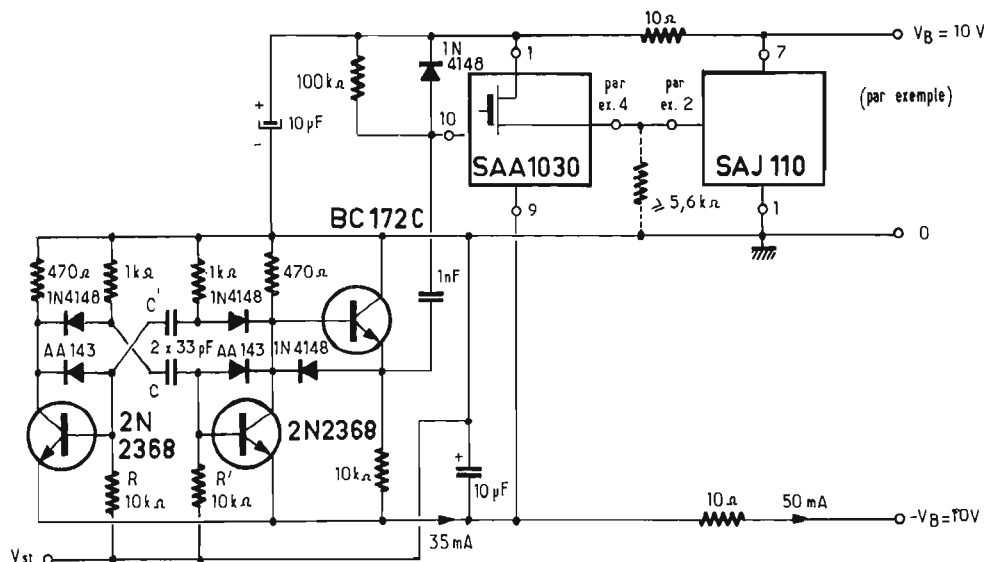


Fig. 7. - Multivibrateur rapide comme oscillateur.

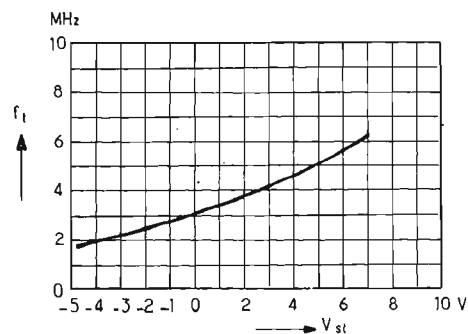


Fig. 8. - Fréquence d'horloge de l'oscillateur figure 7 en fonction de la tension de commande.

La figure 6 présente l'allure en température de l'oscillateur LC avec les composants proposés.

Pour diviser la fréquence d'horloge par deux, on peut donner à C une valeur de 390 pF, ou même brancher en parallèle à la bobine un condensateur ajustable de 300 pF permettant de commuter d'une octave. L'entrée vig. devient cependant moins sensible à cause de l'augmentation de la capacité parallèle.

Le montage de la figure 4 est conçu pour un orgue disposant de tensions d'alimentation positive et négative de 10 V chacune, de sorte qu'on ait le potentiel de 20 V nécessaire au SAA 1030. Ces 20 V alimentent également l'oscillateur, de sorte que le CI est branché directement sur les diviseurs de fréquence SAJ 110. On peut encore brancher aux sorties du SAA 1030 une résistance de 5,6 kΩ (en poin-

tillé sur le schéma) correspondant à une consommation de 2 mA.

La figure 5 propose une variante où l'on dispose d'une tension positive de 10 V et d'une autre de 20 V par rapport à la masse.

MULTIVIBRATEUR RAPIDE COMME OSCILLATEUR

Certains effets, par exemple le « glissando », le « slalom » requièrent un décalage de l'accord de base de l'orgue d'une octave ou plus, et ce à l'aide d'une tension de commande. Cette possibilité est offerte par un multivibrateur instable utilisé comme générateur de la fréquence d'horloge [3] : en effet, la fréquence du multivibrateur, dans ce cas dans la plage 2... 5 MHz, peut être réglée par une tension de commande délivrée aux résis-

tances série à la base : figure 7.

Pour préserver la tension rectangulaire à ces fréquences élevées, on utilisera des transistors rapides du type 2N 2368. Deux diodes 1N 4148 séparent chacune dans la phase inverse le condensateur de 33 pF C ou C' de la résistance collecteur, de sorte qu'il ne soit pas chargé pendant cette durée. Deux diodes au Germanium AA 143 branchées entre le collecteur et la base empêchent la saturation du transistor commuté, saturation qui entraîne le prolongement du temps de recouvrement inverse. Le signal rectangulaire délivré par une des résistances collecteur de 470 Ω est transmis au convertisseur d'impédance formé par le transistor « émetteur-suiveur » BC 172 B. Une troisième diode 1N 4148 entre l'émetteur et la base en abaisse la résistance à l'état

Low. L'oscillateur est branché entre la tension négative et 0, de sorte que la fréquence est réglée par une tension de commande V_{st} de ± 5 V par rapport à 0, délivrée aux résistances base R et R'. Pour cette raison, le signal est transmis à l'entrée du SAA 1030 à travers un condensateur et branché à la tension d'alimentation positive à travers une diode 1N 4148, de sorte que le SAA 1030 reçoive une tension carrée négative de 9 V env. Si la tension de commande est égale à 0 (V_{st} sur 0), la fréquence est obtenue par l'équation :

$$f_1 \text{ (MHz)} \approx \frac{1000}{C/\text{pF} \cdot R \text{ /k}\Omega}$$

avec $R = R' = 3,3 \dots 33 \text{ k}\Omega$ et $C = 22 \dots 68 \text{ pF}$. Ce multivibrateur fonctionne encore à des fréquences supérieures à 10 MHz. La figure 8 présente le tracé de la fréquence en fonction de la tension de

commande, la figure 9 l'influence de la température et la figure 10, celle de la tension d'alimentation.

L'effet vibrato est obtenu en superposant une tension vibrato de 5 ... 7 Hz à la tension de commande V_{st} . Si l'on branche le multivibrateur entre 0 et la tension d'alimentation positive, on peut brancher l'entrée 10 du SAA 1030 directement à l'émetteur du BC 172 C, la tension de commande devant alors être prélevée de la tension d'alimentation positive + V_B .

OSCILLATEUR BON MARCHÉ À BASE DE TTL

Cet exemple répond au souhait d'obtenir un oscillateur à bas prix, dont la fréquence peut également être décalée d'une octave au moyen d'une tension de commande. Si la constante en fréquence n'est pas une valeur

Fréquence	f_t	2 ... 5	MHz
Consommation	I	35	mA
Condensateur Styroflex	déterminant C, C'	33	pF
Résistances	la fréquence R, R'	10	k Ω
Fonction fréquence/tension de commande	$\frac{\Delta f_t}{\Delta V_{st}}$	0,3	MHz/V
Coefficient de température de la fréquence d'horloge dans la plage $T_{amb} = 0 \dots 60 \text{ }^\circ\text{C}$	$\frac{\Delta f_t}{f_t \cdot \Delta T_{amb}}$	10^{-3}	$^\circ\text{C}^{-1}$
Fonction fréquence d'horloge tension d'alimentation	$\frac{\Delta f_t}{f_t \cdot \Delta V_B}$	$25 \cdot 10^{-3}$	V $^{-1}$

trop critique, on peut réaliser un tel oscillateur à partir d'inverseurs NAND : celui de la figure 11 se compose de deux inverseurs G2 et G4 croisés, qui forment ainsi un multivibrateur instable. Les inverseurs G1 et G3 et la résistance R' de 2,2 k Ω assurent le démarrage des oscillations jusqu'à des fréquences de l'ordre de 30 MHz. Pour obtenir la variation de la fréquence, les résistances R et R' ne sont pas sur 0 mais connec-

tées à une résistance commune de 150 Ω . Une chute de tension supplémentaire peut être obtenue par une tension de commande V_{st} (0... 10 V) à travers une résistance de 1 k Ω ou une tension alternative V_{vib} à travers une résistance de 4,7 k Ω et un condensateur de 100 μF . La figure 12 présente le tracé de la fréquence en fonction de la tension de commande. Cette courbe peut se décaler en parallèle suivant l'équation :

$C/\mu\text{F} = C'/\mu\text{F} \approx 400/f_{10}/\text{Hz}$, f_{10} étant la fréquence d'horloge pour $V_{st} = 0$.

Les caractéristiques des transistors intégrés des inverseurs varient suivant les exemplaires. On peut par conséquent constater des variations de l'ordre de 15 %, dues également à la température (fig. 13).

Ce circuit n'est donc utilisable que dans les organes jouets ou pour l'expérimentation.

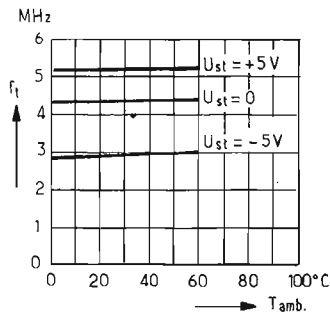


Fig. 9. - Tenue en température de l'oscillateur figure 7, V_{st} en paramètre.

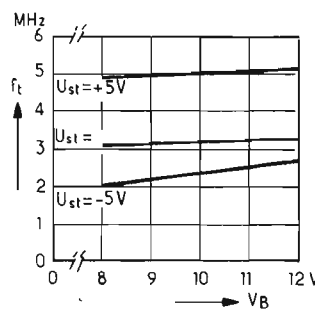


Fig. 10

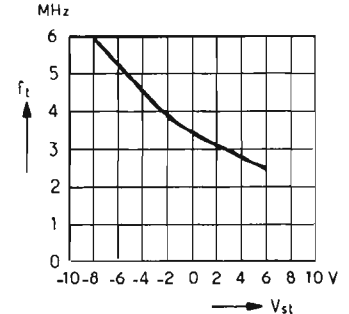


Fig. 12. - Fréquence d'horloge du multivibrateur figure 11 en fonction de V_{st} .



Fig. 11. - Multivibrateur à base d'inverseurs comme générateurs d'horloge.

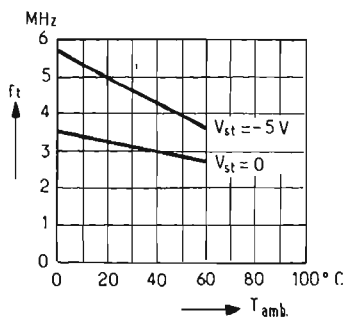


Fig. 13. - Tenue en température du multivibrateur figure 13, V_{st} en paramètre.

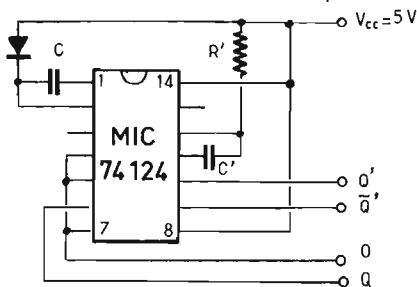


Fig. 14. - Générateur rectangulaire à base de deux monostables TTL intégrés croisés (MIC 74124).

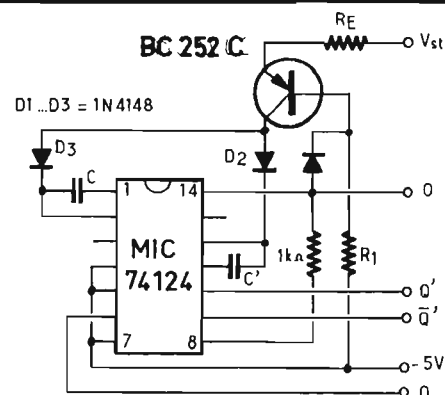


Fig. 15. - Générateur d'horloge rectangulaire commandé en tension.

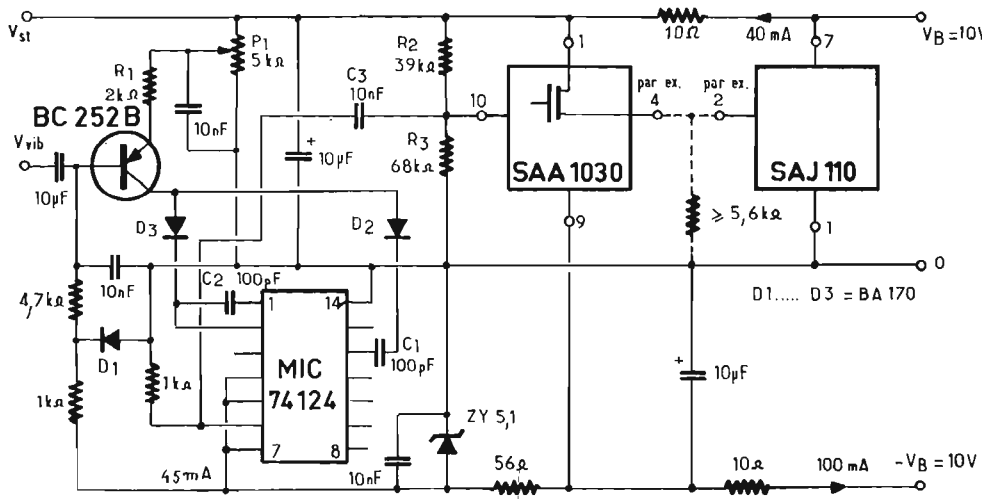


Fig. 16. - Générateur d'horloge à large bande commandé en tension.

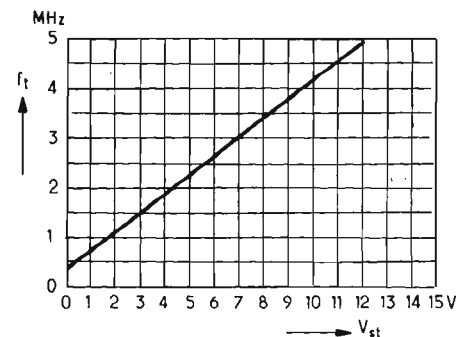


Fig. 17. - Fréquence d'horloge du générateur figure 16 en fonction de la tension d'alimentation.

En voici les caractéristiques principales :

Fréquence d'horloge	f_t	3,3 ... 6,6	MHz
Consommation	I	43	mA
Condensateurs	C, C'	120	pF
Résistances	R, R'//R''	1	kΩ
Fonction fréquence/tension de commande	$\Delta f_t / \Delta V_{st}$	0,3	MHz/V
Fonction fréquence/température	$-\Delta f_t / f_t \cdot \Delta T_{amb}$	max. $5,5 \cdot 10^{-3}$	°C ⁻¹
Vibrato	$\Delta f_t / \Delta V_{vib}$	50	kHz/V

OSCILLATEUR D'HORLOGE À LARGE GAMME DE FRÉQUENCE ET BONNE TENUE EN TEMPÉRATURE

L'oscillateur MIC 74124 en TTL permet de réaliser un oscillateur à très large gamme de fréquence : figure 14. Les réseaux RC déterminant la fréquence seront dimensionnés suivant :

$$f \approx \frac{1}{0,7 \cdot R \cdot (C + C')}$$

$$R = R', 1,4 \text{ k}\Omega \leq R \leq 50 \text{ k}\Omega.$$

Ce circuit peut être assorti d'une source de courant, commandée par une tension, avec un transistor PNP, devenant ainsi un convertisseur tension/fréquence (figure 15). Le courant collecteur du BC 252 C est proportionnel à la chute de tension à la résistance émetteur R_1 et par conséquent à la tension de commande. La diode D_1 compense en grande partie la tenue en température de la tension base-émetteur, de sorte que même avec une faible tension de commande, la pente I_C/V_{st} est une droite. Le courant collecteur du transis-

tor est divisé par les séparatrices D_2 et D_3 , pour charger alternativement les condensateurs C et C' jusqu'à la tension de bascule interne du CI (3,5 V), tension à laquelle les condensateurs se déchargent brutalement. Les sorties Q et Q' du MIC 74124 délivrent alors des signaux rectangulaires de fréquence :

$$f_o = \frac{0,2 \cdot V_{st}}{R_1 \cdot (C + C')} \\ (2 \text{ k}\Omega \leq R_1 \leq 30 \text{ k}\Omega \\ \text{et } V_{st} \leq 10 \text{ V}).$$

Branchement sur le générateur 12 tons SAA 1030 :

Le branchement de l'oscillateur sur le générateur

12 tons est montré en figure 16. L'amplitude du signal carré délivré par le MIC 74124 n'étant que de 5 V, le potentiel de repos de l'entrée du SAA 1030 (broche 10) est amené à -4 V par rapport à la broche 1, à travers le diviseur de tension R_2/R_3 , ce qui correspond à la tension de commutation (figure 2), de sorte que l'amplitude de sortie du MIC 74124 soit suffisante pour commander le SAA 1030 à travers le condensateur séparateur C_3 .

L'alimentation réside en deux tensions de 10 et -10 V habituellement prévues dans les organes. L'alimentation du MIC 74124 est stabilisée par la Zener ZY 5,1. La fréquence d'horloge est réglable dans la plage 0,5 ... 5 MHz (figure 17). Elle peut également être établie à une valeur fixe dans cette plage par le potentiomètre trimmer P_1 . La base du BC 252 B peut être fournie d'une tension vibrato de 5 ... 10 H à travers un condensateur C

couplage. L'écart de fréquence absolu Δf de cette modulation en fréquence est indépendant de la fréquence réglée en P_1 ou par V_{st} .

Comme le montre la figure 18, la tenue en température de ce circuit est négligeable pour les instruments de musique. L'alimentation de -10 V sera cependant stabilisée, car la fréquence subit une variation de l'ordre de 1 %/V.

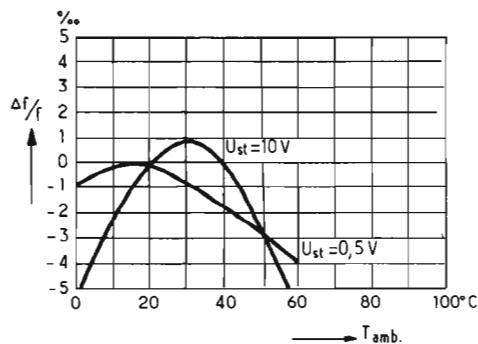


Fig. 18. - Tenue en température du générateur figure 16, V_{st} en paramètre.

Données de l'oscillateur figure 16

Fréquence	f_1	0,5 ... 5	max 10 MHz
Consommation	I	-3,5 ... -4,5 (avec I_2)	mA
Condensateurs Styroflex	C_1, C_2	100	pF
Résistance (couche métal.)	R_1	2	k Ω
Potentiomètre (Spindelpot. Weston, CW)	P_1	5	k Ω
Tension (curseur P_1 sur V_{st})	V_{st}	1 ... 10	V
Fonction fréquence/tension de commande	$\Delta f_1 / \Delta V_{st}$	0,5	MHz/V
Vibrato, fréq. linéaire V pour $\Delta f = 150$ kHz	$V_{vib\ eff}$	0,3	V
Coefficient de température de la fréquence dans la gamme 0 ... 60 °C (cf. fig. 18)	$\frac{\Delta f_1}{f_1 \cdot \Delta V_B}$	10^{-2}	V^{-1}

Si l'on remplace R_1 par une échelle de résistances trimmers (figure 16), on pourra modifier le son et même brancher un commutateur pour un pédalier.

G. Peltz, ingénieur applications Intermetall (ITT Semiconductors Group, Friebourg)

Bibliographie

- [1] Fiche technique du SAA 1030.
- [2] The SAJ 110 - A Seven Stage Digital Frequency Divider in Monolithic Integrated Technology. Technical Information N° 6200-67-1 E.
- [3] « Integrated Circuits for Electronic Musical Instruments », pages 13 et 14.

ONDES COURTES INFORMATIONS

L'électronique de demain

- Initiation à la connaissance et la pratique de l'électronique
- Emission et réception d'amateur
- DX-Radiodiffusion
- DX-TV
- Trafic DX
- TV d'amateur
- Enregistrement magnétique
- Revue des publications mondiales
- RTTY
- Télécommande

PARUTION MENSUELLE

Abonnement pour un an : 40 F (Etranger : 45 F)

Numéro spécimen sur demande
(Joindre 1 F en timbres-poste)

Ecoutez les émissions régulières de la station F1/6KCE de l'Union des Radio-Clubs

UNION DES RADIO-CLUBS

32, av. Pierre-I^{er}-de-Serbie, 75008 Paris
C.G.P. 469.54 PARIS

NOUVELLES RÉDUCTIONS DE PRIX concernant notre OFFRE SPÉCIALE 1974/75 et NOUVEAUTÉS

Extrait de notre programme de vente.
JEUX D'ÉLÉMENTS - KITS - particulièrement intéressants avec NOUVEAUTÉS

PRIX NETS FF

KIT N. 3A. Amplificateur BF de haute qualité sans fer sortie, 10 W mono complet avec circuit imprimé, foré, dim. 80 x 160 mm	49,00	Prix pour transfo	29,00
KIT N. 12A. Bloc d'alimentation stabilisé 30 V max. 700 mA pour KIT N. 3A complet avec circuit imprimé, foré, dim. 110 x 115 mm	47,00	Prix pour transfo	38,00
KIT N. 3B. 2 amplificateurs BF de haute qualité sans fer sortie 10 W stéréo complet avec 2 circuits imprimés, forés, dim. 80 x 160 mm	102,00	Prix pour transfo	26,00
KIT N. 13A. Bloc d'alimentation stabilisé 30 V max. 1,5 A pour KIT N. 3B complet avec circuit imprimé, foré, dim. 110 x 115 mm	47,00	Prix pour transfo	20,00
KIT N. 5A. Amplificateur BF sans fer sortie 5 W avec réglage des aigus, mono complet avec circuit imprimé, foré, dim. 80 x 120 mm	26,00	Prix pour transfo	25,00
KIT N. 11A. Bloc d'alimentation stabilisé 12 V max. 700 mA pour KIT N. 5A complet avec circuit imprimé, foré, dim. 80 x 115 mm	23,00	Prix pour transfo	25,00
KIT N. 4. Bloc d'alimentation stabilisé 12 V max. 1,5 A pour KIT N. 5B, complet avec circuit imprimé, foré, dim. 65 x 120 mm	25,00		
KIT N. 16. Régulateur de tension de réseau, complet avec circuit imprimé, foré, dim. 65 x 115 mm	35,00		
Bouton à tourner pour potentiomètre	1,50		
Jeu d'antiparasitage pour KIT N. 16	11,50		
KIT N. 22. Régulateur de tension de réseau (régulateur de luminosité) 220 V, 200 W, complet avec circuit imprimé, foré, dim. 50 x 50 mm	15,00		
Bouton à tourner pour potentiomètre	1,50		
Jeu d'antiparasitage pour KIT N. 22	9,50		
KIT N. 23. Régulateur de tension de réseau (régulateur de luminosité), 220 V, 800 W, complet avec circuit imprimé, foré, dim. 60 x 70 mm	19,00		
Bouton à tourner pour potentiomètre	1,50		
Jeu d'antiparasitage pour KIT N. 23	11,50		
KIT N. 24. Régulateur de tension de réseau (régulateur de luminosité), 220 V, 1 000 W, complet avec circuit imprimé, foré, dim. 60 x 70 mm	23,00		
Bouton à tourner pour potentiomètre	1,50		
Jeu d'antiparasitage pour KIT N. 24	11,50		

Uniquement marchandises neuves de haute qualité - Disponibilités limitées.
Demandez s.v.p. gratuitement notre OFFRE SPÉCIALE COMPLÈTE avec ultérieures réductions de prix pour transistors, diodes, thyristors, triacs, résistances, condensateurs électrolytiques BT, diodes zener au silicium, assortiments divers et NOUVEAUTÉS en TTL IC's, etc.
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.



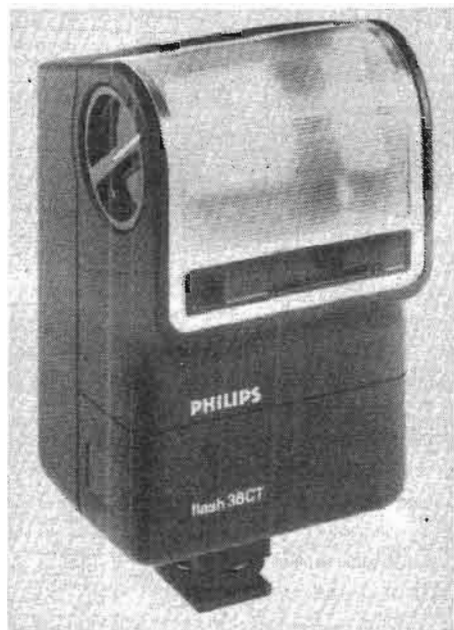
EUGEN QUECK

Ingenieur-Büro, Import-Export, Augustenstr. 6
D - 85 NUREMBERG/R.F.A.

LE FLASH ELECTRONIQUE

« 38 CT »

PHILIPS



LES premiers flashes électroniques mis sur le marché voici une quinzaine d'années nous paraissent aussi lointains de conception que le monoplan de Blériot qui a traversé la Manche en 1909.

Nous avons vu progressivement apparaître sur le marché des appareils munis de « computers », d'un format de plus en plus réduit et de plus en plus légers.

Mais aucun progrès réel ne s'était manifesté en ce domaine à propos de la capacité en nombre d'éclairs, toujours limitée depuis l'origine des flashes transistorisés, par la capacité des piles ou de l'accumulateur employé.

L'apparition des flashes à récupération vient donc bouleverser le marché de ces appareils, il est possible d'obtenir plusieurs centaines d'éclairs sur un même jeu de pile sans l'échanger ou sur un

accumulateur sans qu'il soit rechargé.

Nous pensons donc que les nouvelles fabrications mises sur le marché seront toutes dotées de ce très important perfectionnement qui rend caduc les modèles qui ne sont pas équipés du système de récupération.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

L'idée qui a guidé cette évolution est simple. Pourquoi, lorsque l'éclair jaillit, ne pas essayer de conserver l'énergie gaspillée après coupure de l'éclair par le computer, qui finit de décharger le condensateur à la masse ? Le computer ajustant exactement la durée de l'éclair, donc la quantité d'électricité délivrée par le condensateur, une très importante partie de celle-ci est perdue.

Or, c'est la pile ou la batterie qui la fournit et leurs capacités sont limitées par ce gaspillage aberrant.

On a donc mis au point un circuit qui bloque la décharge du condensateur en même temps que la coupure du tube à éclat, sa commande se fait par le circuit du computer.

Les résultats obtenus sont spectaculaires. Par exemple, sur une charge, appareil à un mètre d'objets sur fond clair, on dispose de 18 coups de flash, à 3 mètres dans les mêmes conditions de 7 coups de flash.

En fonctionnement continu, comme l'énergie utilisée est une partie réduite de celle emmagasinée dans le condensateur, l'énergie que fournit la pile est faible, ce qui réduit le temps de charge entre deux éclairs à une durée voisine de 1 seconde, et porte la capacité à 100 - 1 200 éclairs selon la distance d'utilisation.

L'électronique met ici parfaitement en lumière son rôle de science utile, par l'économie et par la souplesse d'emploi qu'elle procure.

Les différents montages de la figure 1 schématisent les progrès des flashes : montage simple, avec computer, avec computer et synchro-flash, le dernier étant du type analysé ici, avec computer à trois diaphragmes, synchro-flash et dispositif de récupération.

CARACTÉRISTIQUES

Deux appareils sont proposés, le 31 CT et le 38 CT, ce dernier est l'objet de notre propos.

Flash 38 CT : Nombre guide 38 pour un film de 100 ASA - 21 DIN.

Computer pour 3 diaphragmes : f 4 - 8 - 16.

Portée de l'éclair : f 4, 9,5 m ; f 8, 4,7 m ; f 16, 2,3 m (100 ASA).

Angle du faisceau : vertical, 50°; horizontal : 55°.

Réflecteur orientable dans le plan vertical sur 90°.

Support de fixation de l'appareil orientable sur 180°, muni d'un verrouillage et d'un bouton de test.

Durée de l'éclair : 2 ms à 33 μ s (1/500 - 1/30 000 de seconde).

Température de couleur : 5500 °K.

Nombre d'éclairs par charge : 100 à 1 200 (piles ou accus).

Déclenchement : prise sabot ou cordon.

Synchro-flash : déclenchement à partir d'un éclair issu d'un flash différent, cellule occultable.

Cassette alimentation pour échange rapide en quelques secondes.

Alimentation : 4 piles 1,5 V petit format RX6 ALCALINES exclusivement, ou 4 accus de même format de 1,2 V; l'appareil est conçu pour fonctionner sur une tension comprise entre 4,8 et 6 V.

Encombrement : 132 x 67 x 70 mm.

Encombrement de la cassette alimentation : 70 x 62 x 28 mm.

Poids total avec 4 éléments d'accumulateurs : 400 grammes environ.

PRÉSENTATION

Le flash 38 CT est d'un format d'utilisation vertical, réflecteur disposé en haut. Un bouton encastré latéral installé sur le flanc permet l'orientation du réflecteur dans le plan vertical; par ailleurs le sabot de fixation permet une rotation sur 180°, ce qui permet d'obtenir tous les effets spéciaux souhaités par l'utilisateur.

Sous la fenêtre du réflecteur, deux petites fenêtres occultables donnent accès, d'une part à la cellule de synchro-flash, de l'autre à la cellule du computer. Cette dernière peut être obturée totalement, ou obturée par des filtres pour l'emploi des trois diaphragmes; volet percé sur

fond bleu F 16, fond rouge F 8, fond jaune F4.

La cassette porte piles ou accus se glisse sur la face avant, son échange est quasi instantané si l'on dispose d'une seconde cassette dans sa poche, ce qui réduit le temps d'inutilisation à quelques secondes, temps suffisamment court pour un photographe professionnel.

Au dos de l'appareil sont disposés l'interrupteur de mise en route, le néon indicateur de charge, et un disque circulaire donnant les portées en fonction du diaphragme pour l'utilisation avec computer. Le sabot de fixation est muni d'une molette de blocage bien utile, et d'un petit bouton test orange, destiné à vérifier, ce n'est jamais inutile si l'éclair jaillit charge terminée.

Nous avons démonté l'appareil afin de contrôler l'aspect des divers circuits. Deux plaquettes circuit imprimé reçoivent les divers composants, très nombreux dans ce montage. Le condensateur réservoir est un 1 200 μ F 360 V service; les transistors de l'oscillateur sont tous deux disposés en parallèle et munis d'efficaces radiateurs. La réalisation est bonne, les sous ensembles bien disposés.

ANALYSE DU FONCTIONNEMENT

Nous ne sommes pas habitués à rencontrer autant d'électronique dans les circuits d'un flash (voir fig. 2).

Trois circuits distincts sont installés : l'oscillateur et le condensateur réservoir, le synchro flash, le computer et le circuit de récupération.

A la mise en route, SKA fermé, l'oscillateur démarre. Il emploie deux transistors, TS1 - TS2 montés en parallèle, les circuits base et émetteurs couplés à deux enroulements du transformateur T₁.

La fréquence de fonctionnement est de 8 kHz environ. Cette fréquence audible, permet à l'utilisateur d'entendre

l'oscillateur, et par là présente l'avantage de signaler son fonctionnement, de façon à ne pas le laisser sous tension accidentellement.

Au secondaire de T₁, nous disposons d'une tension dont la valeur est de 360 V continu après redressement, qui charge C₂, condensateur réservoir.

Cette tension est appliquée via LD₃, cellule de stabilisation anti-retour à l'anode du tube à éclat BI.

Le déclenchement manuel via la prise de couplage à l'appareil photo ou le synchro-flash agissent en court-circuitant le condensateur C₃ dans le primaire du transformateur TC₁, l'impulsion de décharge se retrouve au secondaire, d'une part sur l'électrode d'amorçage du tube B₁, d'autre part sur la gate du thyristor Th₁ monté en série avec la cathode de B₁. Le thyristor Th₁ conduit, le tube est amorcé, l'éclair jaillit.

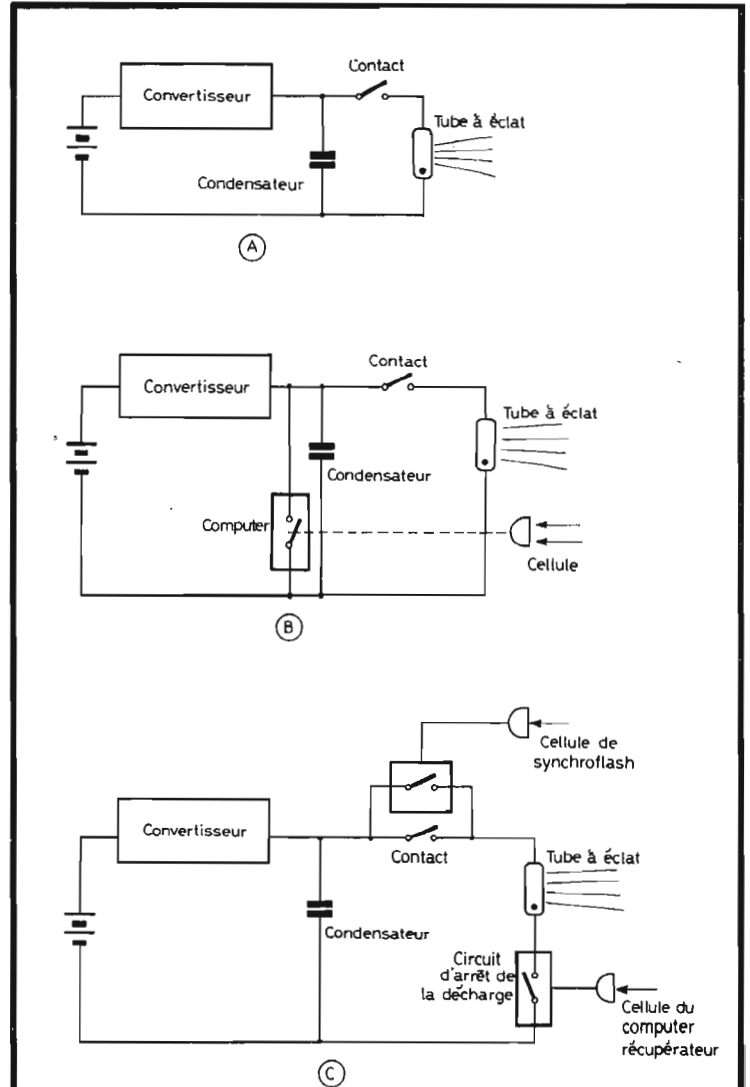


Fig. 1

A - Le circuit le plus simple ne fait pas appel à l'électronique « intelligente »

B - La cellule du computer ferme un contact qui court-circuite le reste de la charge du condensateur, devenue inutile car la durée de l'éclair a été suffisante.

C - Le synchro-flash permet le déclenchement sans contact. La cellule du computer ouvre un interrupteur disposé en série avec le tube à éclat, la décharge est stoppée, le condensateur conserve une partie de l'énergie emmagasinée.

R. DUGEHAULT, 2e ÉDITION

Collection Scientifique
Contemporaine



applications pratiques de
**L'AMPLIFICATEUR
OPERATIONNEL**

Un ouvrage broché de 192 pages
format 15 x 21
Nombreux schémas.
Couverture quadrichromie, vernie.
Prix : 35 F.
Plus de 100 montages différents décrits en détail et bien expliqués.

L'auteur donne au début de ce livre, des indications succinctes sur ce qu'il faut savoir à ce sujet :

Connexions extérieures de l'amplificateur opérationnel. Caractéristiques statiques de l'amplificateur opérationnel. Amplificateur opérationnel idéal. Les dérivés. Gain en boucle fermée. Caractéristique de transfert. Réjection en mode commun. Fonctionnement en alternatif. Les six montages fondamentaux de l'amplificateur opérationnel. Ce livre constitue une collection de descriptions de montages à amplificateurs opérationnels.

EXTRAIT DU SOMMAIRE

Introduction. Circuits de calcul analogique. Filtrés actifs. Générateurs de signaux. Applications à la mesure et aux dispositifs d'automatisme. Montages redresseurs et alimentations stabilisées. Quelques montages « Audio ». Bibliographie très abondante, précieuse pour les chercheurs et les étudiants.



**L'AMPLIFICATEUR
OPERATIONNEL**
cours pratique d'utilisation

EXTRAIT DU SOMMAIRE : Chapitre I : Faisons les présentations. Chapitre II : Fonctionnement en alternatif. Chapitre III : 1955 (A707) à 1973. Chapitre IV : Les six montages fondamentaux. Chapitre V : Circuits annexes : améliorations des caractéristiques. Bibliographie.
Un ouvrage broché de 104 pages format 15 x 21.
Nombreux schémas.
Couverture 4 couleurs, laquée.
Prix : 22 F.

Présenter l'amplificateur opérationnel, en décrire la structure interne, définir ses caractéristiques, expliquer son comportement dans les six schémas fondamentaux selon lesquels il peut être utilisé, tel est le but des cinq chapitres qui constituent cet ouvrage.

Son application première, à l'ère des calculateurs analogiques, était, et est encore, la résolution d'opérations mathématiques.

Autre application : la réalisation de filtres actifs. Les amplificateurs opérationnels servent également à la construction de générateurs de signaux, aux applications dans les domaines de la mesure et de l'automatisme, à la réalisation de stabilisateurs de tension et de courant.

L'ouvrage se termine avec une très abondante bibliographie.

En vente à la : **LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO**
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS Tél. : 878-09-94/95 C.C.P. 4949 29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande - Tous nos envois sont en port recommandé)

LE PLUS IMPORTANT SPÉCIALISTE DE LA RÉGION RHONE ALPES



**PIECES DETACHEES et cordons de jonction
COMPOSANTS ELECTRONIQUES
CHAINES HI-FI et HAUT-PARLEURS
AUTO-RADIO et antennes
APPAREILS de MESURES**



DISTRIBUTEUR

AMTRON - AUDAX - BEYER - B.S.T. - COGECO - C' d'A - CENTRAD - CHINAGLIA - DUAL - FRANCE PLATINE - GARRARD - GECO - HECO - HIRSCHMANN - I.T.T. - JEAN RENAUD - K.F. - LENCO - MERLAUD - METRIX - OPTALIX - OREGA - PEERLESS - PHILIPS - PROMOVOX - POLY PLANAR - PORTENSEIGNE - R.T.C. - RADITECHNIQUE - R. CONTROLE - RADIOMATIC - ROSELSON - SIC - SUPRAVOX - SCOTCH 3 M - SIARE - TEKO - WIGO - ERMAT - VOXON - WHARFEDALE - TOUTELECTRIC.

TOUT POUR LA RADIO

66 COURS LAFAYETTE - 69003 LYON - TEL. 60.26.23

AMATEURS ET PROFESSIONNELS : CONSEILLERS TECHNIQUES

LA PLATINE TOURNE-DISQUE



SANYO TP 1000

ENTRAÎNEMENT direct ou transmission par courroie, le combat est engagé depuis longtemps et ces solutions techniques trouvent leurs supporters et leurs détracteurs. Pour les uns l'électronique permet d'obtenir des super-performances, pour les autres, rien de tel que la simplicité mécanique, car un moteur à entraînement direct est une pièce électronique complexe. Finalement, ces deux techniques ont un but commun, assurer la rotation d'un plateau, à condition toutefois que le constructeur ait pris suffisamment de précautions et que ses éléments soient choisis et usinés avec soin.

Chez Sanyo, il y a plusieurs tourne-disques, les moins chers utilisent une transmission par courroie avec un moteur d'entraînement synchrone, la plus élaborée a fait appel à un moteur à courant continu. La technique a permis d'éliminer les points faibles des moteurs et en particulier le collecteur et les balais.

Plusieurs techniques ont été adoptées par les constructeurs les plus avancées jouant le rôle d'argument commercial, ce qui est un peu dommage. Les performances de ces tourne-disques deviennent tellement élevées qu'il devient difficile de faire la différence entre un modèle à

2 000 F et un autre à 4 000.

La platine Sanyo TP 1000 a reçu une livrée très fonctionnelle, son châssis est en effet en alliage moulé sous pression. Il a reçu une couche de peinture métallisée grise particulièrement soignée. Le plateau ; cœur de cette platine a un grand diamètre, sa périphérie est décorée de l'indispensable stroboscope que l'on introduit dès qu'il y a une possibilité de régler la vitesse, ce qui est le cas ici. L'entraînement direct est toujours assuré sur un moteur régulé en vitesse. Son alimentation se fait à partir du secteur, la TP 1000 n'échappe pas à cette règle ; l'alimentation secteur délivre une tension continue

qui alimente le moteur d'entraînement. Cette alimentation permet d'utiliser sans modification ce type de platine en n'importe quel point du globe, ce qui n'est pas le cas des modèles à moteur synchrone, qui exigent un changement du rapport de transmission. Par contre, le stroboscope est alimenté par le secteur dont la précision est très suffisante ; comme cette référence change d'un pays à un autre, il a fallu porter sur la couronne du stroboscope quatre gravures différentes, les unes pour 50 Hz, les autres pour 60 Hz et pour les deux vitesses. L'éclairage est fourni par une lampe au néon orange, dissimulée dans une

sorte de dôme. Cet éclairage n'est pas très puissant, il vaut mieux se placer dans la pénombre pour effectuer le réglage de la vitesse. De toute façon, dès que vous aurez posé votre dépoussiéreur sur le disque, vous observerez le ralentissement du plateau qui alors accélèrera progressivement au fur et à mesure que le balai dépoussiéreur se rapprochera du centre. C'est le défaut de tous les tourne-disques, qu'ils soient à galet, à courroie ou encore à entraînement direct. Le ralentissement observé sur le stroboscope est très faible, cet instrument détecte des erreurs infimes, c'est loin d'être un élément sécurisateur !

Le plateau de la TP 1000 a sa masse répartie sur sa périphérie, ce qui augmente considérablement l'inertie, inertie indispensable pour assurer la régularité de la rotation. Il porte des trous d'équilibrage, opération permettant à la fois d'améliorer la régularité du mouvement et la valeur du bruit de fond. Les frottements sont en effet mieux répartis sur les paliers. Le disque est supporté par un tapis de caoutchouc très épais et strié.

Ce plateau repose sur l'axe du moteur. La butée est constituée d'une bille d'acier solidaire de l'axe. Un circlips placé à la base du moteur empêche son démontage. Les paliers radiaux sont en bronze, la lubrification se fait par bain d'huile, une réserve est placée au niveau de la butée.

Le moteur est du type à rotor externe. Ce rotor est une cloche de métal magnétique servant de blindage, ce rotor, malgré son faible diamètre et sa basse vitesse de rotation est équilibré. A l'intérieur de ce rotor ont été collées deux couronnes de ferrite aimantée. L'une de ces couronnes sert à créer le champ magnétique de propulsion, l'autre a ses pôles qui se déplacent au-dessus de minuscules bobines assurant la commutation électronique des enroulements polaires, un

peu à la manière des éléments Hall installés sur d'autres moteurs. L'électronique de commande est installée à l'intérieur même du moteur dans un blindage. L'alimentation et son transformateur sont externes. Les potentiomètres de réglage de la vitesse sont accessibles extérieurement, à côté du sélecteur de vitesse à touches. Le transformateur soigneusement blindé (les têtes magnétiques peuvent être sensibles aux champs externes) est monté sur des silent-blocs qui évitent de retransmettre ses propres vibrations, vibrations qui seraient certainement retransmises à l'ensemble de la platine et seraient entendues dans les enceintes. Le moteur est vissé directement sur le châssis. Il fallait une suspension, cette dernière est obtenue à partir de quatre pieds montés sur caoutchouc. Ces pieds sont réglables afin de mettre la table de lecture horizontalement, ils se terminent par des épaisses rondelles de feutre noir qui ne risquent pas de laisser de traces sur les meubles vernis.

Le bras de lecture est un

bras de fabrication japonaise, il est difficile d'en définir la provenance car on le retrouve par exemple, cette fois en tant que bras sous la marque Excel Sound, référence 901. C'est un bras court, coudé en S, articulé sur cardan et qui a la possibilité de se régler dans plusieurs directions. En principe, il permet de régler la distance entre la pointe de lecture et l'axe du plateau pour minimiser les erreurs de piste.

Le diamètre important du stroboscope a empêché d'orienter le support du bras dans la direction du centre. Les réglages restent possibles, mais avec une latitude réduite. Ce type de déplacement est commandé par une crémaillère et un pignon, il s'agit donc réellement d'un système sophistiqué. Une autre possibilité est offerte par un coulissement vertical du fût du bras. Il s'agit là de placer le bras horizontalement une fois que le phonocapteur a été installé dans la coquille porte cellule. Les phonocapteurs du marché ne sont pas normalisés, et pour respecter l'angle de lecture, il faut que la partie supérieure du phono-

capteur soit horizontale. Cette formule de bras réglable évite de placer des cales plus ou moins rigides sous le phonocapteur. Le mouvement vertical est commandé par un système de rampe, un bouton de blocage permet d'immobiliser le bras une fois le réglage fait.

L'équilibre statique du bras se fait par un contrepoids latéral, cet équilibre sert à compenser les forces externes qui se produisent lorsque la table de lecture n'est pas rigoureusement horizontale. Ce contrepoids équilibre le déport de la tête, déport dû à la forme du bras. L'opération de réglage est simple, on règle l'antiskating à zéro, on place une cale de 5 cm de hauteur sous chaque pied arrière du tourne-disques, on règle la position du contrepoids (le tournevis est livré avec la platine) de façon à ce que son équilibre soit indifférent. Ne pas oublier d'enlever les cales par la suite !

Le second réglage est celui de la force d'appui. Ce bras peut recevoir tous les types de cellules. Pour les modèles les plus lourds, on placera une

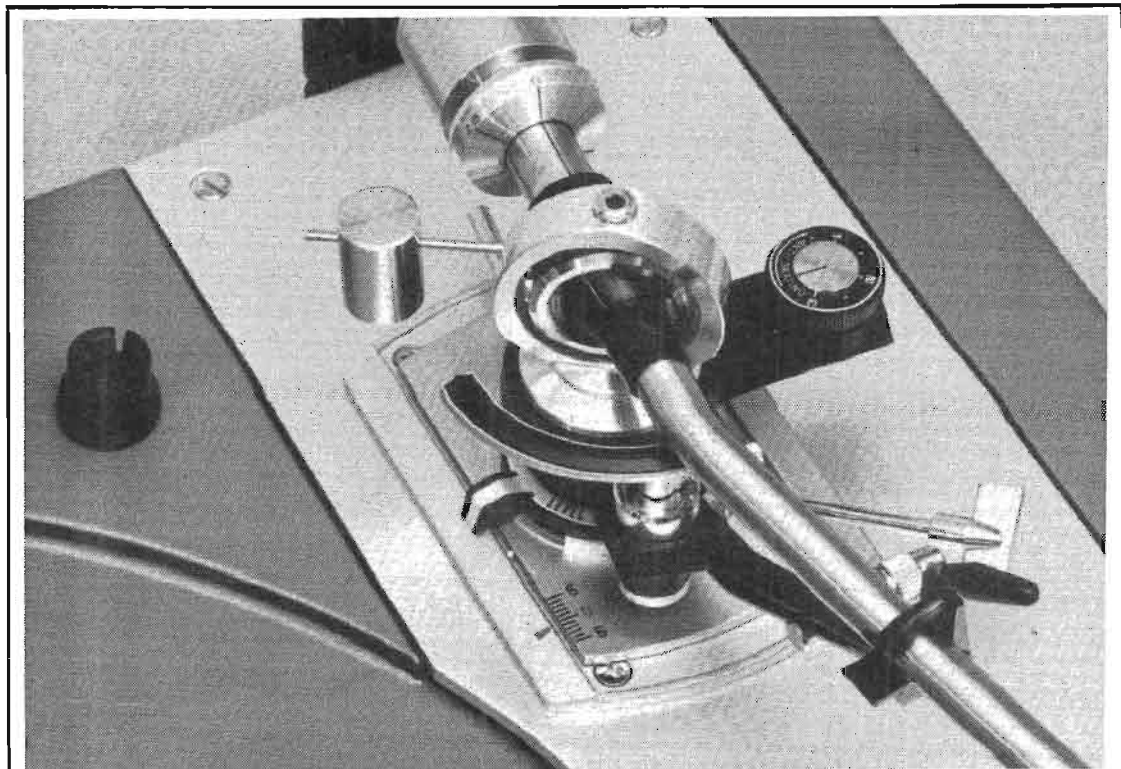


Fig. 1. - Détail du bras. On peut régler la hauteur, la position, l'antiskating et la force d'appui.

rallonge au bout du bras, rallonge qui se visse à son extrémité postérieure. Cette rallonge augmente la masse et permet au contrepoids mobile d'avoir une course de réglage plus importante. Ce contrepoids se visse sur le bras, une couronne graduée autorise un réglage fin, après avoir réglé l'équilibre du bras et placé le vernier au zéro. Une fois la force d'appui réglée, il ne restera plus qu'à ajuster l'antiskating. Ce dernier est du type magnétique, un bouton gradué éloigne plus ou moins un aimant d'un autre placé dans le fût. Tout est enrobé de matière plastique, on peut percevoir la nature du système. Si le cœur vous en dit, vous pourrez vous amuser à régler l'antiskating avec un disque lisse ou en verre, rassurer vous, cela ne sert pas à grand chose, un sillon modulé produit des forces centripètes plus importantes que celles que vous obtiendrez du bout de votre diamant ; si ce dernier n'est pas parfaitement sphérique, vous aurez des surprises. Les constructeurs de bras sont conscients de ce problème, il est préférable de faire confiance aux inscriptions de leurs échelles. Leur précision est rarement décevante et leurs indications donnent une sérieuse base pour les réglages.

Le lève-bras est solidaire du support, il est bien amorti et sa manœuvre douce ne risque pas de provoquer de déraillement, même avec une force d'appui réduite.

Côté cellule, le bras se termine par une coquille amovible au standard japonais, coquille portant la signature de Sanyo.

Le phonocapteur livré par Sanyo est un modèle à aimant mobile portant la référence MG 25L, c'est un modèle très proche de certaines cellules d'Excel Sound. Son corps est noir au lieu d'avoir la couleur métal, des excel, l'équipage mobile est vert, couleur caractérisant aussi certains types de diamant du même constructeur.

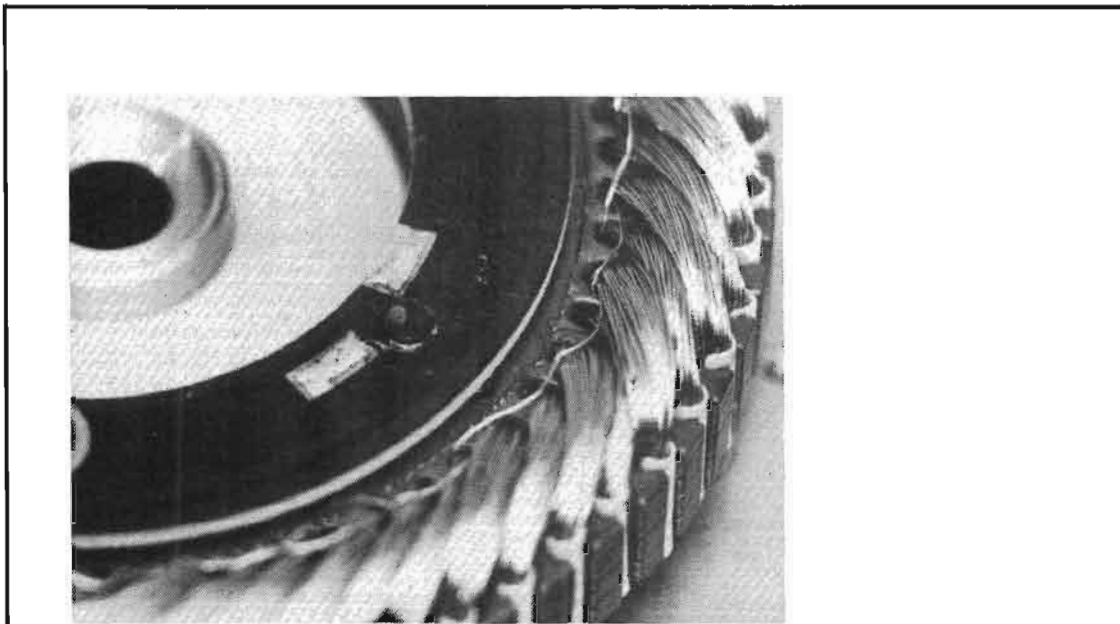


Fig. 2. - Une des bobines de commutation du moteur.

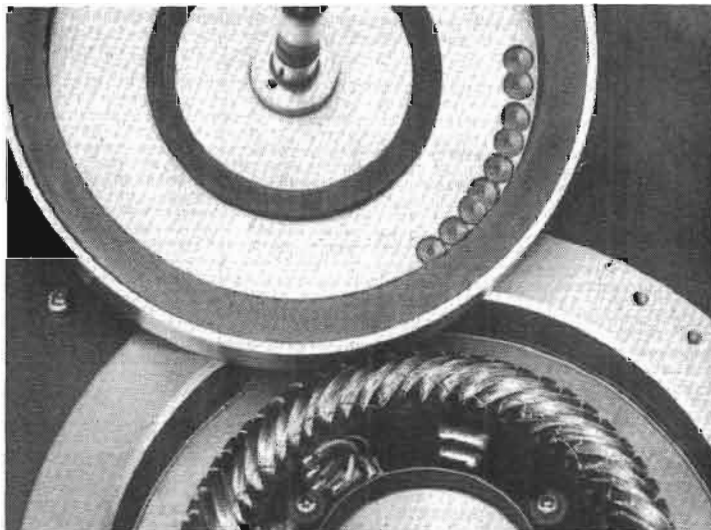


Fig. 3. - Vue interne du rotor du moteur, on notera la présence des trous d'équilibrage.

MESURES

La régularité de défilement est excellente, l'écoute d'une fréquence pure, test particulièrement difficile est pratiquement irréprochable, donc très suffisante pour écouter une musique moins sensible aux fluctuations de vitesse. Le rapport signal sur bruit est exemplaire : 44 dB en mesure non pondérée, chiffre particulièrement valable, ce chiffre passe à 63 dB en mesure pondérée, là encore, nous sommes à la limite des possibilités de mesure.

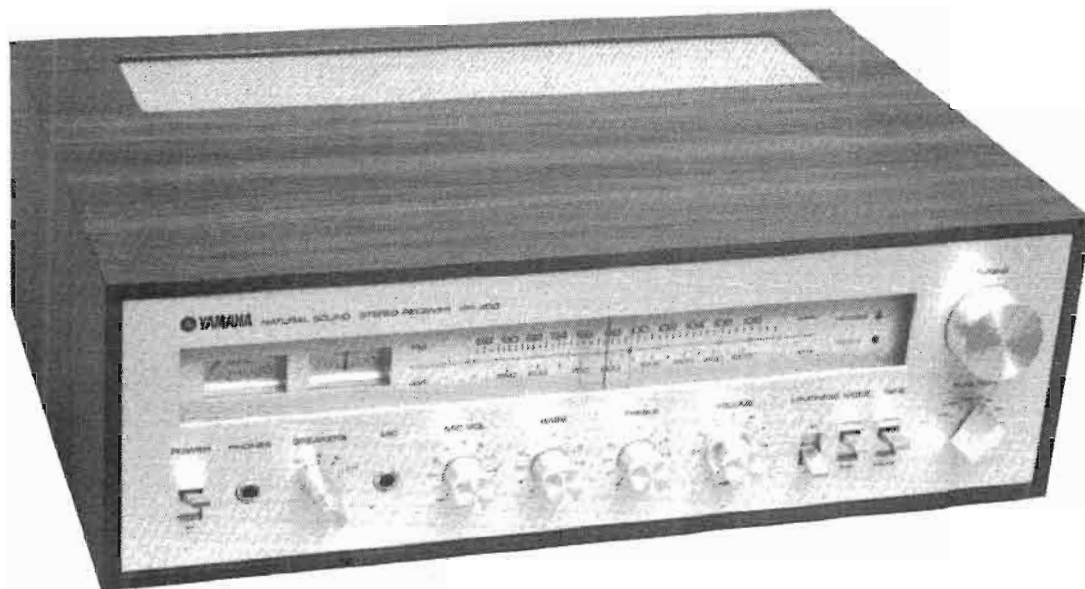
CONCLUSIONS

L'entraînement direct est une solution intéressante pour la mise en mouvement d'un plateau, il ne s'agit pas seulement de snobisme technique. L'absence de courroie favorisera la durée de vie de l'appareil, cet élément étant le point faible de certains tourne-disques. Côté électronique, il ne devrait pas y avoir de défaillance à craindre, les composants travaillent, très en dessous de leur limites, il faut une puissance très réduite pour entraîner un plateau. La

qualité du travail du constructeur est remarquable, le bras bien étudié est l'un des meilleurs du moment et aussi peut-être le plus facile à régler. Une heureuse association entre la mécanique du bras et l'électronique du moteur.

E.L.

LE TUNER-AMPLIFICATEUR



YAMAHA CR 400

L'AMPLI TUNER CR 400 de Yamaha est le plus petit de la gamme, petit par sa puissance, cela va sans dire. Son constructeur annonce une puissance de sortie de 2 fois 18 W sur 8 ohms, c'est amplement suffisant pour la sonorisation de la plupart des locaux d'habitation, car il n'est pas question, avec ce type d'appareil, de penser sonoriser autre chose.

Amplificateur et tuner sont rassemblés dans un même coffret et la façade offre un aspect très propre, comme toutes les façades japonaises, mais se distingue des autres par l'absence remarquée du vert ou du bleu, type cadran, auquel les constructeurs japonais nous ont accoutumés depuis pas mal de temps. Les fonctions offertes par l'appareil sont classiques, une exception, il s'agit d'une entrée micro mélangeable qui peut être mise en ou hors ser-

vice par le bouton qui commande son niveau. La façade est anodisée couleur alu naturel, c'est-à-dire très clair tandis que l'indispensable ébénisterie est recouverte de plastique imitation bois. Une grille de grande surface laisse échapper l'air qui cependant aura du mal à pénétrer dans l'appareil, la surface des trous d'arrivée étant réduite à quatre trous de 16 mm de diamètre.

CARACTÉRISTIQUES

Section amplificatrice

Puissance de sortie : 2 fois 18 W sur 8 ohms de 20 à 20 000 Hz, 2 fois 20 W sur 4 ohms, de 20 à 20 000 Hz, etc., puissance IHF 56 W sur 8 ohms, 76 W sur 4 ohms. Taux de distorsion harmonique : à la puissance nominale sur 8 ohms : 0,5 %. Taux de distorsion par intermodulation moins de 0,1 %.

Bande passante : 20 Hz à 50 000 Hz, + 0,5 dB, - 3 dB. Entrée micro : 100 Hz à 10 kHz + 0,5 - 6 dB. Ecart par rapport à la courbe RIAA : $\pm 0,7$ dB. Facteur d'amortissement 40 sur 8 ohms et à 1 kHz. Bruit de fond, pondération A, IHF : 72 dB sur l'entrée phono. Sensibilité : phono 3 mV, Micro : 3 mV, auxiliaire et magnétophone : 150 mV. Commandes de timbre : basses ± 10 dB à 50 Hz, aigus ± 10 dB à 10 kHz.

Section radio

Gamme de fréquence : 88 à 108 MHz. Sensibilité utile : 2,5 μ V Réjection de fréquence image : 55 dB. Réjection de la fréquence intermédiaire : 75 dB. Réjection AM : 50 dB. Rapport de capture : 2 dB.

Sélectivité du canal adjacent : 65 dB. Rapport signal/bruit : 68 dB. Taux de distorsion harmonique global : mono 0,3 % à 400 Hz, stéréo 0,8 %. Suppression de la sous-porteuse 40 dB, séparation stéréo : 40 dB à 400 Hz. Seuil de muting : 10 μ V Impédance d'entrée 300 et 75 Ohms. Modulation d'amplitude, gamme d'ondes : 525 à 1 605 kHz. Sensibilité utile : 52 dB/m. Rapport signal/bruit : 43 dB pour 80 dB/m. Réjection de la fréquence image : 45 dB à 1 000 Hz. Sélectivité : 25 dB. Réjection de la fréquence intermédiaire : 40 dB à 1 000 Hz. 4 circuits intégrés, 3 FET's, 38 transistors, 22 diodes, 1 zener, 2 LED. Dimensions : 444 x 158 x 300 mm, poids : 9,5 kg.

PARTICULARITÉS DU CR 400

Des particularités, cet appareil en possède pas mal, des bonnes et des moins bonnes. Rassurez-vous, les bonnes sont plus fournies que les autres par lesquelles nous allons commencer. La première évidence est que cet appareil japonais ne possède pas les grandes ondes, c'est fréquent, nous sautons sur l'occasion de le dire chaque fois que nous le constatons, et les constructeurs japonais nous offrent bien souvent l'occasion de le mentionner, tant pis pour eux.

Une suggestion intéressante : le constructeur ferait mieux de supprimer totalement la modulation d'amplitude et d'offrir en prime un poste à transistors qui pourrait se brancher sur l'ampli, cette solution coûterait certainement moins cher ; on trouve des postes à modulation d'amplitude pour quelques dizaines de francs.

C'est le plus gros reproche que nous ayons pu faire. Sinon, on regrettera l'absence de notice d'instruction en français, encore un reproche classique auquel l'importateur ne manquera pas de remédier, et les prises DIN. Ces prises sont valables uniquement lorsque l'appareil est vendu clé en main, avec ses cordons. Beaucoup d'appareils disponibles en France sont munis de

prises américaines qui sont d'un emploi plus simple et surtout plus évident, on sait où va chaque câble.

Les points positifs sont plus nombreux, par exemple saluons la présence de l'antenne ferrite orientable, du double indicateur d'accord, champ et zéro, la prise casque est sur l'avant, la prise micro aussi, ce qui n'est pas le cas la plupart du temps pour cette dernière. Le micro peut se mettre complètement hors circuit, il n'y a pas trop de boutons à manœuvrer, pas trop de touches. Le monitoring est possible. Donc un appareil simple à utiliser, ce qui atténue l'inconvénient du mode d'emploi anglais.

ETUDE TECHNIQUE

Le manuel de service du CR 400 est une petite merveille, on y trouve, successivement une description des pièces employées pour la première fois par Yamaha, par exemple des diodes électroluminescentes, avec même des indications pour leur soudure, la façon de les vérifier, etc. ; on peut également connaître la vie interne des circuits intégrés nippons qui sortent ainsi de leur anonymat. Les filtres céramiques ont aussi droit à leur rubrique, avec une méthode de test. Ce manuel est réalisé avec un soin rare et devrait rassurer tous les éventuels acquéreurs sur les

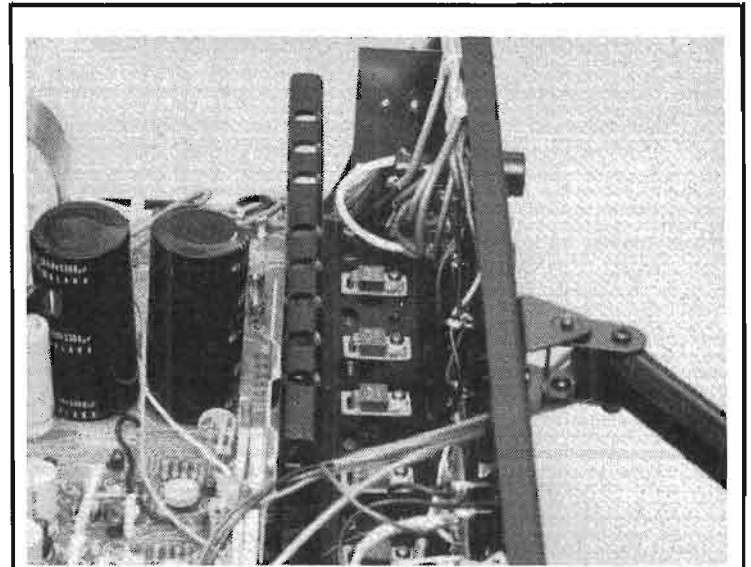


Fig. 1. - Le radiateur du CR 400 reçoit les transistors de puissance. On notera la présence de trous favorisant le passage de l'air.

services après vente de la firme, services qui ont entre les mains un peu plus que de simples schémas.

La figure 1 représente le synoptique qui rend compte des possibilités techniques intrinsèques du CR 400. Avec ce synoptique, vous saurez tout ce qui se passe.

SECTION TUNER

Le tuner utilise, pour les ondes moyennes et la modulation de fréquence un système d'accord à condensateur variable. C'est l'un des plus anciens systèmes et la seule concession que les Japonais fassent au modernisme est l'adjonction, relativement récente, d'une commande

automatique de fréquence. Il y a, au Japon des constructeurs spécialisés dans la construction de têtes VHF pour modulation de fréquence, têtes utilisées par la plupart des constructeurs. Yamaha n'échappe pas à cette tradition et a fait appel à une tête ALPS.

Cette tête est représentée dans le premier encadré, en haut et à gauche du schéma. L'entrée se fait sur 300 ohms et un système apériodique (ou large bande) se charge des adaptations d'impédance 75/300 ohms rendues nécessaires par la présence d'antennes à sortie coaxiale ou à câble plat. Pas de commande automatique de gain sur ce premier étage ni d'ailleurs sur le second. Deux diodes montées tête-bêche à l'entrée de l'amplificateur à fréquence intermédiaire se chargent de réduire le coefficient de surtension de la charge de collecteur du mélangeur en cas de surcharge. L'oscillateur est un montage un peu particulier dont le collecteur est à la masse, c'est un oscillateur mettant à profit les déphasages entre base et émetteur, la sortie du signal se fait sur l'émetteur, donc en principe à basse impédance. Le signal de commande automatique de fréquence, non commutable, modifie la polarisation de la diode ITT 410.

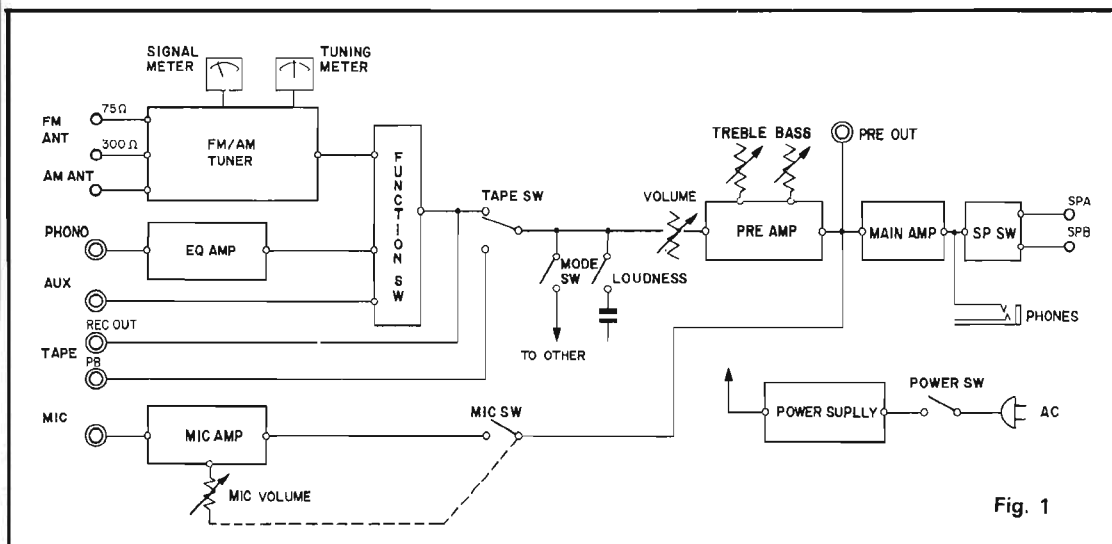
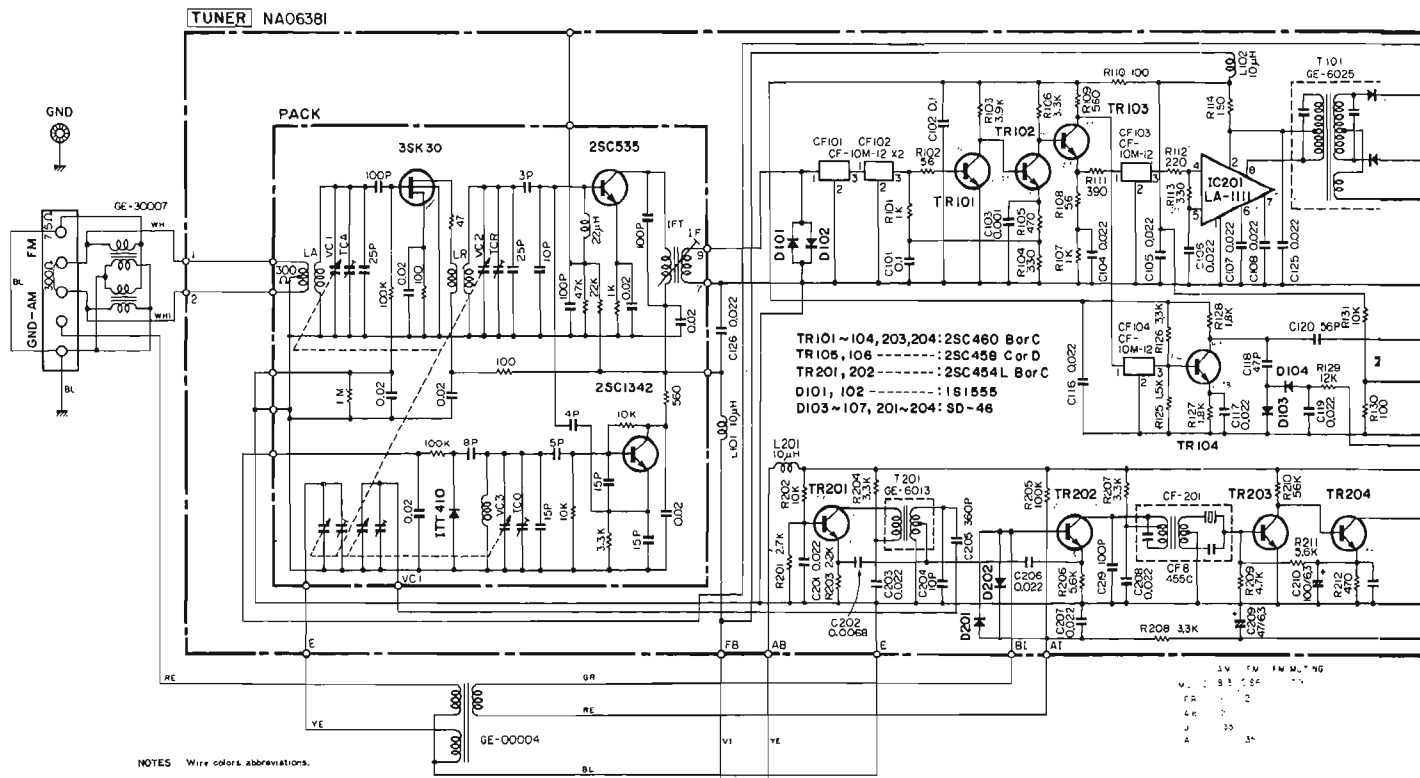
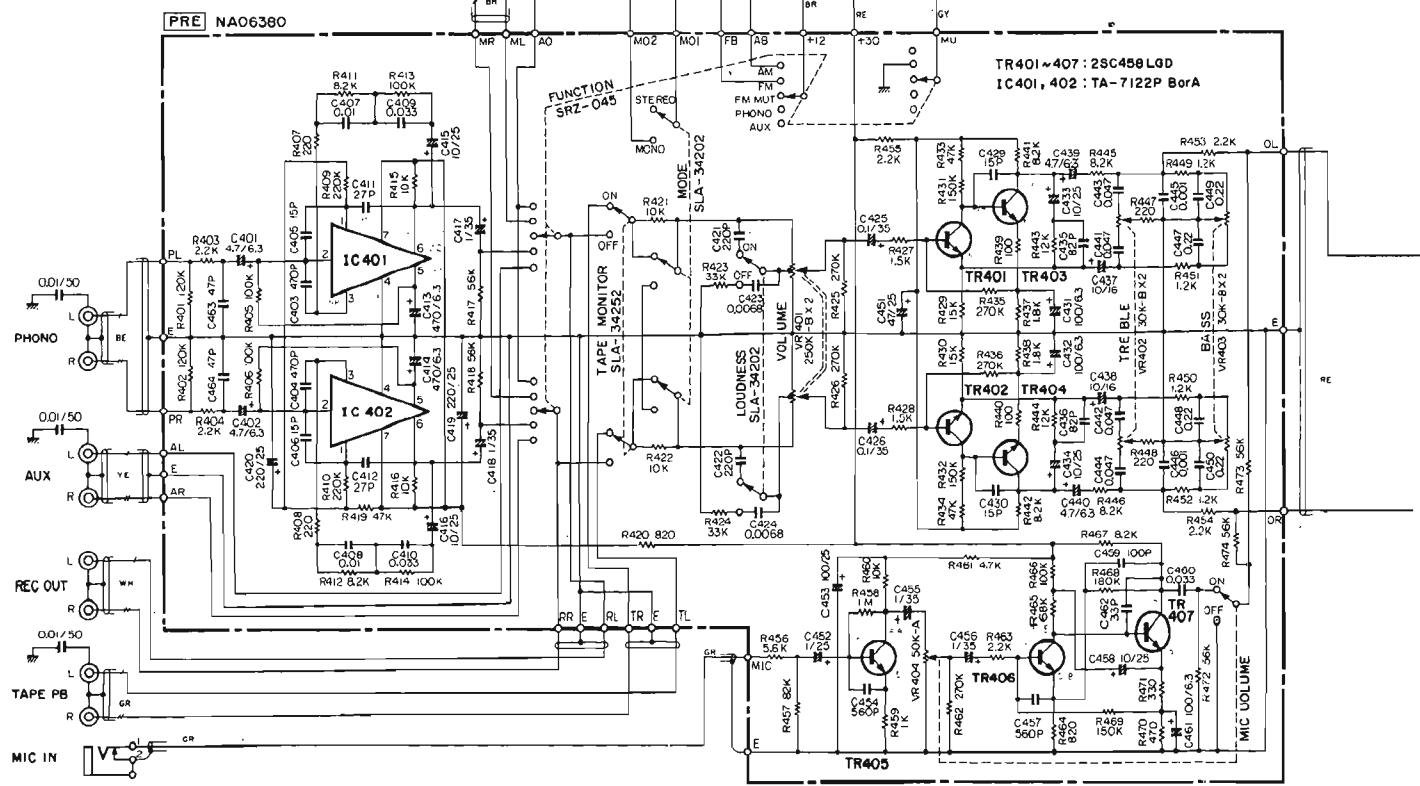


Fig. 1



- NOTES Wire colors abbreviations.
- | | | | | | |
|----|--------|----|--------|----|-------------|
| BL | Black | GR | Green | GG | Light Green |
| BR | Brown | BE | Blue | SB | Light Blue |
| RE | Red | VI | Violet | PK | Pink |
| OR | Orange | GY | Gray | | |
| YE | Yellow | WH | White | | |

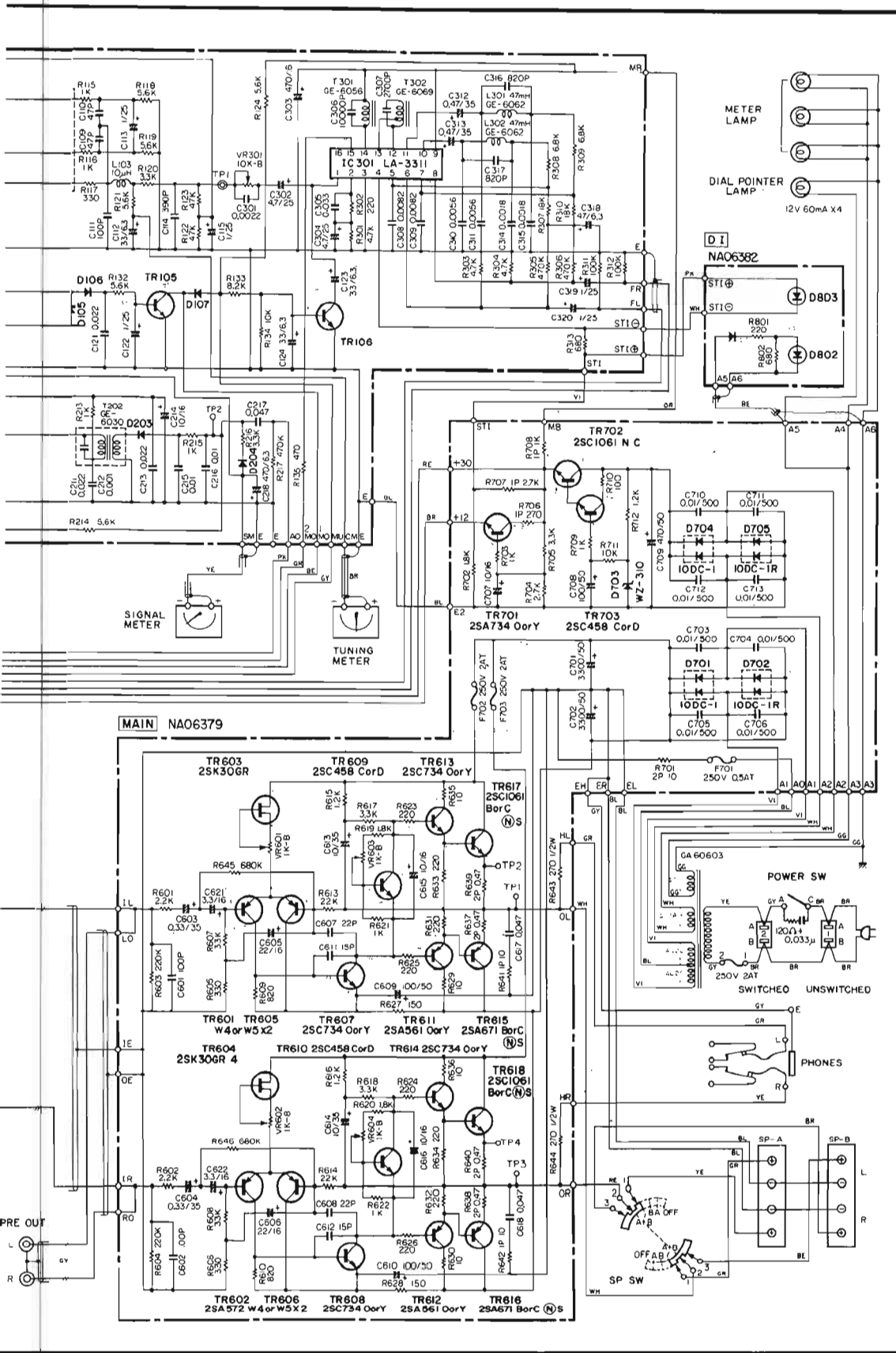


L'entrée du filtre FI se fait sur deux filtres céramiques montés en série. Ces filtres sont en tout au nombre de quatre, il est intéressant de noter que tous ces filtres doivent être appariés. Si on doit

changer un de ces filtres, il faudra en prendre un ayant la même fréquence centrale, ils sont repérés par un point de couleur. On peut aussi changer les quatre filtres. Heureusement ce sont des compo-

sants qui ne coûtent pas cher et qui ne nécessitent aucun réglage. Les trois transistors qui suivent les deux premiers filtres sont montés en liaison directe, avec un schéma à polarisation automatique sor-

tie sur un étage à collecteur commun. Une résistance de 390 ohms en série avec le filtre adapte son impédance d'entrée. Le circuit intégré LA 1111 est un triple amplificateur dif-



férentiel qui sert de limiteur et attaque le bobinage du discriminateur. Ce dernier est un discriminateur de rapport, son fonctionnement est classique. Une série de résistances permet de

disposer de la tension continue mise à profit pour la commande automatique de fréquence (filtrage par C 115), attaque du galvanomètre (filtrage par C 112). Les autres éléments, comme les conden-

sateurs C 114 et C 301 compensent la réponse en phase et améliorent la qualité de la réponse stéréophonique. Le quatrième filtre céramique, CF 104 est utilisé dans un amplificateur auxiliaire

servant à l'indication de l'intensité du champ reçu.

Il commande aussi, par le transistor TR 105 la tension du décodeur stéréophonique. Lorsque l'intensité du champ reçu est trop faible, le transistor TR 106 met l'entrée du décodeur stéréo à la masse, à condition que le commutateur de fonction soit en position FM muting.

Dans ce cas, que l'émission soit stéréo ou non, il n'y aura aucun signal à la sortie du décodeur. Le commutateur de mode peut être placé en position stéréo ou mono. En position mono, le décodage ne fonctionne pas et deux signaux identiques sont perçus à la sortie du décodeur, même si l'émission est stéréophonique. Cette possibilité est exploitable lorsque la qualité de l'émission reçue est médiocre et que du souffle apparaît en stéréo. Le passage en monophonie améliore considérablement la qualité du signal. L'indication de présence de l'émission stéréo se fait par l'intermédiaire d'une diode électroluminescente, D 803.

Le tuner ondes moyennes est réduit à un circuit à quatre transistors, TR 201 à TR 202. C'est suffisant, d'autant plus que les possibilités maximales de cette gamme sont exploitées par l'adoption d'un filtre combiné self, capacité, filtre céramique, chargeant TR 202.

Ce filtre complexe permet d'éliminer une charge sélective, celle du transistor TR 203, dont la polarisation continue est assurée au travers de TR 204. La détection se fait par diode D 203 et la tension continue détectée est renvoyée sur la base de TR 202 où elle commande le gain du transistor. Cette même tension continue sert également à accorder visuellement le récepteur.

SECTION AUDIO

Comme le montre le synoptique, les préamplificateurs d'entrée à faible bruit ne sont

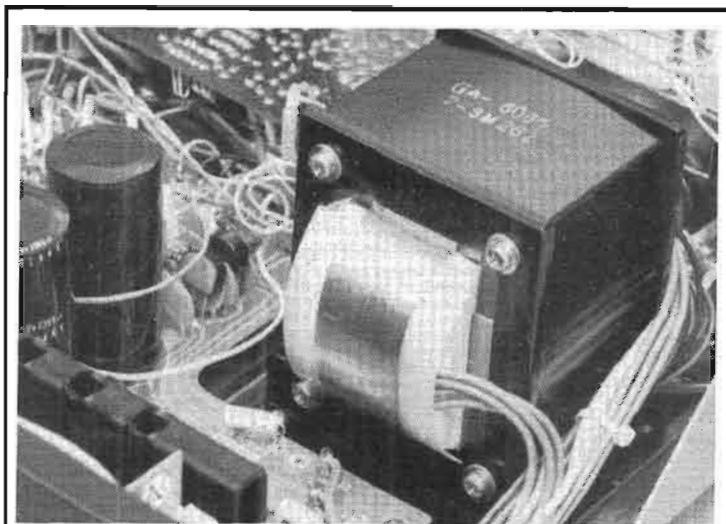


Fig. 2. - Le transformateur du CR 400 est soigneusement blindé, une ceinture de cuivre limite le rayonnement.

employés que pour les préamplificateurs à correcteur RIAA. Ces circuits intégrés comprennent chacun trois transistors et 5 résistances, si bien que l'on peut retrouver la structure d'un préamplificateur classique.

Les éléments de contre-réaction sélective nécessaires pour l'obtention de la courbe RIAA sont extérieurs au circuit.

A la sortie du premier commutateur de sélection de fonction, on dispose du signal ; ce signal est disponible, pour l'enregistrement sur la prise de sortie pour magnétophone.

Après ce commutateur se trouve la touche de monitoring, cette touche est indépendante du commutateur de fonction, en position « source » le signal va de la source, tuner ou tourne-disque, vers les amplificateurs de puissance, tandis qu'en position monitoring, on passe au travers du magnétophone, ce qui permet de s'assurer d'une part que le magnétophone est bien branché, d'autre part, et si ce magnétophone possède trois têtes, que la qualité de l'enregistrement est satisfaisante.

Précédant le potentiomètre de volume, un filtre de correction physiologique, que l'on appréciera ou non, c'est une question de goût.

Deux étages se chargent alors d'amplifier le signal

avant de l'envoyer sur le correcteur de timbre, correcteur dont le montage rappelle le baxandall. Ce correcteur attaque alors les amplificateurs de puissance.

Les trois transistors du bas du schéma de principe sont réservés à la voie micro. On branche un microphone monophonique sur le jack de façade, son signal est réparti par un mélangeur à résistances vers les deux voies de

l'amplificateur. On obtiendra par ce mélange un signal centré entre les deux enceintes. Noter également que le son du micro n'est pas soumis à l'action du correcteur de timbre et que l'interrupteur de fin de course du potentiomètre du micro met les résistances de mélange à la masse, l'entrée micro n'apportera donc aucun bruit parasite si on a pris la précaution de réduire à fond le niveau du micro.

Les amplificateurs de puissance sont à structure complémentaire avec étage d'entrée différentiel et sans condensateur de sortie, en abrégé et en anglais SEPP, OCL, etc.

La stabilisation du point de fonctionnement est due à un transistor monté sur le dissipateur thermique, un transistor à effet de champ est monté en générateur à courant constant dans le circuit d'émetteur des transistors d'entrée. Une conception désormais classique pour un appareil de cette puissance. La protection se fait par fusibles installés dans la ligne d'alimentation positive de chaque

amplificateur. L'alimentation elle-même est protégée par fusible, un pour le primaire, un autre pour le secondaire de puissance. Deux alimentations régularisées auxiliaires se chargent d'alimenter les étages préamplificateurs et le tuner.

FABRICATION

Pas de surprise de taille, on retrouve bien ici la construction japonaise : les torons de fils, dans tous les sens. Le constructeur a fait ici une économie en ne dissimulant pas son câblage sous un faux plancher, ce qui se fait parfois avec pour bénéfique une nette amélioration de la présentation interne. Le prix de cette amélioration est une complication sensible de la tôlerie, complication évitée ici par Yamaha. Résultat immédiat, les circuits imprimés sont accessibles sur leurs deux faces sans démontage ; ce qui sera apprécié des dépanneurs, car hélas, il faut toujours prévoir la maintenance. Les circuits imprimés sont en bakélite, leur fixation est très correcte



Fig. 3. - La présentation du CR 400 est d'une grande netteté.

et ils portent une sérigraphie donnant des indications pour le câblage.

Le radiateur en tôle pliée est original, sa superficie est en rapport avec la puissance dissipée. Cet amplificateur est prévu pour reproduire la musique, il ne faut pas oublier cet esprit de conception, esprit qui fait que l'amplificateur aura du mal à dissiper, boîtier fermé, le maximum de sa puissance, en particulier sur 4 ohms alors qu'il pourra fort bien travailler, avec un programme musical, avec des pointes atteignant la limite de la saturation.

Le transformateur d'alimentation a été particulièrement soigné, il est cerclé de cuivre, technique permettant de réduire les rayonnements responsables d'un bruit de fond élevé. De plus, son circuit a complètement été enfermé dans un carter de tôle.

MESURES

La puissance de sortie a été mesurée les deux voies chargées successivement sur 8 et 4 ohms. Dans ces deux conditions, nous avons obtenu les chiffres suivants : 2 fois 18,6 W et 2 fois 21 W, valeurs très proches de celles données par le constructeur.

Le taux de distorsion harmonique est très bas, il est en effet de 0,06 % à la puissance maximale, juste au-dessous de l'écrêtage, à 1 000 Hz il descend à 0,04 % à mi-puissance. Sur une charge de 4 ohms, ce taux augmente, ce qui est normal il est de 0,2 % à la puissance maximale et tombe à 0,08 % à la moitié de cette puissance. Ces valeurs sont toutes très bonnes, on notera ici une remontée sur 4 ohms relativement faible.

A 20 Hz, la distorsion augmente, c'est encore normal, elle atteint alors 0,12 % sur 8 ohms, et 0,2 % sur 4 ohms. Même constatation cette fois à 20 kHz, 0,08 % sur 8 Ohms, 0,2 sur 4 ohms.

Le taux d'intermodulation est supérieur, il est de 0,2 %

au voisinage de la puissance maximale sur 8 ohms, 0,6 % sur 4 ohms. Ces mesures sont faites à partir d'un signal complexe où deux signaux, l'un à 50 Hz, l'autre à 6 000 Hz sont superposés.

Le rapport signal sur bruit par rapport à la puissance maximale varie avec l'entrée considérée... 86 dB sur les entrées à haut niveau, 70 dB sur les entrées phono. Pour cette dernière mesure, la sensibilité de l'entrée a été ramenée à 5 mV, limite qui constitue la valeur minimale de la sensibilité d'un amplificateur aux yeux des éditeurs de la norme DIN 45500. Ici, cette sensibilité est plus élevée, elle est de l'ordre de 3 mV, ce qui permet à cet appareil de recevoir les signaux des cellules les moins sensibles du marché.

Le niveau de saturation de l'entrée phono est de 145 mV à 1 000 Hz, valeur annoncée par le constructeur. Les entrées à haut niveau, placées devant un potentiomètre sont insaturables.

La bande passante à pleine puissance et -3 dB va de 22 Hz à 75 000 Hz, sans qu'apparaisse de distorsion.

CONCLUSIONS

Un ampli tuner simple ayant des grandes qualités, c'est ce que nous concluons des examens que nous avons pu faire. L'écoute démontre la grande qualité de l'appareil et la disparition rapide du bruit de fond dès que le signal d'antenne devient suffisant. La séparation stéréo est excellente, elle se confirme rapidement par une écoute au casque. Construction sérieuse, présentation impeccable et discrète, puissance de sortie suffisante, voilà de quoi satisfaire beaucoup d'amateurs de musique.

E.L.

N.B. : Au moment de mettre sous presse, l'importateur de cet appareil nous fait savoir que celui-ci est désormais livré avec une notice en français.

ROSELSON

Haut-parleurs Kits pour Enceintes Tuners UHF



1) AF 12NG
suspension souple
45 W - 35 à 1.500 Hz
Ø 30 cm

2) AF 10DFC
double cône - 10 W
55 à 15.000 Hz
Ø 25 cm

3) AF 8GM
suspension souple
10 W - 60 à 10.000 Hz - Ø 20 cm

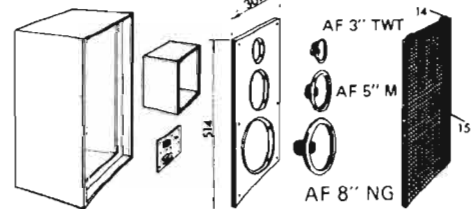
4) R 1T
Tweeter avec pavillon - 20 W
1.500 à 18.000 Hz

5) AF2,5x5TWT
18 W - 2.000 à 18.000 Hz
13 x 6,9 cm

6) R 3T
à dôme hémisphérique - 20 W
2.500 à 22.000 Hz
Ø 10 cm
7) RU 49T
TUNER UHF
normes standard
démultiplication
incorporée

KITS pour Baffles CLOS

Montage facile - rapide - sans vis.
Bois découpé - tissu - colle et laine de verre fournis.



15, 25, 35, 60 Watts

EBENISTERIE (placage noyer) et HAUT-PARLEURS

LISTES REVENDEURS - RÉGION SUD - SUD-EST

BESANCON	REBOUL - 34, rue d'Arènes.
GRENOBLE	BERTET - 57, rue de Stalingrad.
	ELECTROM BAYARD - 18, rue Puyard.
CALUIRE	SCIE-CREL - 12, 22, avenue B. Thimonnier.
LYON 6^e	DORAMA - 100, cours Vitton.
7^e	ELECTRONIC RADIO - 104, Grande Rue de la Guillotière.
3^e	FIJORE - 63, rue de la Part-Dieu.
3^e	Tout pour le Radio - 66, cours Lafayette.
SAINT-ETIENNE	RADIO-SIM - 29, rue Paul Bert.
VALENCE	RICCI - 18, 20, Allée E. Ducretet Z.I. Sud.
MARSEILLE	S.M.E.T. Electronique - 110, Avenue des Chartreux.
	TELABO - 30, 40, Rue Antoine Ré.
	DISTRILEC - 9, Rue Saint-Seyourin.
	RADIO-PRIX - 30, Rue Alberti.
NICE	SMD - 60, Rue Dabray.
	PROMO-SUD - Impasse Saint-Paul.
CANNES	RADIO-TELEC - Passage Guérin.
NIMES	

L'AMPLIFICATEUR



LUXMAN SQ 507 X

L'AMPLIFICATEUR SQ507X est issu de la nouvelle gamme Luxman, dont les performances ont été encore optimisées. A ce titre, les distorsions harmoniques et d'intermodulation sont si faibles qu'elles ne sont plus significatives, la puissance est très grande, 2 x 50 W sur 8 Ω et même 2 x 80 W sur 4 Ω , bien que le constructeur ne mette pas l'accent sur cette dernière spécification.

Les correcteurs de tonalité sont bien entendu à point d'inflexion décalable au gré de l'utilisateur, disposition lancée par Luxman sur les amplificateurs. Enfin l'amplificateur est doté des diverses commodités nécessaires, mais le constructeur n'a pas jugé utile de monter les gadgets discutables, comme l'entrée micro par exemple.

CARACTERISTIQUES

Puissance de sortie : 2 x 50 W eff sur 8 Ω , les deux voies chargées simultanément.

Distorsion harmonique : < 0,04 % à la puissance maximale, quelle que soit la fréquence dans les limites de la bande passante.

Distorsion d'intermodulation : < 0,04 % à la puissance maximale.

Bande passante : 5 Hz - 50 kHz - 3 dB à la puissance maximale.

Entrées : PU1, 2 mV/30 k Ω - 50 k Ω - 100 k Ω ; PU2 2 mV/50 k Ω ; aux. 1 : 90 mV/50 k Ω ; aux. 2 et 3 : 90 mV/200 k Ω ; amplificateur de puissance : 560 mV/50 k Ω .

Surcharge entrées PU : 300 mV.

Rapport signal/bruit : PU1 - PU2, 63 dB; aux. : > 80 dB.

Correcteurs de tonalité : \pm 12 dB à 50 Hz, point d'inflexion 150 - 300 - 600 Hz; \pm 12 dB à 20 kHz, point d'inflexion à 1,5 kHz - 3 kHz - 6 kHz.

Filtres : passe-haut, 70 Hz, - 60 dB par octave; passe-bas, 6 kHz - 6 dB par octave.

Filtre d'accentuation des graves : 6 dB/octave à 100 Hz.

Atténuateur de sortie : - 18 dB.

Sorties : 2 paires d'enceintes, fonctionnement simultané ou séparé; casque; 2 magnétophones.

Alimentation : 110-220 V.

Consommation : à la puissance nominale sur 8 Ω , 200 VA.

Encombrement : 160 x 450 x 268 mm.

Poids : 11 kg.

PRESENTATION

Le coffret en véritable bois au ton foncé donne un aspect sobre de bon goût. La face avant en aluminium brossé anodisé or pâle se marie heureusement au coffret.

Les commandes sont disposées de façon à offrir une manipulation aisée. Toutefois, les commandes des correcteurs de tonalité séparées sur chaque canal sont en disposition coaxiale, qui certes permet de ne pas surcharger la face avant mais demande un certain doigté pour ajuster l'un des potentiomètres.

La face avant comporte en bas et à droite une prise DIN pour magnétophone européen.

Le monitoring et les possibilités de raccordement aux magnétophones sont très complets; il est possible d'exploiter simultanément

plusieurs appareils avec transfert d'un appareil sur un autre.

Le panneau arrière reçoit de part et d'autre du dissipateur des étages de puissance, à gauche le groupe de prises CINCH des raccordements bas niveau, à droite les poussoirs à ressort pour les enceintes les prises réseau commandées ou directes, et le réceptacle du cordon réseau amovible.

L'entrée PU1 a son impédance ajustable sur 30-50 et 100 k Ω , de façon à permettre l'adaptation à n'importe quel type de cellule de lecture ; le niveau d'entrée sur aux. 1 est ajustable, pour obtenir par exemple une sortie constante en passant d'une source exploitée à une autre.

La technique et la technologie sont classiques et éprouvées. La réalisation très soignée fait appel à des sous-ensembles modulaires.

DETAIL DES CIRCUITS (schéma général)

Le préamplificateur comporte un étage de correction RIAA à trois transistors, Q201 - Q202 - Q203, le réseau de correction est inséré entre les émetteurs de Q201 et Q203.

Un émetteur follower, Q501 reçoit les signaux de la source sélectionnée, il délivre ceux-ci aux sorties enregistrement à travers les commutations et le monitoring 1 et 2 selon l'appareil choisi. Le filtre passe-bas est disposé dans l'émetteur de Q501.

En sortie de Q501, les signaux sont appliqués aux commandes de volume et de balance, puis entrent sur un filtre actif à deux étages, Q301 - Q302 qui selon le mode de fonctionnement choisi joue le rôle de filtre passe-bas ou accentue les graves. Dans ce dernier cas, il joue le rôle de correcteur physiologique.

Les signaux entrent ensuite sur les correcteurs de tonalité, Q401 - Q402, comportant les réseaux de décalage des

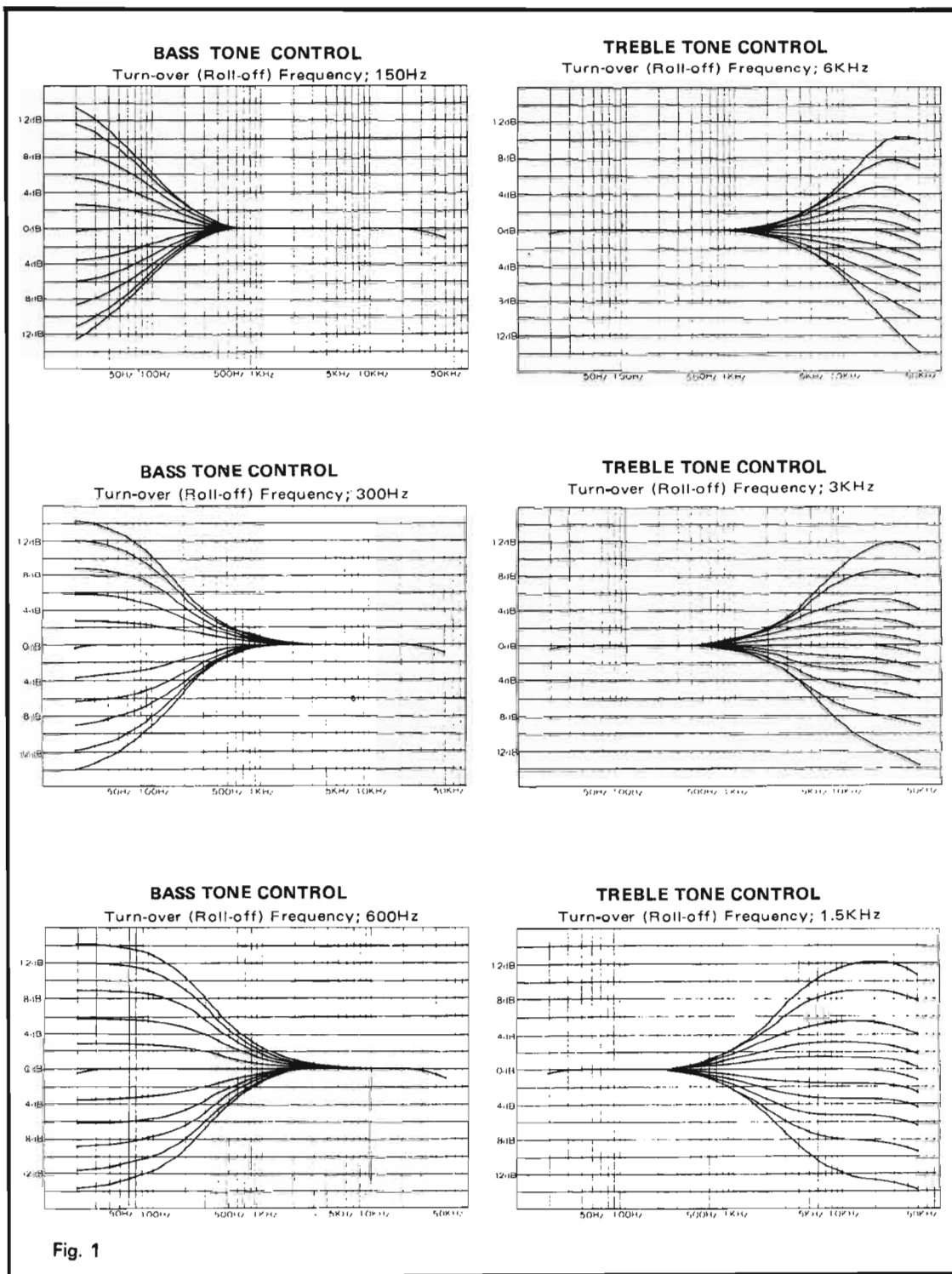


Fig. 1

points d'inflexion des courbes. Ce dispositif est quelque peu analogue à un égaliseur, en ce sens qu'il permet de modeler la courbe de réponse globale de l'amplificateur de façon à adapter au mieux la chaîne au local d'écoute, avec une plage d'action bien supérieure aux circuits des correcteurs de tonalité classique.

Les signaux sortent de la section préamplificateur, et après commutation ils par-

viennent à l'amplificateur de puissance sur le commutateur abaissant le niveau de -18 dB.

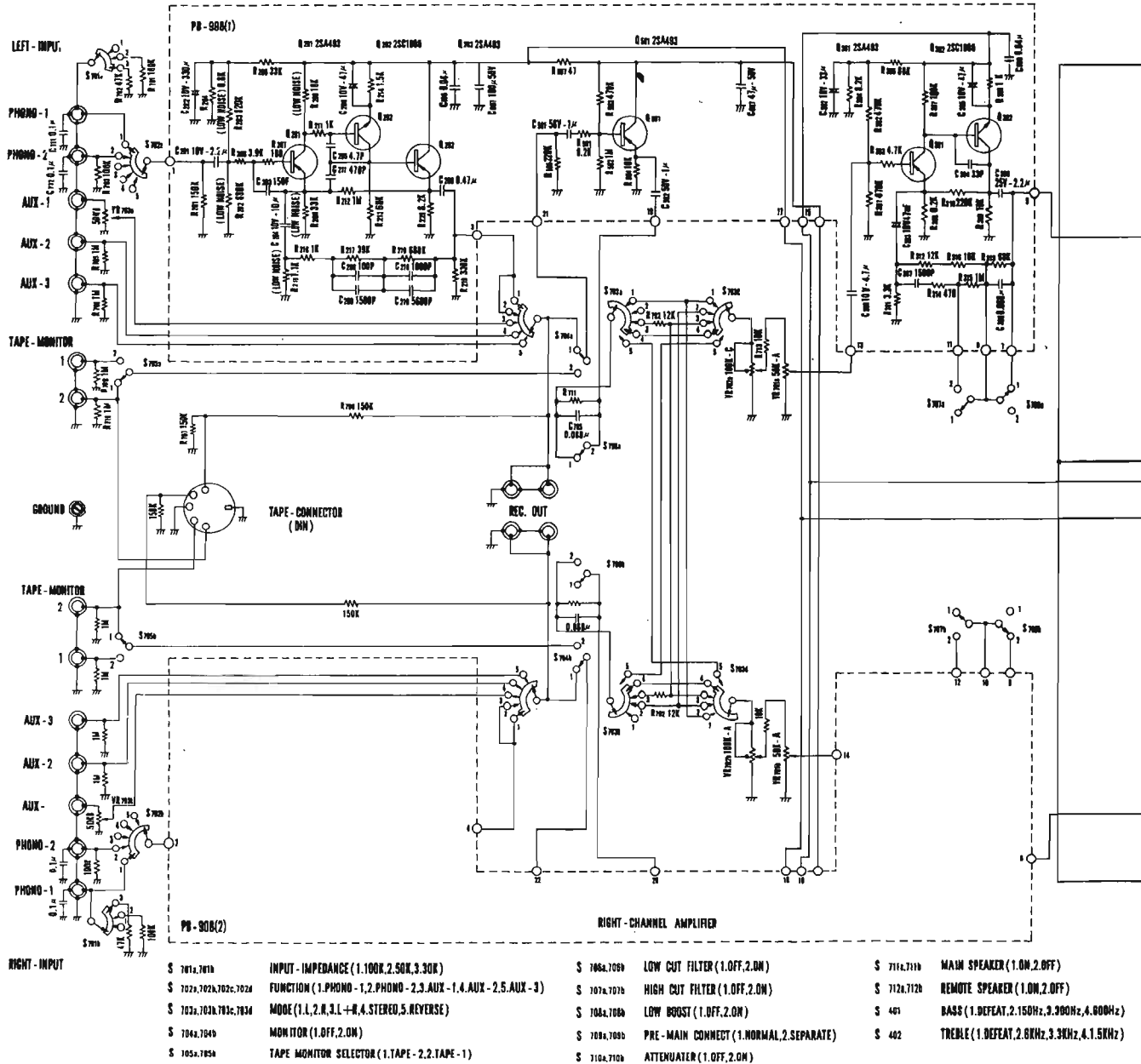
Les circuits sont à entrée différentielle et liaison continue sans condensateur en sortie. Le montage en complémentaire pur a été choisi, pour réduire autant que possible les distorsions de croisement. La protection est assurée par des fusibles rapides.

L'alimentation des circuits

du préamplificateur est réglée et filtrée électroniquement ; celle du bloc de puissance filtrée sur le + et le - à l'aide de condensateurs de 6 800 μ F.

MESURES

Bien que le constructeur ne le signale pas de façon implicite dans la notice d'emploi, il est possible d'utiliser des enceintes de 4 Ω . Dans ce cas,



la puissance s'élève de façon importante.

Puissance maximale mesurée sur 8Ω , $2 \times 55 \text{ W eff}$ à 1 kHz les deux voies chargées simultanément.

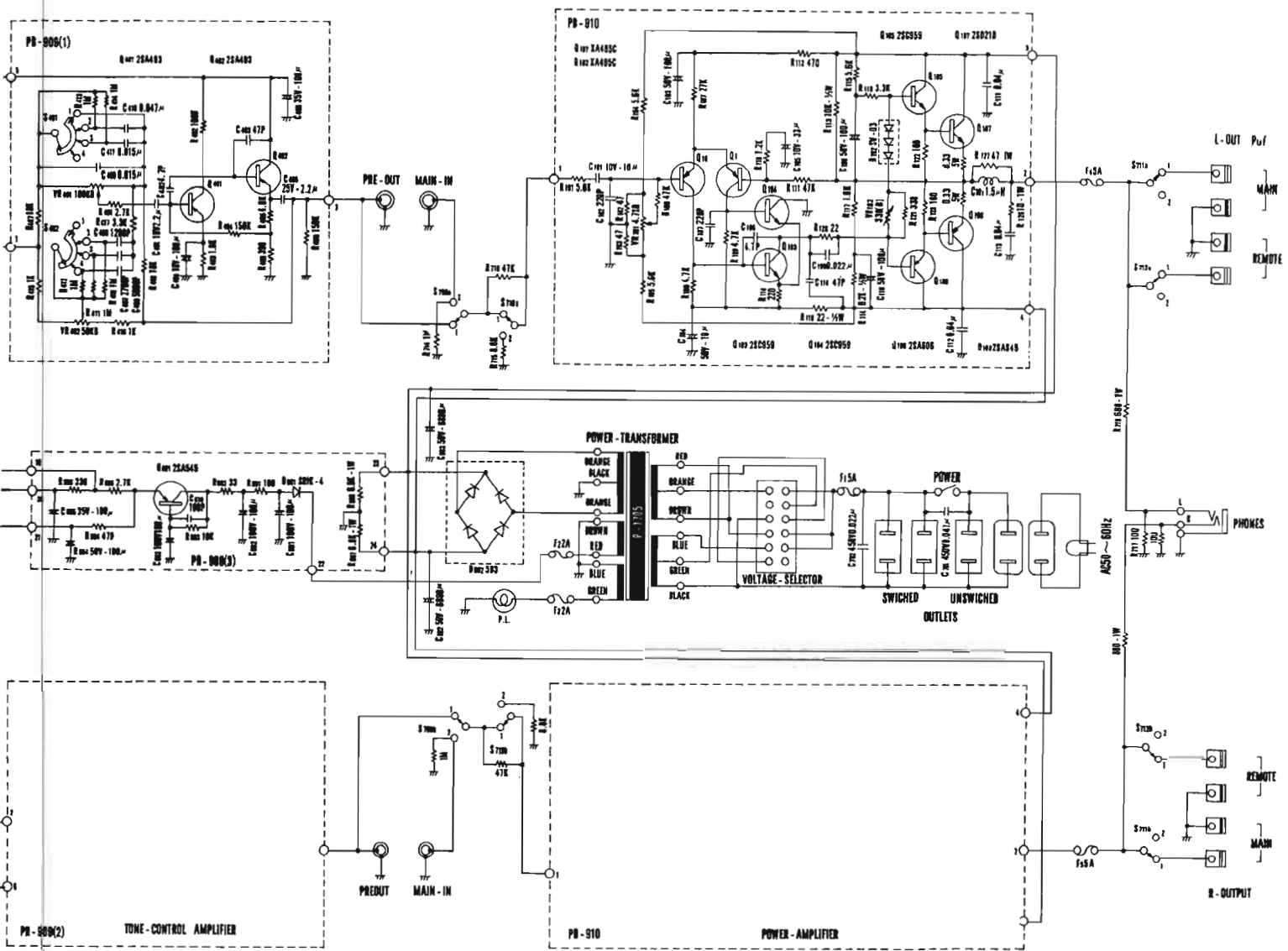
Sur 4Ω , nous avons obtenu $2 \times 85 \text{ W eff}$ à 1 kHz , pendant

4 heures, il n'y a pas d'inconvénient à charger l'appareil sur cette valeur. Le taux de distorsion harmonique à $2 \times 50 \text{ W eff}/8 \Omega$ ou $2 \times 80 \text{ W}/4 \Omega$ est inférieur à $0,05 \%$ pour toutes les fréquences entre 20 Hz et 20 kHz , cette mesure

ne permet pas de relevé significatif sur l'appareil en dessous de $0,1 \%$, nous pouvons considérer qu'un amplificateur n'apporte absolument aucune distorsion à une chaîne, quelle que soit la cellule de lecture et les enceintes

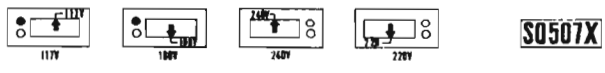
employées.

La distorsion d'intermodulation est également insignifiante, inférieure à $0,1 \%$ quelles que soient les fréquences et leur rapport injectés sur l'entrée $50/6000 \text{ Hz}$, $40/5000$, $50/10000$, $3/1$, $4/1$, $5/1$.



- YR 701a, 701b VOLUME CONT.
- YR 102a, 702b BALANCE CONT.
- YR 103a, 703b AUX - 1 LEVEL SET
- YR 401 BASS CONT.
- YR 402 TREBLE CONT.

UNLESS OTHERWISE SPECIFIED, ALL RESISTORS ARE IN OHM $\pm 10\%$, $\frac{1}{4}$ W.
 ALL CAPACITORS ARE IN FARAD. THERE MAY BE SLIGHT CHANGES
 IN THE ACTUAL SET.
 LINE VOLTAGE SELECTOR'S POSITION



La correction RIAA est excellente, l'écart maximal est de + 10,4 dB. Les correcteurs de tonalité ont une plage de ± 12 dB, nous donnons figure 1 les diverses courbes que l'on obtient en décalant les points d'inflexion.

La bande passante globale, à 2 x 50 W ou 2 x 80 W est désespérément linéaire, à - 0,5 dB entre 10 Hz et 40 kHz.

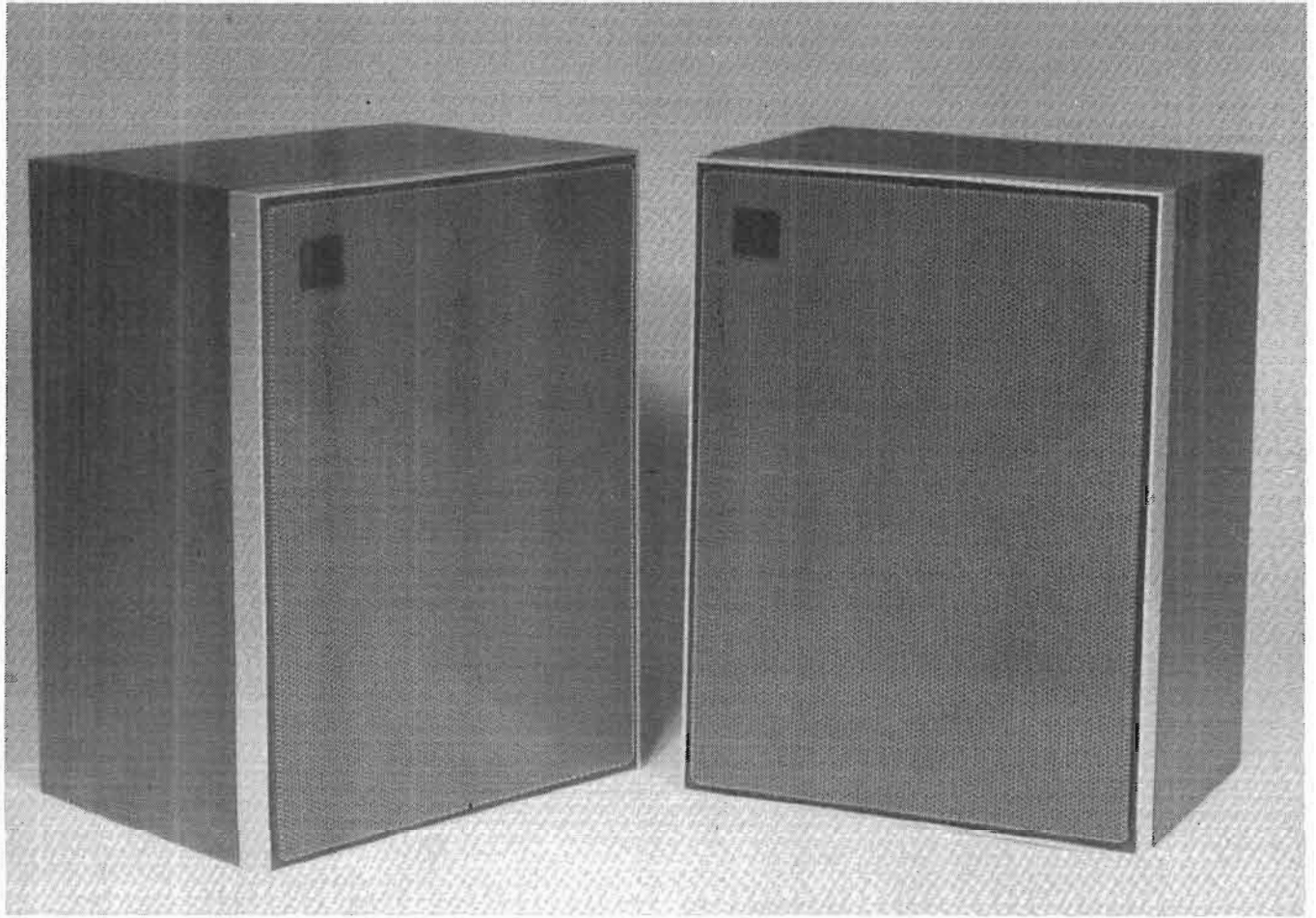
CONCLUSION

Appareil bien construit et de forte puissance, le SQ507X est doté de performances et caractéristiques excellentes en tous points.
 Il est exclu de considérer

qu'il apporte une quelconque distorsion, et il remplit le rôle d'amplifier les signaux sans rien y ajouter ou y retrancher, qui est la destination exacte d'un amplificateur.

J. BERCHATSKY

LES ENCEINTES ACOUSTIQUES



MFB RADIOLA "RA 532"

Les amplificateurs à transistors ont atteint un degré de perfection tel, voici déjà plusieurs années, qu'il n'est pas possible d'espérer une quelconque amélioration de la reproduction sonore en tentant de leur donner des performances supérieures.

Les constructeurs se sont donc trouvés confrontés aux difficultés dues aux maillons des extrémités de la chaîne, la platine tourne-disques, et les enceintes.

Il s'agit là de transformations de mouvements mécaniques en électricité, et vice versa, ce qui n'est pas simple, le mariage de ces deux techniques, mécanique et électronique n'étant jamais qu'un compromis, tout au moins pour les appareils des-

tinés au grand public, où la notion du prix de vente est nécessairement primordiale.

L'asservissement électronique des enceintes acoustiques a vu son intérêt relancé depuis 1973, moment où Philips a mis sur le marché ses enceintes MFB, de taille très réduite.

Depuis lors, près d'une dizaine de constructeurs se sont penchés sur ce problème et proposent également des modèles asservis.

Après une période de commercialisation de plus de 18 mois, il nous a semblé intéressant d'analyser les enceintes MFB et d'en tirer les enseignements très importants de cette forme d'asservissement originale.

INTÉRÊT DE L'ASSERVISSEMENT DES ENCEINTES

Nous avons bien souvent dans nos colonnes analysé le

fonctionnement des enceintes. Celui-ci est quelque peu déroutant pour les mélomanes, qui après avoir choisi celles qui paraissent convenir le mieux à leurs oreilles en auditorium avec de nombreuses

écoutes, se trouvent désorientés en ne retrouvant pas le son initial choisi une fois les enceintes installées dans leur intérieur.

Il n'y a là rien que de très normal, le volume de la salle

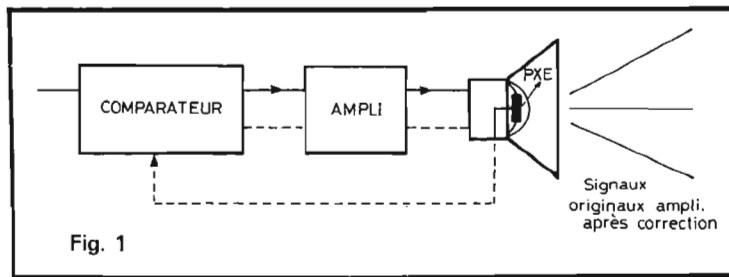
d'écoute, son ameublement, sa réverbération, sont autant de facteurs qui influent sur l'écoute, et amènent à faire travailler les haut-parleurs dans des conditions très variables selon la charge acousti-

que qui leur est appliquée et qui est constituée par leur environnement.

En outre, un phénomène très gênant se manifeste : la fréquence de résonance propre du haut-parleur, qui provoque une coloration et une distorsion harmonique souvent inacceptables entre 50 et 100 Hz, encore accentuées par un local d'écoute inadapté.

On tente, à l'aide des correcteurs de tonalité de l'amplificateur, de modérer la courbe de réponse sonore, de façon à limiter l'effet de la salle d'écoute, mais ce n'est là qu'une approche de la bonne solution.

Les haut-parleurs à faible rendement sont une autre solution au problème, en agissant sur tous les constituants des haut-parleurs et des enceintes, on rend la réponse acoustique à peu près linéaire, mais à quel prix, des puissances de 2 x 50 à 2 x 100 W sont alors nécessaires, le rendement acoustique étant de 3 %, 1 % ou moins encore,



l'encombrement reste important.

Comme il est plutôt délicat, voire impossible d'adapter le local aux enceintes choisies, les constructeurs se sont orientés vers l'asservissement, qui seul, permet de rendre l'enceinte indifférente à son environnement, c'est-à-dire qui restitue le son original.

L'asservissement élimine donc l'influence de la salle et de la fréquence de résonance sur l'enceinte, d'une façon tout à fait analogue à ce qui se produit sur une alimentation stabilisée en tension.

Cette dernière a sa tension verrouillée à une valeur déterminée, quelle que soit la valeur de la charge qu'elle ali-

mente, et quelle qu'en soit la nature, selfique ou capacitive, quelles que soient les variations de la tension du réseau dans une fourchette de $\pm 15\%$.

On règle les mouvements de la membrane, de façon à rendre aussi proches que possible leurs déplacements de ceux que doivent procurer les signaux de l'amplificateur.

Mais les difficultés de réalisation sont multipliées par le fait qu'il s'agit d'une régulation sur une pièce mobile, dont le poids est très réduit.

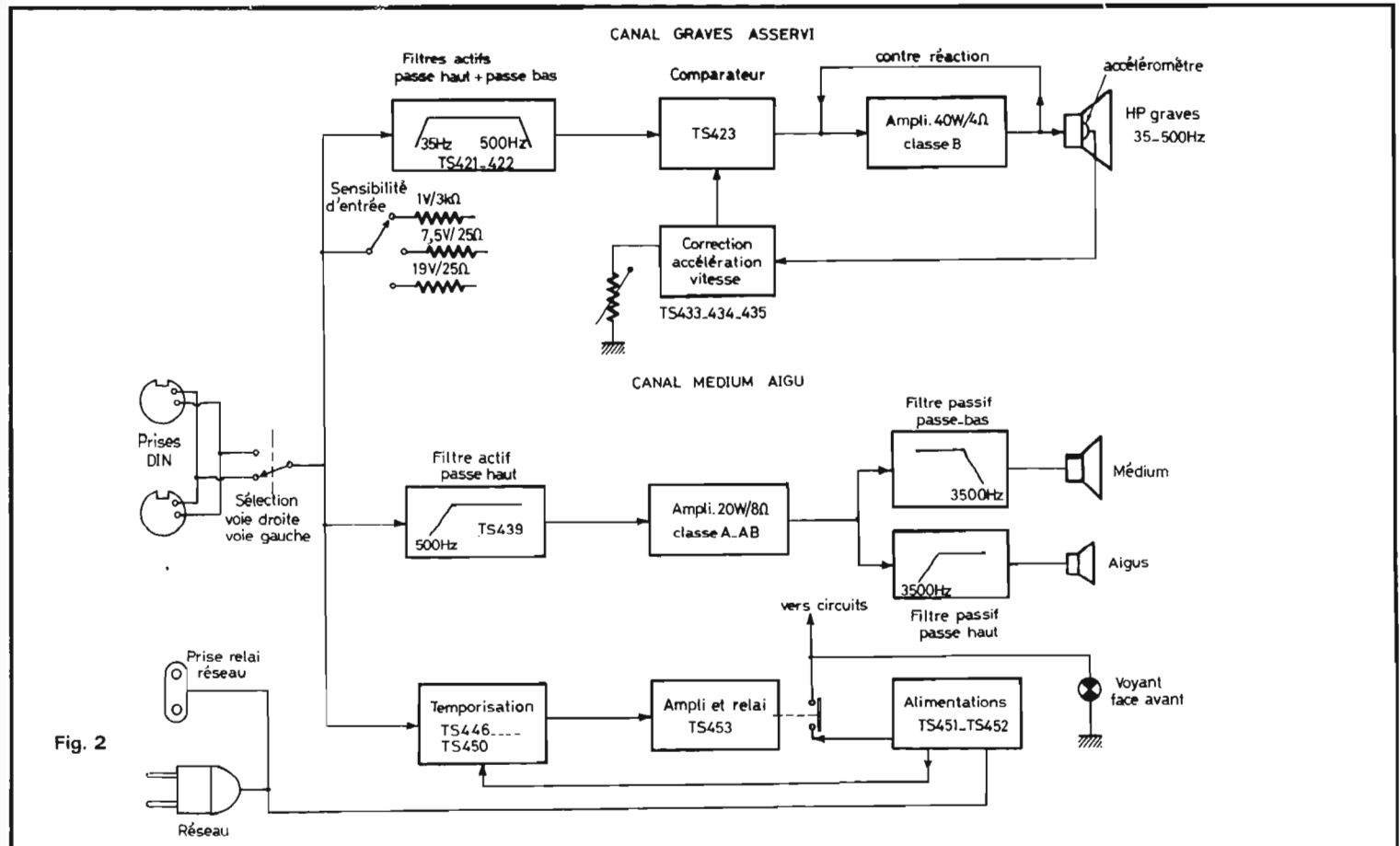
La solution apportée par Philips est originale, efficace et permet d'affranchir largement l'enceinte de son environnement, avec un volume très réduit.

L'ASSERVISSEMENT DES HAUT-PARLEURS

Le haut-parleur transforme les signaux basse fréquence appliqués à sa bobine mobile en pressions acoustiques liées aux mouvements de sa membrane.

Ce phénomène bien connu n'est pourtant pas d'une fidélité remarquable. Le champ magnétique dans lequel baigne la bobine n'est pas constant tout au long de son déplacement, la masse de celle-ci n'est pas nulle, les lois de Lenz et de Laplace ne s'y marient pas harmonieusement. La rigidité de la membrane n'est que théorique, son mouvement n'est pas linéaire en fonction de la fréquence du signal appliqué à la bobine, et enfin, le saladier support n'offre qu'une rigidité approximative.

Bien que des progrès très sensibles aient été constatés, nous sommes loin sur les haut-parleurs actuels, des performances des amplificateurs.

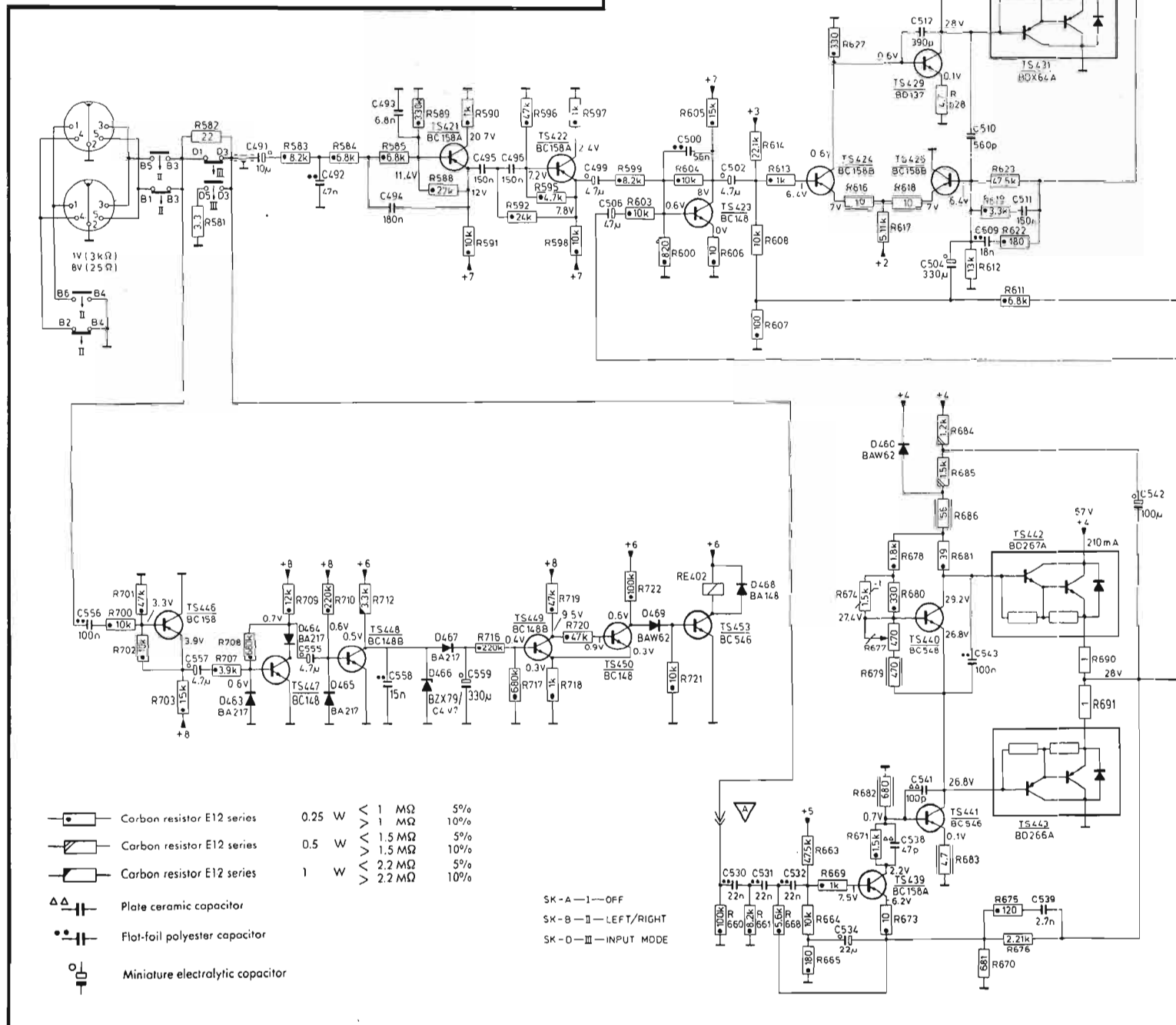


Les premiers essais destinés à rendre les mouvements de la membrane conformes aux signaux appliqués à la bobine mobile, à l'aide d'un asservissement électronique, ont été réalisés dès 1931 chez Siemens, chez R.C.A. (Professeur Longway) et en U.R.S.S. en 1932 (Professeur Kourklistchew).

L'asservissement sur un haut-parleur doit avoir pour effet de rendre aussi rigoureusement proportionnel que possible les déplacements de la membrane, à la forme et l'amplitude des signaux appliqués sur la bobine.

L'idée originale de Philips a été de prendre l'information accélération de la membrane, d'où l'on tire par simple intégration la vitesse de celle-ci, pour contrôler son déplacement et rendre celui-ci linéaire par l'application d'un signal de correction à l'entrée de l'amplificateur.

Cet asservissement est appliquée au haut-parleur de graves, voie où se manifeste de façon désastreuse la fréquence de résonance et permet d'éliminer pratiquement celle-ci, tout en étendant vers l'extrême grave sa courbe de réponse (fig. 1).



PRÉSENTATION

L'enceinte MFB RA 532 est du type 3 voies, avec asservissement sur le H.P. graves. Le coffret d'encombrement très réduit, volume 15 litres, contient deux amplificateurs de puissance, l'un de 40 watts sur la voie grave asservie, le second de 20 W pour le H.P. médium et le tweeter.

L'architecture des circuits est donnée figure 2 ; le H.P. grave a 20 cm de diamètre, le médium 13 cm, le tweeter 2,5 cm.

La courbe de réponse est très linéaire entre 35 Hz et 20 kHz, les fréquences de raccordement des filtres sont à 500 Hz (filtres actifs) et 4 kHz (filtres passifs).

Le taux de distorsion harmonique est inférieur à 0,1 % sur les deux amplificateurs, entre 5 Hz et 2 kHz, à 30 W pour la voie grave, entre 500 Hz et 20 kHz à 15 W pour le médium aigu.

Le signal d'entrée aboutit à deux prises DIN 5 broches, l'attaque peut être faite à partir d'un préamplificateur (1 V/3 k Ω) ou directement à partir de la sortie d'un amplificateur (7,5 ou 19 V/25 Ω) en commutant la sensibilité choisie.

Les enceintes peuvent être employées indifféremment sur le canal gauche ou droit, un inverseur permet le choix de la voie sélectionnée. En outre, le groupement en parallèle de plusieurs enceintes est possible, la puissance que l'on peut installer sans difficultés

Fig. 4.

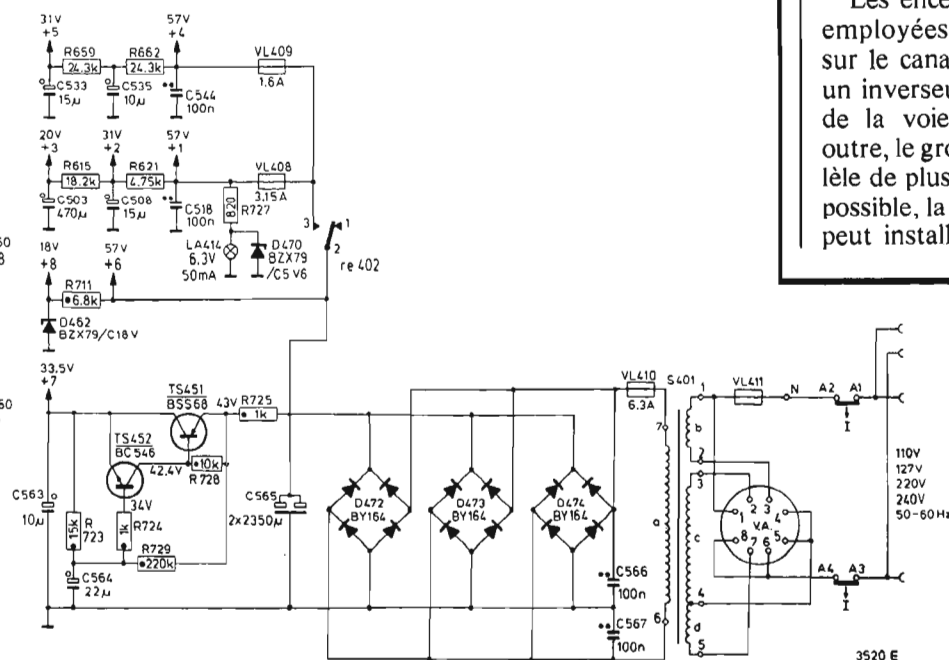
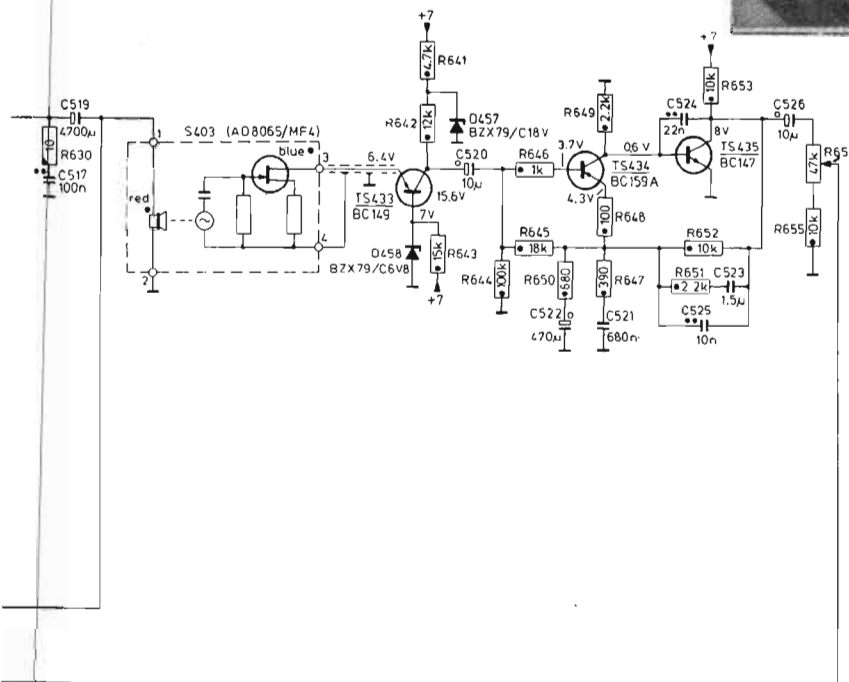
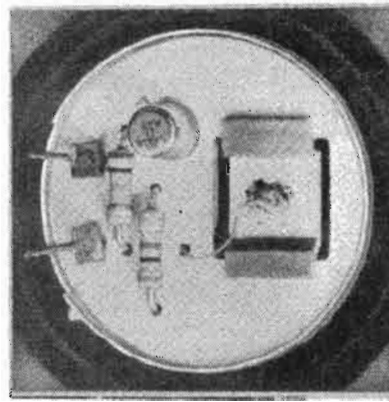


Fig. 3

se monte à plusieurs kilowatts (3 600 W indiqués par le constructeur).

Chaque enceinte possédant son alimentation autonome, est raccordée au réseau. Un interrupteur est disposé au dos de l'appareil, cependant, comme il serait fastidieux de mettre successivement en route les enceintes à chaque fois que l'on désire s'en servir, un dispositif de veille est installé, qui déclenche celui-ci lorsqu'un signal se présente, et alimente les circuits des amplificateurs.

Le poids et l'encombrement sont réduits à des valeurs qui permettent une installation facile sans apporter de gêne dans le local d'écoute ; 378 x 283 x 212 mm, 12 kg.

DESCRIPTION DES CIRCUITS

Nous pouvons décomposer le schéma général de la figure 3 en 4 sections pour l'analyse : l'amplificateur de graves, le système d'asservissement, l'amplificateur médium-aigus, la temporisation.

Le signal d'entrée est dirigé simultanément vers les deux amplificateurs et le temporisateur.

A l'entrée de l'amplificateur de graves, un filtre actif à deux étages est installé. Le premier, TS 421 filtre passe-bas a une pente de 18 dB par octave, le second, TS 422 filtre passe-haut a une pente de 12 dB par octave. L'ensemble forme un filtre de bande 35 Hz-500 Hz qui limite la zone de fonctionnement du canal graves.

Le signal d'entrée ainsi filtré est appliqué à l'étage comparateur TS 423, recevant par ailleurs le signal de correction issu de l'équipage mobile du haut-parleur.

Le signal corrigé sort de TS 423, il attaque l'amplificateur de puissance comportant un étage différentiel sur son entrée, TS 424-TS 425. Les étages de sortie sont des Darlington intégrés, le signal de contre-réaction classique est renvoyé sur TS 425.

L'asservissement de la membrane est piloté par un petit accéléromètre monté avec son adaptateur d'impédance sur un circuit imprimé solidaire de la bobine mobile (fig. 4).

L'accéléromètre est un élément piézo-électrique, réversible en présence d'une tension à ses bornes il se déforme (cas des microphones à ultrasons)

soumis à une contrainte sur ses faces, une tension apparaît à ses bornes. L'accéléromètre étant solidaire de la bobine mobile, voit donc apparaître à ses bornes une tension de forme et d'amplitude proportionnelle à son mouvement.

Ce signal contient deux informations, l'accélération et la vitesse, cette dernière extraite par intégration, dans le circuit d'asservissement.

Le transistor fet monté sur l'équipage mobile est couplé à TS 433, l'ensemble formant un adaptateur d'impédance. Afin de se protéger contre les variations de la tension d'alimentation, qui se répercuteraient sur le signal issu de l'accéléromètre, on filtre et régule les tensions base et collecteur de TS 433 à l'aide de diodes zener.

Le signal est ensuite amplifié par les étages TS 434-TS 435, ce dernier monté en intégration de Miller. L'information est alors dosée par le potentiomètre ajustable R 654 et dirigée vers l'étage comparateur, comme une vulgaire contre-réaction.

Mais cette contre-réaction est sélective, la courbe de réponse de TS 434-TS 435 est modelée par le réseau disposé entre ces deux étages de façon à ce qu'elle compense la bosse

due à la fréquence de résonance du haut-parleur.

L'ensemble amplificateur + asservissement donne une réponse linéaire entre 35 Hz et 500 Hz, la coupure à 35 Hz est imposée pour éviter des phénomènes d'accrochage avec les signaux parasites dus au rumble des platines.

L'amplificateur médium-aigu est précédé d'un filtre actif passe-haut, laissant passer les signaux à partir de 500 Hz, rôle assuré par l'étage TS 439 et son réseau. L'amplificateur comporte en sortie des étages Darlington intégrés complémentaires, comme sur le canal graves. Son point de fonctionnement à basse puissance est déterminé en classe A, puis au-dessus de 1 W il passe en classe AB.

En sortie deux filtres passifs classiques sont chargés d'aiguiller les signaux. Leur point d'inflexion se situe vers 3 500 Hz, de façon à faire travailler le H.P. médium entre 500 et 3 500 Hz et le tweeter au-dessus de 3 500 Hz. Notons que la contre-réaction globale est réinjectée sur le collecteur de TS 439, qui filtre les signaux au-dessous de 500 Hz.

La temporisation emploie une cascade d'étages, TS 446... TS 450, amplifiant le signal BF provenant de l'entrée, puis le redressant, pour agir sur le transistor TS 453 qui commande le relais via la bascule TS 449 - TS 450. En l'absence de signal, celui-ci est au repos. Lorsqu'une tension se présente sur l'entrée, le relais colle, l'alimentation est appliquée à l'ensemble des circuits de puissance. Seule la temporisation et les préamplificateurs restent sous tension continuellement, ce qui est logique.

Pour éviter la coupure de l'alimentation pendant l'échange d'un disque, le trigger de Schmitt TS 449 - TS 450 a sa période ajustée pour une durée de l'ordre de 2 minutes, au-delà de laquelle le relais RE 402 se met au repos et coupe l'alimentation.

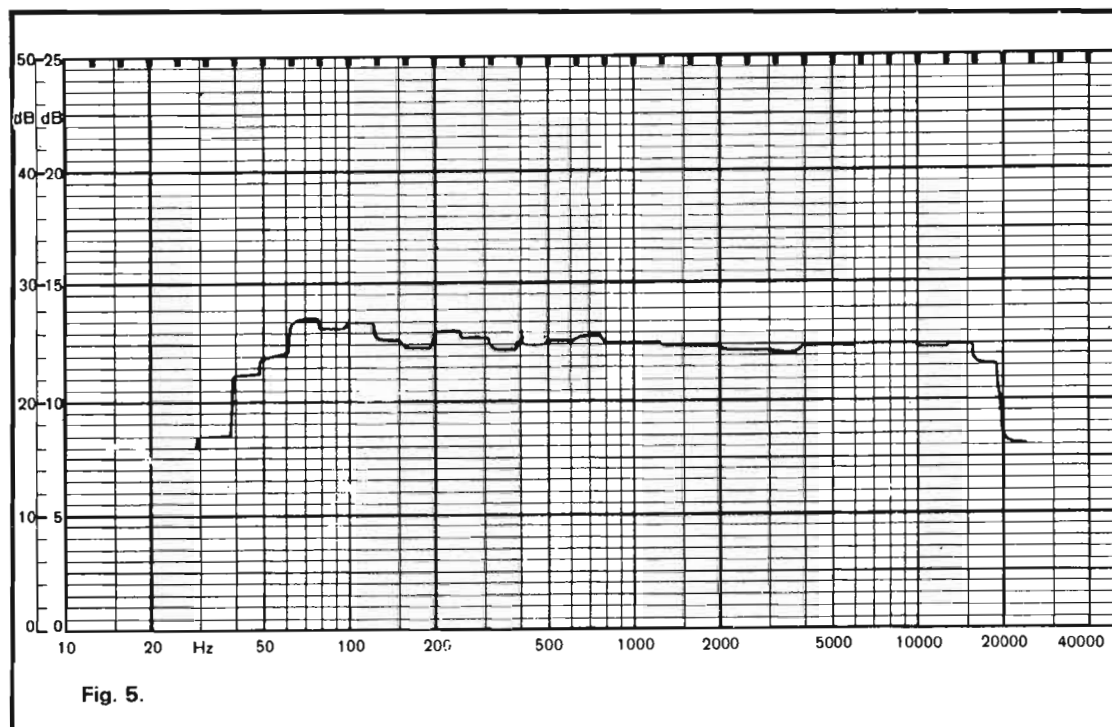


Fig. 5.

L'alimentation est stabilisée électroniquement pour les petits étages simplement filtrée pour les amplificateurs de puissance. La protection de ces derniers est assurée par des fusibles.

MESURES

Il n'est pas possible de soumettre l'ensemble enceintes et amplificateurs aux procédures de mesures classiques.

Nous n'avons pu que mettre en évidence la puissance par le relevé de la tension aux bornes du H.P. grave, et celle en sortie du canal médium aigu.

Sur la voie grave, à 400 Hz, la puissance atteint largement 44 W, à 30 W le taux de distorsion harmonique reste inférieur à 1 % pour toutes les fréquences entre 35 Hz et 500 Hz.

Sur la voie médium-aigu, à 15 W, le taux de distorsion harmonique reste inférieur à 0,4 % entre 500 Hz et 20 kHz, alors que la puissance maximale atteint 23 W à 1 kHz.

Les chiffres de distorsion harmonique peuvent paraître élevés. Ce n'est qu'une impression, car ils sont obtenus avec des amplificateurs chargés par les haut-parleurs, et non sur résistance pure comme c'est le cas sur les autres amplificateurs lors des mesures.

A titre de curiosité nous avons testé comparativement un bon amplificateur de 2 x 40 W/4 Ω, classe de distorsion 0,1 % sur résistance, en le chargeant sur une enceinte 3 voies de bonne qualité ; d'un prix voisin de 1 000 F. Le taux de distorsion relevé à 100 Hz était de 8 %.

La distorsion des enceintes MFB est donc très faible, pratiquement inexistante à l'écoute, comme nous le verrons plus loin.

Nous avons tenté de relever la courbe de réponse sonore de l'enceinte à l'aide d'un sonomètre, mais cette mesure très délicate ne peut être menée à bien qu'en chambre sourde et non en

appartement, où tout bruit parasite vient fausser les résultats. Nous donnons figure 5 la courbe relevée en chambre sourde par le constructeur.

L'asservissement a prouvé son efficacité de la façon suivante : vers 80 Hz, asservissement en fonction, on relève le niveau de sortie. Asservissement déconnecté du comparateur, le signal a son niveau qui augmente de façon importante. L'exploration en fréquences entre 35 et 200 Hz asservissement coupé et en service confirme ce qui est énoncé ci-dessus.

ÉCOUTE

Nous avons raccordé les MFB en sortie d'un préamplificateur puis d'un amplificateur. Aucune difficulté n'a été rencontrée pour l'adaptation des niveaux et des impédances, grâce aux commutations 1-7,5-19 V.

La qualité sonore des MFB est très bonne, sans coloration, le registre est fidèle, les sons sont nets ; ce sont là de très remarquables résultats pour des enceintes de si petite taille.

L'asservissement joue un rôle réel dans les graves, cette enceinte est à classer dans le haut de gamme.

CONCLUSION

Grouper les amplificateurs dans le coffret de l'enceinte est nécessaire ici à cause de l'asservissement. La MFB possède des qualités sonores tout à fait remarquables, l'asservissement remplit bien le rôle qui lui est imparti. Cette technique est très prometteuse, elle permet de réduire le diamètre du H.P. grave et par là le volume de l'enceinte, elle la rend pratiquement indépendante des qualités acoustiques du local d'écoute.

J. BERCHATSKY



SOMMERKAMP®

LE PLUS IMPORTANT SPECIALISTE D'EUROPE

dans le domaine de radiotélé-phones importés du Japon de ses propres chaînes de montage.

Les marchands en gros ainsi que les magasins spécialisés commandent leur stock directement au dépôt géant.



TS 737, 5 W Mobile, homologué PTT



SOMMERKAMP FT-224 Transceiver, 1/10 W, 24 canaux FM, tous équipés de cristaux pour des répéteurs européens et des canaux simplex. Le transceiver idéal pour le radio-amateur F1 n'opérant pas en CW.



TS 600 G, 5 W Mobile, homologué PTT

SOMMERKAMP Transceiver FT 277 E, nouveau modèle muni du fameux "speech processor" utilisant la méthode haute fréquence pour l'obtention d'une modulation profonde. 160 m à 10 m + 11 m et 10 MHz WWW. BLU/AM/CW sur 110 à 220 Volts alternatif et 12 Volts continu, vernier de réception commutable, soufflerie, haut-parleur incorporé etc., livré avec micro à main et fiches d'antenne.



SOMMERKAMP Récepteur OC, FR 50 B pour SWL. 80 à 10 m + une autre bande à votre choix. Double changement de fréquence. Compagnon de l'émetteur FL 50 B. Réception de BLU/AM/CW. Antiparasites déclenchable, générateur d'étalement etc.



SOMMERKAMP FR : 101, récepteur 160 m à 10 m et 11 m, 2 m incorporé, 6 gammes pour SWL O.C. LSB-USB-CW-AM-FM.

Adressez vos commandes aux commerçants spécialisés

FRANCE :

SERCI, 11, Bd. St-Martin, 75003 PARIS - 887.72.02

L'ONDE MARITIME, 28, Bd. du Midi, 06150 CANNES-LA-BOCCA - 47.44.30

R. VIDAL, 37, rue Goudard, 13 MARSEILLE - 48.18.37

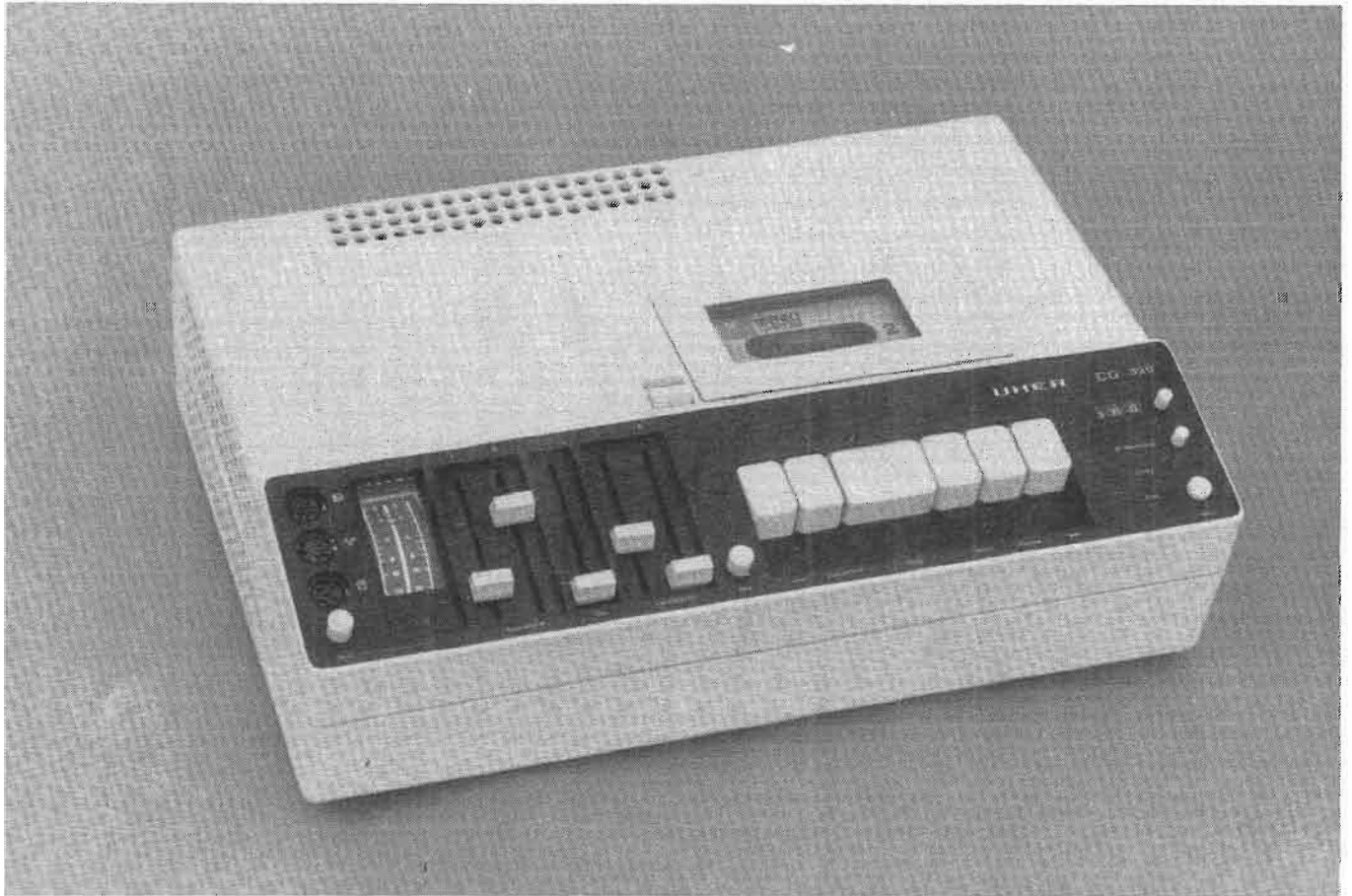
BELGIQUE :

STEREOHOUSE, FRANS VAN DE VELDE, ON6VV, Kortrijksefoortstr, 219 B. 900 GENT.

SOMMERKAMP ELECTRONIC SAS

CH-6903 LUGANO P.O. BOX 176 SUISSE

LE MAGNETOPHONE A CASSETTE



UHER CG 320

LE UHER CG320 est en réalité une petite chaîne stéréo complète, munie de deux véritables enceintes de taille réduite logées dans son coffret.

Il s'agit d'une formule plus souple d'emploi, notamment pour le transport, qu'une chaîne intégrée de petite taille avec son tourne-disque. A cet effet, outre l'alimentation réseau, on peut faire fonctionner l'appareil sur une source de 12 V, partout où elle se rencontre, sur voiture ou sur bateau. La présentation est très réussie, le coffret blanc et noir a un aspect très fonctionnel.

CARACTERISTIQUES

Magnétophone à cassettes standard.

Vitesse : 4,75 cm/s.

Type de bande : oxyde de fer ou bioxyde de chrome.

Limiteur de souffle : DNL.

Précision de vitesse : $\leq \pm 1,5\%$.

Pleurage : $\leq 0,16\%$ (DIN); $\leq 0,1\%$ RMS.

Bande passante : 35 Hz - 15 kHz sur bande CrO² (DIN); 30 Hz - 16 kHz (NAB).

Dynamique d'effacement : ≥ 65 dB (bande CrO²).

Rapport signal/bruit : ≥ 50 dB (bande CrO²) selon norme DIN, ≥ 60 dB pondéré courbe A bande CrO².

Fréquence de prémagnétisation : 100 kHz.

Diaphonie : entre canaux stéréo, ≥ 30 dB ; entre pistes, ≥ 70 dB.

Enregistrement lecture : mono ou stéréo compatible.

Entrées : micro 0,2 - 200 mV/500 Ω ; radio, 4 - 500 mV/47 k Ω ; PU : 0,1 - 15 V/1 M Ω .

Sorties : radio - ampli extérieur, 500 mV/15 k Ω ; 2 H.-P. extérieurs 4 Ω - 5 W.

Puissance de sortie : 2 x 5 W eff.

Enceintes intégrées : H.-P. de 10 cm, supportant 3,5 W en permanence.

Correcteur de tonalité : +7 - 13 dB à 10 kHz.

Réglage de niveau à l'enregistrement : manuel, séparé sur chaque canal, ou automatique.

Réglage du volume : séparé sur chaque canal.

Alimentation : réseau 110/220 V ; 12 V extérieur, à l'aide du câble K719.

Encombrement : 400 x 115 x 267 mm.

Poids : 6,2 kg.

Magnéto-cassette Uher. - En 1 : Compresseur de modulation ALC. - 2 et 3 : Réglage manuel du niveau d'enregistrement. - 4 : Correcteur de tonalité aigus. - 5 et 6 : Réglage du volume indépendant sur chaque canal. - 7 : Touche DNL. - 8 : Rebobinage rapide. - 9 : Enregistrement. - 10 : Stop. - 11 : Lecture. - 12 : Pause. - 13 : Avance rapide. - 14 : Remise à zéro du compteur. - 15 : Mise en mémoire du compteur. - 16 : Touche mise en route. - 17 : Vu-mètres. - 18 : Voyant CrO².

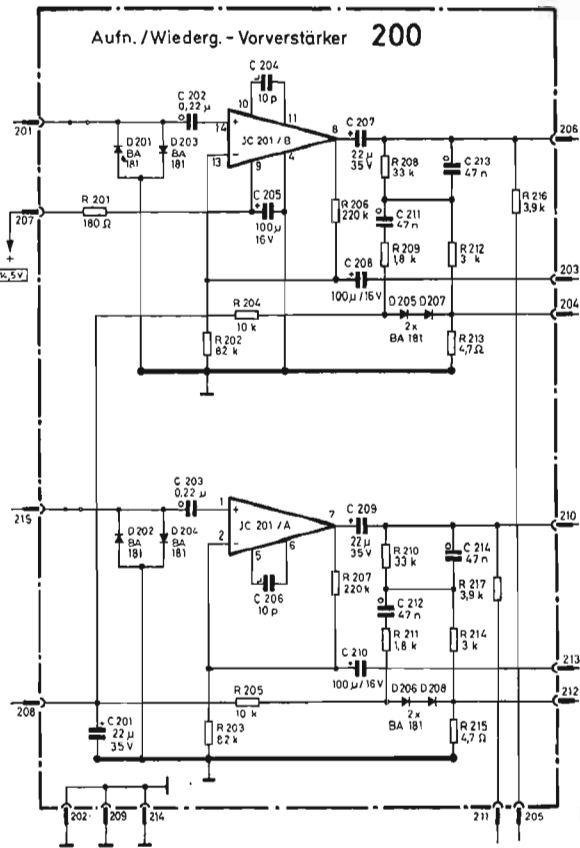
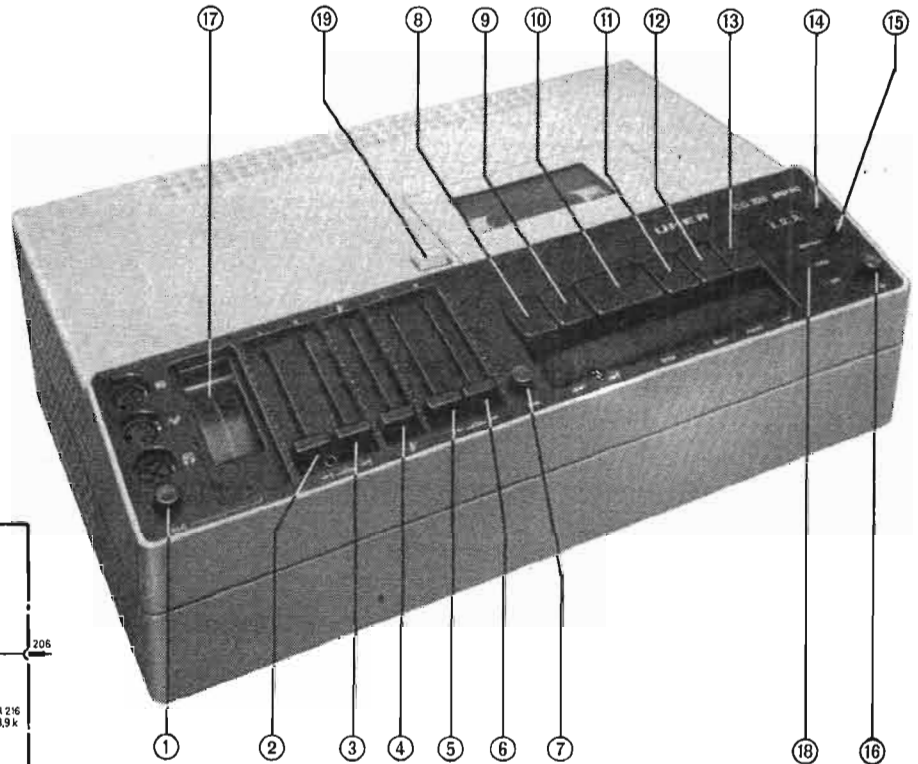


Fig. 1

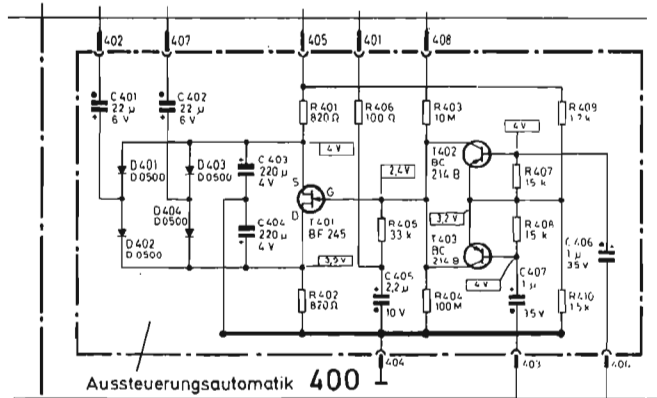


Fig. 2

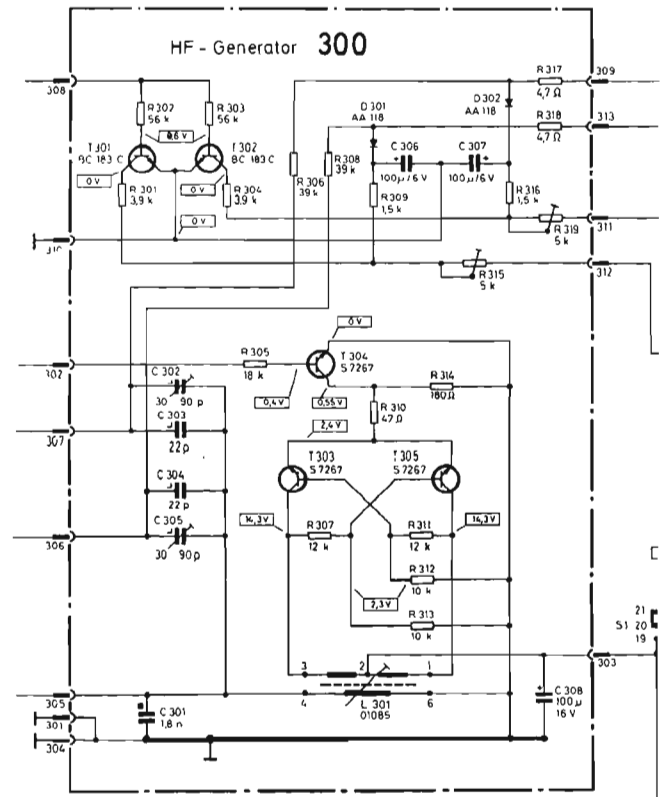


Fig. 3

PRESENTATION

Le CG320 est particulièrement réussi pour sa présentation. Le coffret blanc en matière plastique offre tout le contraste nécessaire avec un petit pupitre noir groupant toutes les commandes et les vu-mètres.

Le design a été particulièrement bien étudié et l'appareil est à la fois fonctionnel et beau.

Les possibilités d'emploi sont complétées, il ne manque aucun accessoire au circuit indispensable. Le constructeur a préféré employer un limiteur de souffle DNL plutôt qu'un circuit Dolby B, plus complexe et nullement justifié ici.

Le compteur à trois chiffres est à mémoire, sa capacité est très bien exploitée.

Côté technique et technologique, Uher nous a habitués à une conception très dense et très élaborée, de catégorie semi-professionnelle. Ici encore cela est vérifié. Deux moteurs sont installés, l'un à effet Hall pour le défilement direct du cabestan, le second entraînant à l'aide d'une seule poulie les bobines lors du défilement rapide avant ou arrière après commutation du sens de rotation.

La partie mécanique est aussi, sophistiquée que les circuits électroniques, toutes les sécurités sont prévues pour empêcher les fausses manœuvres, ainsi que l'arrêt automatique en fin de bande ou en cas de rupture de celle-ci. Nous avons également contrôlé le fonctionnement de l'arrêt automatique en cas de blocage de la bande, comme en fin de cassette.

Des circuits intégrés sont employés sur les préamplificateurs de lecture et de sortie basse fréquence, les diverses autres fonctions sont associées à l'aide de composants discrets, l'ensemble étant disposé sur 9 cartes imprimées, avec liaisons par connecteurs enfichables.

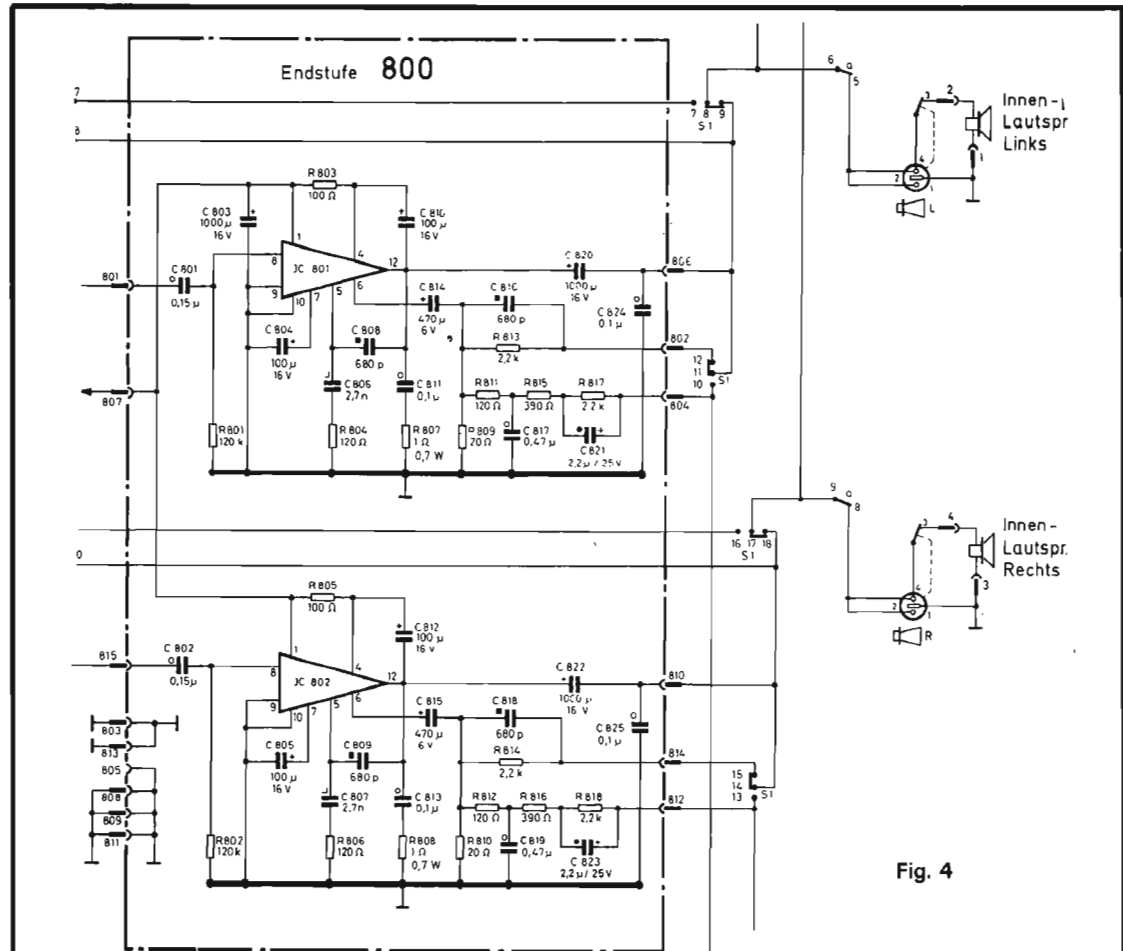
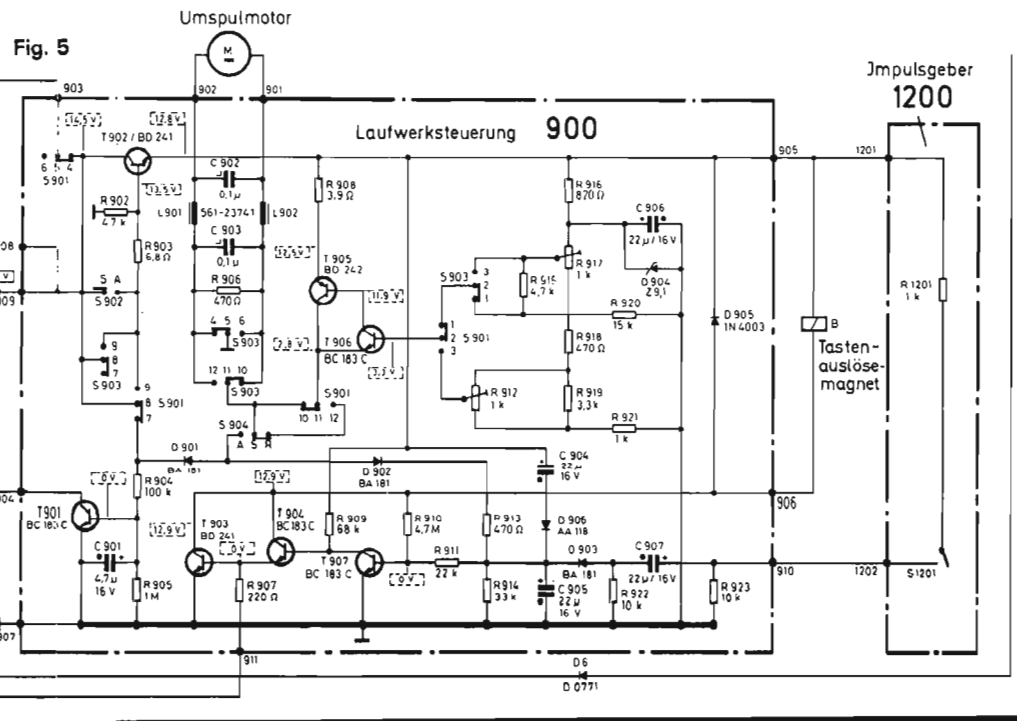


Fig. 4



LE SCHEMA

Les divers circuits sont ceux que l'on rencontre généralement sur les magnétophones. Ici les particularités portent sur le circuit commutable

DNL, et l'emploi de bandes au bioxyde de chrome qui nécessite une adaptation des corrections à l'enregistrement et à la lecture, ainsi qu'un niveau de la tension de pré-magnétisation différent lors du changement de type de

bande, qui s'établissent automatiquement lors de l'installation de la cassette.

La figure 1 donne les préamplificateurs de lecture et d'enregistrement, dotés de circuits intégrés. Ceux-ci sont attaqués aux points 203 - 203

Fig. 6

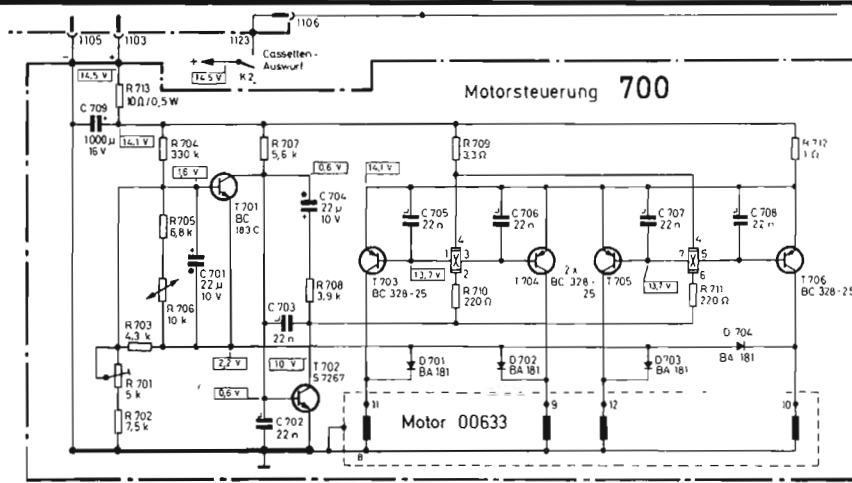
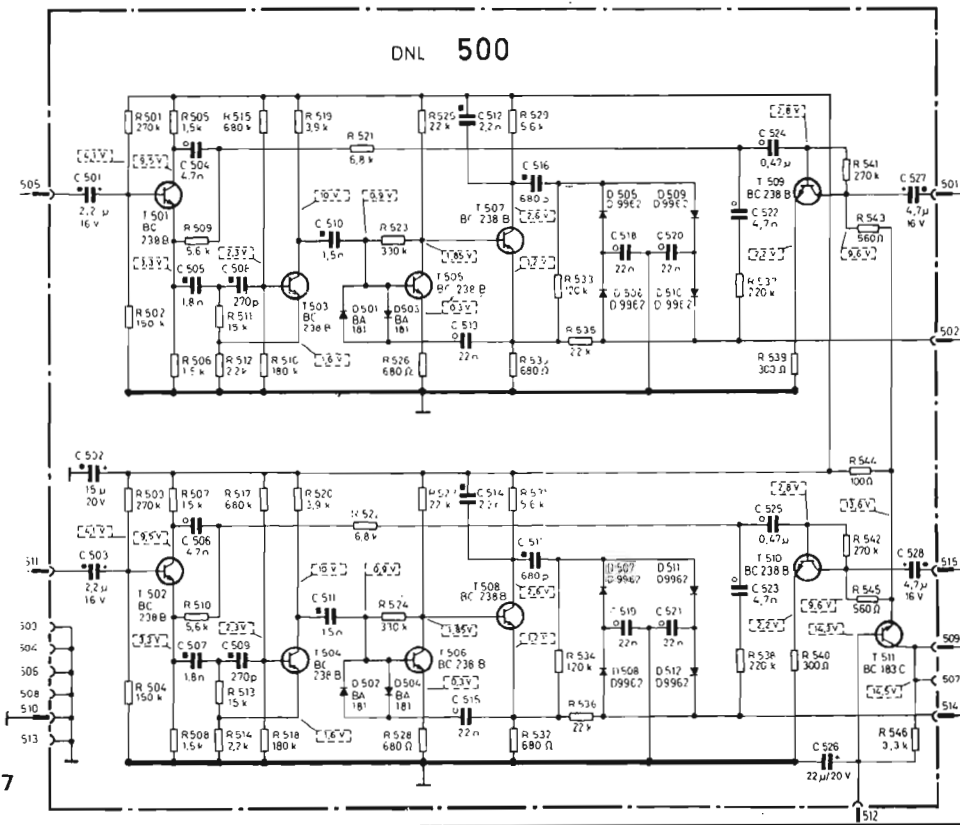


Fig. 7



par la tension du circuit de contrôle automatique de niveau d'enregistrement (fig. 2). Ce dernier est attaqué par les signaux provenant de l'amplificateur d'enregistrement sur les bases des transistors T402 - T403, qui pilotent le transistor FET T401. Après redressement du signal, celui-ci a sa composante contraire renvoyée sur les circuits intégrés IC201 A et B.

L'oscillateur de prémagnétisation emploie les étages T303 - T305 montés en push-pull (fig. 3) dont la fréquence de travail est calée sur 100 kHz. Les étages T301 -

T302 sont les amplificateurs de vu-mètres.

Les amplificateurs de sortie basse fréquence (fig. 4) permettent d'obtenir une puissance élevée 2 x 5 W sur alimentation réseau, et offrent de très bonnes possibilités d'écoute sur enceintes extérieures.

Le moteur d'avance rapide et rebobinage est du type continu à régulation série (fig. 5). Le circuit Darlington de commande utilise les transistors T905 - T906, ce dernier a sa tension base verrouillée par la diode zener D904. L'ajustage de vitesse est réalisé à l'aide des potentiom-

tres R917 - R912. Le dispositif d'arrêt manuel ou automatique agit sur le relais B ; l'arrêt automatique est classique, il agit à partir d'impulsions délivrées par la rotation des bobines de la cassette, qui sont traitées par la chaîne T903 - T904 - T907. En l'absence d'impulsions lorsque la bande est arrêtée, le circuit moteur se met au repos.

Les circuits électroniques associés au moteur d'entraînement de la bande (fig. 6) sont dotés d'une stabilisation en fonction de la température, afin d'obtenir une vitesse aussi régulière que possible.

Le circuit DNL (fig. 7) est

celui que nous avons analysé dans un numéro précédent. Son rôle est d'éliminer les fréquences supérieures de la bande passante en l'absence de signal d'entrée, et de reconstituer celle-ci lorsque les signaux se présentent à l'entrée. C'est le seul dispositif qu'il n'est pas nécessaire d'utiliser à l'enregistrement.

MESURES

La vitesse est exacte à 1,2 % de la valeur normalisée, parfaitement située dans la fourchette des caractéristiques.

Le pleurage relevé est faible, 0,1 % RMS.

Le rapport signal sur bruit non pondéré, sur bande au bioxyde de chrome atteint 51 dB, valeur très intéressante.

En enregistrement lecture, nous avons relevé à -3 dB une courbe de réponse de 40 Hz - 15 kHz sur bande CrO².

La capacité du compteur est bien employée ; une bande C60 donne une lecture de 465, quel que soit le sens du défilement.

Les vitesses de rebobinage et avance rapide sont très convenables ; pour cassette C60, 50 secondes mouvement avant ou arrière.

La puissance basse fréquence délivrée atteint 2 x 5 W eff avant écrêtage, nous disposons de 3,2 W avec un taux de distorsion < 1 %.

CONCLUSION

Petite chaîne complète, bâtie autour d'une cassette, le CR320 est doté de très grandes qualités ; les enceintes internes permettent l'exploitation stéréo à tout moment, et sur enceintes extérieures les résultats d'écoute sont très bons. L'utilisation de tous les types de cassettes permet d'atteindre des performances très intéressantes.

J. BERCHATSKY

LA CHAÎNE INTEGRÉE



ARENA AS 3632

LA chaîne Arena que nous analysons est du modèle compacte intégrée et comprend un amplificateur AM/FM, une platine tourne-disque 2 vitesses, une platine magnétocassette, deux enceintes et deux microphones.

L'équipement est donc complet, et comporte l'éventail de possibilités étendues propre à satisfaire tout utilisateur.

Les performances globales sont situées juste au-dessous de la catégorie HIFI, mais elles sont très largement satisfaisantes pour tous ceux qui ne jugent pas nécessaire de compter en décibels, c'est-à-dire la très large majorité des utilisateurs.

CARACTÉRISTIQUES

Amplificateur :

Puissance 2 x 10 W
Distorsion harmonique : < 1 %

Correcteurs de tonalité : graves ± 10 dB à 50 Hz, aigus +10 à -12 dB

Bande passante : 75 Hz - 15 kHz

Rapport signal/bruit : PU 65 dB ; magnétophone 45 dB ; tuner 60 dB

Raccordements : 2 paires d'enceintes pour pseudo quadristéréo + 2 prises casque, magnétophone extérieur.

Platine tourne-disque :

Type 6300 Garrard
2 vitesses, 33 - 45 t/mn
Fonctionnement manuel ou automatique

Cellule de lecture : M6 magnétique

Magnétocassette :

Bandes oxyde de fer ou bioxyde de chrome
Réglage du niveau d'enregistrement : manuel
Bande passante : 50-9 000 Hz ± 3 dB avec bande CrO₂
Rapport signal/bruit : 47 dB avec bande CrO₂

Tuner :

4 gammes : GO, 158-285 kHz, PO, 515-1 650 kHz, OC, 5,95-6,20 MHz ; FM, 87,5-104 MHz

Sensibilité FM : 2 μ V pour un rapport signal-bruit/bruit de 30 dB

Sensibilité AM : 15-150 μ V selon la gamme.

Encombrement de la chaîne : 155 x 365 x 585 mm

Enceintes :

Deux voies avec filtre. 1 tweeter \varnothing 86 mm, 1 H.P. large bande \varnothing 165 mm
Encombrement : 185 x 400 x 260 mm
Alimentation : 110-220 V, consommation maximale 100 watts.

PRÉSENTATION

De ligne basse et allongée, la chaîne n'est pas de dimensions très importantes, malgré tous les éléments installés. La ligne est résolument anglaise, sobre et bien équilibrée.

La face avant de 45 mm de hauteur comporte les potentiomètres des correcteurs de tonalité, et ceux du volume, séparés sur chaque canal,

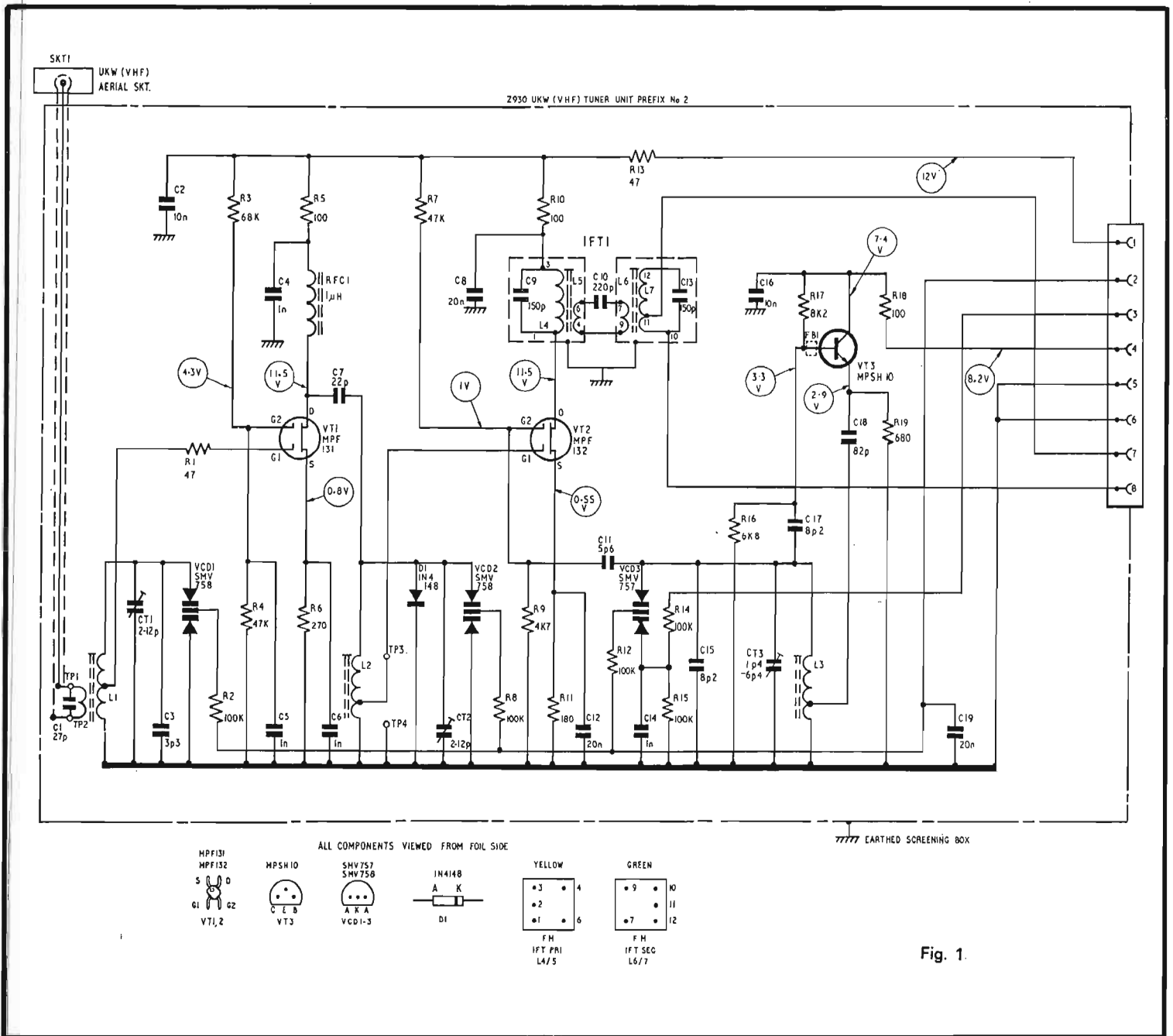


Fig. 1.

solution qui permet de ne pas gaspiller de place pour la commande de balance. Ces potentiomètres sont du type à curseur se déplaçant horizontalement.

Le cadran, tout en longueur, est très lisible lorsqu'il est illuminé. Sur sa droite, le constructeur a installé le galvanomètre d'accord, le voyant stéréo et la commande de recherche de stations.

Sous le cadran et au centre de la face avant, une série de poussoirs sélectionne les fonctions ; à gauche et à droite, deux volets à glissières démasquent les logements

des 2 jacks casque et de ceux des microphones.

Le dessus de l'appareil est occupé par les deux platines, tourne-disque à gauche, magnétocassette à droite.

Ce dernier comporte sa mise en route autonome, il permet l'enregistrement direct à partir de disques, du tuner, ou des microphones.

Le réglage de niveau est ajustable à l'aide de deux potentiomètres à déplacement linéaire. Il est dommage de ne pas disposer d'un ALC, mais comme les possibilités sont très étendues, ce n'est qu'une lacune secondaire. Le comp-

teur à 3 chiffres est d'une bonne précision.

Les circuits sont classiques, le constructeur a utilisé des circuits orthodoxes et intégrés, en particulier le décodeur stéréo. La réalisation est bien menée, l'emplacement disponible bien que réduit reçoit les circuits de façon aérée.

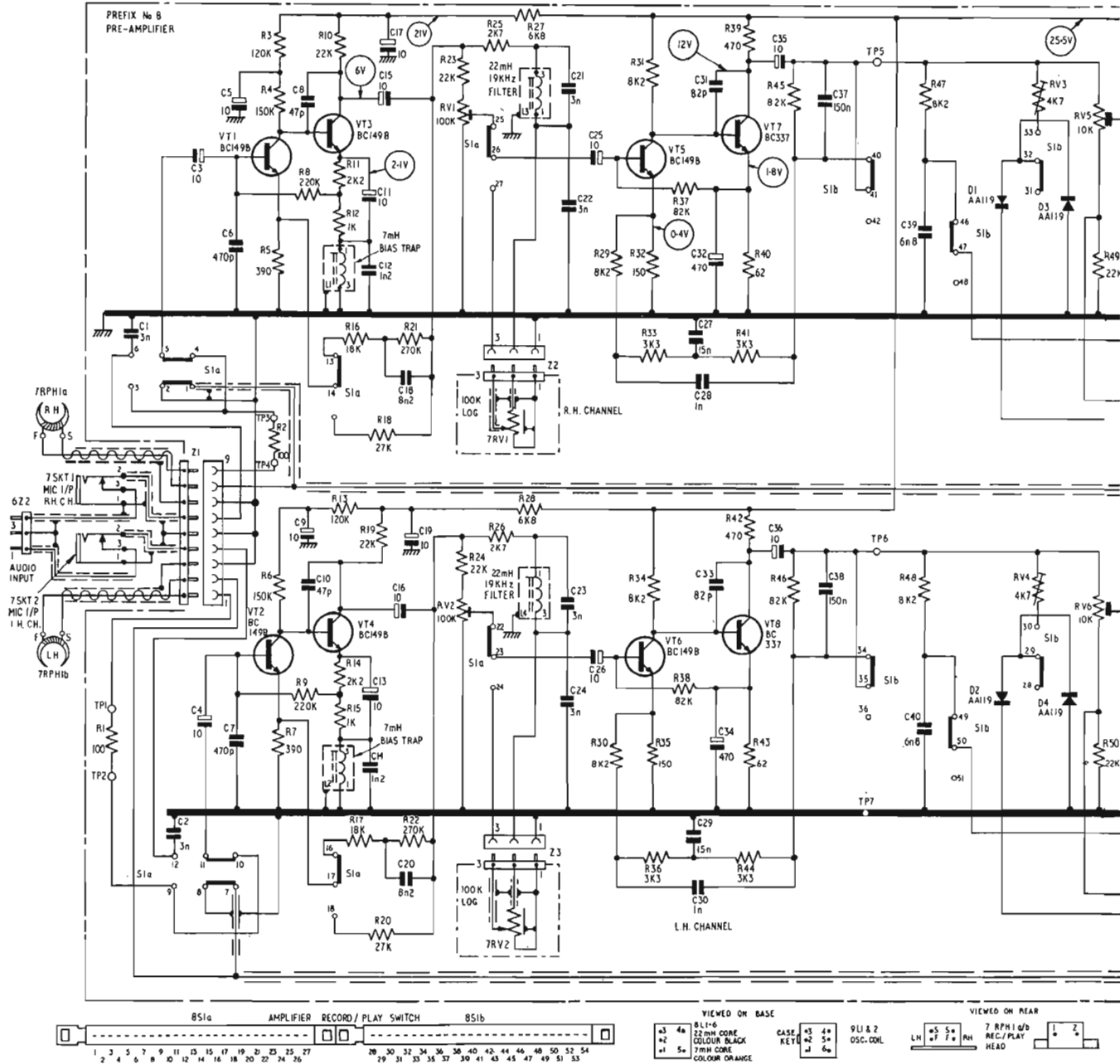
La tête HF du tuner FM est équipée de deux transistors MOS/FET double gate en amplificateur HF et mélangeur, de façon à obtenir des performances élevées.

L'utilisation avec deux paires d'enceintes, l'une avant la

seconde arrière, est possible, pour une reproduction en pseudo quadristéréo, avec réglage facile grâce aux commandes de volume séparées sur les canaux gauche et droit.

EXAMEN DU SCHÉMA

La tête du tuner FM est reproduite figure 1. L'accord est assuré par des diodes varicap à partir d'une tension continue. Le transistor VT₁ amplificateur HF n'est pas soumis à l'action d'un signal de CAG. Le mélangeur, VT₂



reçoit les signaux incident et local sur chacune de ses portes, le signal F_1 sort du circuit accordé IFT₁.

L'oscillateur local VT₃ est asservi par un signal d'AFC commutable de façon à éliminer toute dérive à la réception.

La chaîne F_1 comporte en tête un amplificateur intégré

MC 1350 suivi de deux étages, puis après démodulation dans un détecteur de rapport les canaux sont séparés dans un décodeur intégré PLL.

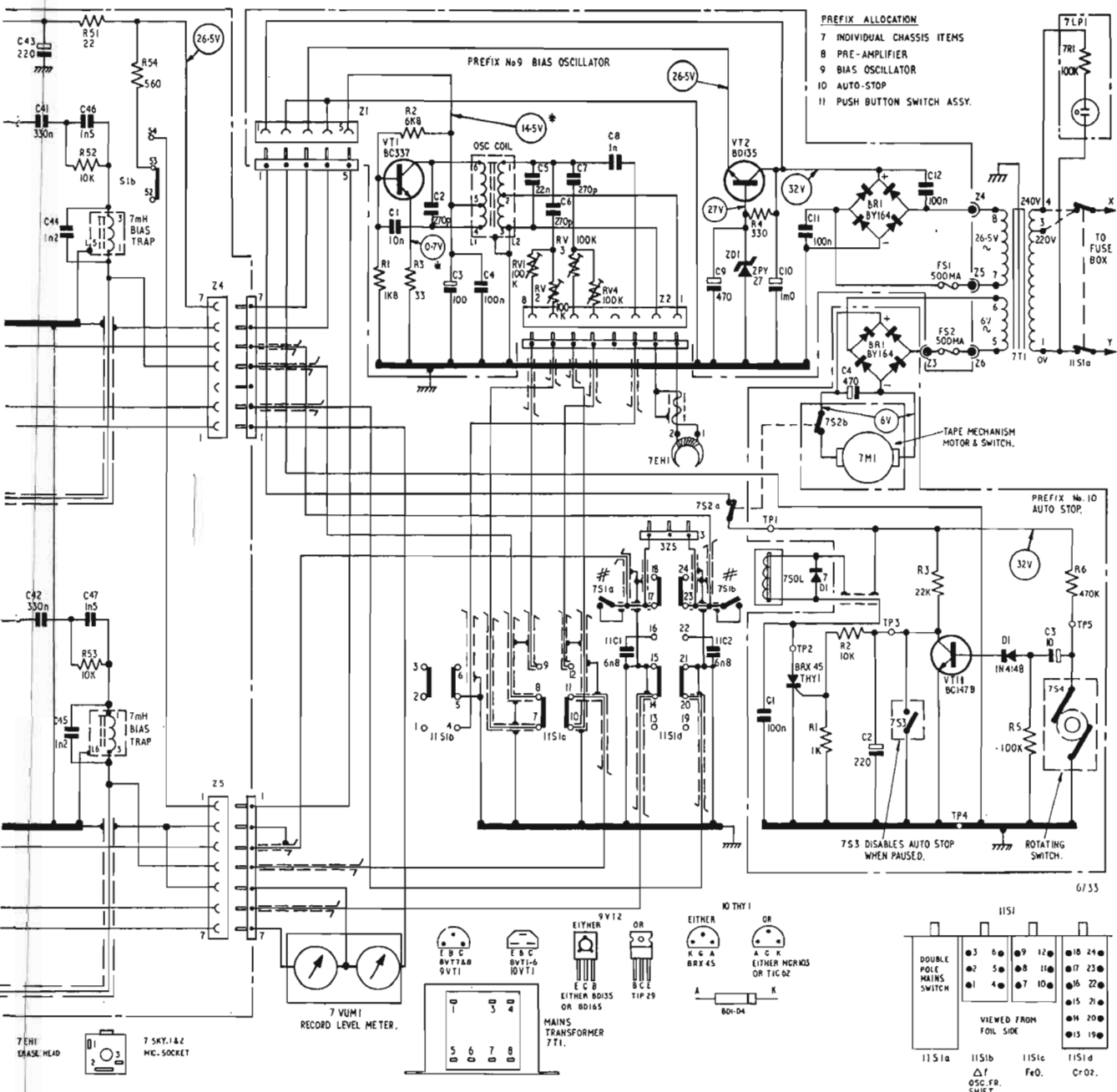
La section AM est également équipée de diodes varicap pour l'accord. Cette disposition généralisée permet l'économie d'un condensateur multicages, d'un prix nette-

ment plus élevé que les diodes varicap.

L'amplificateur, dont nous ne donnons pas le schéma est classique. Les signaux issus de la platine tourne-disque traversent un préamplificateur correcteur RIAA à 2 étages, puis sont traités par les correcteurs de tonalité. L'amplificateur est en confi-

guration complémentaire, avec condensateur de liaison et filtre de protection vers les enceintes. La sélection des enceintes avant - arrière s'effectue ensuite par commutation.

Le magnétophone à cassettes (figure 2) comporte les circuits préamplificateurs commutables à la lecture et à



Utilisation pratique d'un oscilloscope

Contrôles divers sur composants

GÉNÉRALITÉS

LORSQUE le composant à contrôler s'apparente à un dipôle passif, il est toujours possible d'utiliser une méthode dérivée des figures de Lissajous : figure 1.

S'il s'agit, effectivement, d'une impédance complexe - **mais linéaire** - on obtiendra une ellipse dont les dimensions donneront les paramètres de l'impédance ; il suffit de connaître à l'avance les sensibilités verticales « S_V » et horizontale « S_H » de l'oscilloscope. On se reportera alors au processus d'étalonnage habituel pour définir ces grandeurs et étalonner les voies X et Y, notamment pour l'amplificateur horizontal qui n'est généralement pas étalonné, sur les oscilloscopes courants. Ce préalable étant avancé et les problèmes d'étalonnage réglés, on obtiendra les paramètres suivants :

$$Z = \frac{U_Z}{I_Z} = \frac{L S_H}{H S_V} \cdot R$$

$$\sin \varphi = \frac{h}{H}$$

$$\text{et } \cos \varphi = \sqrt{1 - \left(\frac{h}{H}\right)^2}$$

... en fonction des mesures de

longueur sur l'écran de l'oscilloscope (fig. 2).

A partir de l'impédance, connaissant la nature de l'échantillon, on tire la grandeur désirée, à savoir :

$$L = \frac{Z}{\omega}$$

pour une inductance

$$C = \frac{1}{Z \omega}$$

pour un condensateur.

Dans ce cas, les figures obtenues sur le tube cathodique s'apparentent à un cercle

plus ou moins étiré en hauteur ou largeur selon la sensibilité de l'appareil. Si l'on obtient une ellipse c'est que le composant possède des pertes non négligeables ; il s'avère plus difficile de dégager du résultat L ou C car

$$Z = \sqrt{R_x^2 + X^2}$$

avec

$$X = L\omega \text{ ou } \frac{1}{C\omega}$$

Par contre, on sait que :

$$\cos \varphi = \frac{R_x}{Z}$$

De ces formules, on tire la relation assez classique suivante :

$$X = Z \sqrt{1 - \cos^2 \varphi}$$

quant à la fréquence, elle est lue sur le générateur AF qui précède le transformateur symétriseur et $\omega = 2\pi F$.

Pour que la formule soit véritablement applicable, on doit rendre R négligeable devant R_x , ce qui justifie le branchement de la voie verticale très sensible.

DIPÔLES OU QUADRIPOLES NON-LINÉAIRES

Un ensemble de composants passifs non-linéaires groupés sous forme d'un dipôle (ou sous celle d'un quadripôle dont on n'isole que deux bornes) peut être analysé de la même manière qu'une impédance : voir figure 3.

Il existe toutefois une différence essentielle avec le montage précédent : la forme de la tension aux bornes de l'échantillon varie notablement avec l'amplitude et le mode d'injection.

Considérons tout d'abord le cas où R est assez faible devant l'impédance globale ; par ailleurs, le générateur, constitué par un secondaire de transformateur, s'apparente à un dipôle de Thevenin (géné-

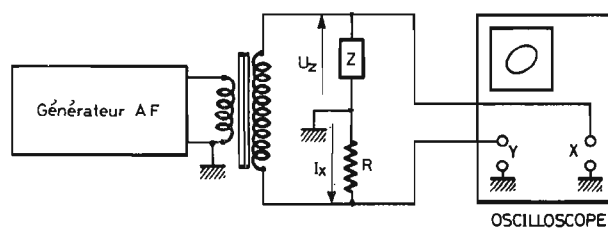


Fig. 1. - Mesure d'impédance à l'oscilloscope (l'amplificateur horizontal inverse la phase).

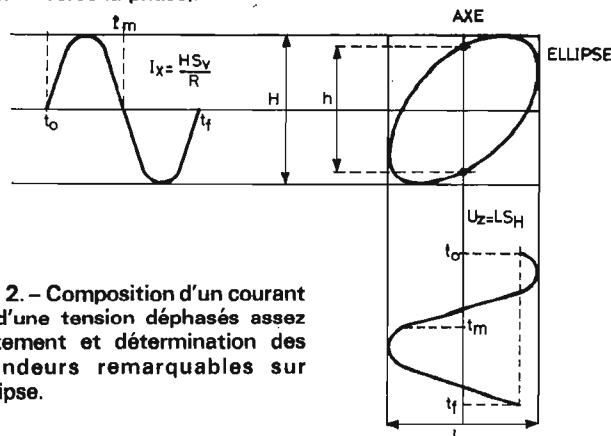


Fig. 2. - Composition d'un courant et d'une tension déphasés assez fortement et détermination des grandeurs remarquables sur l'ellipse.

rateur de tension à résistance interne très faible).

Si la source est de type sinusoïdale, elle impose une d.d.p. de même forme à l'échantillon : le courant n'est donc pas sinusoïdal car il épouse les formes de la courbure de caractéristique V/I .

Si par exemple le composant est une résistance V.D.R. (ou Varistance), le courant affectera la forme d'une pointe (figure 4), ce qui, si l'on réalise la figure de Lissajous de la figure 3, reproduit directement sur l'écran la caractéristique V/I pour les deux alternances de la sinusoïde. En poussant la sensibilité des entrées Y et X, on peut décaler la trace de telle sorte qu'on ne conserve qu'une branche de courbe, du côté positif (figure 5).

conduisant le courant que dans un sens. Toutefois, si l'on veut reproduire sur l'écran du tube cathodique la caractéristique I_d/V_d , le même procédé peut être employé. L'étalonnage des axes, bien fait, peut même transformer l'oscilloscope en un véritable traceur de courbe. Il s'avère parfois nécessaire d'adapter à l'oscilloscope quelques appareils de mesure afin de pratiquer rapidement l'étalonnage des axes mais ceux-ci seront facultatifs dès lors que les atténuateurs d'entrée X et Y sont convenablement étalonnés.

Le principe de mesure découle de la loi d'ohm : il suffit de placer une résistance R faible en série avec l'échantillon et de prélever les tensions aux bornes de chaque composant. On a, d'une part, la tension V_d que l'on applique à l'entrée horizontale et, d'autre part, la tension V_R que l'on branche à l'entrée verticale.

Le courant I_d correspond évidemment à la relation

$$I_d = \frac{V_R}{R}$$

ce qui revient, ici, à faire $I_d = 0,1 V_Y = 0,1 \cdot S_Y H$ puis $R = 10 \Omega$.

Le montage préconisé est des plus simples (figure 6). Le transformateur T est un modèle abaisseur 110 ou 220 V/6,3 V dont la tension primaire est ajustée au moyen d'un auto-transformateur variable (alternostat) ; ceci permet le dosage de l'excursion d'analyse de la caractéristique.

Une alimentation réglable permet de centrer la tension V à mi-chemin, entre la caractéristique directe et la région de zener : voir figure 7A.

Sur l'écran, après réglage judicieux des sensibilités verticale et horizontale, on obtient, en fait, une image **inversée** (voir figure 7B). Ceci s'explique par le fait que la masse de l'oscilloscope est placée à la jonction de la diode et de la résistance ; V_R a donc une phase opposée de celle de V_d . Ce n'est pas grave : il suffit de retourner mentalement les axes sur l'écran.

Pour graduer les axes, il faut procéder comme d'habi-

tude ; on a ainsi, tout de suite :

$$I_d = \frac{S_Y}{R}$$

pour 1 cm.

Pour l'axe horizontal, on procède de même si l'oscilloscope est un modèle traceur « XY » dont les entrées possèdent des atténuateurs étalonnés : $V_d = S_X$ pour 1 cm.

Si l'oscilloscope n'est pas un modèle traceur, l'entrée horizontale doit être étalonnée à partir d'une source comme U_h . On en déduit, alors, la sensibilité pour une position donnée du réglage de gain horizontal :

$$S_X = \frac{2\sqrt{2} U_h}{L_x}$$

Ensuite, il vient, pour le relevé I_d/V_d ,

$$V_d = \frac{2\sqrt{2} U_h}{L_x}$$

pour 1 cm.

Une précaution s'impose au préalable : l'origine des axes doit être connue afin de placer les échelles au bon endroit. Pour ce faire, on ôte un moment toutes les connexions ce qui a pour effet

RELEVÉ D'UNE CARACTÉRISTIQUE DE DIODE À JONCTION

Une diode à jonction est une impédance non-linéaire un peu particulière puisque ne

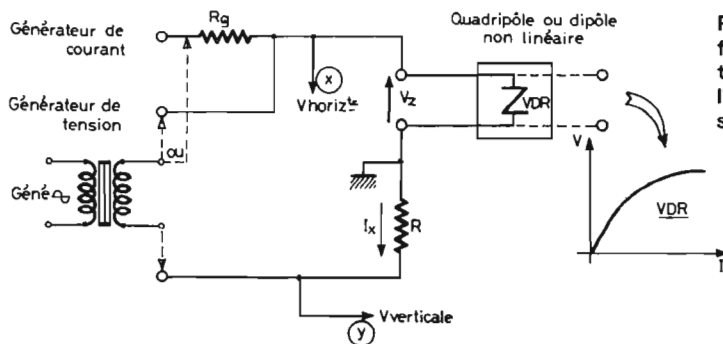


Fig. 3. - Contrôle d'un composant non-linéaire.

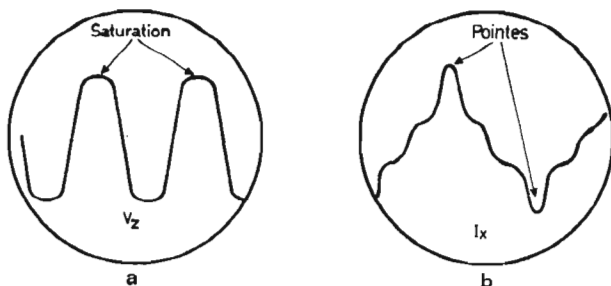


Fig. 4a. - Tension apparaissant aux bornes de la varistance quand l'attaque a lieu avec un générateur de courant. - Fig. 4b. - Courant dans le circuit d'une varistance quand l'attaque a lieu avec un générateur de tension.

Fig. 5. - En cadrant judicieusement la figure de Lissajous V_x/I_x dans une varistance, on reproduit la caractéristique sur l'écran (attention ! le tracé est inversé par suite des polarités de I_x).

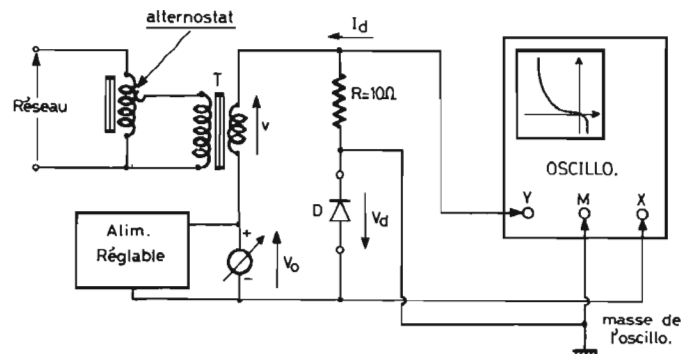
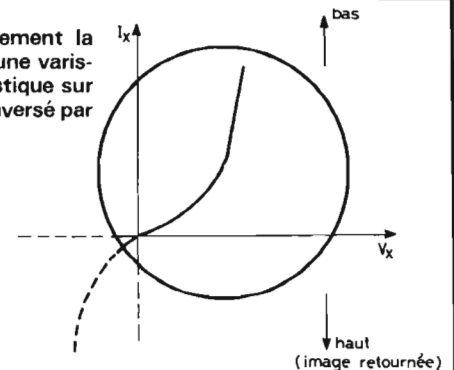


Fig. 6. - Système permettant de reproduire la caractéristique I_d/V_d d'une diode quelconque.

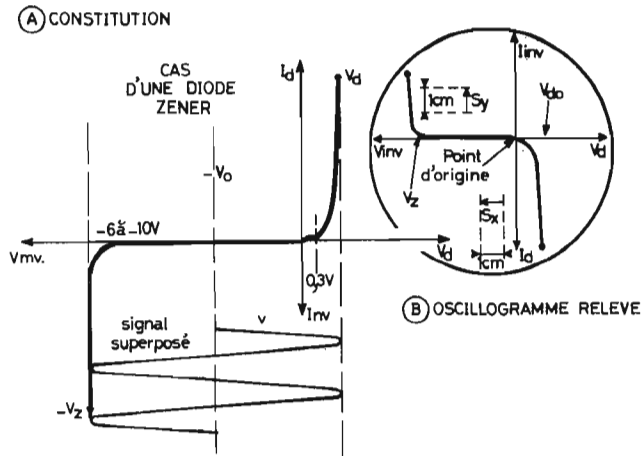


Fig. 7. - La tension V_0 permet de centrer l'excursion du signal alternatif sur les caractéristiques directe et inverse d'une diode.

de ramener le faisceau à un point qui fixe, sur l'écran, l'origine des axes (voir figure 7B). Les liaisons X et Y seront continues.

On remarquera que les courbes présentent des coudes terminés par des points brillants : ils correspondent aux crêtes des sinusoïdes qui balayent les zones directes (V_d) ou de zener (V_z). On limitera, pour cela, l'attaque à des niveaux v raisonnables, grâce à l'alternostat.

CARACTÉRISTIQUES D'UN TRANSISTOR

Le montage permettant de relever les caractéristiques I_{CE}/V_{CE} d'un transistor ne diffère pas du système utilisé pour le contrôle des diodes, on ajoute seulement un générateur de courant pour fixer le courant de repos I_B .

Ce générateur est dérivé de la source continue V_{CE0} : voir figure 8. I_B est fourni par un mA-mètre.

La tension V_0 d'analyse de la caractéristique souhaitée est choisie en rapport avec V_{CE0} ; il est conseillé de rendre égales la valeur de crête

de v_0 avec la tension continue V_{CE} d'où :

$$v_0 = \frac{V_{CE0}}{\sqrt{2}}$$

Dans ce cas l'expression ΔV est la somme de ces tensions.

En effet, il est indispensable de doser l'une et l'autre des tensions afin d'aligner les crêtes des sinusoïdes avec le zéro, c'est-à-dire avec l'origine des axes. Rappelons que cette origine s'obtient en déconnectant les liaisons sur les entrées X et Y : il s'ensuit un point brillant qui centre le zéro si les liaisons dans les voies X et Y sont continues.

Pour étalonner les axes d'une réponse oscillographique analogue à celle de la figure 9, on notera les sensibilités S_Y et S_X placées sur les atténuateurs des voies verticale et horizontale (on choisira de préférence un oscilloscope traceur « XY » c'est-à-dire un modèle bi-courbe dont l'une des voies est substituée à la base de temps) et l'on aura : $\Delta I_C = 0,1 S_Y/cm \Delta e = S_X/cm$.

De même, on obtiendra $\Delta V = V_{CE0} + \sqrt{2} V_0$ (voir figure 9 le résultat obtenu avec un 2N1711).

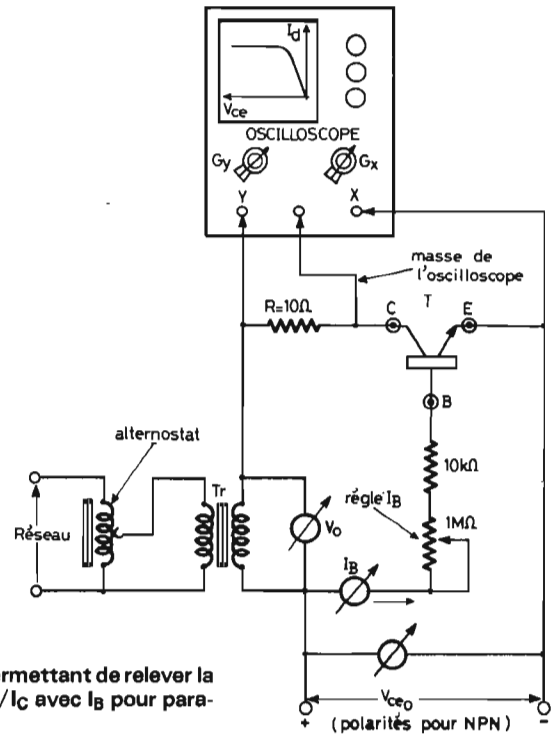


Fig. 8. - Montage permettant de relever la caractéristique V_{CE}/I_C avec I_B pour paramètre.

RÉPONSE D'UN RELAIS

En disposant un relais au lieu et place de l'impédance, dans le montage général déjà cité, et en alimentant le système au moyen de signaux rectangulaires à très basse fréquence et d'une puissance suffisante, il est possible, figure 10, d'observer sur un oscilloscope la réponse d'un relais.

On constatera, tout d'abord, une classique montée exponentielle. Puis, quand la plaquette du relais vient à coller, la reluctance de la bobine du relais change car le circuit magnétique se referme ; ceci modifie totalement la montée du courant (figure 11). Notamment la courbe s'écroule brusquement car le flux $\Phi = Li$ n'a pas changé lors du collage et si L croît, I est bien obligé de diminuer avant de remonter avec une pente exponentielle plus lente (la constante de temps a augmenté).

Lorsque le signal rectangulaire tombe à zéro, le phénomène inverse se produit quand le relais décolle.

Les temps Δt_c et Δt_d sont respectivement les temps de collage et de décollage du relais.

Pour que ces relevés s'avèrent possibles il faut disposer d'un générateur rectangulaire TBF avec impulsion de pré-déclenchement (*) qu'on appliquera à l'entrée « synchro EXT. » de l'oscilloscope. Le déclenchement de la base de temps doit en effet se faire avant que la trace du courant d'établissement ne commence (**).

Le tube cathodique doit être par ailleurs assez rémanent. Un tube à mémoire serait préférable.

MESURE PRÉCISE DU TEMPS DE FERMETURE D'UN RELAIS

La détermination du temps de fermeture demande parfois un dispositif plus sophistiqué. Celui de la figure 12 fait

(*) Pré-pulse

(**) On peut utiliser également un oscilloscope à ligne à retard (exemple l'oscilloscope HM 712 Hameg).

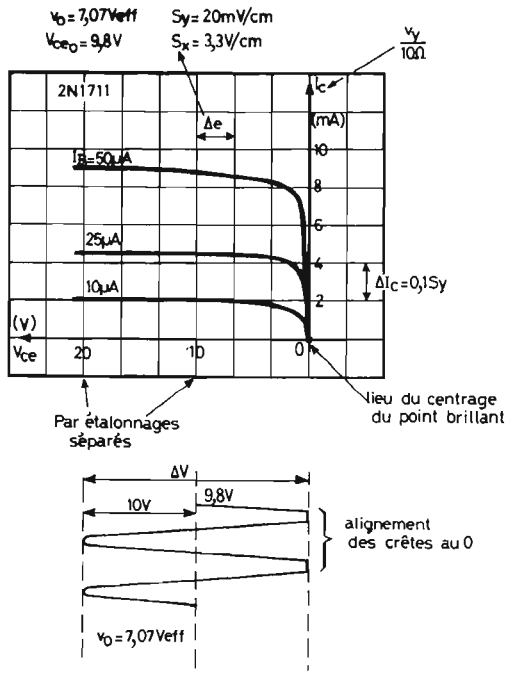


Fig. 9. - Oscillogramme des caractéristiques I_C/V_{CE} d'un transistor NPN. Le courant de base I_B est modifié manuellement.

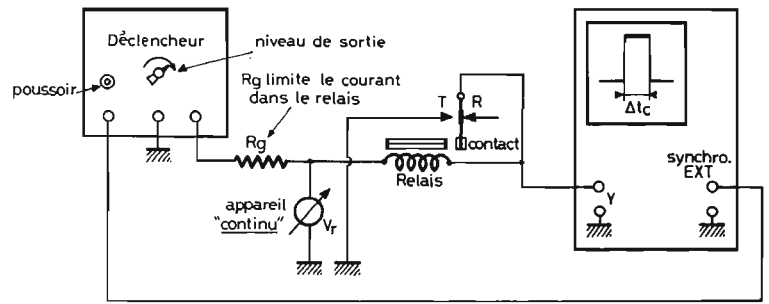


Fig. 12. - Banc d'essai destiné à mesurer le temps de collage d'un relais.

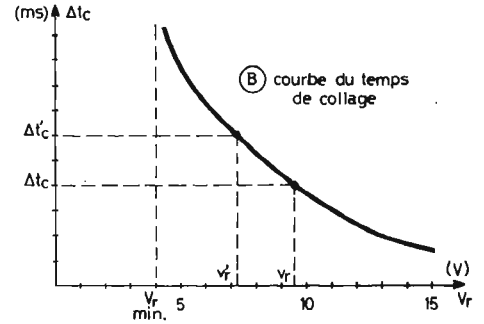
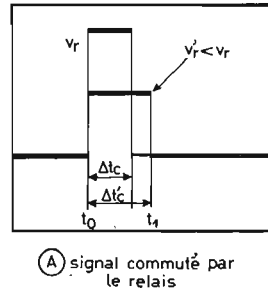


Fig. 13. - Le temps de collage du relais est mesuré par la largeur du signal commuté par le contact-relais lui-même. Ce temps diminue avec la tension appliquée.

appel à un générateur de signal « unité », échelon déclenché à la main au moyen d'un bouton-poussoir et dont l'amplitude peut être rendue variable.

Le contrôleur C vérifie cette valeur. Le « déclencheur » fournit également un signal de « pré-pulse » qui fera déclencher la base de temps de l'oscilloscope avant l'application de la tension.

C'est le relais lui-même qui fournit le signal de mesure car si l'oscilloscope fait état d'une tension appliquée au temps T_0 sur l'entrée Y (figure 13), quand le relais colle, cette entrée est naturellement court-circuitée en T_1 . Il en résulte un signal rectangulaire

A dont la largeur - mesurable au moyen de la vitesse de balayage - est celle du temps de collage.

Ce temps de collage varie inversement avec la tension appliquée (B).

TEMPS DE STOCKAGE D'UN TRANSISTOR

Le temps de stockage d'un transistor est le temps que met la jonction base-collecteur pour se débarrasser des porteurs de charge en surnombre par suite d'une saturation de la jonction base-émetteur.

On comprendra mieux en observant la construction de

la figure 14 : t_0 est le temps de stockage.

Le banc d'essai préconisé figure 15 nécessite un générateur d'impulsions de temps de montée excessivement faible ($t_m \leq 5$ ns).

La charge du transistor est rendue très faible afin que la bande passante de la sortie n'intervienne pas ; seule, celle de la jonction interne apporte les transitions exponentielles.

Il est également préférable de superposer le signal d'entrée à la réponse intégrée d'où l'emploi d'un oscilloscope bi-courbe : figure 16.

On notera que plus l'attaque devient importante, plus élevé sera le temps de stockage (figure 17).

CYCLE D'HYTERESIS D'UN TRANSFORMATEUR

L'oscilloscope doit traduire la courbe magnétique $B = f(H)$ des tôles du transformateur.

Pour recueillir le champ caractérisant les ampères-tours magnétisants, il suffit de placer une faible résistance en série avec le primaire connaissant le nombre de spires N_p du primaire et la longueur « l_m » du circuit magnétique, on obtient :

$$H = \frac{N_p I_p}{l_m} \text{ (A/m)}$$

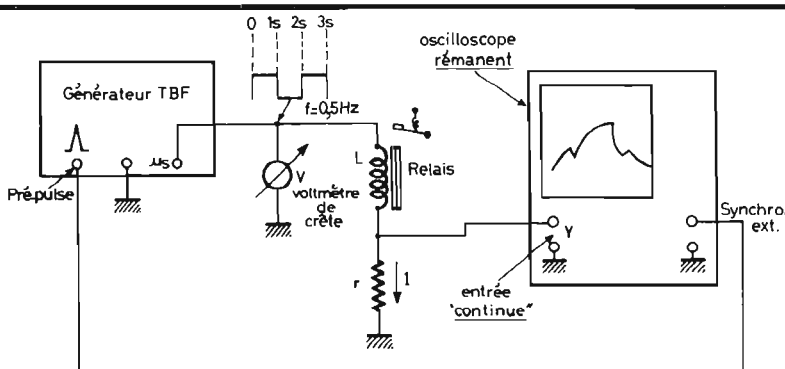


Fig. 10. - Contrôle du courant d'établissement dans un relais.

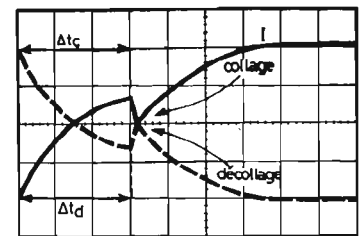


Fig. 11. - Observation du collage d'un relais à une fréquence de balayage nettement plus élevée que celle du signal.

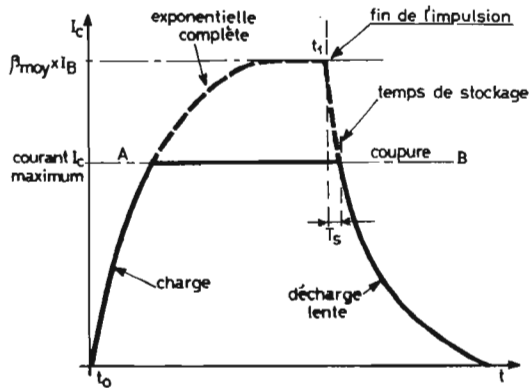


Fig. 14. - Le transistor attaqué au-delà de ses possibilités découpe en AB le signal intégré.

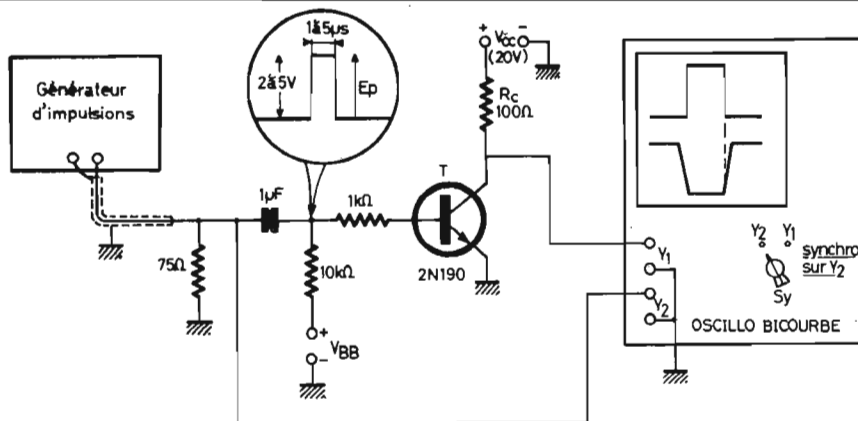


Fig. 15. - Banc d'essai permettant de mesurer le temps de stockage.

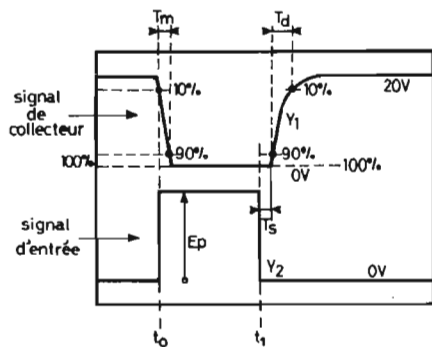


Fig. 16. - Réponse à l'oscilloscope de la tension collecteur d'un transistor saturé et mise en évidence des temps de commutations.

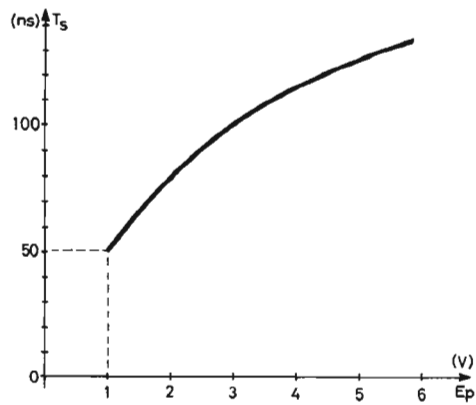


Fig. 17. - Le temps de stockage augmente avec l'attaque d'un transistor.

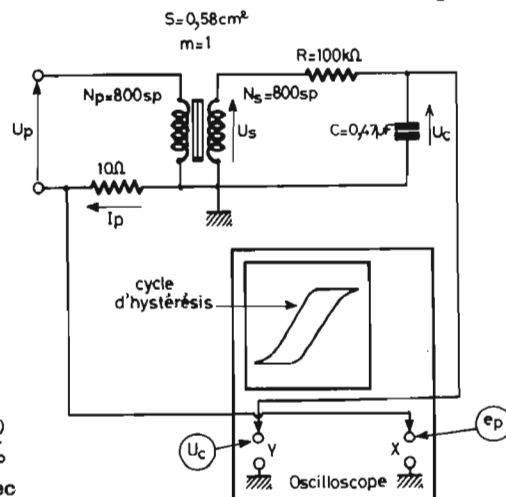


Fig. 18. - Mise en évidence du cycle d'Hystérésis d'un transformateur prévu pour Up = 24 V.

avec $I_p = e_p/R$

« e_p » peut être mesuré à l'oscilloscope connaissant la sensibilité de l'entrée horizontale (figure 18).

Pour avoir l'induction il faut recourir à une intégration puisque

$$V_s = N_s S \frac{dB}{dt}$$

donc :

$$B = \frac{1}{N_s S} \int v_s(t) dt$$

C'est le but de l'ensemble RC dont les valeurs ont été choisies pour que v_c soit l'intégrale de la tension secondaire.

On démontre, par la résolution de l'intégrale, que l'induction B se calcule par l'application de la formule suivante :

$$B = \frac{v_c RC}{N_s S}$$

Il suffit, donc, de connaître les caractéristiques du transformateur pour étalonner correctement les axes de l'écran.

Considérons l'exemple de la figure 18. A l'aide des sensibilités verticale et horizontale, on obtient 2,8 V de tension crête à crête verticale et

84 mV pour celle prélevée en horizontal. Avec les grandeurs précisées dans la figure 17, on aboutit facilement à une induction B_{MAX} de 14 Tesla (ou 14 000 Gauss) pour un champ magnétisant de 12 A/m.

Rappelons, pour finir, que

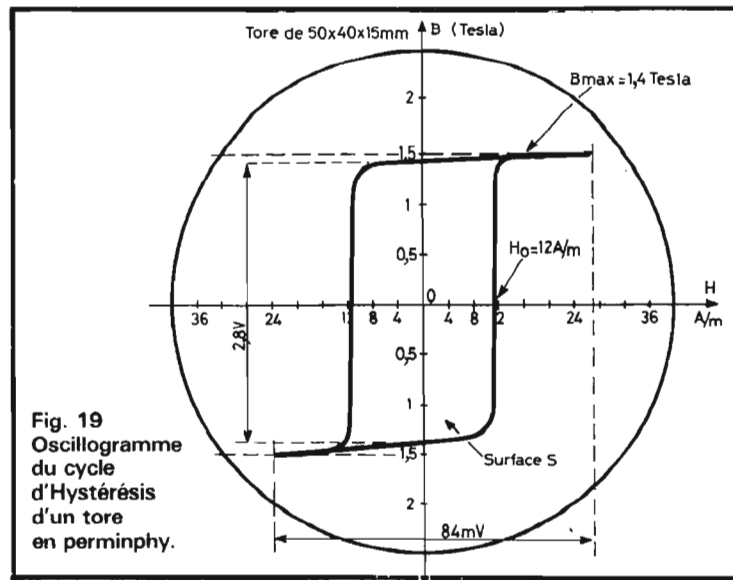


Fig. 19 Oscillogramme du cycle d'Hystérésis d'un tore en permiphy.

la surface incluse dans le cycle est proportionnelle à la puissance perdue dans les tôles : $P = KBH$.

Le coefficient K dépend des caractéristiques du transformateur et des contours de la courbe.

En général on se donne des points de repère au moyen de mesures précises effectuées pour une induction donnée ; puis, on procède par appréciation de la surface du cycle dans différents cas d'induction : l'évolution de cette surface donnera la courbe de la puissance perdue à la fréquence considérée. Puis, la courbe sera étalonnée par comparaison et par proportionnalité avec la mesure électrique.

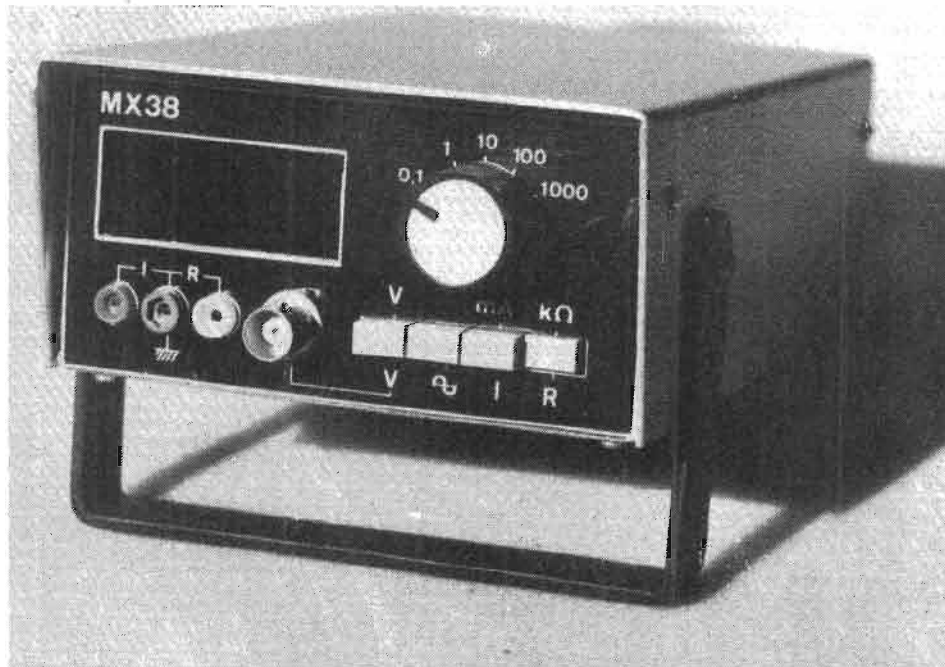
Roger Ch. HOUZÉ
Professeur à l'E.C.E.

Prochainement :

Contrôles sur sous-ensembles.

REALISONS NOS APPAREILS DE MESURE

UN MULTIMETRE NUMERIQUE ECONOMIQUE



*All. dans
à
avec
commence*

LE MX 38

(Suite voir N° 1521)

III - REALISATION DU MX 38

1. LISTE DES COMPOSANTS

a) Convertisseur A/D.

- 1 GZF 1200D
- 1 SN7447A
- 1 LM741CH
- 5 BC238 B
- 1 BC251 B
- 1 zener 10 V 400 mW
- 1 zener de référence 1N823

- 1 10,5 Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
- 1 68,1 Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
- 1 78,7 Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
- 1 768 Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
- 1 787 Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
- 1 976 Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W

- 2 1 430 Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
appariées à 1 Ω près.
- 1 1 500 Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
- 1 48,7 k Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
- 1 51,1 k Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
- 1 976 k Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W

- 1 91 k Ω 5 % 1/2 ou 1/4 W
- 1 100 k Ω 5 % 1/2 ou 1/4 W
- 1 15 k Ω 5 % 1/2 ou 1/4 W
- 1 33 k Ω 5 % 1/2 ou 1/4 W
- 7 47 Ω 5 % 1/2 ou 1/4 W
- 2 220 Ω 5 % 1/2 ou 1/4 W

- 1 220 pF styroflex.
- 1 330 pF céramique subminiature.
- 1 1nF MKM Siemens 100 V
(pas de 7,5 mm).

- 1 10 nF MKM Siemens 100 V
(pas de 7,5 mm).
- 1 0,1 μ F MKM Siemens
100 V (pas de 7,5 mm).

- 1 10 k Ω Pot. Aj. type EO86
debout.
- 2 220 Ω Pot. Aj. type EO86
debout.

- 1 bâtonnet ferroxcube 4 mm
L 25 mm.
- 3 afficheurs Litronix type
DL707. Point décimal à gauche.
- 1 afficheur Litronix type
DL701.
- 1 circuit imprimé A.
- 1 circuit imprimé C.

b) Platine de fonctions.

- 1 double FET. Types possibles : U231 à U235 de NS, FM1111 de NS, ESM25 de Sescosem, BFQ14 de RTC, 2N5045 ou 2N5047 de Texas. 2N5564 ou 2N5911 de Airtro-nic.
- 1 LM709CH, 1 LM741 CH
- 4 1N3595 de Sescosem ou ITT3002 de ITT
- 2 1N4148

- 1 97,6 Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
- 1 976 Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
- 1 2 050 Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
- 1 2 740 Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
- 2 5 620 Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
- 1 9 760 Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W

2 48,7 k Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
 2 51,1 k Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
 appariées à 100 Ω près.
 2 51,1 k Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
 appariées à 100 Ω près.
 2 51,1 k Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
 appariées à 100 Ω près.
 1 97,6 k Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
 1 976 k Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W

1 47 Ω 5 % 1/2 ou 1/4 W
 1 1 500 Ω 5 % 1/2 ou 1/4 W
 1 27 k Ω 5 % 1/2 ou 1/4 W
 1 390 k Ω 5 % 1/2 ou 1/4 W
 1 470 k Ω 5 % 1/2 ou 1/4 W
 2 1 M Ω 5 % 1/2 ou 1/4 W
 (avec le FM1111).

1 12 pF styroflex subm.
 1 150 à 180 pF styroflex
 subm.
 1 1 000 pF cer. 500 V.
 2 0,1 μ F MKM 100 V
 1 0,22 μ F MKM 100 V
 1 0,33 μ F MKM 100 V
 1 4,7 μ F 25 V
 4 10 μ F 25 V
 2 470 Ω Pot. Aj. EO86 cou-
 chés.
 1 circuit imprimé B.
 1 commutateur à touches
 Jeanrenaud, type TJ. Pas de
 10,16. Touches n° 82. monté
 avec 2 cellules 4 inverseurs et
 2 cellules 2 inverseurs. Tou-

ches interdépendantes.
 1 10 k Ω Po. Aj. EO86 debout,
 facultatif.

c) Alimentation.

Trois possibilités au choix.

Piles.

1 accu 4,8 V 0,5 Ah
 5 piles 4,5 V Gnome
 1 inter 94 M Jeanrenaud
 1 prise 3 br DIN, châssis
 1 LM741CH
 1 10 k Ω EO86 debout

Convertisseur.

1 accu VR 4,8 V 1,5 ou 1,8 Ah
 1 inter 74 M Jeanrenaud

1 prise 3 br DIN châssis
 1 1 nF GFO 12 V
 1 0,1 μ F GFO 30 V
 3 4,7 μ F 25 V
 1 5 600 Ω 5 % 1/4 W
 1 4 700 Ω 5 % 1/4 W
 1 BC238B
 3 1N4148
 1 pot Transc. 13 x 8 3H1, sans
 entrefer, avec carcasse.
 1 circuit imprimé F
 2 picots Y71 et 2 cosses
 4 picots DM40A et 4 cosses.

Secteur.

1 transformateur
 9 1N4002

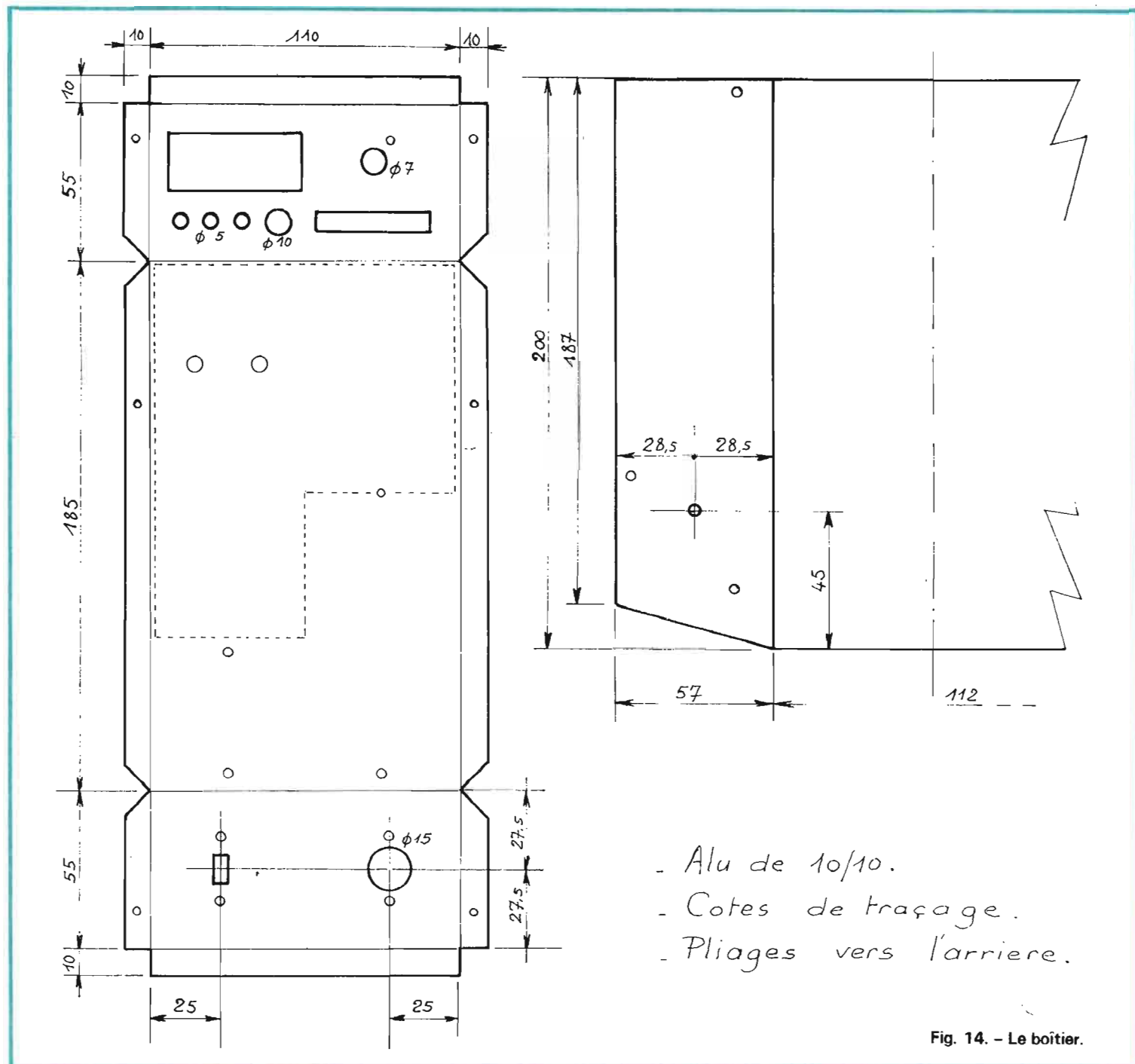


Fig. 14. - Le boîtier.

MX38



Fig. 15
La face
avant
échelle
1/1.

**2. PREPARATION
MECANIQUE**

Phase essentielle du travail et qui conditionnera :
— La facilité du montage électrique.
— La sécurité des composants.

La fiabilité dans le temps.
L'esthétique de l'appareil terminé.

a) **Le boîtier.**

Pour ceux qui le fabriqueront de toutes pièces, nous en donnons les cotes en figure 14. Utiliser de l'alu de 10/10 découpé, plié, percé, selon les méthodes maintes fois indiquées par nous, dans le cadre de cette rubrique.

Pour ceux qui se procureront le boîtier préparé par RD, il restera tout de même le découpage de la face avant et les différents perçages. La figure 15 donne, à l'échelle 1/1, le tracé de la face avant à réaliser sur carton noir à dessin (voir le n° 1513 p. 81 et 82 du HP) ou livrée par RD. Y faire les découpes avec

- 3 500 μ F 25 V
- 1 1 000 μ F 25 V
- 2 430 Ω 1/2 W
- 1 820 Ω 1/2 W
- 2 zeners 12 V 400 mW
- 1 zener 5,6 V 400 mW
- 1 BD136 + isolants
- 1 inter 74M Jeanr.
- 1 cordon secteur
- 1 passe-fil
- 6 picots DM40A et 6 cosses
- 1 circuit imprimé G.

d) **Gammes.**

- 1 encliquetage Jeanrenaud, type SZ. (à régler sur 5 positions).
- 2 galettes époxy ou à défaut bakélite de 2 circuits 6 ou 5 positions. CC.
- 1 circuit imprimé D
- 1 circuit imprimé E
- 1 1 Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
- 1 10 Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
- 1 100 Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
- 1 182 Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
- 1 243 Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
- 1 1 000 Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
- 1 3,83 k Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
- 1 38,3 k Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
- 1 383 k Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
- 3 953 k Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
- 1 976 k Ω 1 % 1/2 ou 1/4 W
- 1 EA60 6/60 pF
- 1 nF 500 V C322
- 1 220 pF styroflex subm. 5 %
- 1 2,2 nF styroflex subm. 5 %
- 1 22 nF MKM 100 V
- 1 100 Ω 5 % 1/4 W
- 5 cm de fil constantan 4/10.

Caractéristiques du transformateur d'alimentation :

Circuit magnétique type petit transfo de haut-parleur : 44 x 38 = 18 mm.

Primaire 4 000 T de 7 à 10/100 avec prise à 2 300 T.

Secondaires 2 x 15 V : 550 T de 10 à 15/100 avec prise milieu ; 8 V : 150 T de 22 à 25/100 ; 15 V : 275 T de 10 à 15/100.

d) **Divers.**

- 1 coffret. Poignée. Rhodoïd rouge 60 x 30 mm.
- 1 face avant Scotchcal.
- 1 prise de châssis BNC type UG625 B/U
- 3 douilles pour fiches de 2 mm.
- 17 vis à tôle de 6 mm.
- 8 boutons de 2,5 mm avec écrous.

1 bouton de diamètre 20 mm, axe de 4 mm, à index.
50 cm de fil à 5 conducteurs SM485. Souplisso thermo-rétractable.

2 m de fil rigide de plusieurs couleurs.

- 6 picots DM40A et 6 cosses.
- 20 cm de tube laiton 3/2 mm.
- 1 connecteur BNC UG88/U.
- 3 fiches bananes de 2 mm.
- 1 m de câble blindé souple, genre microphone, mais de gros diamètre.

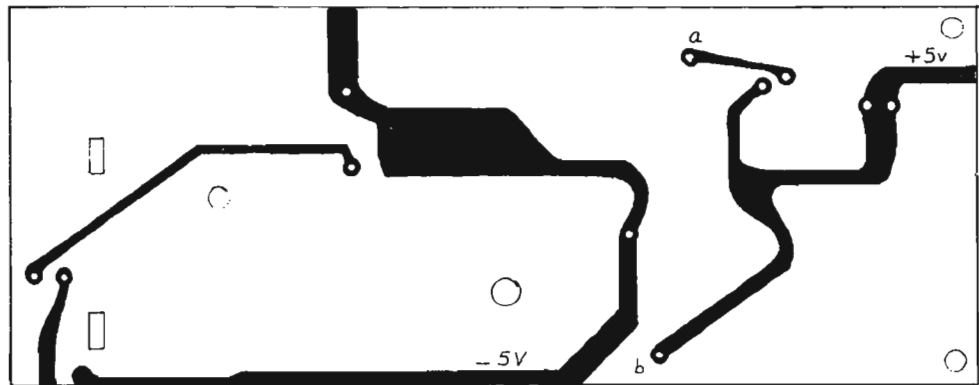


Fig. 16. - Circuit A recto.

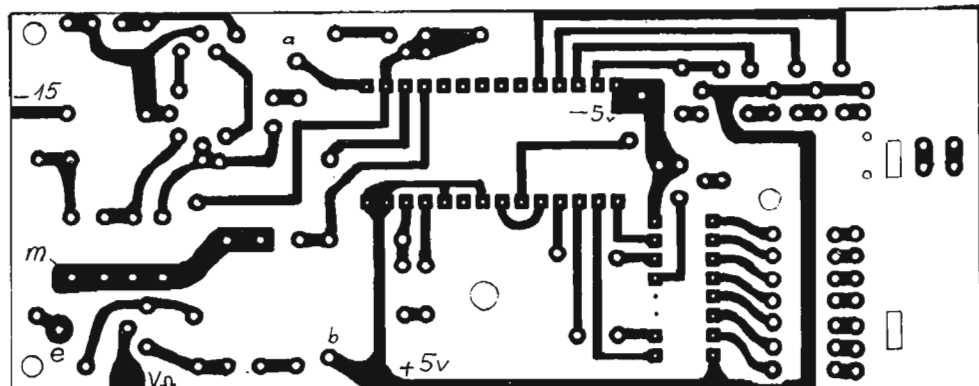


Fig. 17. - Circuit A verso.

un couteau genre Xacto, lame n° 11 neuve. Présenter sur la partie avant du boîtier et pointer ces découpes. Les ouvertures dans le boîtier seront faites avec une scie à découper type Abrafil. Finir à la lime douce. Tous perçages terminés coller l'auto-adhésif Scotchcal ou le carton à dessin. Les trous de fixation des platines ne se feront qu'après fabrication et perçage des circuits imprimés.

b) Les circuits imprimés.

A du convertisseur A/D : double face 15/10 époxy. Figures 16 et 17.

B de la platine de fonctions. Double face 15/10 époxy. Figures 18 et 19.

C du support des afficheurs. Simple face époxy 15/10. Figure 20.

D de l'atténuateur. Simple face époxy 15/10. Figure 21.

E des shunts. Simple face époxy 15/10. Figure 22.

F du convertisseur de tension. Double face époxy 15/10. Figures 23 et 24.

G de l'alimentation secteur. Simple face époxy 15/10. Figure 25.

Ces circuits seront fabriqués par l'une des nombreuses méthodes possibles... ou achetés chez RD. Pour la fabrication des « double face » nous avons indiqué une technique simple dans le

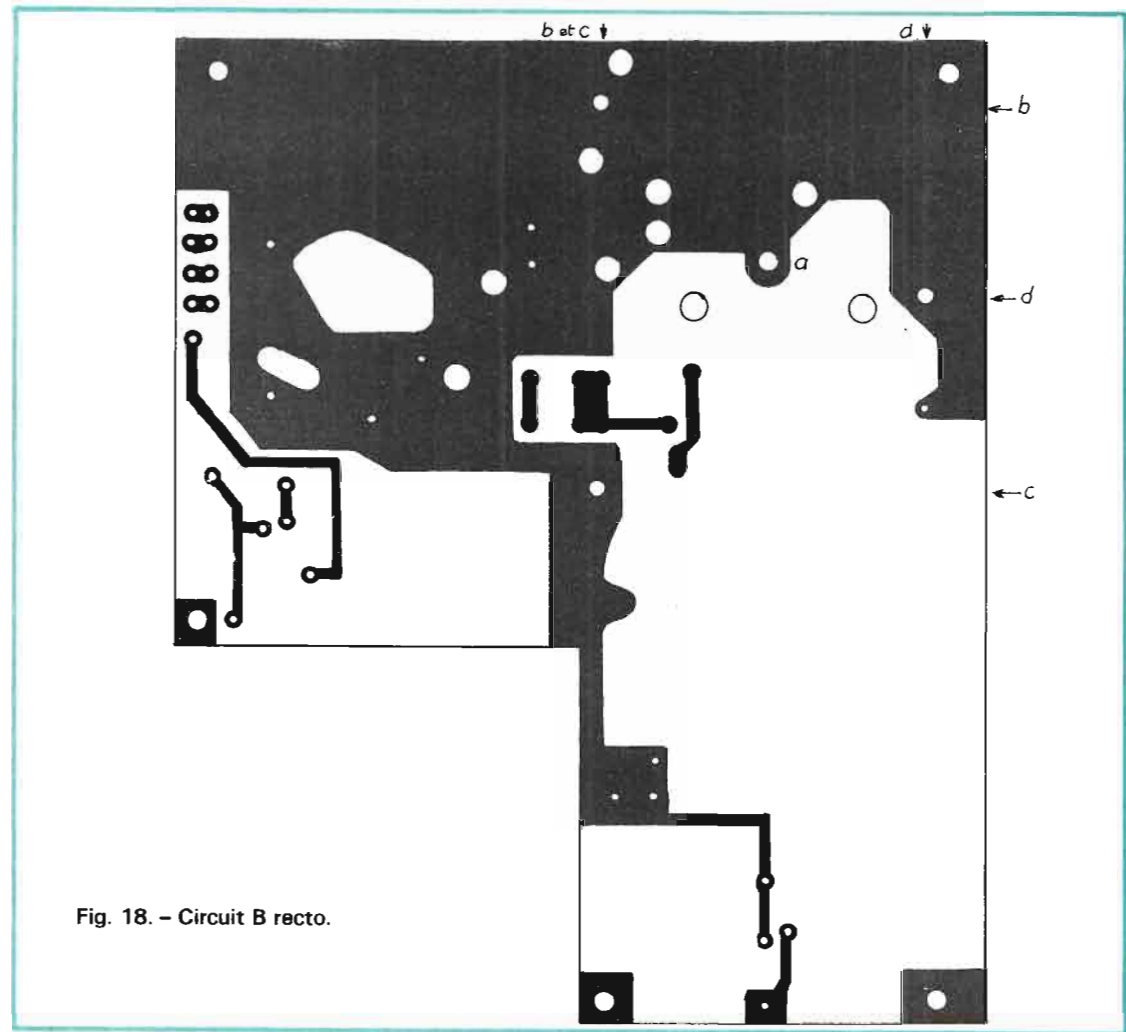


Fig. 18. - Circuit B recto.

n° 1420 du HP, pages 260, 261.

Depuis quelque temps, nous étamons systématiquement tous les circuits de notre fabrication. Deux procédés sont possibles. Tout d'abord

l'étamage à froid par utilisation de produit spécial (Primelec, Malakoff). Nettoyer au préalable le cuivre avec une gomme spéciale. Le second procédé est beaucoup plus simple et ne demande qu'un

bon fer à souder de 100 W à panne large. Nettoyer très soigneusement le circuit à l'aide d'une éponge abrasive. A l'aide d'un chiffon passer sur la surface une pellicule de pâte à souder décapante.

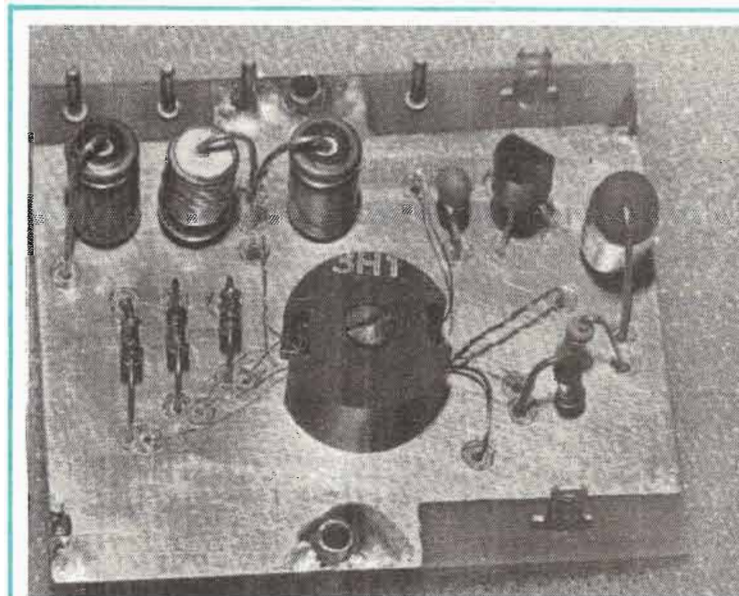


Photo 3 : Le convertisseur de tension, vu côté composants.

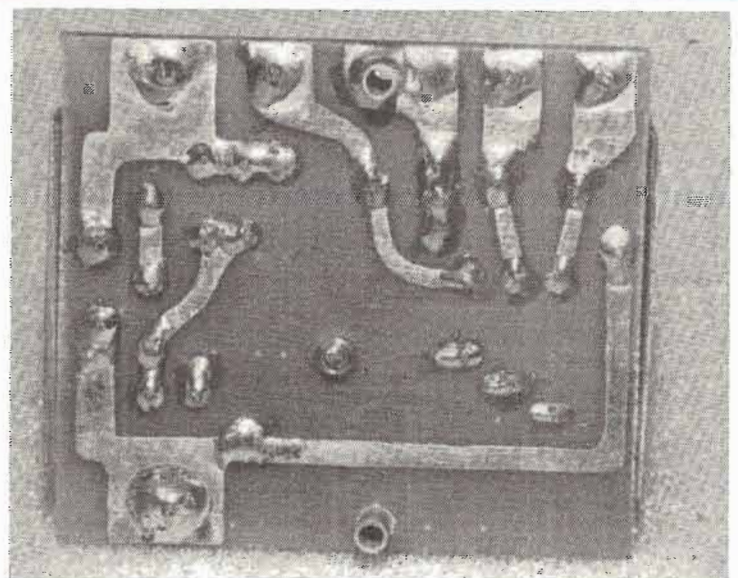


Photo 4 : Le convertisseur de tension, vu côté cuivre.

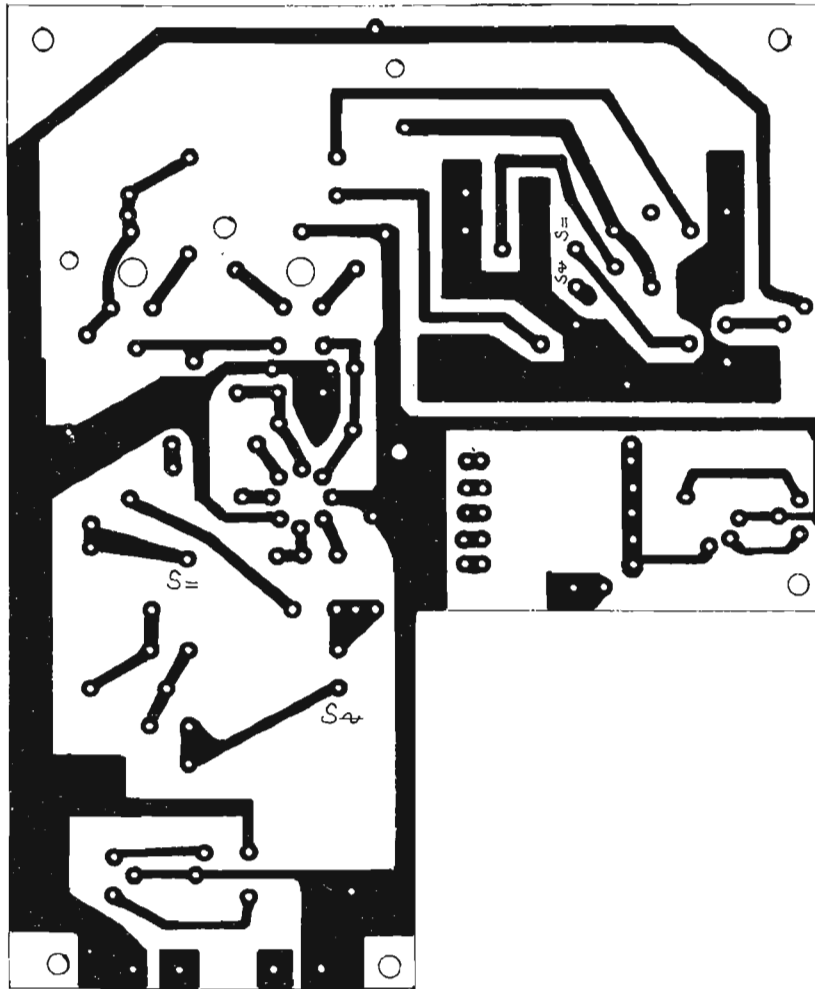


Fig. 19. - Circuit B verso.

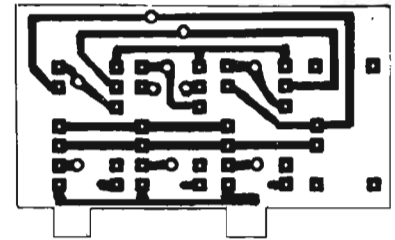


Fig. 20. - Circuit C.

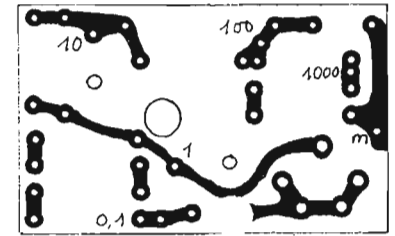


Fig. 21. - Circuit D.

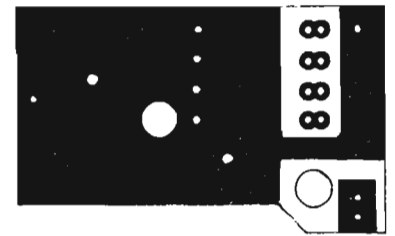


Fig. 22. - Circuit E.

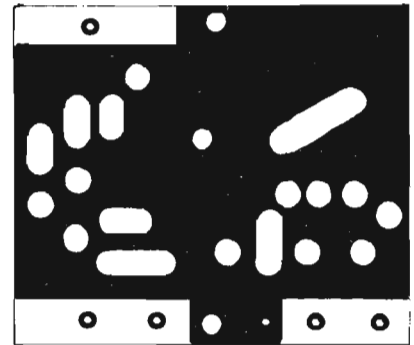


Fig. 23. - Circuit F recto.

Enfin à l'aide du fer à souder bien chaud et d'un minimum de soudure, étamer en procédant par passes larges et parallèles. La soudure prend parfaitement, une seule goutte couvrant quelques cm². Laisser refroidir et nettoyer à l'acétone ou au white-spirit. Vous serez surpris de la qualité du résultat, d'autant que vos circuits resteront nets très longtemps et se souderont parfaitement. Des tentatives précédentes pour argenter nous ont déçu, car la pellicule obtenue s'oxyde très rapidement.

Les trous peuvent se percer avant ou après l'étamage; nous les perçons après.

c) Montage.

Percer la plupart des trous à 10/10. Les trous de fixation de A à 2,5 mm, le trou de la self L à 4 mm, les trous de fixation de B à 3 mm pour permettre le passage des entretoises, taillées dans du tube laiton de modéliste de 3/2 mm. Préparer deux entretoises de 22 mm de long et trois de 8 mm. Fixer les deux premières aux angles arrière de B, les autres aux angles avant. Voir photo n° 9.

Régler pour que la platine se positionne à 4 mm de hauteur environ. Ne pas souder. Prendre le contacteur à touches et couper les picots du dessous en suivant les indica-

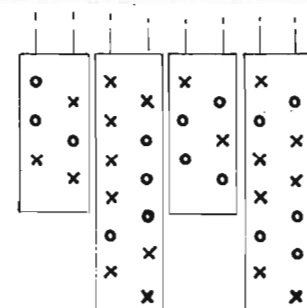
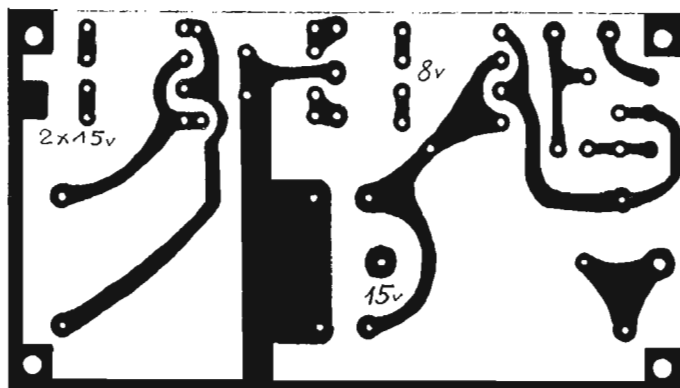
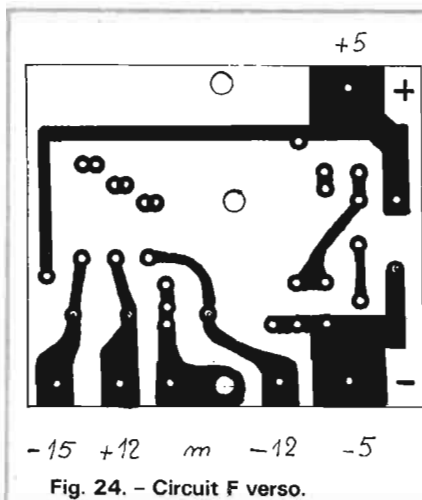
tions de la figure 26. Placer le commutateur sur B et le souder en ne laissant dépasser les picots que de 1/2 mm environ: ceci ménage un espace suffisant entre le commutateur et la face supérieure de B pour éviter tout contact intempestif. Bien vérifier ce détail avant de poursuivre (les pointilleux pourront intercaler entre les deux, un rectangle de rhotoid 5/10 convenablement percé).

Placer maintenant B dans le boîtier et régler la hauteur des entretoises pour que les touches passent dans la découpe prévue sans frotter. Souder alors les 5 entretoises, au recto de B.

Replacer A dans le boîtier, bien le pousser en avant et, à travers les entretoises, pointer les trous dans le fond. Percer ces trous à 2,5 mm. Fixation par vis à tôle de 6 mm. Eventuellement étamer l'intérieur de l'entretoise, pour avoir un vissage plus énergique.

Découper une entretoise de 20 mm. La forcer dans le trou a de B. Régler sa hauteur à une valeur égale à celle des deux autres de 22 mm. La souder. Présenter la platine A et vérifier la concordance des 3 trous.

Découper trois entretoises de 12 mm. Les fixer provisoirement sur B, par vis à tôle



o picot à laisser
x picot à couper

Fig. 26. - Préparation du commutateur à touches (vu par dessous).

Fig. 25. - Circuit G.

Fig. 24. - Circuit F verso.

de 6 mm, aux trous b, c, d, percés à 2,5 mm. Souder ces entretoises. **Supprimer les vis** (court-circuit recto verso).

Dans la tôle de fer blanc (boîte de conserve, par ex.) découper le blindage de la figure 27. Le plier à angle droit. Percer les 3 trous en fonction de b, c, d. 2,5 mm. Percer le trou de passage de l'entretoise de 20 mm à 5 mm. Lorsque le blindage est fixé sur ses 3 colonnettes et mis en place, il doit rester un espace de 2 mm entre le plan métallique vertical et le bord de A.

Souder les 4 afficheurs sur C, après avoir placé les 5 ponts nécessaires. Les picots des afficheurs, laissés à leur longueur d'origine, ne dépasseront pour la soudure que de 1/2 mm. Ainsi leur face avant sera à 2 mm environ du boîtier. Le vérifier en plaçant C sur A.

Découper un rectangle de rhodoïd rouge de 60 x 30 mm. Le coller à l'intérieur de la fenêtre, à l'aide de colle Kontakt.

Il reste à percer dans B les 2 trous de 4 mm permettant l'accès aux ajustables de 470 Ω. Percer également en correspondance, des trous du même diamètre dans le fond du boîtier.

Découper, si cela n'est déjà fait, les trous arrières du boîtier. Placer l'interrupteur (74M ou 94M) et la prise DIN de recharge.

— Dans le cas de l'alimentation à piles, l'accu de 4,8 V se

place entre A et l'interrupteur. Faire un collier en press-pahn épais (ou en carte de Lyon). La fixer par 2 boulons de 2,5 mm, serrant par l'intermédiaire de plaquettes rectangulaires de bakélite 2 mm. Voir photo 5. Les cosses du 94M doivent être rabattues à 90° à la pince. Les 5 piles de 4,5 V trouvent place en face de la prise DIN. Les fixer également par un collier de press-pahn (voir photo). Ces piles peuvent être placées horizontalement ou verticalement. Dans les deux cas, un carton d'isolement des sorties est indispensable.

— Dans le cas de l'alimentation par convertisseur, l'accu prend la place des piles. Voir photo 5, où l'on distinguera un 4,8 V 0,5 Ah, utilisé en attente pour les essais. Adapter la fixation à l'accumula-

teur choisi. L'interrupteur est un 74M, coupant un pôle ou les deux.

Le convertisseur se place entre A et le 74M. Fixé à 5 mm du fond par 2 colonnettes de 3/2 et vis à tôle, les rebords latéraux du couvercle-blindage en fer-blanc, assurent sa stabilité. Voir figure 28 et photo 4.

Le convertisseur sera centré dans l'espace qui lui est imparti.

— Dans le cas de l'alimentation secteur, fixer le petit transfo entre A et le fond du boîtier. Au besoin raccourcir les pattes de fixation. On pourrait prévoir une tôle de blindage en fer-blanc séparant le transfo A et fixée par les mêmes boulons que lui. Le circuit G est installé à l'emplacement des piles. Le BD136 boulonné au boîtier avec les

isolants d'usage (voir fig. 30). Nous conseillons de placer le 74M du côté de G et le passe-fil du côté transfo. La prise DIN n'existe pas ici.

Terminer le travail mécanique par le couvercle du boîtier, maintenu par 3 vis à tôle de chaque côté. Les deux paires de vis avant servent en même temps de butées pour la poignée, empêchant celle-ci de se rabattre, par exemple dans sa fonction béquille. Attention à ce que les vis inférieures ne mordent pas dans B. Tout ceci étant bien fait, il ne « reste plus » qu'à installer les composants sur les différentes platines. Mais croyez nous, le plus difficile est fait !

3. MONTAGE ELECTRIQUE

a) Dans tous les cas, commencer par l'alimentation.

Piles/accu : Installer simplement les éléments dans le boîtier. Vérifier les tensions fournies (attention aux polarités) et au besoin recharger le (4,8 V).

Accu/convertisseur : Il faut monter ce dernier. Le circuit a été établi en double face pour améliorer le blindage et faciliter la pose du couvercle. Côté composants, chaque trou de passage doit être dégagé, comme cela apparaît sur la figure 23-24. Ou bien ce résultat sera obtenu par le dessin du recto, comme sur la figure, ou bien simplement en fraisant chaque trou avec une mèche de 3 ou 4 mm. (C'est

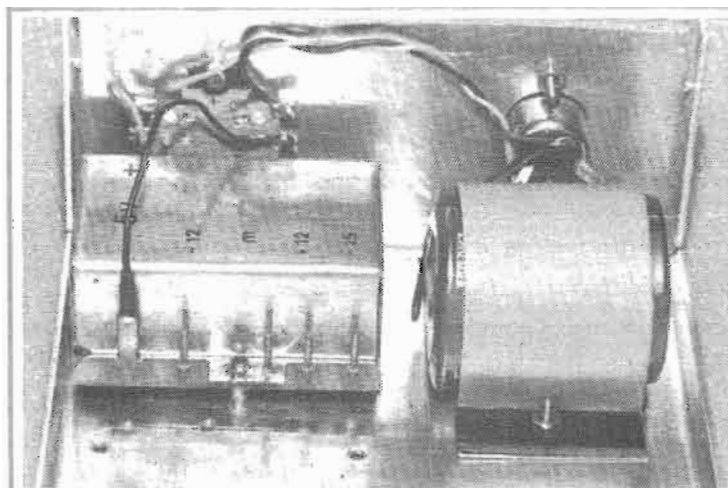
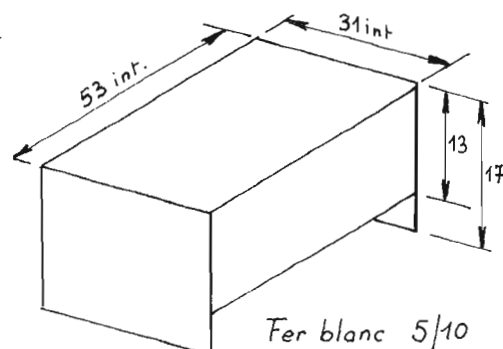
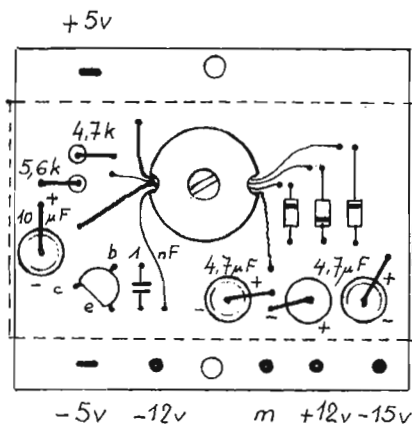
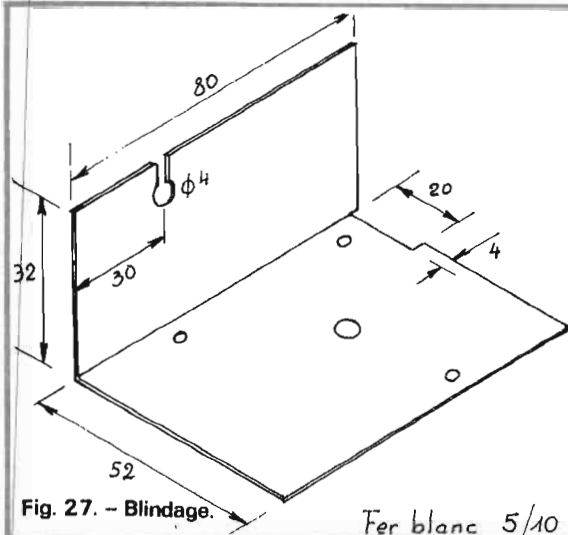


Photo 5 : Installation du convertisseur de tension. Remarquer le 74M, la prise DIN de recharge et l'accu 4,8 V 500 mAh, insuffisant pour une bonne autonomie.



ainsi que nous avons procédé sur l'exemplaire de la photo 3).

La réalisation du petit transformateur demande de la minutie. Comme vous ne disposez sans doute pas d'une bobineuse, le petit touret de la figure 31 vous sera d'une grande utilité. Serrer la petite carcasse sur la tige filetée. Cette carcasse comporte 4 encoches que nous appellerons 1, 2, 3 et 4. (voir fig. 32).

Bobiner en premier l'enroulement de base, en entrant par 1 et en sortant par 3 : une couche de 22 spires bien jointives de 15/100. Isoler avec une couche de « chatterton » plastique découpé à bonne largeur. Bien tendre et éviter les surépaisseurs. Bobiner ensuite l'enroulement de collecteur. Fil 30/100. Entrer par 1, sortir par 1 : deux couches de spires jointives, soit 25 spires environ. Isoler comme précédemment. En torsadant le départ autour du fil de sortie précédent, enrouler dans le même sens, en entrant donc par 1, les 75 spires de l'enroulement 15 V. Fil 10/100. Sortie par 2. Isoler. Enfin, faire l'enroulement double 12 V. Fil 10/100. Entrée, prise médiane et sortie par 4. Bobiner 2 fois 70 spires. Si ces enroulements sont faits proprement, ils tiennent aisément dans la carcasse. Isoler le dernier enroulement.

Placer la carcasse dans le pot 14 x 8, 1 et 2 vers le bas, 3 et 4 vers le haut. Sur le CI,

1 et 3 côté transistor, 2 et 4 côté diodes. Le pot est fixé par un boulon de 2 mm, fils découpés et soudés.

Il reste à placer les quelques autres composants (voir fig. 28). Souder les picots. Mettre sous tension à vide. On obtient -15,5 V et $\pm 12,5$ V pour une consommation de 40 mA environ.

Façonner le couvercle de fer blanc et le fixer, après pose, aux 4 angles par un point de soudure.

Fixer maintenant dans le

boîtier, achever le câblage de l'alimentation. Ne pas oublier un $0,1 \mu\text{F}$ GFO, sur la prise DIN, entre +5 V et cosse de masse. Ce condensateur supprime des tensions parasites engendrées par le convertisseur et qui perturbent le fonctionnement du convertisseur A/D.

Secteur : Voir la figure 29 pour les composants de G. Souder 4 entretoises d'angle, maintenant le circuit à 4 mm du fond. Installer le tout dans le boîtier. Vérifier à l'ohmmètre

très le bon isc ent du BL₁₃₆. Mettre sous tension et vérifier les tensions produites.

b) La platine A/D.

Souder tous les composants discrets en suivant la figure 33 et la photo 7. La bobine L est réalisée en bobinant environ 300 spires de 15/100, sur le bâtonnet ferrox, en quatre couches. Coller L sur le circuit imprimé à la colle cellulosique.

Pour les résistances de 1 % :

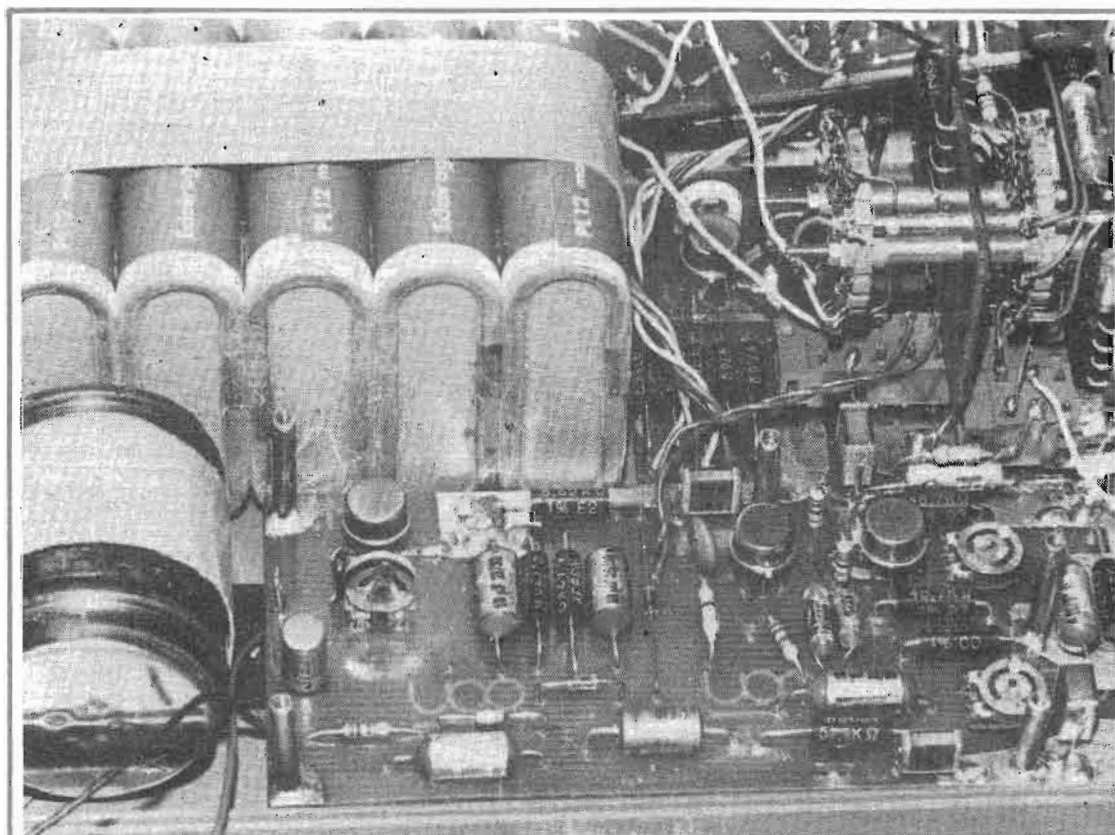


Photo 6 : Alimentation à piles.

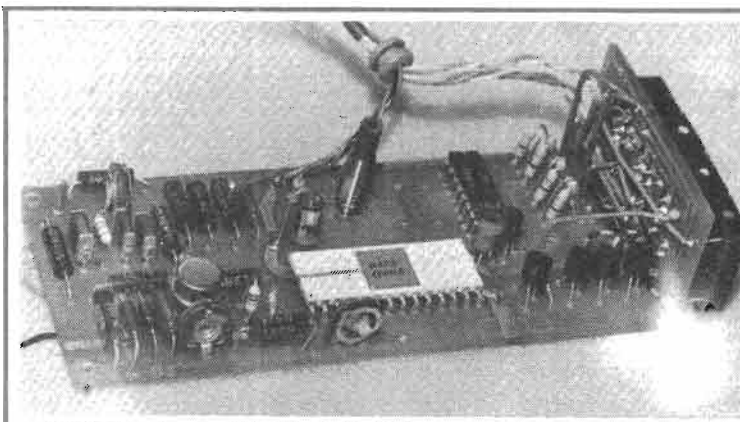


Photo 7 : Le convertisseur A/D. Recto.

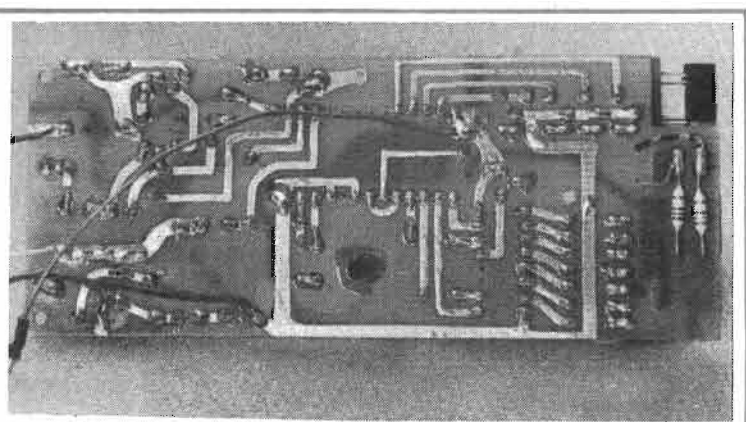


Photo 8 : Le convertisseur A/D. Verso.

— Couder les fils en les pinçant côté corps avec une pince à becs très fins (ou avec une brucelle).

— Ne souder qu'après avoir placé, côté corps, un shunt thermique constitué par une pince crocodile munie de becs de cuivre rouge, rapportés par soudure. N'enlever qu'après refroidissement.

Ces précautions sont particulièrement importantes pour les résistances à valeur critique : ici ce seront les deux 1 430 Ω appariées par le four-

nisseur. Placer les deux ponts du 7447 (c et d). Ne pas oublier de souder recto ET verso le fil de la 768 Ω (pont b) et celui du 330 pF (pont a).

Souder enfin le 741, le 7447 et le GFZ1200D. Pour ce dernier, Obligation absolue de débrancher le fer du secteur. Souder au maximum 4 picots à la fois. Prendre le circuit C, déjà muni de ses afficheurs, préparer les fils de liaison, sans oublier les fils souples des ponts décimaux. Placer C sur A. Souder les 7 fils de seg-

ments, les 2 fils vers les 220 Ω , les 4 fils d'anodes. Si ces fils sont rigides, C sera parfaitement maintenu, sinon l'immobiliser à l'araldite. Terminer la platine A/D en soudant les fils de liaison - 15 V, + 5 V, et - 5 V, au départ un peu longs pour travailler à l'aise. Prévoir également le fil 1 Ω et les fils des signes d'affichage.

Vérifier soigneusement. Provisoirement, souder l'une sur l'autre, les extrémités des fils des signes : le retour de la

220 Ω sur le - 5 V et l'anode signe (As) sur le + 5 V.

Alimenter en ± 5 V seulement : l'affichage doit marquer - 2048 (le 2 étant incomplet). Couper. Relier l'entrée e au plot de masse de A, soit m. Brancher le - 15 V. Remettre sous tension. Cette fois l'affichage se stabilise sur une valeur proche de 0. L'y amener exactement par le réglage de P₀.

Le fonctionnement doit être immédiat si les composants sont bons. En tournant P₀, on a, autour du zéro, soit l'affichage du +, soit celui du -. Pour un réglage idéal, le signe bat régulièrement entre + et -. C'est tout pour cette partie.

c) **Platine de fonctions** (voir la fig. 34 et la photo 9).

Les résistances 1 % sont à traiter avec ménagement, surtout les R_g et les quatre 51,1 k appariées. Le double FET sera soudé en débranchant le fer du secteur. Si c'est un FM1111, deux résistances de 1 M Ω sont placées entre sources et substrat le fil de ce dernier étant soudé au recto, ainsi que le gate 2. Le fil marqué n.c (fig. 36) est à couper. En cas d'utilisation d'un autre double FET, on prendra la précaution d'en vérifier au préalable le brochage. Etablir au recto les liaisons indiquées sur la figure 34 et au verso, relier les deux plots S= et les deux plots S. Prévoir un fil de masse pour le circuit E des shunts et un autre pour D de l'atténuateur. Souder les 5 fils reliant les R_g au commuta-

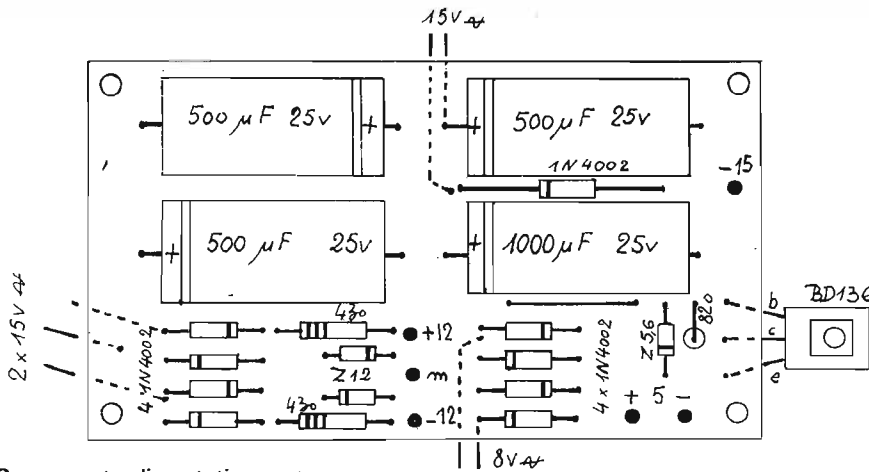


Fig. 29. - Composants alimentation secteur.

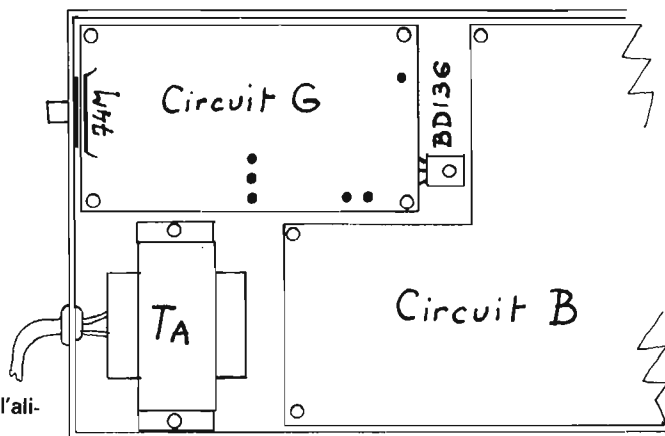


Fig. 30. - Disposition de l'alimentation secteur.

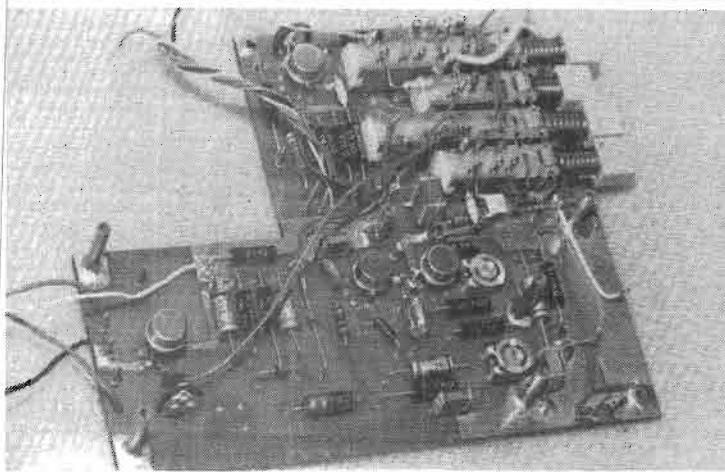


Photo 9 : La platine de fonctions. Le 741 supplémentaire de l'alimentation à piles est monté.

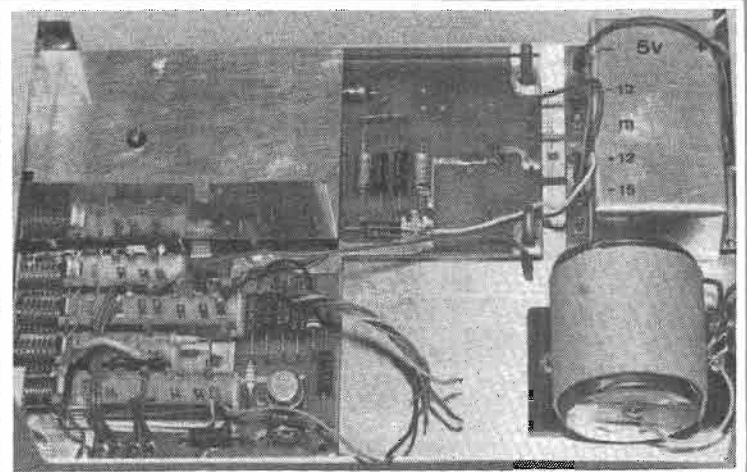


Photo 10 : Montage de la platine de fonctions.

teur rotatif, le fil commun de ce circuit et les fils de liaison aux bornes R et I. Ce dernier est interrompu par un minuscule CI soudé verticalement sur B et supportant le fil fusible 2,5 A. Le fil reliant Kgi au commutateur rotatif sera de gros diamètre. Monter B dans le boîtier et faire toutes les liaisons possibles. En version convertisseur, les fils ± 5 V passent sous ce convertisseur pour rejoindre le 74M.

d) Le commutateur de gammes.

Câbler le circuit de l'atténuateur avec les plus grands ménagements pour les 1%. Souder en même temps les fils de liaison à la galette Kgv, pour éviter de chauffer deux fois (voir fig. 37). Câbler ensuite le circuit des shunts. Les fils des résistances sont assez longs pour servir de liai-

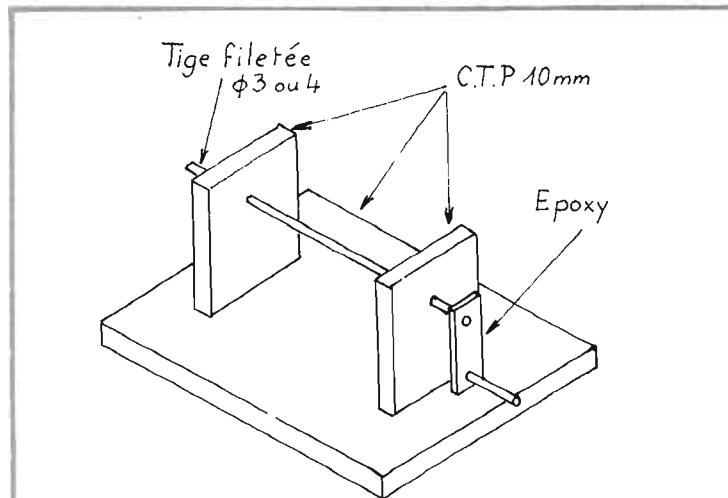


Fig. 31. - Petit touret vite fait pour bobinages légers.

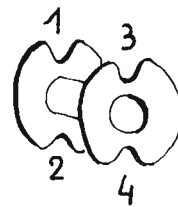


Fig. 32

sons à la galette Kgi. Côté masse, il faudra utiliser le fer 100 W pour souder très vite les quatre résistances. Monter l'ensemble du commutateur Kg en suivant la figure 37 et les photos 14 et 15. Présenter dans le boîtier, courber éventuellement les cosses du commutateur à touches qui pourraient gêner. Voir la disposition des fils de liaison à la prise BNC et Kfv. Sortir le commutateur, y souder ces deux fils. Le replacer et souder toutes les interconnexions, sans oublier les deux fils de masse.

e) Dernières liaisons.

Placer le blindage sur ces trois colonnettes et vérifier qu'il n'établit aucun contact imprévu. Fixer la platine A/D. Voir la longueur des fils à conserver. Placer les cosses rapides en consolidant chaque

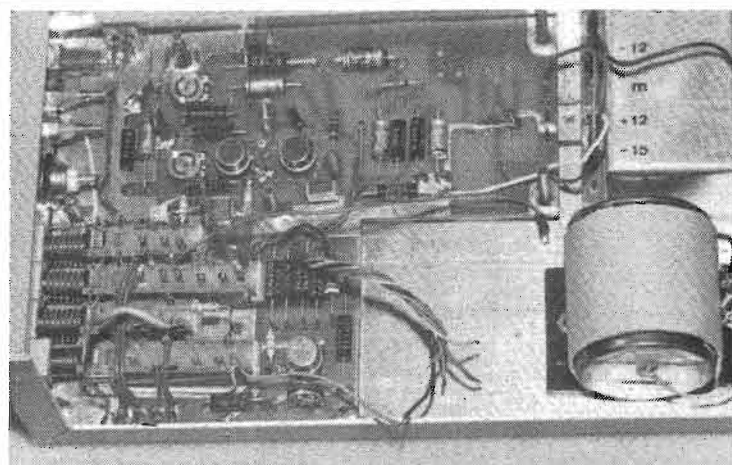


Photo 11 : Le blindage du convertisseur A/D est disposé.

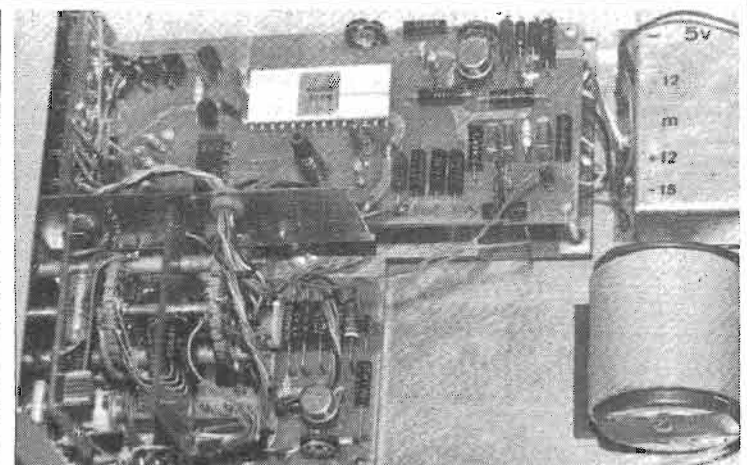


Photo 12 : Le MX38 est terminé. On distingue le commutateur de gammes au premier plan.

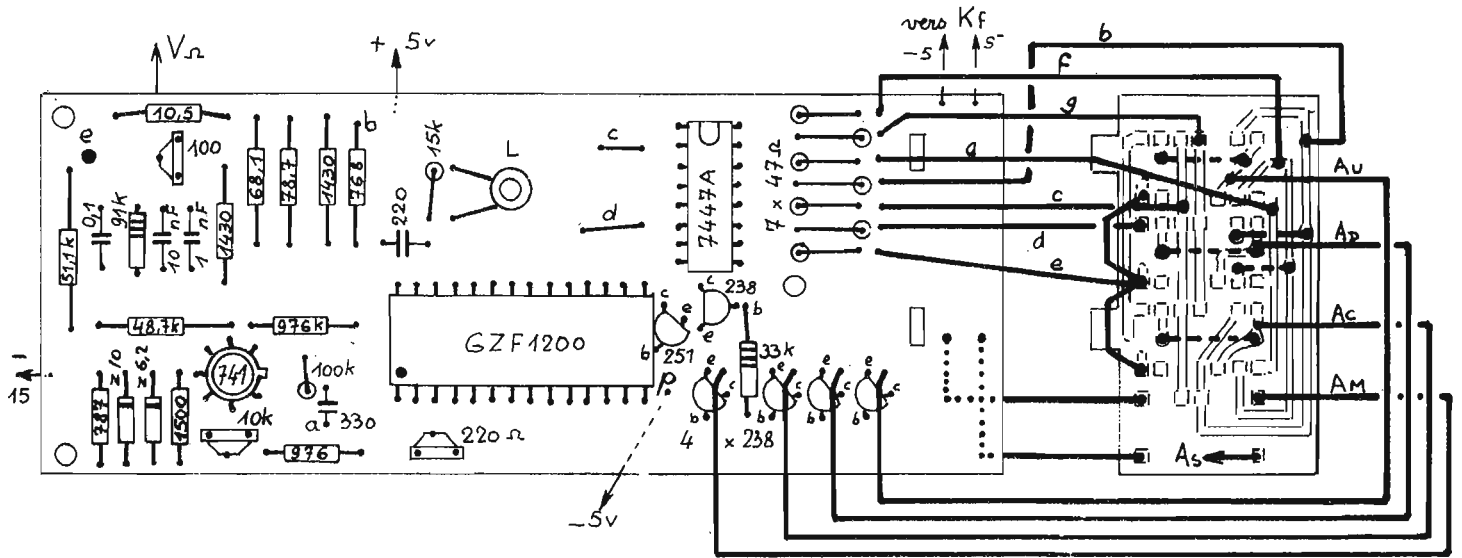


Fig. 33. - Composant de la platine A/D. Liaisons à C. Les connexions des 3 points décimaux ne sont pas représentées.

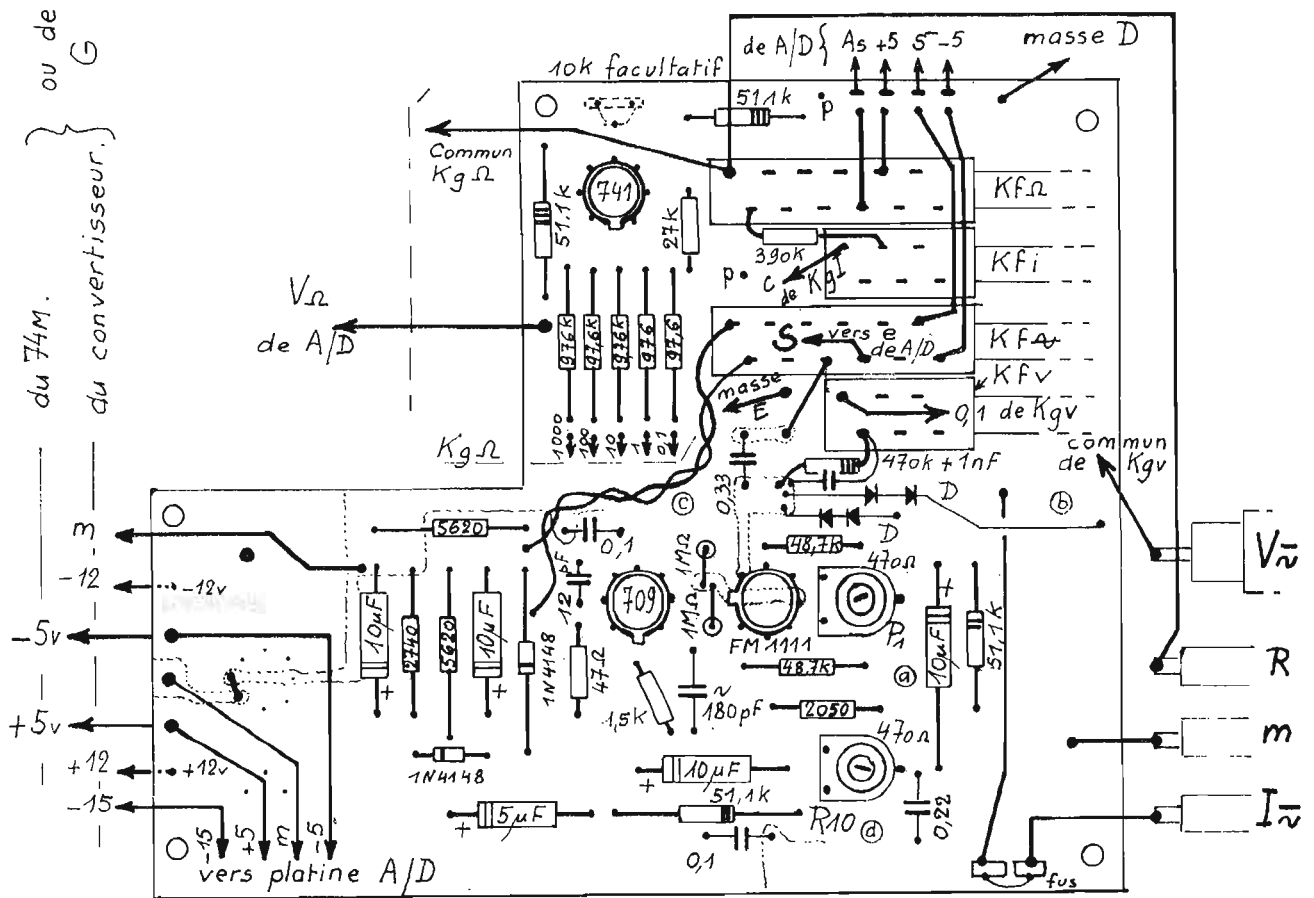


Fig. 34. - Composants platine de fonctions. Version convertisseur ou secteur.

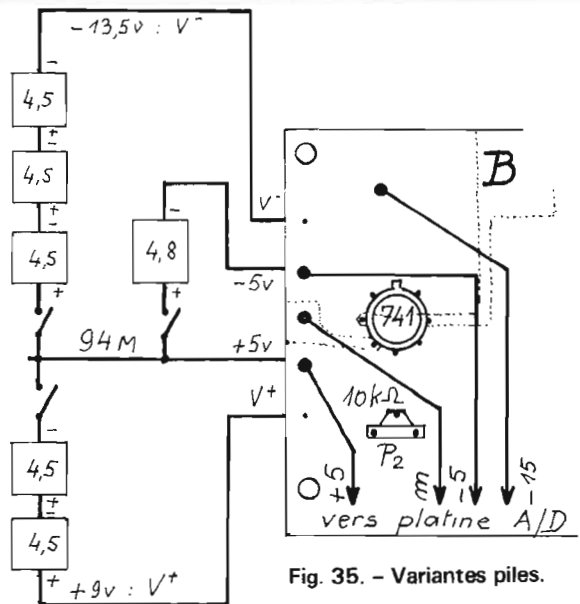


Fig. 35. - Variantes piles.

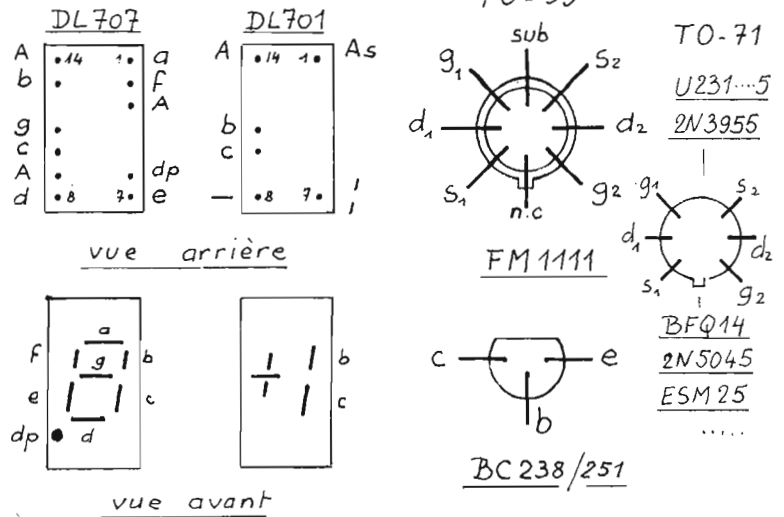


Fig. 36. - Brochages.

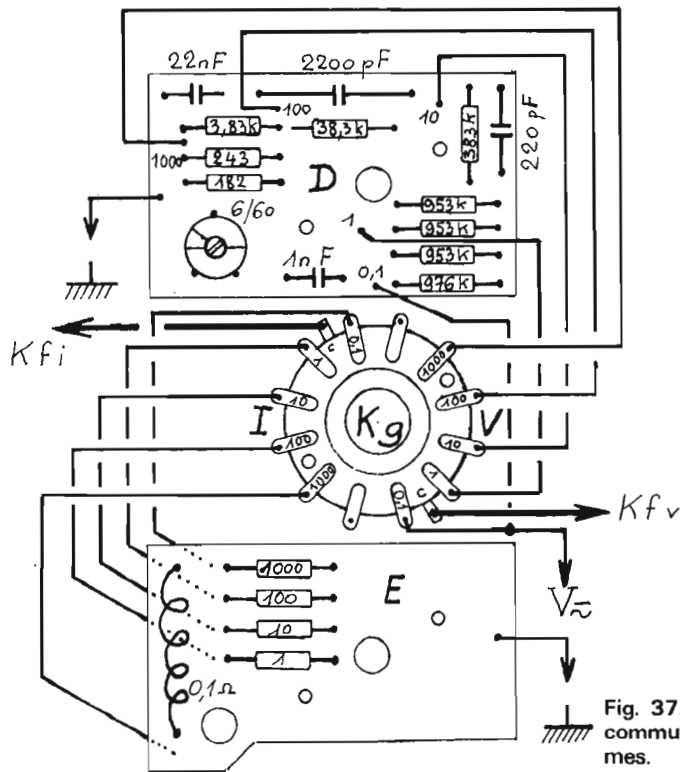
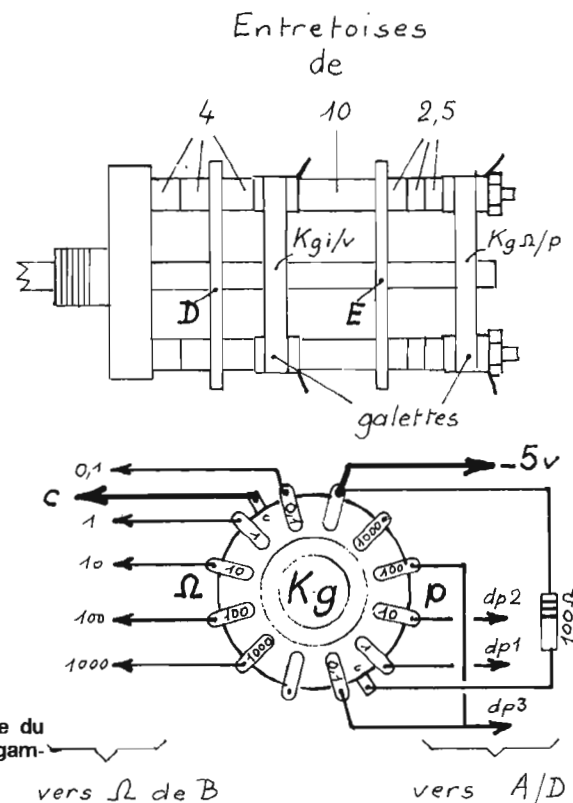


Fig. 37. - Montage du commutateur de gammes.



départ avec du petit souplisso thermo-rétractable. Passer à ces liaisons tout le temps nécessaire, car c'est toujours à ce niveau que se trouve le point faible d'une réalisation. Si chacun était un vieux routier de la radio-commande, la chose serait évidente pour tous. Prendre l'habitude de dénuder les extrémités des conducteurs, en coupant l'isolant avec la pointe du fer à souder, ceci afin de ne pas créer d'amorce de rupture des brins. Ne dénuder que le strict

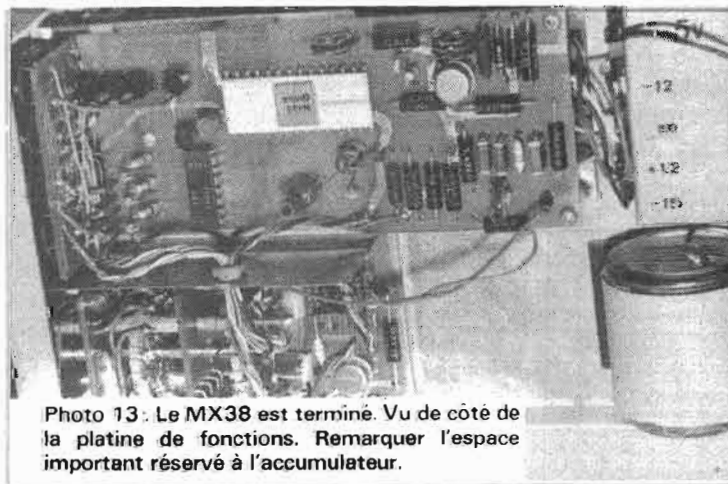


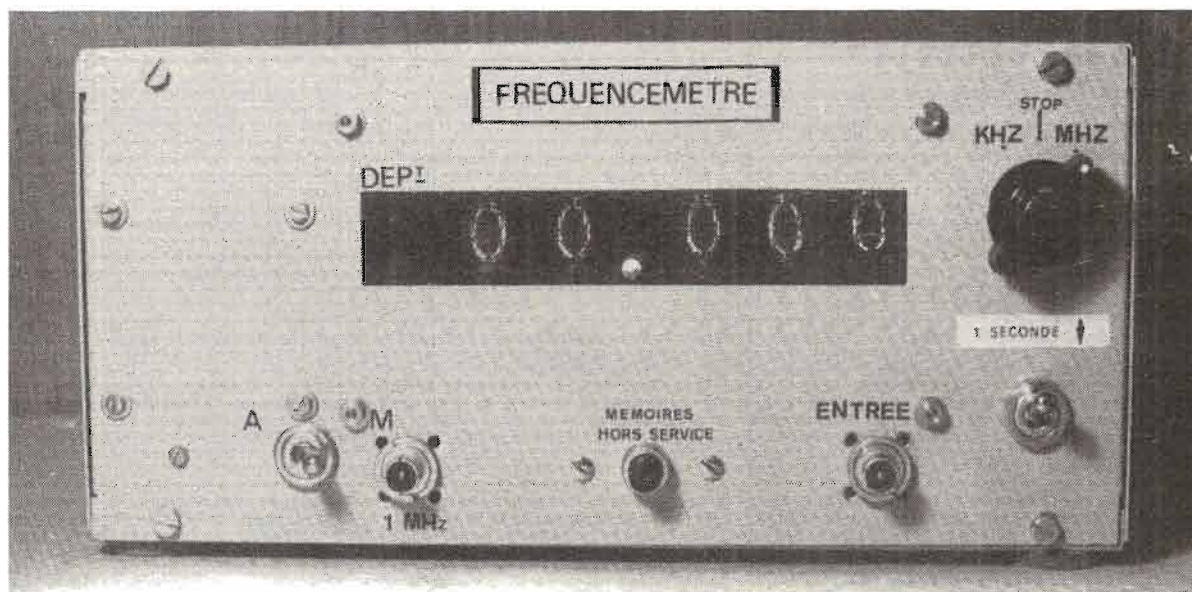
Photo 13: Le MX38 est terminé. Vu de côté de la platine de fonctions. Remarquer l'espace important réservé à l'accumulateur.

minimum : 2 à 3 mm suffisent bien. Torsader minutieusement les brins et étamer immédiatement. Ne pas craindre d'utiliser la loupe pour vérifier la qualité des soudures, des liaisons...

(à suivre)
F. THOBOIS

15. — LA MESURE DES FREQUENCES

CONSTRUCTION D'UN FRÉQUENCEMÈTRE DIGITAL



NOUS avons passé en revue, dans l'article précédent, les nombreux avantages du fréquencemètre digital dont nous avons décrit, dans leurs grandes lignes, les principales parties.

Nous nous proposons ici d'examiner de près le schéma d'un appareil de ce type ; tous les détails de sa réalisation seront fournis dans le prochain article.

Les amateurs avertis et chevronnés, fidèles lecteurs du Haut-Parleur, n'éprouveront aucune difficulté à en comprendre le fonctionnement car de nombreux articles descriptifs théoriques et

pratiques ont été consacrés à ce sujet dans la revue. Citons, pour mémoire, parmi les plus complets, ceux de F. Thobois : le TFX1 (H.P. N° 1392, 1396, 1401, 1405) et le TFX2 (H.P. N° 1416, 1420, 1424, 1429). Nous invitons les lecteurs intéressés à se reporter à ces articles.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT ET DESCRIPTION GÉNÉRALE DU FRÉQUENCEMÈTRE

Le fréquencemètre que nous proposons est d'une

conception très classique : l'utilisation de circuits intégrés logiques normalisés ne permet guère de concevoir beaucoup de variantes, tout au moins pour un appareil d'amateur.

On se reportera au diagramme synoptique et aux explications données plus haut (figures 8, 9 et 10) ainsi qu'à la figure 11.

Le dispositif d'échantillonnage du signal d'entrée reçoit le créneau de sélection C dont la durée peut être de 1 ms ou de 1 seconde. Ce créneau est obtenu par divisions successives par 10 du signal de référence H (signal d'horloge) dont la fréquence de 1 MHz,

très précise et très stable, est obtenue à partir d'un oscillateur à quartz.

Le signal à mesurer, de fréquence F_x est, comme on l'a vu plus haut, découpé par tranches de 1 ms ou 1 seconde.

L'opération de comptage est effectuée au moyen de décades montées en série. L'entrée de la première, seule considérée pour l'instant pour la clarté de l'exposé, est à la fréquence F_x , sa sortie sera à $F_x/10$.

Lorsque la décade en question aura cessé de compter, éventuellement après plusieurs cycles complets, à la fin de l'échantillonnage du signal,

elle présentera un certain état (par exemple l'état 5) correspondant à la dernière décimale.

Une mémoire est associée en permanence à la décade : à la fin du comptage elle enregistre fidèlement le dernier état de cette décade, soit 5.

Une impulsion de transfert T_r intervient alors, immédiatement après la fin du créneau de sélection. Cette impulsion, de très courte durée, n'est utilisée que pour envoyer vers l'indicateur numérique (après transformation par un circuit spécial) l'état à afficher.

Le chiffre 5 s'allume alors et reste visible jusqu'à ce qu'une autre indication soit fournie à l'indicateur suivant le même processus, ce qui peut intervenir, au plus tôt, après la fin du créneau de sélection suivant. Si la fréquence F_x est très stable, le nombre d'événements par unité de temps restera fixe et le chiffre affiché ne changera pas. Dans le cas contraire il peut être modifié à chaque période d'échantillonnage.

Pour que le comptage puisse se faire valablement et, donc, que la copie de l'état de la décade soit significatif de la fréquence à mesurer, il est indispensable que chaque décade soit remise périodiquement dans son état initial, c'est-à-dire à 0, par une impulsion de remise à zéro RAZ. Cette impulsion, plus large que l'impulsion de transfert, doit intervenir après un comptage et le transfert correspondant et avant le début du créneau de sélection suivant (voir figure).

Ainsi le cycle de fonctionnement s'établit de la façon suivante :

- comptage de périodes de signal pendant le créneau de sélection,
- transfert du résultat sur un indicateur numérique,
- remise à zéro du système de comptage.

Ce cycle dure exactement deux fois la largeur du créneau de sélection soit 2 ms ou 2 sec suivant la gamme choisie (on verra cependant que

les impulsions de transfert ne sont sélectionnées que tous les 100 comptages sur la gamme MHz).

Il est important de noter que l'intérêt de la mémoire est de conserver trace de l'information « état de la décade » et de ne transmettre cette information vers l'indicateur que lorsqu'une impulsion de transfert est appliquée. En dehors de cet événement, l'indicateur est parfaitement isolé de la décade de sorte que, ni la remise à zéro, ni le comptage en cours ne sont observés ce qui évite un pénible clignotement de l'affichage, comme c'était le cas sur les premiers appareils de ce type. On peut ainsi observer à loisir la valeur affichée, sans fatigue visuelle.

Chaque groupe : décade + mémoire + indicateur numérique constitue une décade affichante indépendante. L'empilage de n décades affichantes permettra de visualiser la valeur de la fréquence par un nombre de n chiffres.

Il semble que l'utilisation de 5 chiffres soit très largement suffisante pour la plupart des cas concrets.

Nous avons prévu, également, un indicateur de dépassement qui préviendra de la saturation du dispositif de comptage et d'affichage et permettra, s'il est bien interprété, de donner une sixième décimale.

Pour des raisons pratiques de présentation, une virgule, matérialisée par un point lumineux, est disposée à gauche du chiffre des centaines.

Les deux gammes de mesure sont kHz et MHz : ainsi, sur la première gamme, le dernier chiffre significatif (celui des unités) avec un créneau de sélection de 1 sec., représentera des Hz. On pourra donc mesurer de 1 à 99,999 kHz. L'autre gamme utilise des créneaux de sélection de 1 ms, de sorte que le dernier chiffre significatif sera des kHz et le comptage pourrait s'effectuer théoriquement de 1 kHz à 99,999 MHz.

En fait, par suite de la limi-

tation de la bande passante des circuits et de la rapidité maximale du comptage, cette fréquence sera limitée au voisinage de 35 MHz, ce qui n'est déjà pas si mal.

Le renouvellement de l'affichage se produit toutes les 200 ms sur la gamme MHz, la lecture peut donc se faire quasi instantanément. Sur la gamme kHz, où le cycle complet dure 2 sec., il est conseillé d'attendre 3 ou 4 secondes avant de prendre en compte la valeur affichée.

La précision de l'affichage dépend naturellement de celle du quartz qui est l'âme de l'horloge/ base de temps. Un système de réglage fin de la fréquence est prévu pour la calibration. On peut facilement espérer obtenir une précision de $5 \cdot 10^{-6}$ à moyen terme après que l'appareil se soit stabilisé en température. Un réglage soigné donnera 10^{-6} à quoi il faut naturellement ajouter ± 1 digit car le créneau de sélection n'est pas en phase avec le signal d'horloge et sa largeur ne correspond pas forcément à un nombre entier de périodes à mesurer.

Comme nous l'avons indiqué, la précision sur une mesure quelconque est fonction du nombre de chiffres affichés. Aussi, la précision absolue de 10^{-6} n'est à prendre en considération que pour 5 chiffres affichés, au moins. Cependant, on peut théoriquement mesurer une fréquence stable de valeur élevée au moyen de 8 chiffres en commutant la gamme des MHz aux kHz. Par exemple, la lecture d'une fréquence donne l'indication 10.235 sur la position MHz et (D) 35.425 sur la position kHz (D) indique le dépassement). Cela correspond à une valeur de fréquence mesurée théorique de 10,235 425 MHz. La précision absolue de 10^{-6} limite à 6 chiffres significatifs la valeur connue de la fréquence, ce qui implique que cette dernière est en réalité de 10,235 400 Hz \pm 100 Hz.

Pour mesurer une fré-

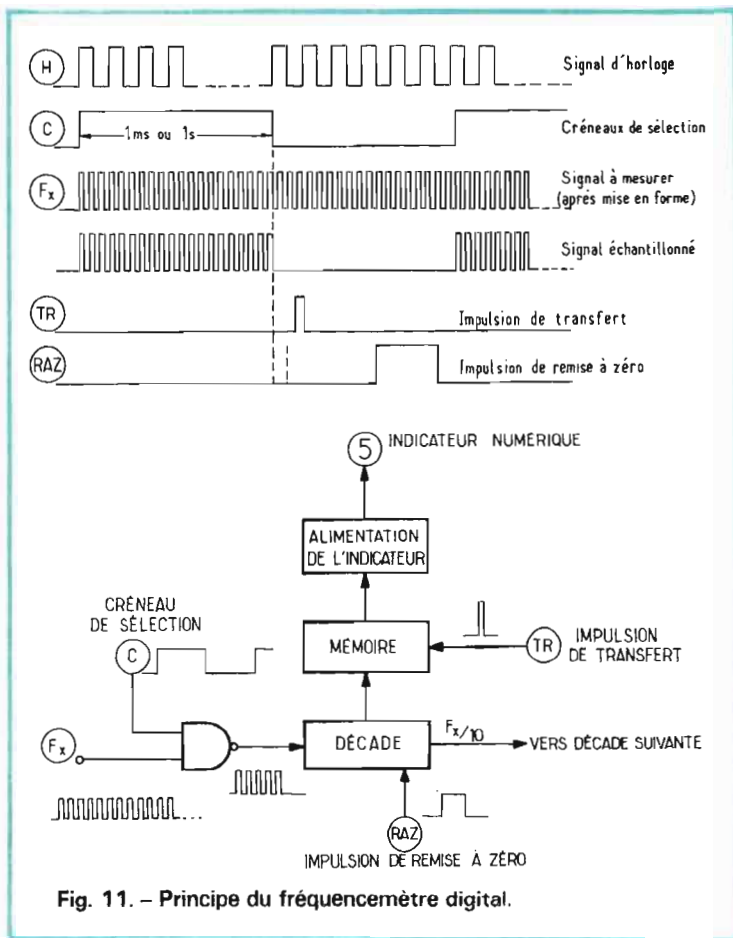


Fig. 11. - Principe du fréquencemètre digital.

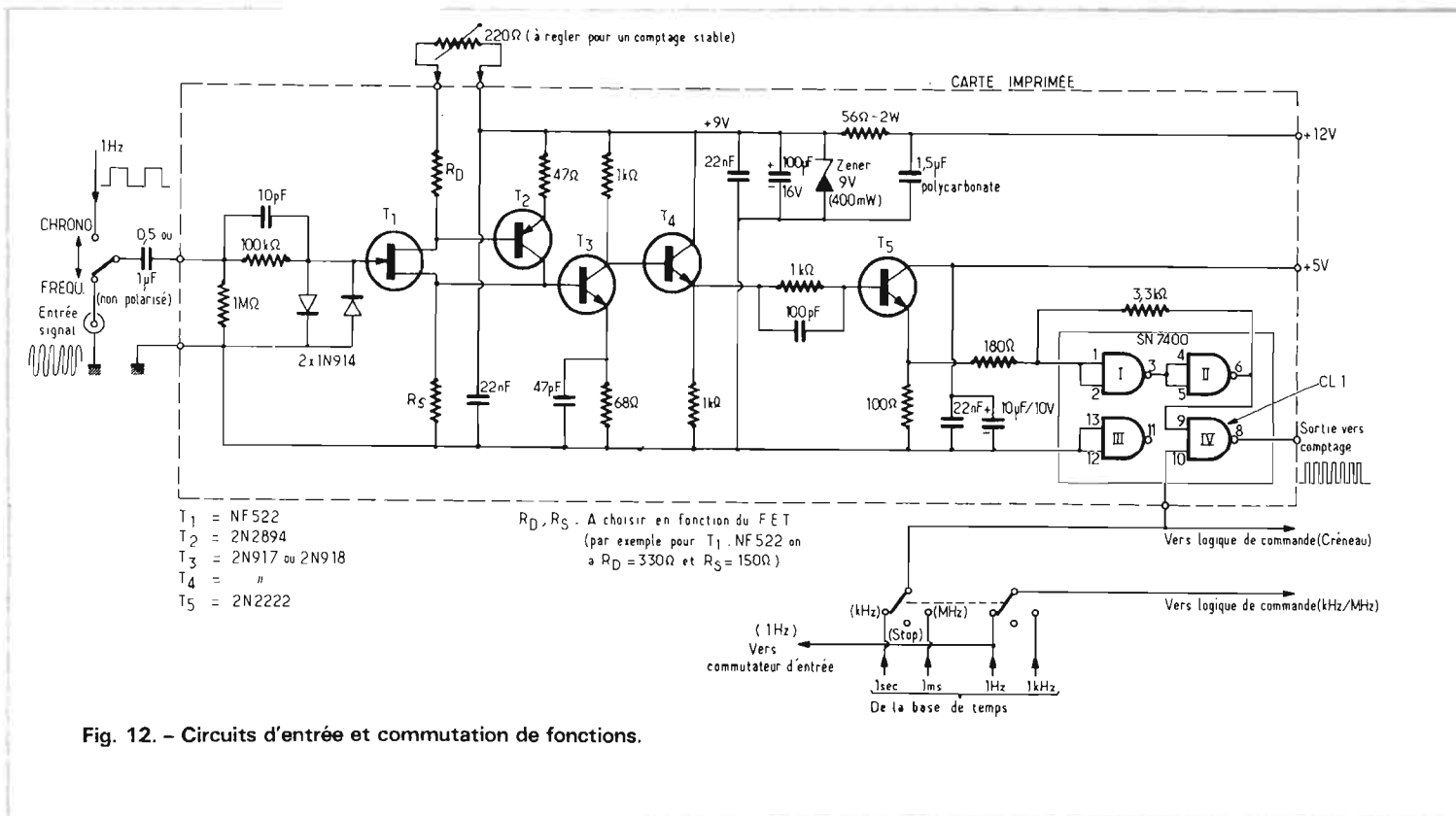


Fig. 12. - Circuits d'entrée et commutation de fonctions.

quence avec plus de précision, il est suggéré d'attendre 15 à 20 minutes de chauffage de l'appareil, de régler la fréquence du quartz par comparaison avec une source à 10^{-8} ou 10^{-9} et de réaliser ensuite une mesure dans les minutes qui suivent.

Ces considérations ne sont valables que pour réaliser des mesures sur des oscillateurs à quartz extérieurs, ce qui peut intéresser les amateurs émetteurs ou les passionnés de télécommande qui désirent connaître avec précision la fréquence de leur station.

Pour les autres domaines, et, notamment celui des audiofréquences, la précision de l'affichage est très satisfaisante : on effectue une mesure à ± 1 Hz sur la gamme kHz jusqu'à 99 999 Hz.

Bien entendu, une fréquence très basse comme 10 Hz ne sera connue qu'à ± 1 Hz (soit $\pm 10\%$) ce qui peut paraître insuffisamment précis aux puristes. Nous avons cependant décidé de ne pas modifier les caractéristiques de mesure des fréquences basses (par exemple en

mesurant la période) pour rester dans des limites raisonnables de complexité.

Afin de rendre plus attrayant et plus pratique l'emploi du compteur-fréquence nous avons prévu deux perfectionnements très simples à réaliser :

- l'utilisation d'une position STOP entre les positions kHz et MHz permettra de visualiser de façon permanente la dernière valeur de fréquence mesurée, par exemple pour transcrire cette valeur ou établir un élément de comparaison entre deux mesures faites à des intervalles relativement longs ;

- la mise en route d'un compteur de périodes à 1 Hz transforme l'appareil en un chronomètre précis donnant, en lecture directe, le nombre de secondes écoulées depuis la mise en route de cette fonction : l'affichage est réalisé, en position STOP lorsqu'on presse un bouton-poussoir ; il demeure permanent et fixe si l'on relâche ce bouton : la valeur affichée correspond alors au temps écoulé entre l'instant initial et celui où l'on a relâché le poussoir.

LES CIRCUITS D'ENTRÉE

La figure 12 représente le schéma des circuits d'entrée et indique les interconnexions à réaliser.

L'ensemble des 4 étages d'amplification à liaison directe et des circuits de mise en forme est réuni sur une carte imprimée.

L'entrée, isolée du continu est à haute impédance (1 MΩ). Elle comprend un transistor à effet de champ T₁, du type NF 522 de National Semiconductor, caractérisé par son faible souffle, sa faible capacité d'entrée et son prix abordable. On pourra également utiliser d'autres FET's du type 2N 4416, BF 245 etc. en modifiant les valeurs des résistances R_s et R_d, placées respectivement dans la source et le drain de T₁.

Pour éviter de détruire le FET, particulièrement fragile, par l'application d'une tension trop généreuse, on a prévu un système de limitation très efficace au moyen d'une résistance montée en série dans la

grille et d'une paire de diodes tête-bêche. Le condensateur de 10 pF en parallèle sur la résistance série diminue l'atténuation aux fréquences élevées.

La disposition du FET (espace drain-source) entre la base et le collecteur T₂ est classique. Ce montage procure un fonctionnement assez stable. T₂ est un étage amplificateur PNP à émetteur commun (2N 2894). La base est polarisée par un pont de résistances comprenant, d'une part, R_d en série avec une résistance ajustable de 220 Ω (vers le +9 V), d'autre part, la résistance équivalente du FET (vers son collecteur) et la résistance R_s (vers la masse). Ce système, associé à des valeurs relativement faibles de résistances et à une contre-réaction d'émetteur, procure une amplification à très large bande et réduit l'impédance de sortie à une valeur faible.

La liaison de T₂ vers T₃ (2N 917 ou 2N 918) est directe. L'émetteur de T₃ (NPN) est découplé par un condensateur de correction des fréquences élevées

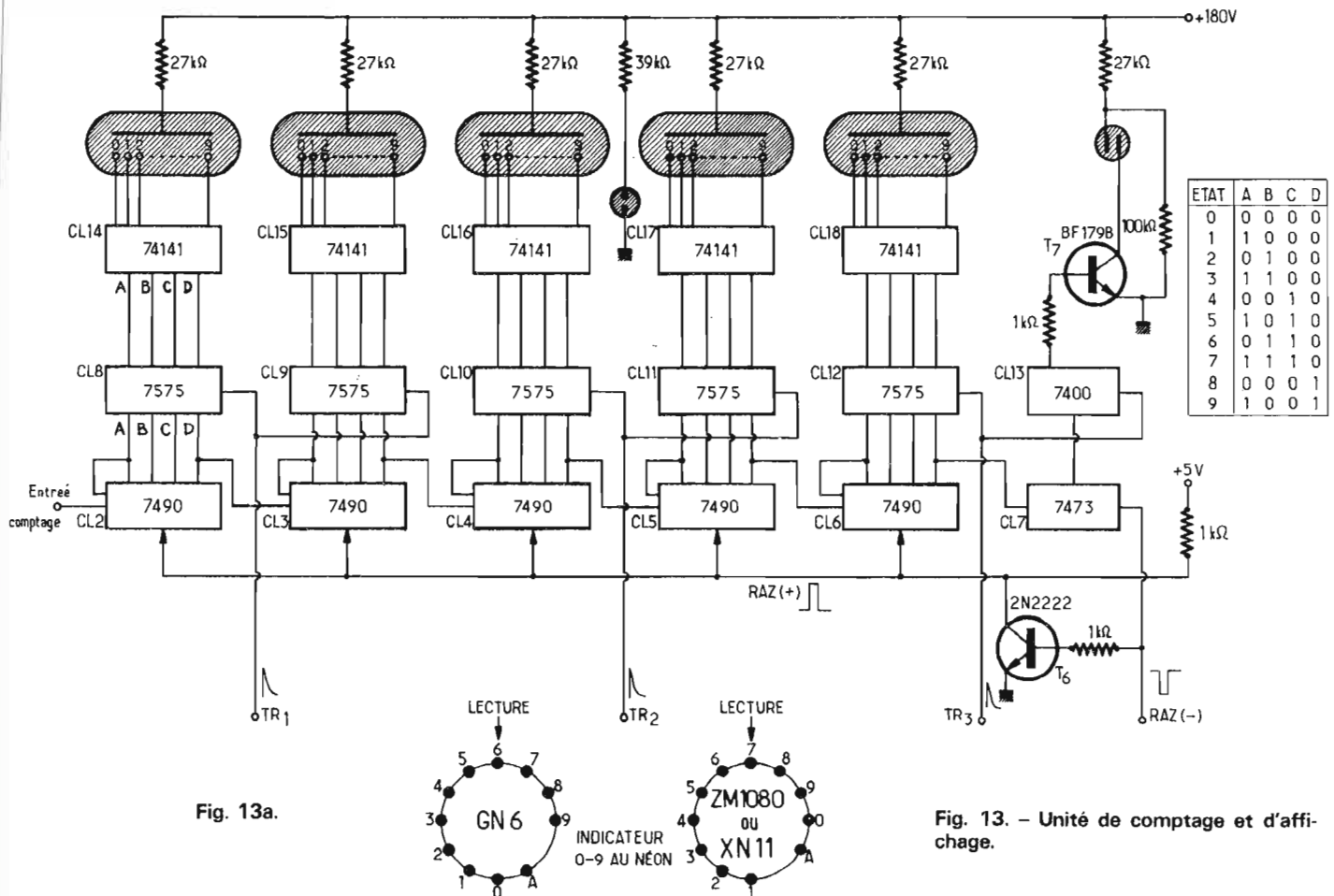


Fig. 13a.

Fig. 13. - Unité de comptage et d'affichage.

(47 pF). Le signal est prélevé sur le collecteur de T_3 pour attaquer un émetteur follower T_4 (2 N 917 ou 2 N 918) abaisseur d'impédance.

La sortie de T_3 est dirigée vers l'étage tampon T_5 (2 N 2222), également émetteur follower, dont la caractéristique essentielle est d'être alimenté à partir du +5 V, de sorte que sa tension de sortie soit toujours inférieure à cette valeur. Bien que ne procurant aucun gain, cet étage est absolument nécessaire pour éviter la destruction du circuit intégré logique CL_1 qui suit.

Le circuit RC placé dans la liaison T_4 - T_5 limite le courant base de T_5 sans atténuer les fréquences élevées.

Les deux NAND I et II du circuit CL_1 (SN 7400) sont montés en trigger. Leur rôle consiste à basculer dès qu'un seuil d'entrée est atteint, puis de rebasculer lorsque le niveau, baissant, atteint un autre seuil. Ceci entraîne une transformation des signaux

périodiques de formes quelconques à l'entrée, en signaux rectangulaires à temps de montée très court. Nous avons déjà eu l'occasion de décrire des applications de ce montage, et il n'est pas besoin d'insister sur la nécessité d'une bonne mise en forme.

Le NAND III n'est pas utilisé (entrées à la masse, sortie en l'air).

Le NAND IV constitue le circuit de sélection. L'une des entrées reçoit le signal mis en forme rectangulaire, l'autre le créneau de sélection de comptage de 1 ms ou 1 sec. La sortie représente des trains d'impulsions dont le nombre, à l'intérieur de chaque créneau, est proportionnel à la fréquence. Ce signal est envoyé vers les circuits de comptage et d'affichage.

Le commutateur à trois positions kHz - STOP - MHz permet de sélectionner les signaux venant de la base de temps pour l'échantillonnage du signal d'entrée et la com-

mande des circuits de comptage.

Le créneau 1 Hz sera également dirigé vers un simple inverseur Chrono/Fréqu., dont le curseur, en série avec un condensateur d'isolement, est réuni aux circuits d'entrée.

L'alimentation est faite à partir de deux sources : l'une de +5 V régulée est commune à T_5 , CL_1 et les autres circuits intégrés de l'appareil, l'autre de +12 V non régulée. Cette dernière tension, ramenée à 9 V et régulée au moyen d'une résistance série de 56 Ω et d'une diode Zener, alimente les étages d'entrée T_1 à T_4 . Un soin particulier a été donné aux éléments de filtrage : chaque point d'alimentation comporte un chimique doublé d'un autre condensateur non polarisé, à faible impédance aux fréquences élevées.

Avec les composants indiqués sur le schéma et un réglage correct de la résis-

tance ajustable de polarisation, la bande passante de l'amplificateur va de 1 Hz à plus de 50 MHz. En fait, seul T_1 / T_2 et T_3 amplifient.

Le trigger ne peut guère fonctionner au-delà de 35 MHz, ce qui correspond à la bande réelle du fréquence-mètre. La sensibilité varie avec la fréquence : elle est de 20 mV efficaces pour obtenir un seuil de déclenchement franc à 1 kHz.

L'UNITÉ DE COMPTAGE ET D'AFFICHAGE

C'est la partie la plus importante de l'appareil. Le schéma général est indiqué sur la figure 13. On y remarquera la mise en cascade des 5 décades affichantes comprenant chacune :

- une décade SN 7490 (CL_2 à CL_6),
- une mémoire 4 bits SN 7475 (CL_8 à CL_{12}),

INDICATEUR DE DÉPASSEMENT

La série des 5 décades affichantes est complétée par un indicateur de dépassement qui s'allume dès que la capacité de comptage est dépassée. Comme les cinq décades continuent à fonctionner après avoir indiqué 99.999 et un retour à zéro, il est possible de se servir du compteur au-delà de cette capacité naturelle à la condition qu'une indication de dépassement soit fournie et qu'aucune erreur ne soit commise sur l'interprétation de ce dépassement.

On a choisi, pour cette indication, un tube néon dont l'allumage figure une barre verticale de hauteur voisine à celle des autres chiffres de façon à représenter le chiffre 1.

La figure 14 montre le détail du fonctionnement de la logique de dépassement.

La sortie D de la dernière décade est en général à l'état 0 logique. Si le nombre compté atteint 99.999, il passe alors à l'état 0 pour 100.000.

Le dispositif comporte une bascule JK maître-esclave (1/2 SN 7473), préalablement remise à zéro par RAZ (-), dont la sortie \bar{Q} passe de 1 à 0 lorsque le front descendant du comptage 99.999/100.000 apparaît sur l'entrée \bar{T} (K étant réuni à la masse, soit au potentiel 0 logique).

Le circuit à 4 NANDs SN 7400 étant monté comme sur la figure, les sorties de I et IV sont respectivement 1 et 0 et la sortie du basculeur II/III en 8 est 0.

A l'application d'une impulsion positive de transfert, l'état des sorties de I et IV est inversé, si l'entrée (pin 1) est à 0, c'est-à-dire s'il y a dépassement. Cette inversion de courte durée entraîne celle de la sortie 8 qui devient 1 logique en permanence.

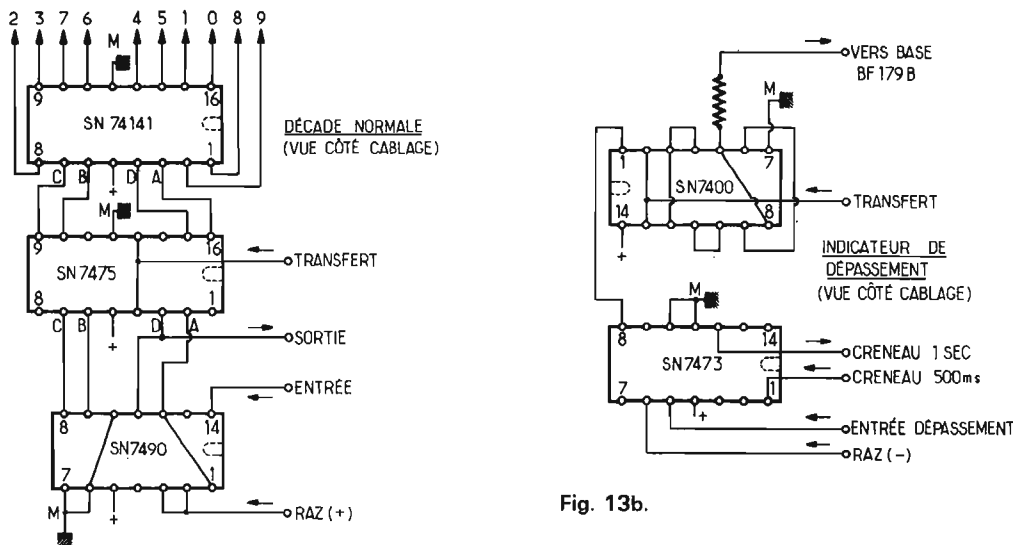


Fig. 13b.

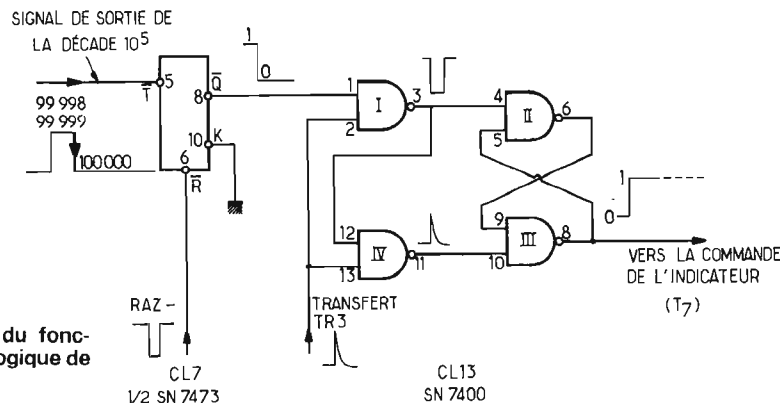


Fig. 14. - Détail du fonctionnement de la logique de dépassement.

— un décodeur driver pour indicateur néon SN 74141 (CL₁₄ à CL₁₈),

— un tube afficheur néon 0 à 9 (ZM 1080, XN11, GN6...).

L'entrée du comptage est envoyée sur la décade des unités, laquelle alimente, une fois sur 10, celle des dizaines et ainsi de suite jusqu'à 10⁵.

Chaque décade reçoit une impulsion positive de remise à zéro, dénommée RAZ (+), obtenue par inversion d'un signal RAZ (-) par le transistor T₆.

Les impulsions de transfert sont issues de trois sources synchrones afin d'être compatibles avec la limite de puissance attachée à chaque source (fan-out).

Le fonctionnement d'une décade a été exposé plus haut, nous n'y reviendrons pas sinon pour ajouter quelques détails.

L'état de chaque décade (entre 0 et 9) s'exprime en langage binaire au moyen des 4

sorties A, B, C, D. Le tableau de la figure 13 indique les correspondances binaire/décimal. Au comptage 8 la sortie D qui était 0 devient 1 logique et reste dans cet état jusqu'au comptage 9 inclus. D reprend la valeur 0 au basculement 9-10. C'est ce flanc décroissant d'impulsion qui débloque le comptage de la décade suivante qui avance d'un digit.

Lorsque le comptage est terminé, à la fin du créneau de sélection, les états stables des sorties A, B, C, D appliquées aux entrées correspondantes de la mémoire à 4 bits sont transmis aux sorties dès application de la brève impulsion de transfert.

Les états A, B, C, D sont décodés par le circuit SN 74141 de la décade considérée: le nombre binaire est transformé en un chiffre décimal et envoyé vers l'indicateur numérique par déblocage de l'un des 10 transistors haute tension intégrés dans le

circuit. On a vu que l'affichage reste alors permanent jusqu'à ce que la valeur mesurée soit modifiée.

Les tubes indicateurs numériques, parfois appelés « Nixies », sont des tubes au néon ayant 10 cathodes indépendantes en forme de chiffres 0 à 9 et une anode commune. La figure indique le câblage propre à 3 modèles parmi les plus courants.

Il existe d'autres possibilités de visualisation, notamment au moyen de chiffres formés par 7 segments: nous examinerons plus loin les modifications à apporter pour cette version. Il est cependant assez clair que les indicateurs du type « Nixie » sont très attrayants par leur forme et leur dimension: leur seul inconvénient est qu'ils nécessitent une alimentation séparée de tension élevée.

Le point (ou virgule) décimal est constitué d'un petit tube néon du type midget.

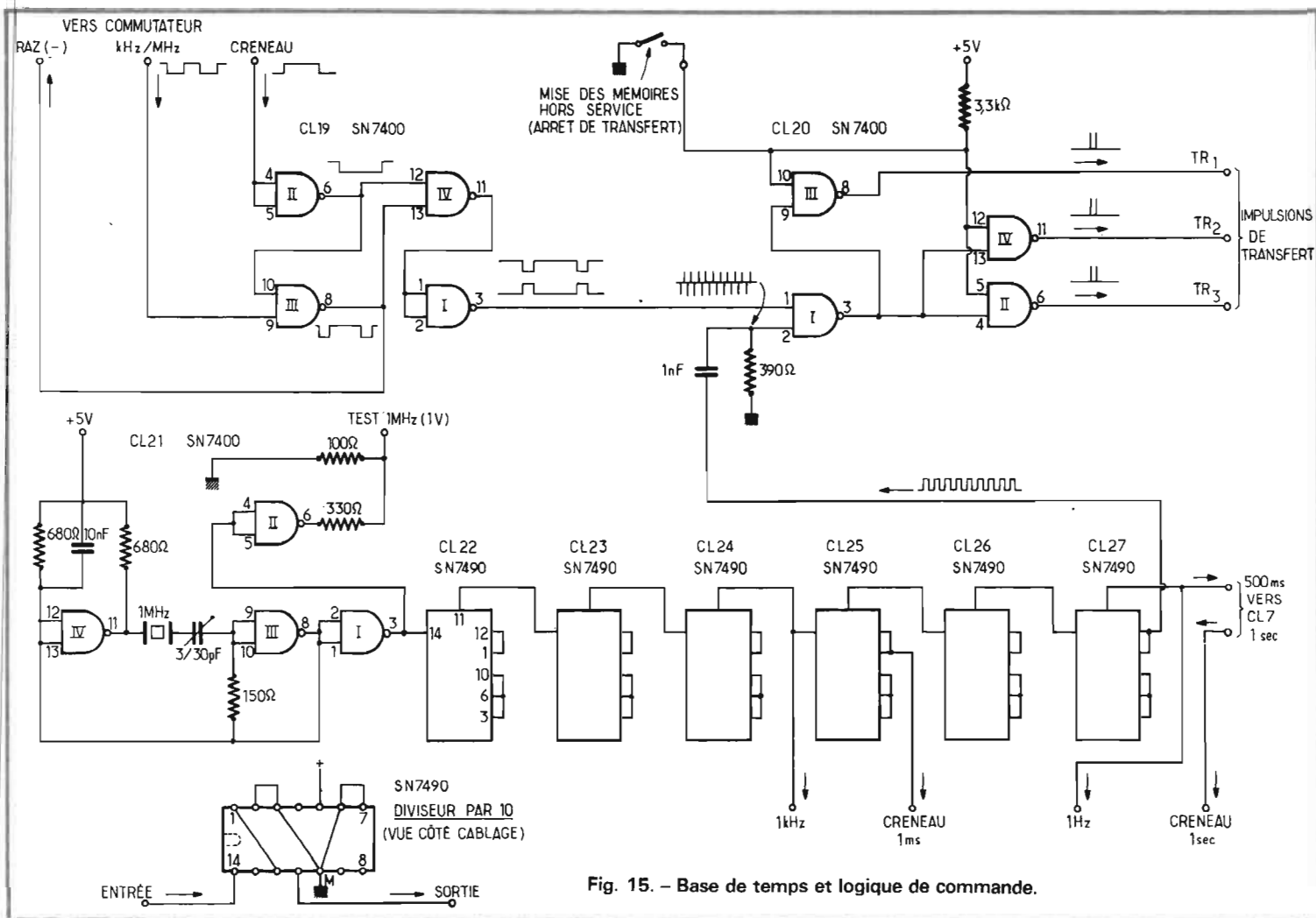


Fig. 15. - Base de temps et logique de commande.

En se reportant à la figure 13, on voit que le transistor T_7 (BF 179B ou similaire, prévu pour haute tension) devient conducteur, ce qui allume le néon de dépassement. Cet allumage restera permanent jusqu'à ce qu'après un comptage, le dépassement ne soit plus atteint. Le néon s'éteindra alors par le retour de la sortie Q à l'état 1 après remise à zéro.

On notera que les impulsions de remise à zéro doivent être positives pour l'effacement des décades et négatives pour le basculement du dépassement. On génère donc, dans la base de temps, des signaux négatifs que l'on inverse ensuite par le transistor T_6 (2N 2222).

Toute l'alimentation des circuits intégrés de CL_2 à CL_{18} se fait à partir de la source de tension régulée à +5 V.

Un certain nombre de découplages, destinés à annuler les influences mutuelles, est prévu. Pour la simplicité du schéma nous n'avons pas représenté ces condensateurs qui seront figurés sur le dessin de la disposition des composants sur les cartes imprimées (voir plus loin).

L'alimentation des indicateurs numériques et du point digital se fait au moyen d'une tension non régulée de 180 V environ.

L'unité de comptage et d'affichage est répartie sur plusieurs cartes imprimées dont la description sera donnée plus loin.

CIRCUIT DE BASE DE TEMPS ET LOGIQUE DE COMMANDE

Ces circuits, représentés sur la figure 15, sont destinés

à fournir tous les signaux fonctionnels :

- créneaux de sélection,
- impulsions de remise à zéro,
- impulsions de transfert.

La référence est fournie par un oscillateur à quartz de 1 MHz dont la fréquence peut être ajustée finement sur une faible plage au moyen d'un condensateur variable.

Le circuit de l'oscillateur est classique. Il utilise un quadruple NAND CL_{21} dont trois sections sont prévues pour l'oscillateur et une pour une sortie test 1 MHz (1 V eff.) qui pourra être utilisée sur un montage extérieur ou servir à la calibration de l'appareil.

La sortie de l'oscillateur est envoyée vers une série de 6 diviseurs par 10 (SN 7490) de CL_{22} à CL_{27} .

Comme l'entrée est à 10^6 Hz, la sortie sera donc à 1 Hz, avec la possibilité de

prélever les fréquences 10^5 , 10^4 , etc. sur les bornes 11 des circuits. Mais chaque diviseur par 10 est, en réalité un diviseur par 2 puis par 5 de sorte que l'on peut également prélever les fréquences $5 \cdot 10^5$, $5 \cdot 10^4$, ... sur les bornes 1 et 12 réunies.

Les prélèvements retenus se feront de la façon suivante :

- 1 kHz de récurrence sur la sortie 11 de CL_{24} ,
- 500 Hz de récurrence sur la sortie 1/12 de CL_{25} (créneau de sélection de 1 ms),
- 5 Hz de récurrence sur la sortie 1/12 de CL_{27} (créneau de 100 ms)
- 1 Hz de récurrence sur la sortie 11 de CL_{27} .

Cette dernière sortie est également utilisée pour la génération de créneaux de sélection de 1 sec., après division par 2 dans la deuxième bascule JK maître-esclave contenue dans CL_7 .

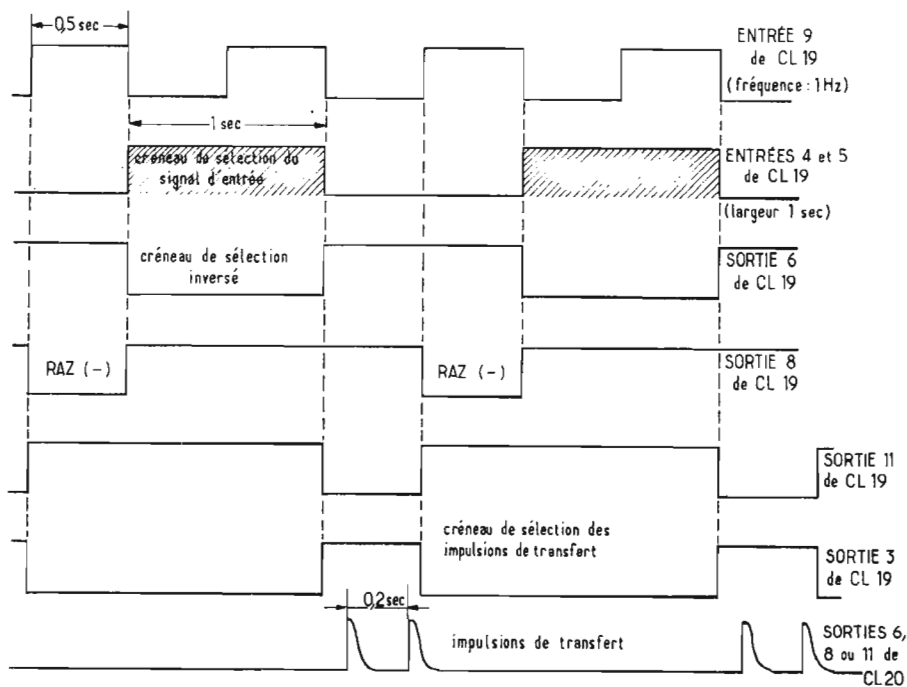


Fig. 16. - Diagramme des signaux fonctionnels (position kHz).

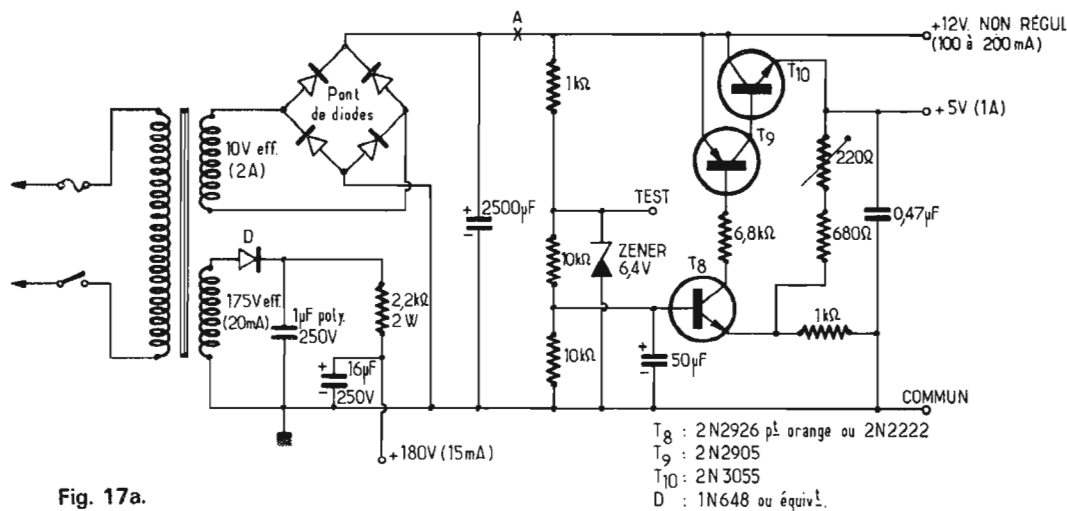


Fig. 17a.

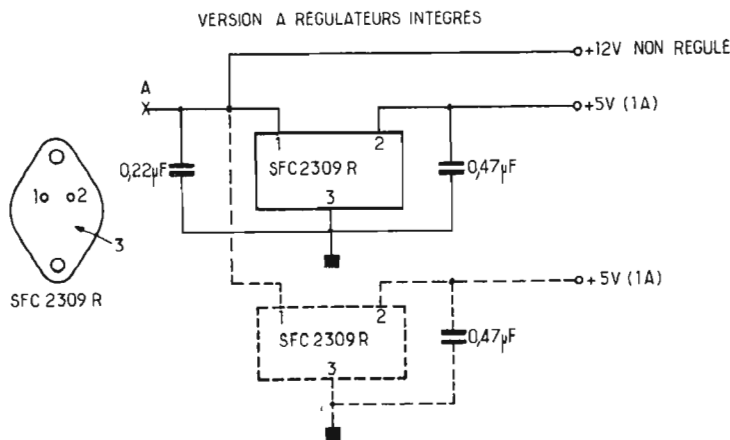


Fig. 17b.

Fig. 17. - Alimentation.

La forme des signaux est indiquée sur la figure 16 pour le fonctionnement sur la gamme kHz.

Le quadruple NAND CL₁₉ est destiné à former les impulsions de remise à zéro. Le NAND II reçoit un créneau de 1 sec., inversé sur sa sortie. On réalise la combinaison de ce créneau inversé et des impulsions à 1 Hz (largeur 0,5 sec.) pour produire des impulsions RAZ (-) larges de 500 ms, se répétant toutes les deux secondes, calées juste avant chaque créneau de sélection.

Ces impulsions combinées par le NAND IV avec le créneau inversé donnent à leur tour des impulsions négatives de 0,5 sec se répétant toutes les deux secondes juste après chaque créneau de sélection. Par une inversion dans le NAND I, on trouvera des impulsions positives de sélection des impulsions de transfert.

Ces dernières sont générées par le circuit CL₂₀. Le NAND I reçoit des impulsions de très courte durée obtenues par différentiation RC de créneaux de 100 ms. Seules les impulsions positives (une toutes les 200 ms) sont à considérer. Le créneau de sélection de transfert, large de 500 ms laissera donc passer deux impulsions de transfert, consécutives toutes les deux secondes. Les impulsions négatives obtenues sont inversées et réparties en trois sorties distinctes au moyen des NAND's II, III et IV dont l'une des entrées est au potentiel 1 logique. En mettant ces entrées provisoirement à la masse (0 logique), on supprime les impulsions de transfert, ce qui bloque les mémoires et fait apparaître un affichage permanent correspondant au dernier comptage. Les décades continuent cependant à fonctionner.

Comme le créneau de sélection de transfert est plus large que la durée séparant une impulsion de transfert de la suivante, ainsi qu'on l'a vu, on envoie deux impulsions de

transfert consécutives : ceci n'a absolument aucune incidence sur le bon fonctionnement puisque l'état des décades à la fin d'un comptage ne varie plus.

On pourrait faire un raisonnement identique et une présentation de signaux semblables pour la gamme MHz. Dans ce cas, les créneaux de sélection de signal ont une durée de 1 ms, les signaux RAZ ont 500 μ s de large.

Comme, pour des raisons de simplicité, les caractéristiques des impulsions de transfert sont les mêmes pour chaque gamme, le transfert interviendra toutes les 200 ms, soit cinq fois par seconde, ce qui correspond à 100 comptages. Là aussi, il n'y a pas d'inconvénients particuliers à ne pas faire un transfert par comptage, d'autant que la variance de la fréquence du signal mesuré est, généralement, faible.

L'arrêt du comptage peut se faire en position STOP par la suppression de tous les signaux fonctionnels. Dans ce cas, l'affichage du dernier comptage reste permanent même si le signal a complètement disparu.

L'ALIMENTATION (voir figure 17)

Elle comprend trois sources :

— une source + 12 V (200 mA), non régulée pour l'alimentation de circuits d'entrée,

— une source + 5 V (1 A) régulée pour l'alimentation des circuits logiques,

— une source + 180 V (15 mA), non régulée, pour les indicateurs numériques.

Toutes ces sources sont obtenues à partir des deux secondaires d'un transformateur de 25 VA, 220 V/10 V et 175 V efficaces.

La section + 180 V comporte un redressement à une seule alternance, suivi d'un filtrage RC avec condensa-

teur de tête de filtre de 1 μ F. Compte tenu du faible débit de cette source, cette disposition est suffisante.

La source basse tension non régulée est obtenue par un pont de diodes moulé ou 4 diodes distinctes montées en pont. Un filtrage sommaire est réalisé par un condensateur de 2 500 μ F. Comme cette tension sera finalement régulée à 9 V sur la carte d'entrée, elle peut varier sans problème de 11 à 14 V.

La tension régulée a une sortie de + 5 V \pm 0,2 V. On obtient cette régulation par un système classique à trois transistors depuis le + 12 V non régulé.

La tension de référence du régulateur est prise sur un pont de résistances aux bornes d'une diode Zener de 6,4 V. Cette tension (3,2 V), filtrée, est comparée avec une partie de la tension de sortie par T₈ qui commande le courant base de l'ensemble T₉/T₁₀ montés en Darlington. Le ballast T₁₀ est disposé sur un radiateur.

Une meilleure solution est procurée par un régulateur intégré du type SFC 23098 (Sescosem) qui offre, dans un boîtier TO₃, tous les circuits de régulation, de limitation du courant de court-circuit et de protection contre l'élévation de température. Un deuxième circuit de ce genre pourra être disposé pour alimenter des circuits indicateurs à diodes électroluminescentes 5 segments qui seront présentés plus loin en option.

Les condensateurs de 0,22 μ F et 0,47 μ F dans la version intégrée sont indispensables pour assurer la stabilité du montage.

J.C.

(à suivre)

toujours du NOUVEAU!

R. DUVAUCHEL vous présente :

ZEVA "VARIOMATIC"

Fer à souder Thermostaté

Température stabilisée au degré exact de chauffe désirée.

Sans transformateur ni régulateur.

Système de réglage de température par cran, à l'intérieur du manche.

Très fin, pratique, léger. Sa puissance, 65 watts le rend indispensable pour un travail en chaîne sans perte sensible de chaleur.

220 volts ou 24 volts.



SOUDEUR "WAHL ISO TIP"

à mini batterie incorporée

Fonctionne sans fil, sans courant, partout. Eclairage du point de soudure sans ombre. Léger, pratique, maniable.

Poids : 150 g

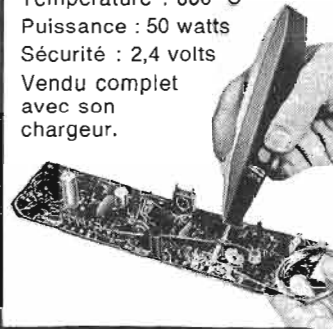
Longueur : 12 cm

Température : 350 °C

Puissance : 50 watts

Sécurité : 2,4 volts

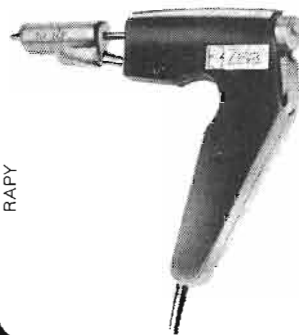
Vendu complet avec son chargeur.



ZEVA "DESSOUEUR SOUDEUR"

de 35 watts, d'une précision remarquable, est parfaitement adapté pour le soudage et dessoudage des composants.

Léger, pratique, fonctionnant d'une seule main, donnant une aspiration juste et douce sans danger pour les circuits délicats.



POMPE DESSOUEUSE "PRO INDUSTRIA"

Trois modèles :
dont la plus petite pompe dessoudeuse du monde.

MAXI SUPER
sans recul
pour l'atelier,
laboratoire etc.

MAXI MINI
pour le dépannage
à l'extérieur etc.

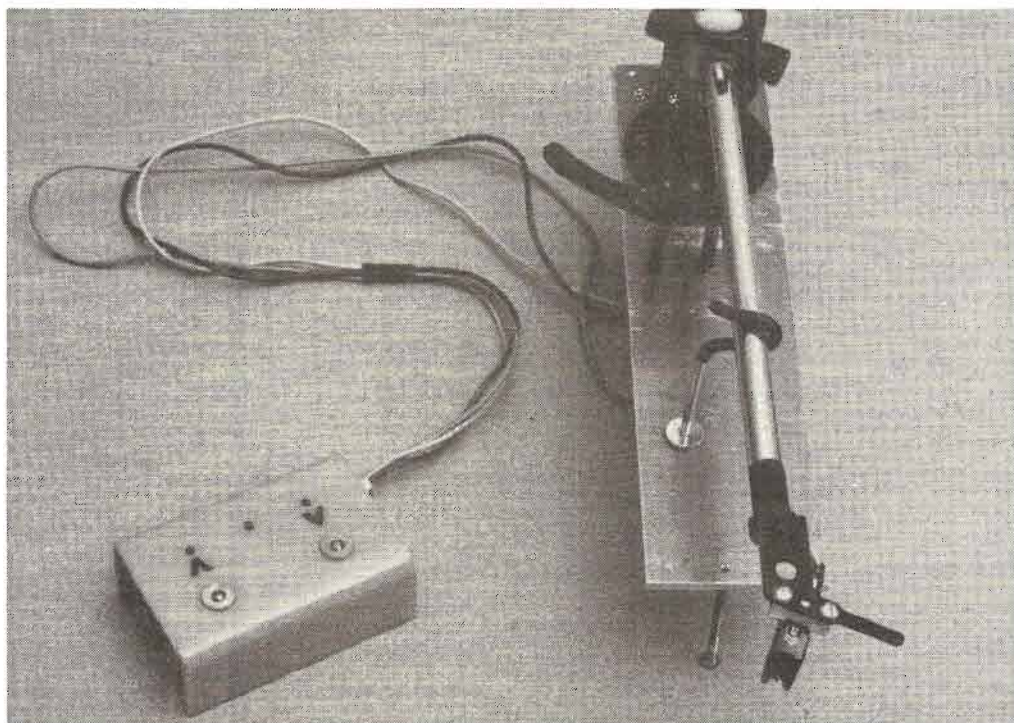
MAXI MICRO
pour le
dessoudage
miniaturisé,
micro
soudage etc.
Longueur de la
pompe : 160 mm
Largeur de la
pompe :
Ø 12 mm
Ø INTÉRIEUR
de l'embout :
1,5 mm
Poids : 27 g



RENSEIGNEMENTS
ET DOCUMENTATION :

EN VENTE CHEZ VOTRE DISTRIBUTEUR

PRO-INDUSTRIA (R. DUVAUCHEL)
3 bis, rue Casteres 92110 CLICHY 737.34.30 et 737.34.31



CE LEVE-BRAS A "TOUCH-CONTROL"

UN lève bras dit hydraulique ou pneumatique ou plus communément à amortissement visqueux est présent sur la plupart des tourne-disques. Sa commande est très douce mais parfois difficilement accessible. Un exemple, celui du bras SME, dont la réputation est mondiale et qui pourtant possède un lève-bras que l'on ne peut pratiquement plus manœuvrer avec une force d'appui élevée et lorsque la pointe de lecture arrive au centre du disque, le contre-poids gêne la manœuvre :

Les lève-bras du commerce sont donc entièrement mécaniques et presque toujours commandés à la main. Cette commande manuelle exige un effort très mineur mais qui entraîne le risque de faire dérailler la tête. De plus les

tourne-disques dits HiFi ne sont pas automatiques à part quelques exceptions et si vous vous endormez avant la fin d'un disque, vous avez de fortes chances de trouver le lendemain matin le soc de diamant parcourir sans fin la

spire fermée de votre 33 t préféré. Le défaut du tourne-disque HiFi est là, mais de plus en plus, les constructeurs installent au moins un arrêt automatique. Une tradition bien établie rejette l'automatisme de la HiFi !

Voilà donc de bonnes raisons de construire un lève-bras. Cette entreprise paraît à priori périlleuse mais quand vous aurez terminé sa réalisation et que vous entendrez le doux murmure du moteur, que vous verrez votre pointe

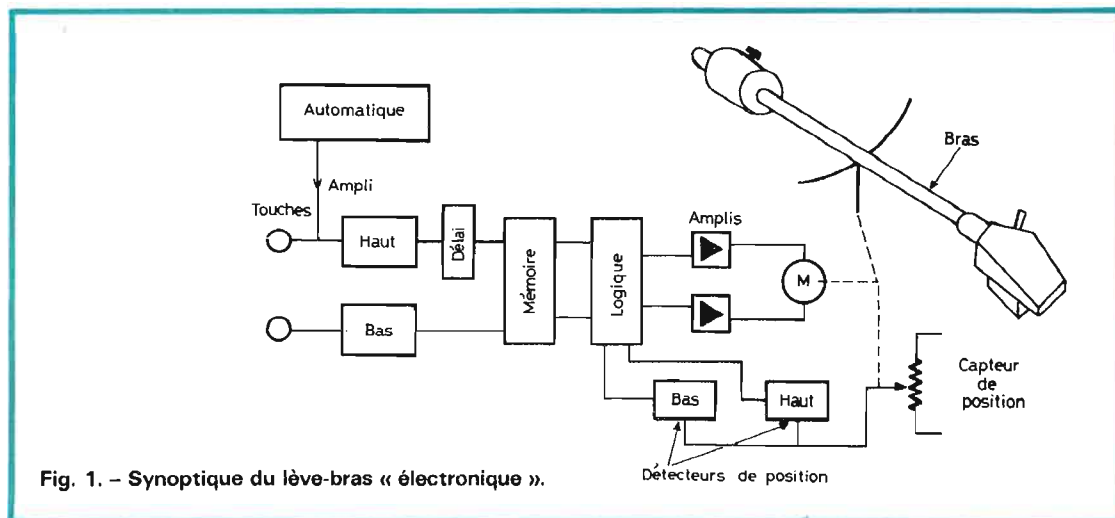


Fig. 1. - Synoptique du lève-bras « électronique ».

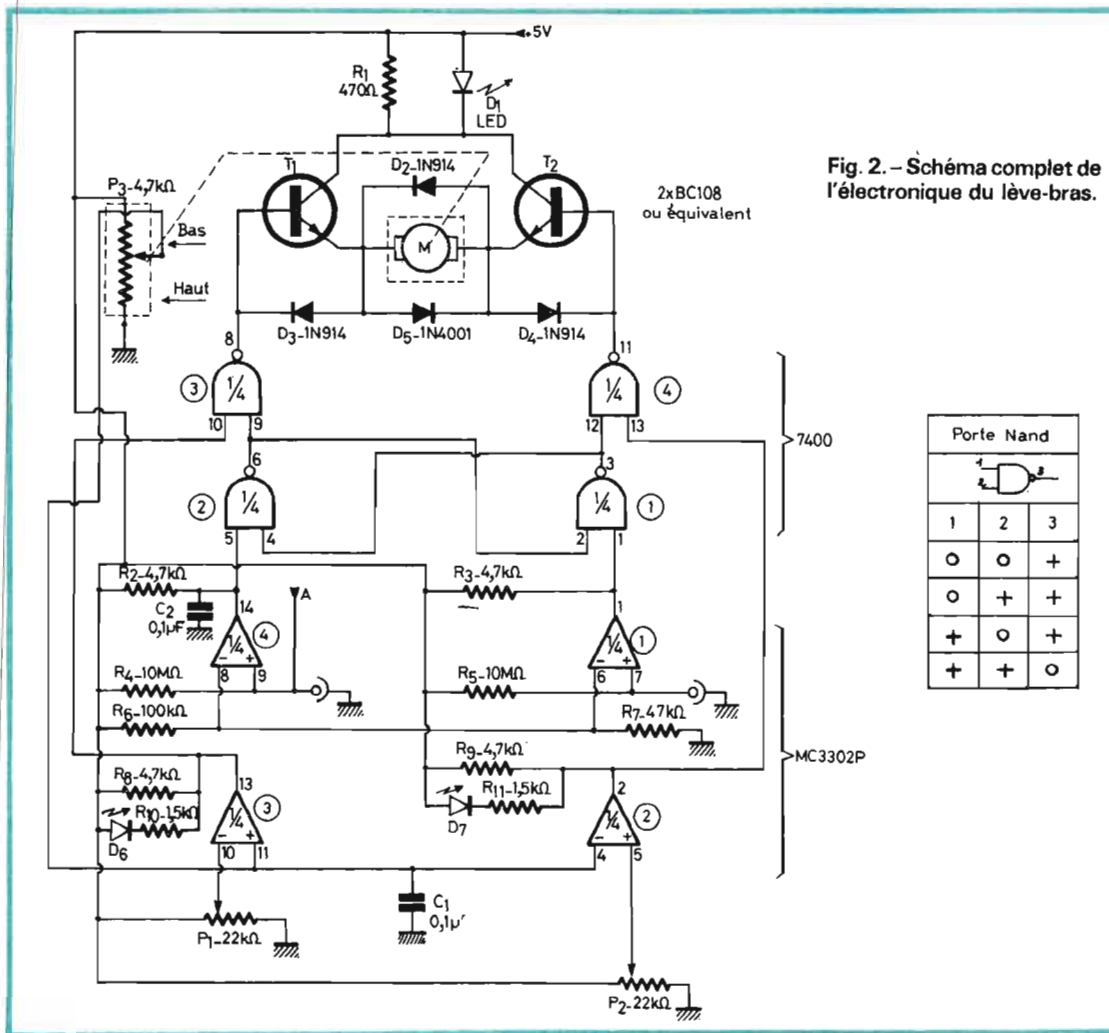


Fig. 2. - Schéma complet de l'électronique du lève-bras.

Porte Nand		
1	2	3
○	○	+
○	+	+
+	○	+
+	+	○

Ces diodes sont du plus heureux effet, cela va sans dire !

Un lève-bras, cela comporte évidemment une partie mécanique, nous l'avons réalisée avec les moyens du bord et une certaine dose de patience, nous vous proposerons nos élucubrations mécano-électriques mais avant, nous étudierons l'électronique sans que ce lève bras n'aurait sans doute pas vu le jour.

L'ELECTRONIQUE

Le lève bras assure les fonctions suivantes : il permet de déposer le bras avec délicatesse dans le sillon et aussi de le relever sans intervention manuelle susceptible de détériorer les fragiles équipages mobiles qui caractérisent les phonocapteurs les plus sophistiqués, ceux qui pourraient presque lire les disques sans force d'appui. Un tel phonocapteur, utilisé avec une force d'appui inférieure à 1 gramme est prêt à s'envoler, à la moindre impulsion, et c'est ce que nous avons voulu éviter en utilisant des touches

se déposer doucement dans le sillon, alors vous pourrez être fiers.

En réalité, le lève-bras que nous décrivons ici a été conçu pour descendre le second bras d'un tourne-disques, ce second bras permettant d'effectuer des comparaisons directes entre des phonocapteurs, et cela avec un décalage d'une seconde environ pour la musique. Pour ne pas sacrifier une tradition moderne bien établie, nous avons utilisé des circuits intégrés, rassurez-vous tout de suite, ces circuits intégrés sont des modèles relativement courants, et pas chers l'un est en effet un 7400, quadruple porte Nand tandis que l'autre est un quadruple comparateur : quatre amplificateurs opérationnels fonctionnant en commutation, le tout dans un boîtier unique et à 14 pattes. Le schéma de principe est évidemment relativement compliqué, mais comme nous

avons utilisé deux circuits intégrés quadruples, le circuit pratique sera beaucoup plus simple.

Avantage de ce circuit, la commande des fonctions se fait par touch control, les touches de commande n'ont qu'à être effleurées pour que le changement de position du bras se fasse. Nous avons en plus ajouté des petites diodes électroluminescentes pour faire joli, diodes qui pourtant annoncent que le lève-bras est arrivé à sa position finale. L'une de ces diodes, celle qui assure que le moteur est en train de tourner est rouge, rouge qui signifie l'interdiction d'écouter de la musique ou de pousser à fond le volume de l'ampli, les deux autres diodes sont vertes, vert pour autoriser l'écoute ou le déplacement manuel du bras. Nous aurions pu ajouter d'autres diodes, il y en a des jaunes, pour rendre compte de l'état logique des circuits.

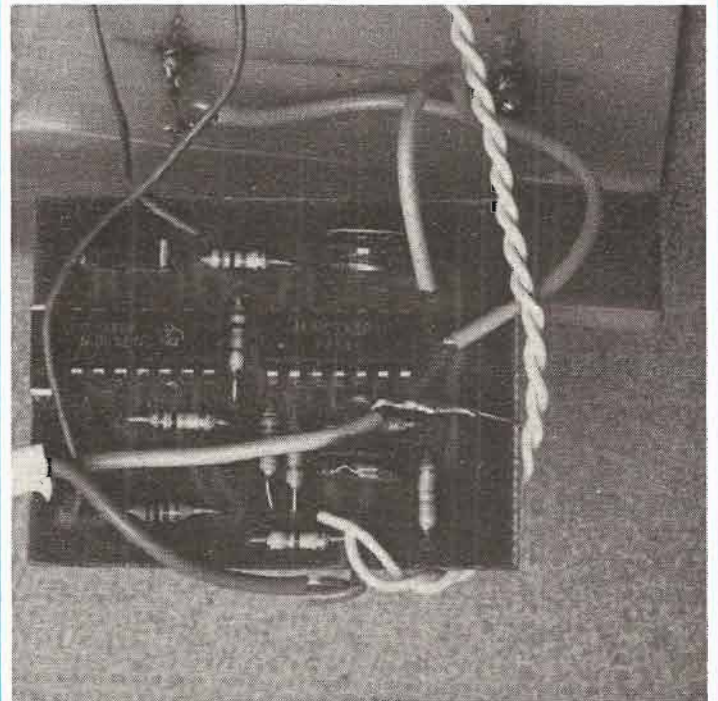


Photo 2. - L'électronique du lève-bras est simplifiée par l'utilisation de circuits intégrés quadruples, les transistors de sortie ont été montés directement sur le moteur.

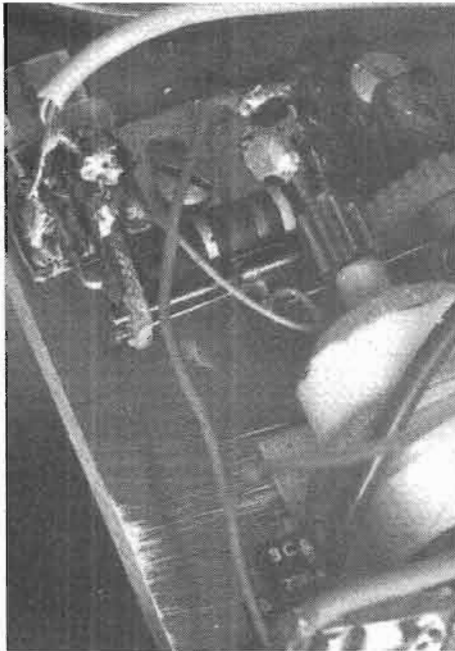


Photo 3. – Le potentiomètre linéaire de détection de position du lève-bras. Le curseur est réuni à l'électronique par un fil.

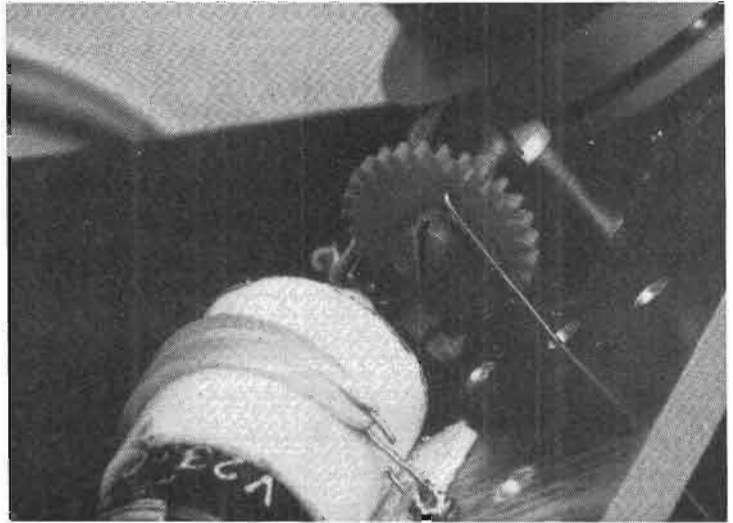


Photo 4. – Détail du pignon de commande du lève-bras. On voit ici la bielle en corde à piano de 5/10e.

à effleurement et en éloignant le boîtier de contrôle du tourne-disques. La seconde fonction de ce lève-bras est d'assurer la levée automatique en fin de sillon.

Le synoptique complet du lève-bras est représenté figure 1. De gauche à droite, nous trouvons d'abord les deux touches. L'une commande l'abaissement du bras, l'autre sa remontée. Celle qui commande la montée est doublée de la commande automatique qui agit lorsque le diamant parcourt la spire finale du disque. Une fois que l'on a appuyé sur les touches, la mémoire entre en service pour emmagasiner l'ordre. En effet, cela évite de rester auprès du tourne-disque pendant la manœuvre et permet de regagner sa place d'écoute. Entre l'amplificateur de commande d'effleurement et la mémoire est intercalé un circuit de retard. Ce circuit sert au moment de la mise sous tension de l'appareil à prédéterminer la position haute. Ainsi, chaque fois que l'on met l'installation sous tension, se produisent des parasites, parasites qui peuvent entraîner des erreurs de fonctionnement, ici, on retarde donc la commande « haute » à la mise sous tension, c'est un pro-

blème qui évidemment n'existe pas avec les systèmes mécaniques. L'électronique a quelques défauts, mais il y a toujours dans l'arsenal des circuits un élément qui permet de résoudre, sans trop compliquer le système, les difficultés.

La mémoire est suivie d'une logique de commande. Ce terme est un peu pompeux, mais en réalité, cette logique détermine les ordres de mise en route, d'arrêt et donne l'information de sens de rotation du moteur. Par exemple, si on envoie un ordre de montée au bras et que le bras est déjà en haut, il ne faut évidemment pas que le bras continue à monter. La logique à son tour commande le moteur qui par l'intermédiaire d'une sorte de bielle agit sur la position du support de bras. Ce support de bras commande un capteur de position qui est un potentiomètre linéaire à faible course que vous pourrez construire vous-même, nous l'avons fait. Le curseur de ce potentiomètre est relié à deux comparateurs de tensions qui sont réglés l'un à la tension correspondant à la position haute, l'autre à celle correspondant à la position basse. Les détecteurs de position envoient alors leurs ordres à la logique.

Tout cela peut paraître fort compliqué et rebutant, mais tout ces dispositifs sont nécessaires pour assurer la bonne marche du dispositif. Nous n'employons ici qu'un seul élément mécanique, le moteur, tous les autres composants électro-mécaniques, interrupteurs de fin de course et boutons de commande, ont été supprimés au bénéfice de la sûreté de fonctionnement. Le point faible de cette réalisation est constitué par le potentiomètre linéaire, si vous en éprouvez le besoin, vous pouvez très bien le changer pour un modèle rotatif, mais ces derniers exigent une force mécanique relativement importante.

ETUDE DU SCHEMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe est représenté figure 2. Sa complexité n'est en réalité qu'apparente, le montage est symétrique, vous le constaterez vous-même sur le schéma et chaque moitié utilise deux demi-circuits intégrés.

COMMANDE DU MOTEUR

Le moteur employé ici est un moteur Graupner

Micro T05. Ce moteur est un moteur à rotor en cloche, sans fer. L'aimant est central, le circuit magnétique se referme par un tube d'acier. Le rotor est constitué d'un fil émaillé bobiné d'une façon spéciale sur un mandrin, l'ensemble est alors imprégné et le mandrin est enlevé. On installe alors un collecteur à cinq lames, collecteur de très petit diamètre. Les balais sont en or. On obtient ainsi un moteur dont le rotor a une inertie particulièrement faible étant donné la masse réduite du moteur; le couple est très élevé puisque le diamètre du rotor est pratiquement celui du moteur. Le rendement d'un tel moteur est d'environ 60 à 70 %. Quand, dernier point on sait que le diamètre est de 15 mm environ, on peut s'étonner de telles performances. Nous terminerons en disant que la tension de démarrage est de quelques dizaines de millivolts. L'absence de fer donne une inductance réduite évitant l'installation de diodes de protection pour les transistors et les circuits intégrés.

Le montage de commande du moteur est un montage en pont. Ce type de circuit évite d'avoir une alimentation à point milieu. Pour que le moteur tourne dans un sens,

Fig. 3. - Circuit imprimé.

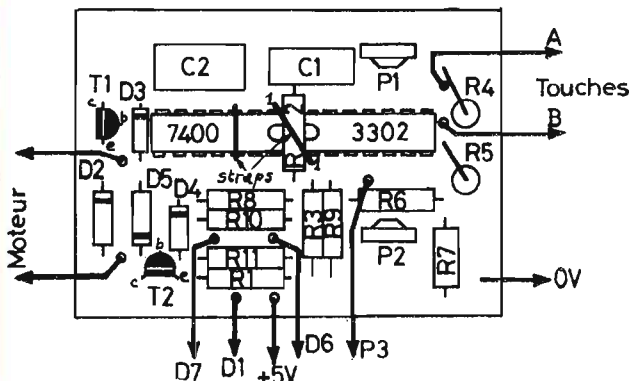
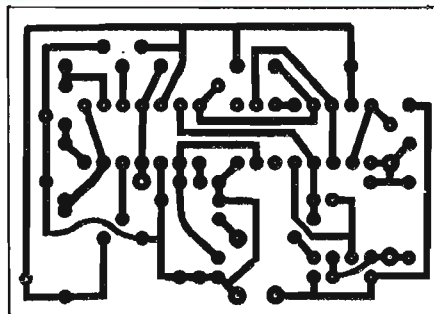
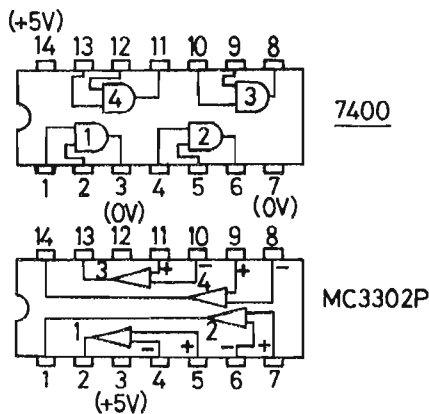


Fig. 4. - Schéma de câblage.



on fait conduire le transistor T_1 et la porte 4 du circuit intégré. Pour inverser le sens de rotation, T_2 et la porte 3 conduiront. Si les deux portes sont dans l'état haut, ou bas, il n'y a plus de tension appliquée au moteur, celui-ci s'arrête. Les transistors T_1 et T_2 sont montés en amplificateurs à collecteur commun, ils relaient les transistors de sortie des portes. Ces portes, de type TTL ne sont pas capable de débiter, dans l'état haut, un courant suffisant pour entraîner le moteur. La jonction base-émetteur ne laissant passer le courant que dans un seul sens, celui de la flèche, nous avons du mettre des diodes, dans le sens inverse ; ces diodes seront donc conductrices lorsque le transistor correspondant sera bloqué. Nous avons également mis deux diodes en parallèle sur le moteur. Ce n'est pas pour protéger les transistors mais pour limiter leur vitesse. Cette limitation de vitesse, volontaire a un double rôle : celui de permettre la pose douce du diamant dans le sillon et aussi de limiter le bruit du fonctionnement du

moteur, ce rôle est évidemment secondaire mais n'est toutefois pas à négliger. Confort avant tout. Nous avons utilisé deux diodes différentes, l'une à fort courant, dans le sens de la descente, sa tension de fonctionnement est plus faible que celle de l'autre, à courant égal ; l'autre est une diode de signal d'un modèle classique et connu. Nous avons ainsi une vitesse de descente plus lente que celle de montée ; c'est normal.

Lorsque le moteur démarre, la force contre-électromotrice développée dans le rotor est nulle, la tension aux bornes du moteur est égale à ri , r étant la résistance du moteur. i est limité par les composants externes, essentiellement le circuit intégré. Lorsque la vitesse croît, la force contre-électromotrice suit le même chemin, la tension aux bornes du moteur atteint la tension de seuil des diodes qui dérivent alors une partie de l'énergie. Le moteur en reçoit moins et conserve alors sa vitesse. Au moindre frottement, il freine et la portion de courant dérivée par les diodes diminue, on conserve

ainsi un couple élevé et une vitesse faible..

MEMOIRE

La mémoire utilise deux portes. Le condensateur C_2 maintient l'entrée 5 de la porte à la masse, quelque soit l'état de la sortie du comparateur 4. Lors de la mise sous tension il est difficile de connaître les réactions d'un

circuit, il est donc nécessaire de prendre au départ toutes les précautions nécessaires. Le blocage du bistable est assuré par les liaisons entrée/sortie des deux portes Nand.

AMPLIFICATEURS DE TOUCH CONTROL

Nous avons besoin de deux comparateurs pour assurer le fonctionnement des fins de course alors, nous avons utilisé un circuit intégré pas trop cher et qui en comportait 4. Il nous en restait deux et nous les avons utilisés. Les entrées positives du circuit sont mises au potentiel positif par l'intermédiaire d'une résistance de $10\text{ M}\Omega$. Le doigt, appliqué sur les électrodes, met les entrées à la masse. Un pont de polarisation fixe le seuil de basculement du comparateur. Le courant d'entrée de ces comparateurs est de l'ordre de 30 nA , le contact du doigt suffit donc à assurer un courant d'entrée suffisant.

FIN DE COURSE

Des contacts de fin de course constituent une solution simple à réaliser mais qui mécaniquement est relativement complexe. Nous avons donc préféré réaliser notre

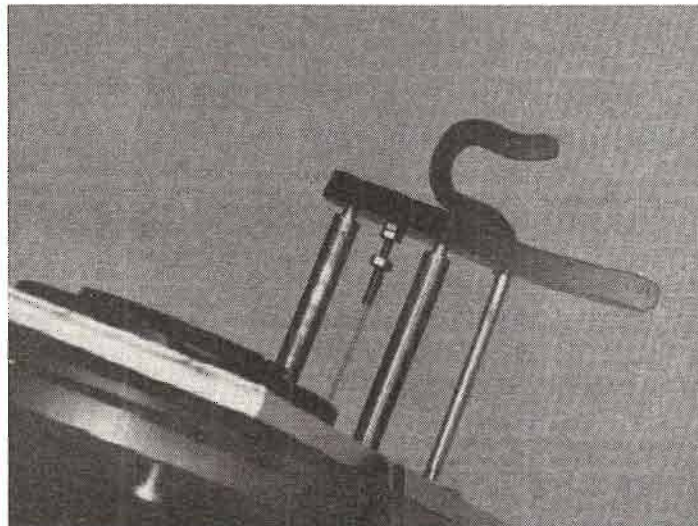


Photo 5. - Réglage de la hauteur du bras.

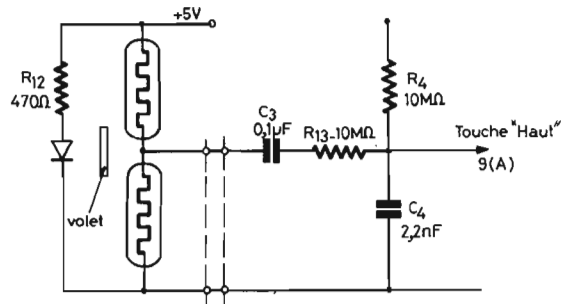


Fig. 5. - Schéma de principe du capteur de fin de course pour le relèvement automatique du bras en fin de disque.

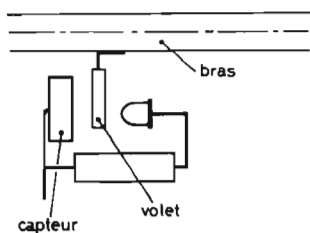


Fig. 7. Position relative du volet et du capteur. En se levant, le volet dévoile la cellule mais l'ordre a été enregistré.

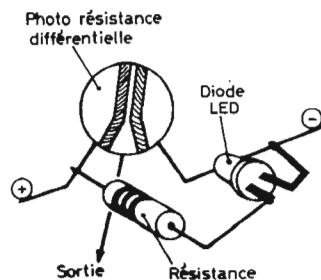


Fig. 6. - Réalisation du capteur différentiel, le volet opaque solidaire du bras passe entre la cellule et la diode LED. Il doit commencer par obscurcir l'élément situé côté + de l'alimentation.

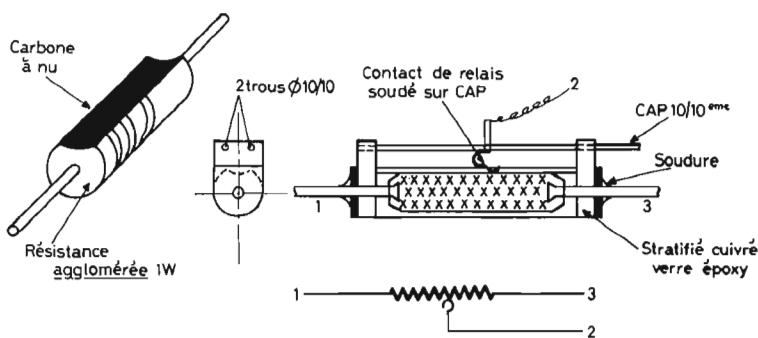


Fig. 8. - Détail de la fabrication du potentiomètre linéaire.

capteur de position. Ce capteur, c'est un potentiomètre linéaire qui pourrait éventuellement être utilisé pour un asservissement de position, il n'y aurait plus alors qu'à envoyer une tension de forme déterminée pour provoquer le mouvement du bras, et cela avec une courbe de vitesse donnée, rapide par exemple pour l'approche et lente pour le contact ; autre avantage de l'asservissement, il n'y a plus

à compter avec l'inertie du moteur, puisqu'automatiquement, l'amplificateur inverse le courant dans le moteur pour le freiner dès que la position théorique a été dépassée. Ce qui n'est pas le cas ici, mais comme nous avons limité la vitesse du moteur, ce problème de dépassement n'est pas grave. Nous envoyons donc sur les entrées + et - de deux comparateurs une tension dont la valeur est déter-

minée par la position du curseur du potentiomètre P₃. Deux potentiomètres ajustables permettent de régler les deux tensions de seuil, les réglages se feront expérimentalement, ils dépendront en effet du montage du potentiomètre. Chaque potentiomètre de référence a sa tension de curseur qui peut varier entre les limites de la tension d'alimentation. On pourra donc régler, électriquement et après montage la position du lève-bras en position repos et travail. Les sorties des deux comparateurs commandent les entrées de la logique. Par exemple, on envoie un ordre de montée ; le comparateur 4 met l'entrée 5 du 7400 à la masse ; si le lève-bras est en haut, c'est que l'ordre a été donné plus tôt et il ne se passe rien. Par contre, si le bras est en bas, la bascule fonctionne et la sortie 6 du 7400 passe au positif. Comme le bras était en bas, le comparateur 3 était lui aussi positif, si bien que la sortie 8 du 7400 passe à zéro (principe de la porte Nand). Comme l'autre porte (4) a une de ses entrées à zéro,

sa sortie est positive, on envoie au moteur une tension positive à droite, négative à gauche, le moteur tourne. Arrivé en fin de course, le comparateur 3 se met à conduire, sa sortie passe à zéro et par suite la sortie de la porte 3 devient positive. Comme les deux portes sont positives, le moteur ne tourne plus. Si maintenant on envoie un ordre de descente, le même phénomène se produit, mais cette fois c'est la porte 4 qui est concernée puis le comparateur 2. En fin de course, les voyants D₅ et D₆ s'allument puisque les points 13 et 2 du comparateur quadruple viennent au potentiel de la masse (à quelques dixièmes de volts près).

LE VOYANT ROUGE

Son utilité semble contestable, en réalité, il est plus utile que l'on ne pense. Le système à effleurement se distingue des systèmes classiques par le fait qu'il n'y a aucun déplacement de bouton, donc, mécaniquement, le doigt n'a pas

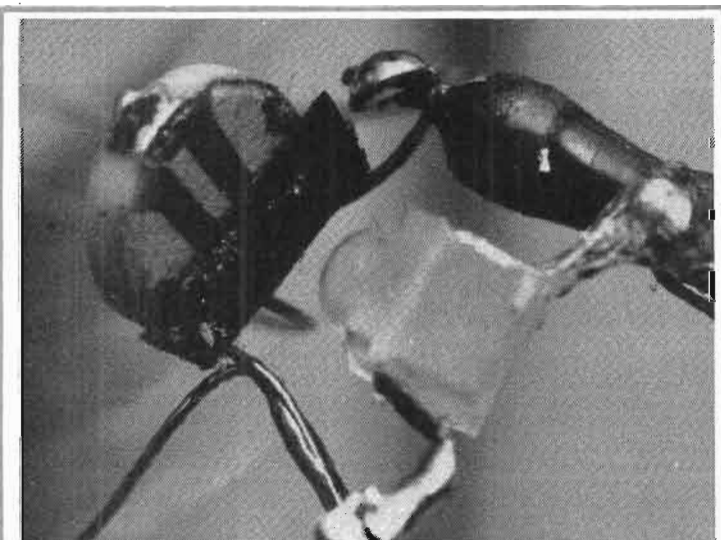


Photo 6. - Gros plan sur la photorésistance différentielle et la diode électroluminescente d'excitation.

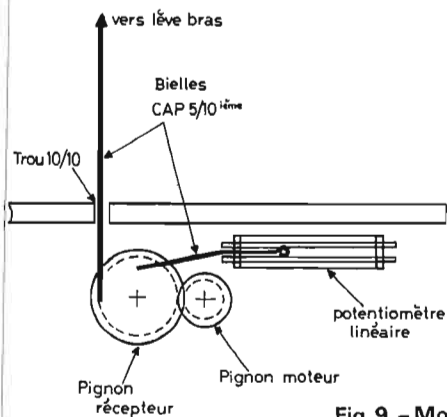


Fig. 9. - Montage des bielles, des pignons et du potentiomètre linéaire.

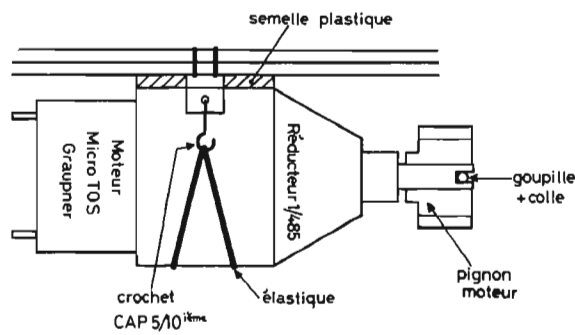
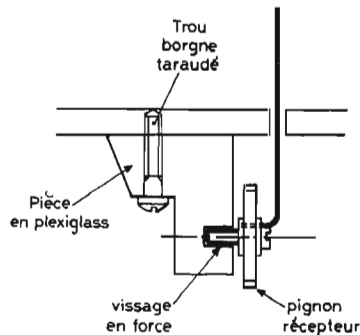


Fig. 10. - Fixation du moteur et de son réducteur 1 : 485.

senti de butée et on ne sait pas immédiatement si l'ordre a été enregistré. C'est le rôle essentiel de ce voyant : signaler l'enregistrement, rôle plus utile qu'on pourrait le penser a priori. Cette diode électroluminescente se contente de s'allumer lorsque le moteur consomme de l'énergie, c'est tout. Si vous voulez aller plus loin, vous pouvez mettre deux diodes montées en parallèle, anode contre cathode (montage antiparallèle), en série avec le moteur vous pourrez en savoir un peu plus : le sens de rotation ! Il reste alors à placer un indicateur de hauteur de bras qui capterait la tension du curseur du potentiomètre et vous en saurez encore davantage ! Si vous aimez les beaux tableaux de bord, pourquoi pas ?

L'ARRÊT AUTOMATIQUE

Il ne s'agit pas d'un arrêt dans le sens où la table de lecture continue imperturbablement sa rotation mais de la levée du bras. Le capteur est représenté figures 5, 6 et 7. Il s'agit d'un montage différentiel de deux photo-résistances miniatures, genre de 434P Segor/Silec Semi-Conducteurs au sulfure de cadmium. Si vous ne pouvez vous procurer cet élément, vous pouvez utiliser deux photo-transistors. Un volet solidaire du bras, et très léger vient occulter le photo-élément du haut,

on envoie donc à ce moment une impulsion négative par l'intermédiaire du condensateur C_3 , on commande alors la remontée du bras par l'intermédiaire de l'électronique que nous venons d'étudier.

Le capteur sera installé sur le support du bras, sa position devra être réglable. Le montage différentiel a été adopté plutôt qu'un simple diviseur résistance/photo-élément car il s'agit ici d'un montage destiné à être employé en plein jour et qui par conséquent ne doit pas être sensible aux éléments perturbateurs comme un éclair de flash. Un photo-élément différentiel a ses deux parties qui varieront donc simultanément, à leur déséquilibre près, l'amplitude de l'impulsion qui apparaîtra à l'entrée du comparateur ne sera pas suffisante pour entraîner son basculement. Nous vous présenterons d'ail-

leurs ultérieurement un autre système, sans contact qui permettra de remplacer le dispositif photo-électrique.

CONSTRUCTION

L'électronique se réalisera de façon classique, attention au sens des diodes et des circuits intégrés, ils supportent des inversions mais pas trop longtemps ! Autre point qui peut éventuellement être faible : l'alimentation du moteur par le circuit intégré. Nous avons utilisé des circuits classiques, surtout pas sélectionnés et n'avons pas eu de problème d'échauffement, même moteur bloqué. Il est impératif d'utiliser le moteur préconisé, à moins que vous ne mettiez un étage séparateur supplémentaire destiné à amplifier le courant de sortie du circuit lorsque ce dernier est saturé.

RÉALISATION DU POTENTIOMÈTRE

C'est peut-être la pièce la plus délicate. Il faut d'abord trouver une résistance de $4,7\text{ k}\Omega$ agglomérée et dont la puissance est de 1 W (longueur environ 2 cm). La tolérance est sans importance. La première opération consiste à mettre à nu le carbone aggloméré. Cette opération se fait en ménageant un caniveau semi-cylindrique à l'aide d'une lime type « queue de rat ». Une fois que la couche noire apparaît (fig. 8, en haut) on lisse ce caniveau de façon à ce qu'il présente le minimum d'aspérité. Le carbone constitue la piste de notre potentiomètre (un potentiomètre à piste moulée pour moins d'un franc). Une fois cette opération terminée, on prendra deux morceaux de verre époxy que l'on percera et découpera en fonction de la figure 8, en bas. On fera passer deux cordes à piano dans les trous et on soudera un contact de relais monté sur sa lame de chrysocal (relais miniature de marque indifférente). Si vous avez la chance de tomber sur un contact en or, tant mieux pour vous. Les cordes à piano doivent coulisser sans trop de jeu et sans dur. Dans le cas contraire, on travaillera les trous jusqu'à l'obtention de la douceur désirée. On peut également rendre les deux cordes à piano solidaires du corps de la résistance et réaliser un curseur

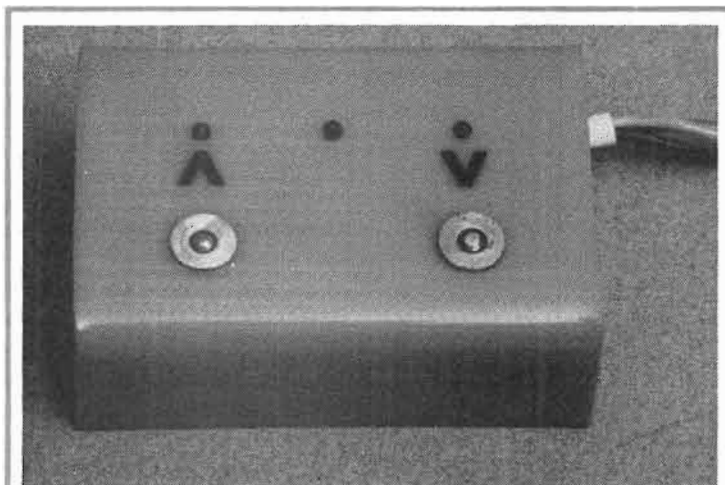


Photo 7. - Boîtier de commande : touches et diodes de signalisation.

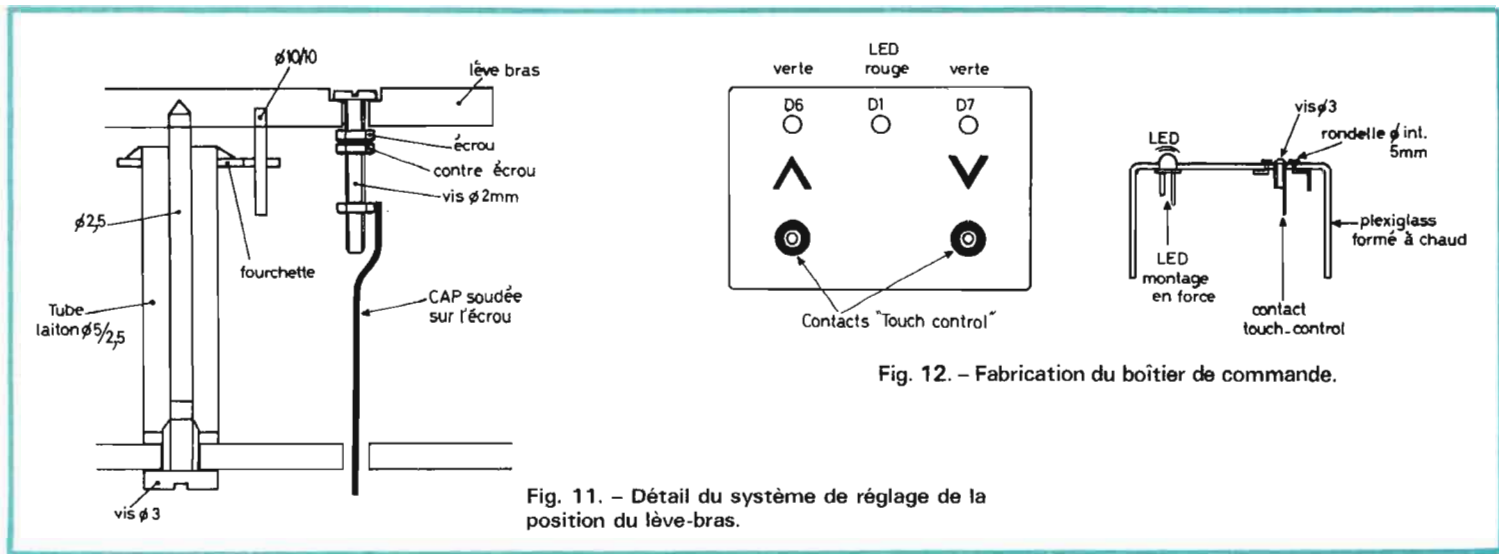


Fig. 11. - Détail du système de réglage de la position du lève-bras.

Fig. 12. - Fabrication du boîtier de commande.

isolant percé de deux trous, ce curseur supportera la lame de contact en chrysocol. La liaison avec le curseur se fera par un fil souple, ce qui supprime tout problème de contact. La vérification de ce potentiomètre se fait en appliquant une tension entre les deux bornes de la résistance et en mesurant la tension au curseur en fonction de la position de ce dernier. Une vérification à l'ohmmètre n'est pas très efficace, il existe en effet une résistance parasite permanente entre le curseur et la résistance.

MÉCANIQUE

Les photos et les figures donnent une idée de la façon dont a été menée à bien la réalisation qui, depuis fonctionne parfaitement. Le lève-bras lui-même est entraîné par une bielle. Cette bielle est réalisée à partir d'un morceau de corde à piano de 5/10^e, cette dimension peut paraître faible, elle permet d'assurer la sécurité du montage en fléchissant sous des efforts trop importants. La figure 9 donne une idée de la disposition adoptée pour les deux bielles, celle du potentiomètre et celle du lève-bras. Ces bielles sont maintenues en place lors du montage, celle du lève-bras est guidée par le trou du support de bras. On peut également faire passer la corde à piano entre le support et le

pignon. Le support est usiné (c'est un bien grand mot) dans une chute de plexiglas que l'on sciera et limera. Les trous sont percés à la perceuse électrique, attention, lorsque le foret chauffe, le plexiglas a une fâcheuse tendance à fondre, il est donc intéressant de faire ses armes sur une autre chute. Le trou de fixation du pignon recevra une vis dont l'extrémité aura été limée pour la rendre autotaraudeuse (elle se bloquera ainsi toute seule). Les trous taraudés de 3 seront usinés au taraud et au tourne-à-gauche (pour 3, percer à 2,5). Les pignons sont des modèles de récupération d'origine douteuse (l'un doit venir d'un moteur qui était vendu (pas cher du tout) avec une série de pignons, ce qui permettait de construire des boîtes de réduction de tous rapports). Du moment que le rapport est de 4 à 6 c'est bien.

Le moteur est utilisé avec un réducteur prévu pour lui. Le rapport de réduction de cette boîte est de 1 : 485. Le moteur est tenu en place par élastique après interposition d'un morceau d'adhésif double face qui amortira les vibrations. La figure 10 montre également comment a été fixé le pignon sur l'axe de la boîte de vitesse. Goupille et colle. C'est presque indémontable.

En 11, nous montrons comment régler mécaniquement la position du lève-bras par un système à vis de 2 mm de diamètre accessible depuis l'exté-

rieur. Avant d'entreprendre la construction mécanique, il est bon de prendre des mesures sérieuses (ce que nous avons omis) de façon à ce que vous n'ayez pas trop de réglages à faire. Il faut pour cela, une fois que le trou pour l'installation du bras a été fait, monter la tête et le diamant et commencer les mesures en tenant compte de la hauteur de la tête de lecture.

Le lève-bras, nous l'avons réalisé en plexiglas, encore une chute. La matière n'importe pas, tout est une question de goût. Pour son guidage, nous n'avons pas utilisé une solution très heureuse, il est en effet très difficile lorsque l'on travaille avec une perceuse à main et bon marché d'usiner une face perpendiculaire à un tube. Il est difficile de placer deux tubes parfaitement parallèles comme nous avons essayé de le faire. Une fois l'assemblage réalisé, il sera bon de régler le jeu de fonctionnement à

Sur la figure 11 nous vous suggérons une méthode de fabrication plus rationnelle que celle que vous pouvez entrevoir sur les photos. Une fourchette empêche tout simplement la rotation du bras tandis que le guidage se fait par la tige de 2,5 mm. Si vous voulez améliorer encore le système, vous pouvez commander la levée du bras par

l'intérieur du tube de guidage, mais c'est un travail délicat.

LE BOÎTIER DE CONTRÔLE

Là encore c'est une question d'esthétique. Nous avons réalisé le nôtre en plexiglas orange formé à chaud (chauffé par l'intermédiaire d'une cornière chauffée elle-même au gaz) l'arête de la cornière marque le plexi et permet d'assurer le parallélisme entre les deux faces de l'U. Un second U, en aluminium vient se coincer sous l'U de plexi. Les contacts concentriques du touch-control se feront en suivant notre exemple à partir de rondelles et de cuir ou en plaçant simplement deux morceaux de fil en parallèle.

L'ALIMENTATION

L'alimentation est un problème que l'on rencontre toujours. Cette fois, il faut 5 V environ pour alimenter le montage. La figure 13, la dernière, donne un schéma, encore une suggestion. Cette fois, nous vous laissons vous débrouiller seul.

LES ESSAIS

C'est là que tout commence. Le moteur monte alors qu'il devrait descendre, les limiteurs de course ne

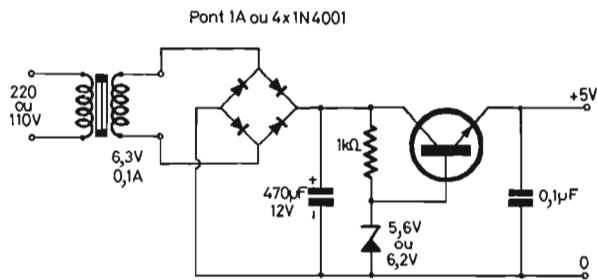


Fig. 13. - Schéma de principe pour l'alimentation régulée.

fonctionnent pas, c'est ce qui vous attend. Il faut en effet respecter le sens du moteur et celui du potentiomètre. Il est recommandé, lors des premiers essais de ne pas mettre le pignon de l'axe du moteur. On verra si il tourne dans le bon sens. Les fins de course seront réglées en manœuvrant à la main le pignon récepteur. Il n'est pas nécessaire d'utiliser toute la course du potentiomètre, les comparateurs sont très sensibles, et il faut compter sur l'inertie du moteur. Les diodes électroluminescentes seront d'un grand secours. Si vous en avez en stock, vous pourrez en utiliser pour contrôler l'état de chaque sortie de circuit. Attention, il faut toujours mettre une résistance en série avec la diode, non pour la protéger mais pour permettre à la tension en cours de vérification avec ce « logiquemètre » simplifié de varier entre ses vraies limites et de ne pas être écrêtée par la diode. Ce contrôle vous permettra aussi de mieux saisir le fonctionnement. Pour régler P₁ et P₂, mettre le curseur de P₃ au centre et éteignez les diodes D₆ et D₇. Une fois que tout fonctionne correctement, et alors seulement, vous pouvez placer le pignon puis votre bras de lecture et sa cellule. Bonne écoute. Si le cœur vous en dit, vous pouvez retourner aux figures 6 et 7 pour installer l'arrêt automatique. Ses composants n'ont pas été prévus sur le circuit imprimé, vous pouvez utiliser un câblage en l'air. Un détail encore, si vous pouvez blinder le fil assurant la liaison entre le capteur et le boîtier de com-

mande, vous y gagnerez certainement du temps, vous n'aurez pas trop de phénomènes parasites. Bonne écoute...

LISTE DES COMPOSANTS

- Résistances : 1/4 W 5 %
- R₁₂, R₁ : résistances 470 ohms
- R₂, R₃, R₈, R₉ : résistances 4,7 kΩ
- R₁₃, R₄, R₅ : résistances 10 MΩ
- R₆ : résistance 100 kΩ
- R₇ : résistance 47 Ω
- R₁₀, R₁₁ : résistances 1,5 kΩ
- P₁, P₂ : potentiomètres ajustables miniatures 22 kΩ
- P₃ : résistance 4,7 kΩ agglomérée 1 W. Voir texte
- D₁ : diodes électroluminescentes rouge
- D₂, D₃, D₄ : IN914
- D₅ : diode IN4001
- D₆, D₇ : diodes LED verte
- Circuits intégrés : type 7400 et MC 3302P, ou équivalents
- C₁, C₂, C₃ : condensateurs mylar 0,1 µF 100 V
- T₁, T₂ : transistors silicium NPN type BC 108 ou autre
- Moteur Graupner Micro TO5 avec réducteur 1 : 485 (revendeurs modèles réduits)
- Corde à piano 5/10 et 10/10 plexi, bras de lecture, alimentation 5 V
- Cellule photo résistante différentielle type 434 P CD5 H50 Silec ou deux phototransistors (arrêt automatique)..

ETIENNE LEMERY

SERVO-SOUND

FIRST MOTIONAL FEED BACK SYSTEM

Cette technique d'asservissement cybernétique de la membrane, qui est parvenue à restituer la musique à l'état pur par des enceintes de faibles dimensions, a toujours été et reste l'apanage de SERVO-SOUND. Cependant, des modèles plus puissants viennent diversifier le choix. Parmi eux, en haut de gamme, une enceinte dotée d'un nouvel asservissement électropneumatique, qui supprime totalement les résonances parasites dans le contre-grave (30 à 60 Hz). Déjà, les spécialistes parlent d'"effet spatial", de "miracle acoustique", de "limpidité absolue". Mais en musique, comme en peinture, les mots reflètent mal la réalité : pour la découvrir, oubliez la technique et venez écouter.



CONCESSIONNAIRES DANS TOUTE LA FRANCE

dirac

24, RUE FEYDEAU, 75002 PARIS

Attention ! SERVO-SOUND-KM n'est en vente que chez les distributeurs officiels SERVO-SOUND-KM sélectionnés pour leur compétence en haute-fidélité. Renvoyez-nous ce coupon. Nous vous enverrons une documentation et l'adresse d'un excellent distributeur proche de votre domicile. Coupon à renvoyer à DIRAC, 24, rue Feydeau, 75002 PARIS.

M.....
Rue.....
Code Postal.....Ville.....

chenillard

à

4 spots

avec

préchauffage

des

lampes

DEPUIS quelques temps, les jeux de lumière connaissent un succès incontesté, que ce soit du jeu psychédélique au clignotant. Arrivé récemment sur le marché de l'électronique, le chenillard a conquis tous les amateurs désireux de recréer chez eux, l'ambiance endiablée des bals et night-clubs. Mais comme dans tout jeu de lumière qui se respecte, ce sont les lampes ou flood qui sont mises à rude épreuve. Elles s'allument à pleine puissance pendant un temps relativement court. De ce fait, le filament de la lampe arrive à claquer au bout d'une quarantaine d'heures de fonctionnement dû au chauffage et au refroidissement très rapide de celui-ci.

Par soucis d'économie,

nous avons incorporé un système permettant au filament de rester rougeâtre quand la lampe s'éteint écartant par conséquent le refroidissement trop brutal de celle-ci.

ETUDE DU SCHEMA

La figure 1 représente le schéma complet du chenillard. Nous pouvons le partager en 6 grandes parties. L'alimentation propre à tout le circuit, le circuit de synchro avec le 50 Hz du réseau puis comme référence, la partie logique comprenant le circuit oscillateur, le compteur par 4, le décodage et le circuit de sortie commandant les triacs.

L'alimentation reste très simple. Une capa de 1 000 μ F filtre la tension de sortie du

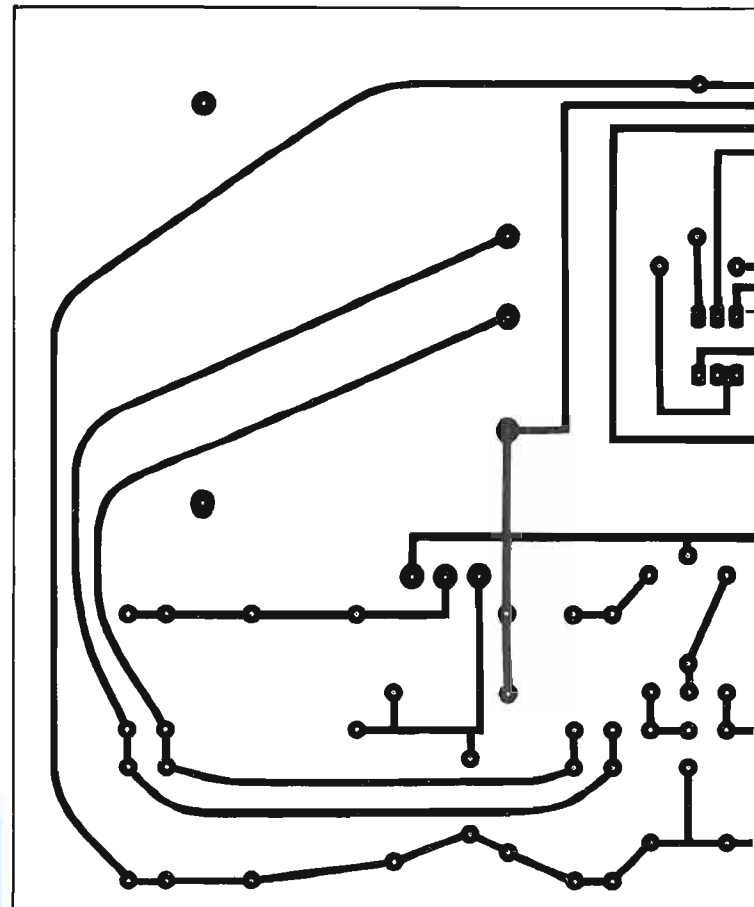


Fig. 4

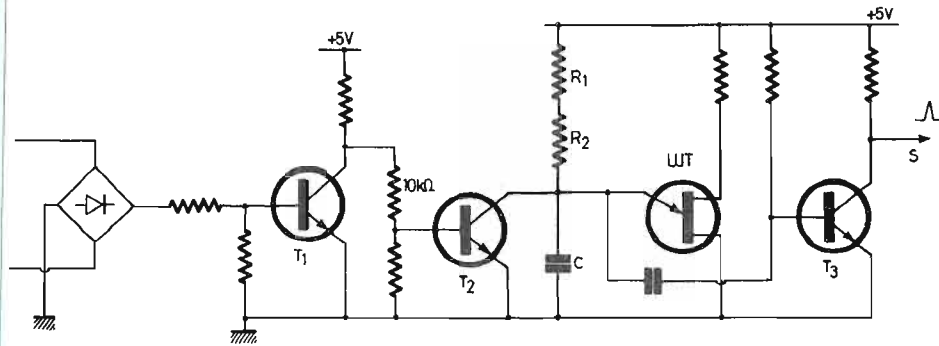


Fig. 1

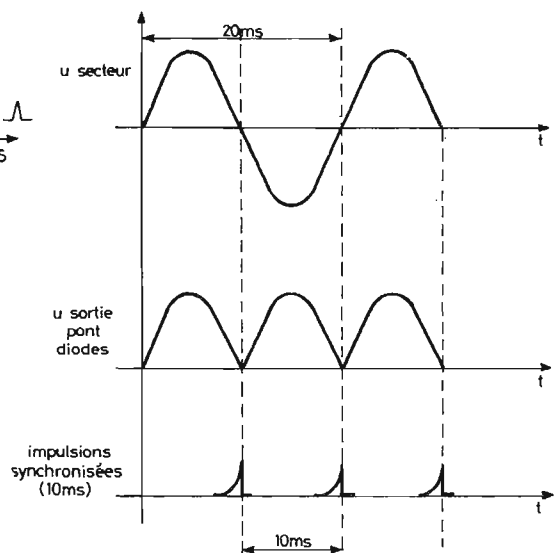


Fig. 2

pont de diodes. « On chute la tension » grâce à un transistor dont le potentiel de base est porté à 5,6 V par une zener. Avec la chute de tension de 0,6 V est obtenu le potentiel de 5 V nécessaire au montage (jonction base - émetteur du transistor).

L'oscillateur a été réalisé avec un SFC413 qui est un double trigger de Schmidt à quatre entrées, permettant à l'oscillateur de « démarrer à tous les coups ». Un potentiomètre de 470 Ω en série avec un ajustable de 220 Ω permet de faire varier la fréquence des

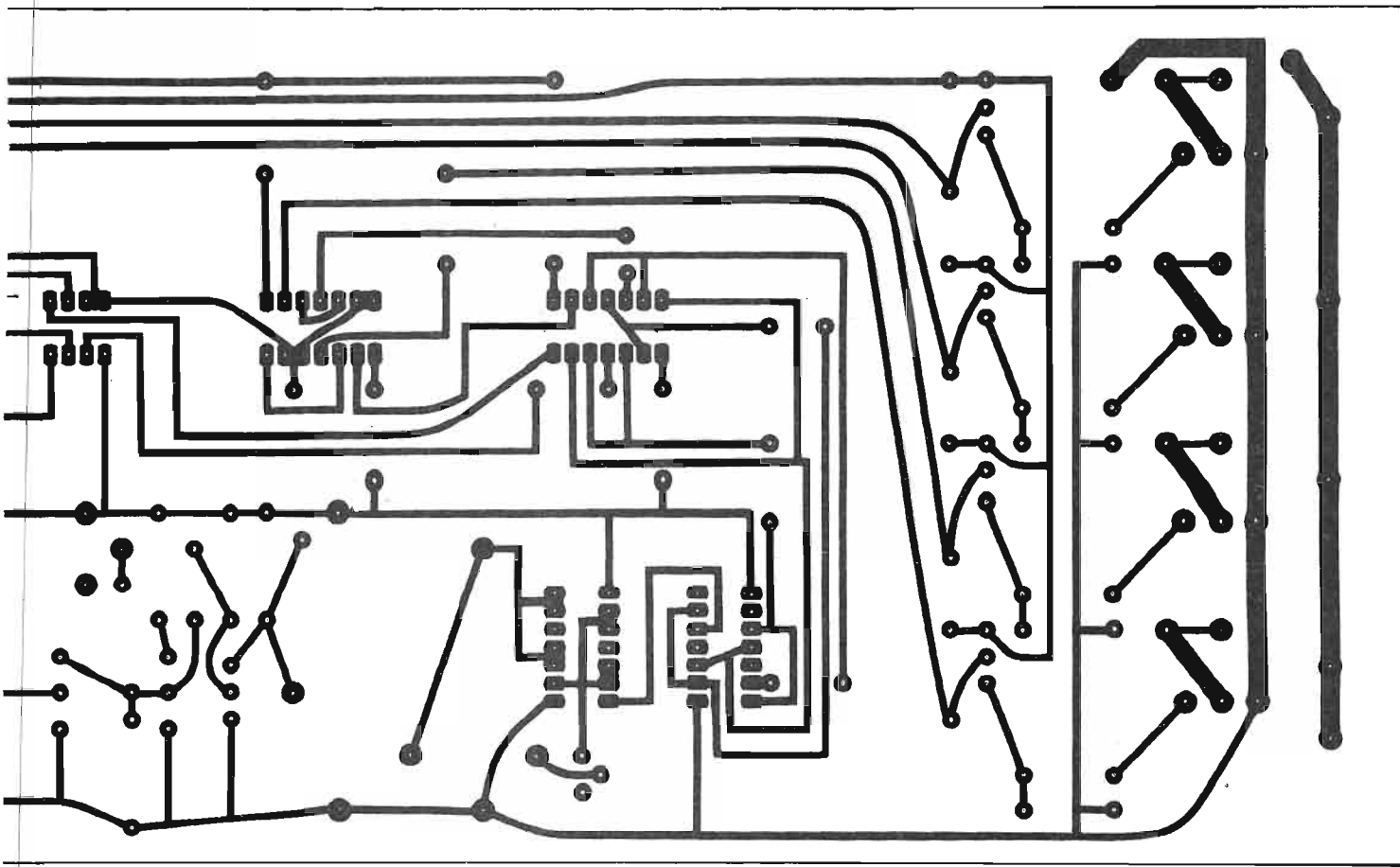
oscillations. La sortie de celui-ci est reliée à une double bascule D, câblée en compteur par 4, suivie d'un décodage formé par un SFC400 qui est un quadruple opérateur NAND à 2 entrées.

C'est à cette partie du schéma qu'intervient le sys-

tème de préchauffage des filaments.

Il s'agit en fait d'envoyer sur la gâchette du triac un certain nombre d'impulsions pour laisser seulement rougir le filament.

Un générateur d'impulsions est formé par l'UJT, les



résistances R_1 R_2 et la capa C de $0,1\mu\text{F}$. Cette capa est court-circuitée par T_2 toutes les 10 ms grâce à la synchro formée par T_1 avec le réseau 50 Hz pris comme référence.

EXPLICATION

Tant que T_1 possède une tension positive sur sa base, il est saturé (NPN) aussitôt que cette tension passe par 0, T_1 se bloque et l'on récupère une impulsion sur son collecteur, celle-ci attaque la base de T_2 par l'intermédiaire de la résistance de $10\text{ k}\Omega$ qui se sature (NPN) et court-circuite ainsi le condensateur de $0,1\mu\text{F}$ (fig. 2).

Les impulsions ainsi obtenues (réglables avec le potentiomètre de $47\text{ k}\Omega$ sur l'émetteur de l'UJT) sont récupérées sur l'émetteur de l'UJT et envoyées sur la base de T_3 pour une mise en forme et pour pouvoir attaquer les circuits TTL.

Les impulsions sont inversées grâce à une porte NAND (circuits B et C) pour pouvoir être compatibles avec les sorties du décodage (carte A).

L'attaque des triacs se fait avec un transistor monté en collecteur commun.

RÉALISATION PRATIQUE

Le coffret choisi possède les dimensions suivantes, 300 mm de long, 130 mm de large, 90 mm de haut, la face avant comporte l'interrupteur marche-arrêt, quatre voyants et un potentiomètre de $470\ \Omega$ de l'oscillateur).

L'arrivée secteur se fait par derrière le coffret ainsi que les autres sorties 220 V pour les spots. Un fusible monté sur l'arrivée générale 220 V complète ce coffret.

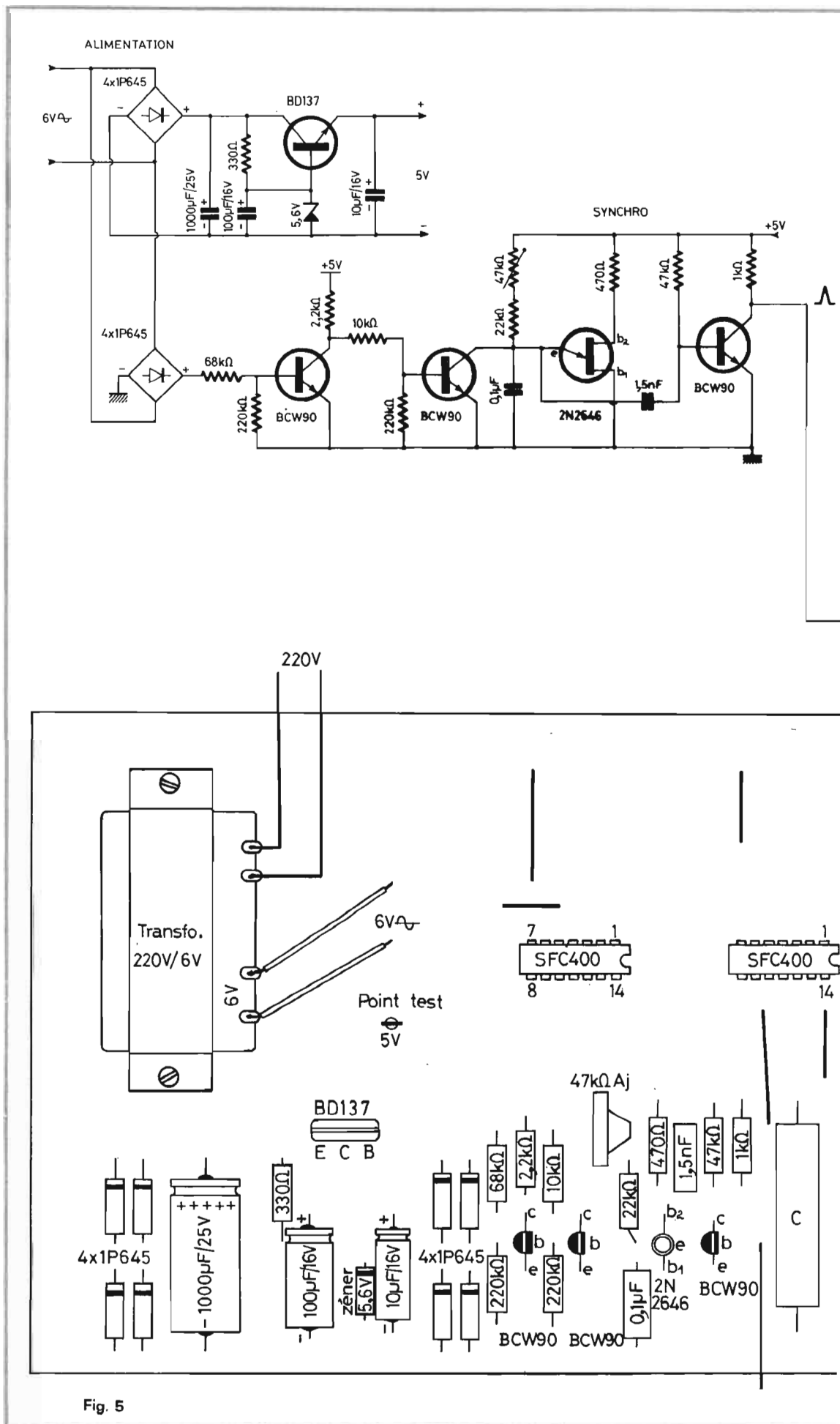


Fig. 5

J.P.J.

DECODAGE - SFC400A

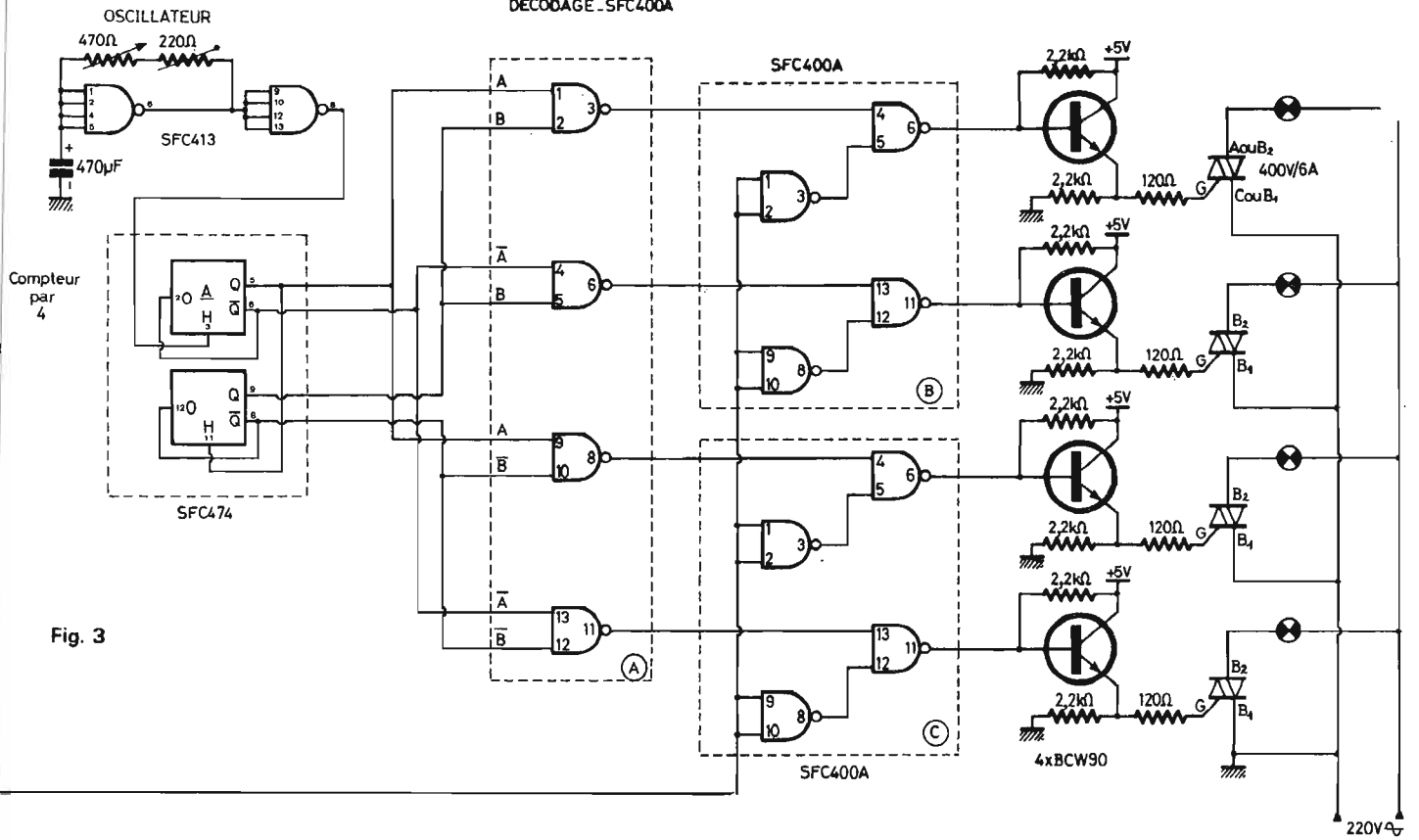
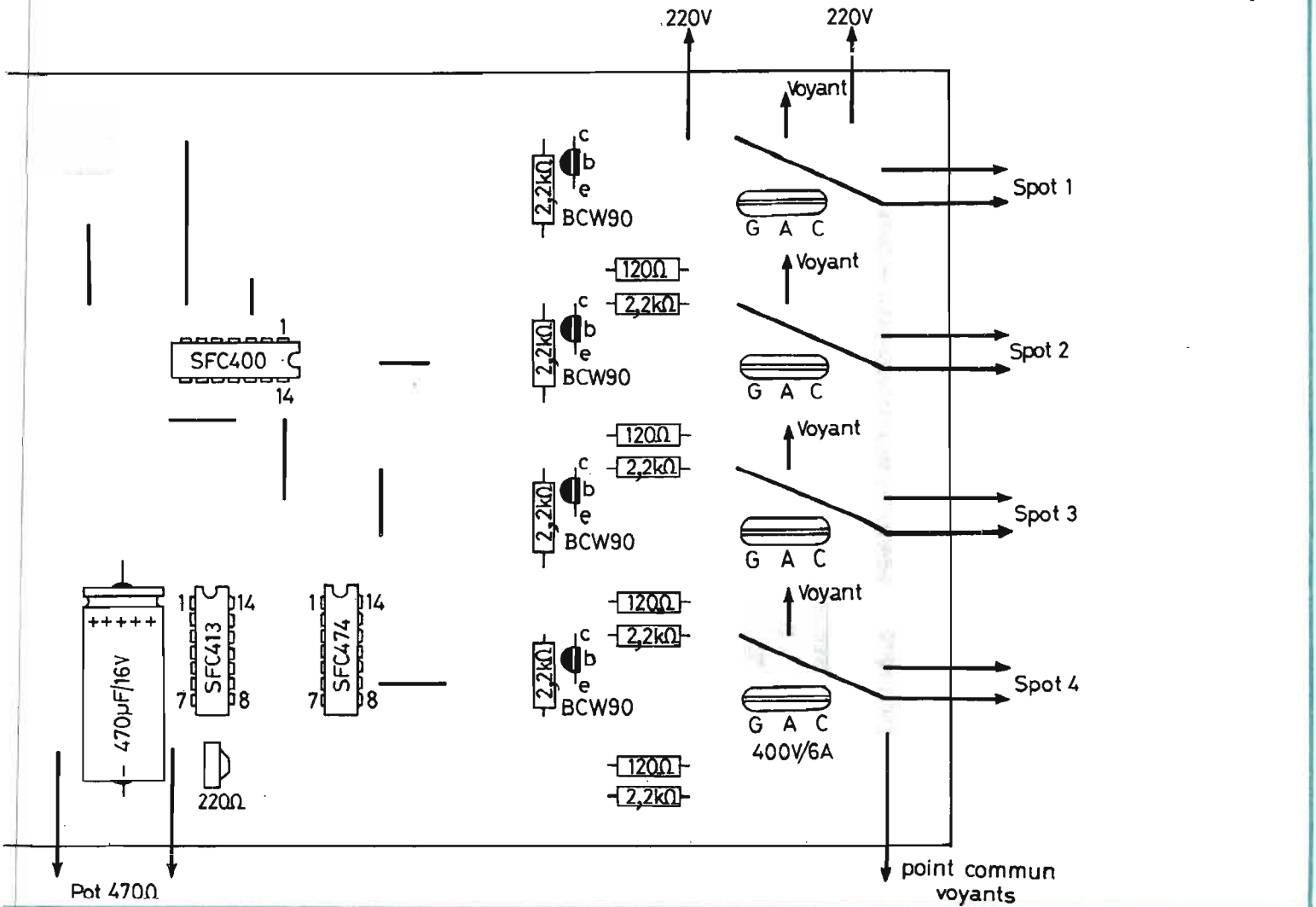


Fig. 3



LES NOUVEAUX CONDENSATEURS A FILM PLASTIQUE

PARMI les nouveaux types de condensateurs qui attirent l'attention, il faut citer les éléments à film plastique, qui constituent une catégorie très intéressante, dont les progrès ont été notables au cours de ces dernières années, en raison même des progrès des diélectriques plastiques.

Il est donc intéressant de terminer cette série d'études sur les condensateurs par quelques précisions sur les progrès de ces éléments. L'emploi des films plastiques peut être considéré d'ailleurs dans un autre domaine, celui de la protection contre l'humidité.

Le film plastique constitue un revêtement « sur mesure », qui assure une protection parfaite du condensateur contre les inclusions d'humidité; le condensateur enrobé peut supporter des contraintes climatiques avec une humidité maximale de 95 %.

Il fallait jusqu'ici enfermer les composants soumis à de telles conditions dans des boîtiers de protection onéreux; les nouveaux modèles présentent une étanchéité égale à celle des anciens types pour un prix de revient très infé-

rieur et parmi les applications de ces condensateurs ainsi revêtus d'un « imperméable », il faut citer les matériels professionnels et semi-professionnels et tous les équipements exposés à l'humidité. Il faut également mentionner, en particulier, l'équipement des véhicules, les auto-radios et les magnétophones d'automobiles.

En ce qui concerne les propriétés électriques, les condensateurs à film de polystyrène, par exemple, permettent de réaliser des éléments de faibles dimensions, de valeurs de capacités élevées et bien précises dans un circuit particulier. Cependant, le polystyrène a une tension de rupture plus faible que celle des autres diélectriques; il faut généralement employer des condensateurs de plus grandes dimensions pour obtenir la même capacité, et les mêmes tensions d'utilisation que celles des autres condensateurs, de sorte que bien souvent on les adopte surtout pour des valeurs de l'ordre du microfarad. Cependant, nous le verrons plus loin, ces limitations mêmes ont pu être atténuées au fur et à mesure des progrès des fabrications.

LES CONDENSATEURS AU TÉFLON (P.T.F.E.)

La propriété la plus importante de ces condensateurs est

de présenter une résistance d'isolement extrêmement élevée; leur absorption diélectrique est extrêmement faible. Ils sont ainsi capables d'emmagasiner une charge

tournez la page

infra vous informe

The advertisement features a central image of a man in profile, wearing a white shirt and tie, talking on a mobile phone. To his right is a vintage camera on a tripod. The background is dark with several 'infra' logos, each consisting of a stylized bird or wing shape above the word 'infra'. The text 'tournez la page' is written in a white, sans-serif font on a dark rectangular background. Below the camera, the text 'infra vous informe' is written in a similar font. The overall design is professional and technical.

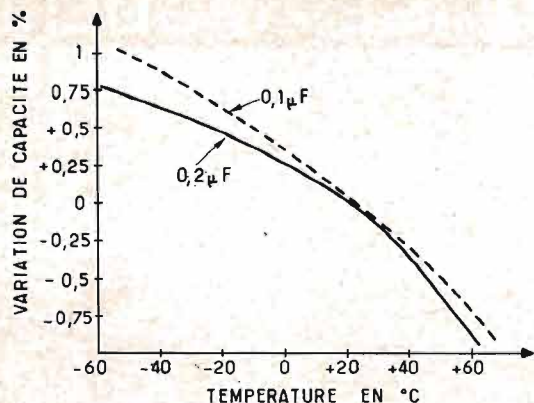


Fig. 1

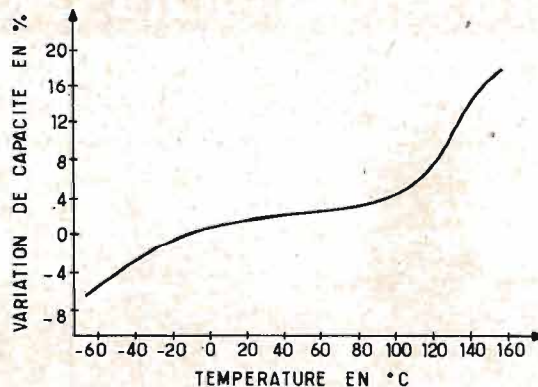


Fig. 2

électrique et de la restituer entièrement au moment voulu et cette propriété est particulièrement utile dans des applications spéciales :

Circuits accordés HF, calculateurs digitaux (comme condensateurs mémoire), mesure des courants d'ionisation dans les matériaux radioactifs ; dosage de radiations X en radiothérapie, circuits à grande constante de temps, etc.

Le facteur de puissance du polystyrène est faible, de l'ordre de 0,0002 ; bonne stabilité de la capacité ; coefficient de température de -100 à -200×10^{-6} par $^{\circ}\text{C}$, une faible variation de ce coefficient apparaît aux environs de la température ambiante, comme le montre la figure 1.

Le principal inconvénient au point de vue utilisation est leur faible marge de température ; en général, il est recommandé de ne pas dépasser des températures supérieures à 60°C ; cependant, dans le cas de faibles valeurs de capacité, on peut admettre jusqu'à 85°C au minimum et on a été plus loin récemment.

Afin d'augmenter la tenue en tension, on enroule habituellement plusieurs films de polystyrène ; les armatures sont des feuilles d'aluminium, ou parfois des feuilles d'étain.

La nature du contact entre les armatures et la languette métallique de sortie est d'une grande importance ; on emploie parfois à cet effet, une connexion soudée, ce qui assure un contact parfait.

LE CONDENSATEUR À L'ACÉTATE DE CELLULOSE ET À L'ACÉTATE-BUTYRATE DE CELLULOSE

On a utilisé comme diélectriques pour condensateurs des films d'acétate et de butyrate de cellulose ; les caractéristiques électriques de ces produits sont inférieures à celles du polystyrène leurs pertes sont plus basses que celles du papier, mais elles augmentent fortement à partir de 100 MHz. Le facteur de puissance est à peu près le même que celui du papier, soit de 0,01 à 0,03 ; leur constante diélectrique varie entre 3,0 et 4,0 et s'abaisse pour des fréquences de l'ordre de 1 MHz.

En raison des perfectionnements de la technique de fabrication des condensateurs au papier, et de la possibilité de se procurer aisément du bon papier, ces diélectriques sont actuellement moins intéressants à développer. En outre, en raison de la production de nouveaux diélectri-

ques plastiques, tels que les films de Mélinex moins utilisés.

Aux Etats-Unis, la Sprague Electric Company a essayé de réduire certaines limitations d'emploi de l'acétate de cellulose en le faisant réagir avec le di-isocyanate de Métalolène ; l'objectif principal consiste à élever par ce procédé la limite supérieure de la température d'utilisation et de tels condensateurs auraient été utilisés aux températures de 100° à 150°C .

LES CONDENSATEURS À FILM DE POLYSTYRÈNE

Le téflon est un excellent matériau pour les hautes températures et semble devoir être un diélectrique satisfaisant ; ses caractéristiques électriques sont semblables à celles du polystyrène à la température ambiante. Il peut être employé jusqu'à 250°C , température à laquelle il conserve ses propriétés électriques et il existe deux

méthodes pour la production de films minces.

On peut découper un bloc solide en copeaux, ou bien on coule les films sur une plaque. Dans le cas du film en copeaux, le principal inconvénient consiste dans la présence d'un grand nombre de trous d'épingles ; il est en outre difficile de préparer des films de moins de 0,05 mm d'épaisseur.

En Amérique, on a mis au point un procédé de coulage, dans lequel une surface métallique bien polie est revêtue d'une dispersion aqueuse colloïdale de PTFE. La couche est séchée et frittée jusqu'à l'obtention d'un film continu ; une fois refroidi, le film est retiré de son support de métal.

La faible résistance au claquage observée n'est pas nécessairement due à des trous d'épingles ou à des vides ; l'opération de frittage est, à son tour, susceptible de donner naissance à des particules carbonisées dues à des causes accidentelles. On a réalisé des éléments capables de

TABLEAU 1

Température en $^{\circ}\text{C}$	1 kHz		1 MHz	
	Constante diélectrique	Facteur de puissance	Constante diélectrique	Facteur de puissance
0	2,99	0,8	2,79	1,6
25	3,01	0,47	2,83	1,9
75	2,99	0,12	2,95	1,7
100	3,06	0,46	3,01	1,4
125	3,29	1,40	3,15	1,7

supporter des températures élevées ; leur capacité atteignait $0,05 \mu\text{F}$.

L'EMPLOI DE L'HOSTAFLON (P.C.T.F.E.)

Des études détaillées sur ces films ne semblent pas encore avoir été entreprises. Leur principal avantage est le service possible aux températures voisines de 150°C , associé à un bas prix de revient, et une facilité de fabrication plus grande que pour le PTFE, car le PCTFE est facile à mouler ; il serait donc utile de pousser à fond les études d'emploi de ce matériau.

En Amérique, on a préparé des films qui à 1 MHz présentent un facteur de puissance maximum de $0,05$ à 112°C ; les pertes s'abaissent ensuite à $0,015$ à 200°C . La constante diélectrique à 1 MHz varie entre $2,32$ à la température ambiante et $2,75$ à 200°C .

L'EMPLOI DU MYLAR

Le Mélinex polyester dénommé « Mylar » en Amérique et « Terphane » ou « Tergal » en France, est un excellent diélectrique comparable en qualité au papier, mais ayant l'avantage de pouvoir supporter une température de service plus élevée de l'ordre de 130°C .

Les films de Mélinex peuvent être utilisés seuls, ou doublés par du papier ; lorsque le film est utilisé seul, on l'imprègne de polystyrène, d'huile minérale, etc. afin de boucher les trous d'épingles.

On métallise à l'argent ou à l'aluminium déposé sous vide ou par toute autre méthode ; l'emploi d'un seul film est intéressant par comparaison aux condensateurs classiques au papier imprégné, dans lesquels on utilise plusieurs épaisseurs de papier. Sa technique d'enroulement est comparable à celle du papier métallisé sous vide.

Sa rigidité diélectrique est fonction de l'épaisseur du film et, déjà satisfaisante pour les épaisseurs courantes, elle devient excellente lorsque l'épaisseur du film est supérieure à $0,125 \text{ mm}$. Elle est de $112\ 000$ volts par millimètre.

Afin de tirer le plus grand parti de cette propriété, il est essentiel d'empêcher la formation d'effluves en alternatif, ce qui occasionnerait une « fatigue » du diélectrique. On a ainsi remarqué que le film est, dans une certaine mesure, attaqué à l'air par les effluves produites sous les tensions de 300 à 400 V efficaces. Lorsque l'on veut utiliser ces condensateurs aux tensions élevées, on doit donc les rendre étanches et les imprégner correctement afin d'éviter des effluves internes.

Ce matériau est sensible aux variations de la température et de la fréquence ; aux basses fréquences, la constante diélectrique est comparable à celle du papier, mais aux fréquences élevées, elle est comparable à celle du polystyrène. A une fréquence, dite de transition, les pertes augmentent à la température ambiante ; cette fréquence est de l'ordre de 1 MHz . Le **tableau 1** donne les variations de la constante diélectrique, des pertes et du facteur de puissance en fonction de la température.

Aux températures élevées, le Mélinex présente une bonne résistance d'isolement très supérieure à celle du papier.

Les variations de capacité d'un tel condensateur pour une gamme de températures de -60°C à $+160^\circ\text{C}$ sont indiquées sur la figure 2.

UN DIÉLECTRIQUE POUR CONDENSATEURS INTÉRESSANT, LE POLYPROPYLENE

Le polypropylène, ou PP, est obtenu par polymérisation du propylène ; ce gaz est produit en grande quantité pen-

dant le « cracking » du naphta, en même temps que l'éthylène qui est habituellement le produit recherché.

Les progrès du polypropylène dans les condensateurs électriques ont été étudiés, en particulier, par M. J. Cautet, M. P. Charlot et M. R. Depoutot au cours du récent colloque sur les matériaux des composants électroniques.

Il a fallu attendre 1954 et les travaux du Professeur Natta pour réussir la catalyse du propylène et obtenir des molécules améliorées.

La production industrielle du PP a commencé en 1958, et s'est développée à un rythme très rapide ; grâce à ses propriétés mécaniques, en légèreté et en bonne résistance à la chaleur, ce corps s'est imposé pour de nombreuses utilisations : accessoires automobiles, matériel électroménager, cordages, emballages, revêtements de sol, etc.

Dans ces applications, on le trouve sous trois formes distinctes : pièces moulées, fils ou films ; la dernière offre seule de l'intérêt pour les condensateurs.

Les premiers films sont apparus sur le marché vers 1960 ; leur grande transparence les destinait normalement à l'emballage et ils sont devenus rapidement des concurrents sérieux du polyéthylène et surtout des pellicules cellulosiques.

Les applications de ces films dans le domaine électrique étaient prévues dans les brevets originaux de Montecatini, mais il a fallu attendre 1966 et les brevets de la General Electric pour que le PP puisse être vraiment considéré comme un diélectrique industriel. On demande en effet au film à usage électrique des propriétés tout à fait inutiles dans le cas de l'emballage, et il a fallu mettre au point des matières de base spéciales et une technologie adaptée pour obtenir un film électriquement satisfaisant.

LES PROPRIÉTÉS DU POLYPROPYLENE POUR CONDENSATEURS

La densité est de $0,905$; elle est très inférieure à celle des matières utilisées jusqu'ici dans les condensateurs. Sa structure est pseudo-cristalline, ce qui explique en grande partie ses propriétés.

Le film se ramollit nettement vers 140°C ; on considère qu'il est fondu à 170°C ; en fait, il n'est fluide qu'aux environs de 250°C . Chauffé à des températures inférieures aux précédentes, il se rétracte d'une quantité qui dépend de la matière première et du procédé de fabrication.

La température maximale d'utilisation est de 105°C , mais il est convenable d'envisager 125°C .

La résistance aux solvants est extraordinaire : à froid, le corps est pratiquement insoluble dans tous les produits usuels, il gonfle dans les hydrocarbures aliphatiques et aromatiques, surtout lorsqu'ils sont chlorés : il se dissout seulement dans la décaline à 135°C et dans le white spirit ou le toluène à l'ébullition. Sa faculté de gonfler modérément dans certains liquides est mise à profit pour la fabrication de condensateurs à haute tension à film imprégné.

Ses propriétés mécaniques et dimensionnelles découlent, elles aussi, de la structure cristalline du PP. La résistance à la traction est élevée, de même que l'allongement à la rupture.

La constante diélectrique est de $2,2$ et les pertes ne dépassent pas $2,10^{-4}$ à 50 Hz . La pureté chimique des matériaux utilisés permet d'obtenir une résistivité très élevée : $1\ 019 \Omega/\text{cm}/\text{cm}^2$ à 25°C , $1\ 017$ à 105°C .

Pour le même film, la rigidité diélectrique entre électrodes de mercure de $1,5 \text{ cm}^2$ est supérieure à 600 kV/mm ; pour de plus grandes surfaces,

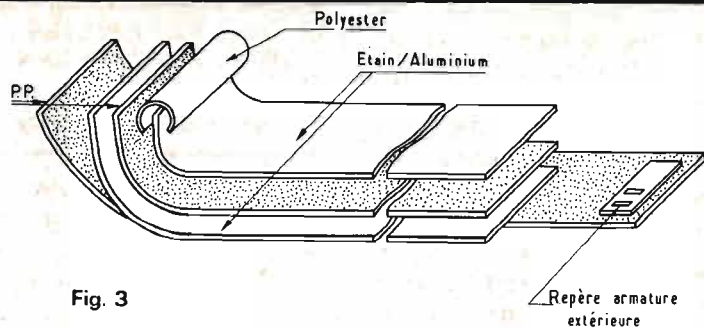


Fig. 3

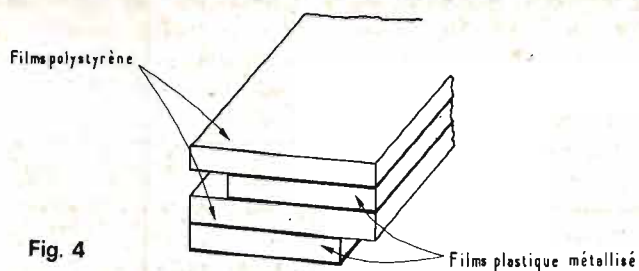


Fig. 4

elle diminue, mais il est possible d'employer les films imprégnés sous une contrainte de 30 à 35 kV/mm en courant alternatif et les films imprégnés entre 45 et 70 kV/mm : dans ce dernier cas, l'objectif de 100 kV/mm n'est pas irréalisable.

La constante diélectrique du PP n'est pas un handicap, car elle est compensée par une faible densité.

Les prix réduits s'ajoutant aux intéressantes propriétés du film ont incité les fabricants de condensateurs à recourir de plus en plus fréquemment à ce diélectrique.

Le **tableau 2** rassemble ses principales caractéristiques et celles de trois autres matériaux dans leurs conditions normales d'utilisation.

L'aptitude à la métallisation permet d'envisager une utilisation pour le découplage, la liaison, sous réserve de présenter un intérêt économique vis-à-vis des autres diélectriques ; la densité de 0,9 est sous ce rapport un facteur favorable.

La constante diélectrique de 2,2 est la plus faible du tableau elle conduit donc à des capacités volumiques moins importantes.

L'excellent comportement du diélectrique en courant alternatif grâce à l'angle de pertes faible et stable, à la fois en fréquence et en température, a permis à ce corps d'être utilisé dans des applications telles que fluorescence, démarrage de moteurs, découplage secteur.

Dans ces domaines, l'objectif recherché est la tenue à 380 V - 50 Hz, en technologie non imprégnée ; cet objectif, bien que non encore atteint d'une manière satisfaisante, apparaît aujourd'hui comme très réalisable.

Le développement des circuits à thyristors a permis de trouver un domaine de prédilection grâce à la tenue parfaite aux impulsions brèves. Il convient parfaitement pour la protection des thyristors.

Il reste une dernière application où ce diélectrique s'est révélé particulièrement intéressant : les condensateurs de puissance et ceux pour haute énergie ce qui a été possible grâce à l'emploi d'un diélectrique mixte : PP + papier imprégné d'huile ou de chlo-

rodiphényle. C'est dans ces applications que l'on exploite au mieux ses caractéristiques principales :

facteur de dissipation faible et stable, aptitude à l'imprégnation, tenue excellente en rigidité, très bon comportement aux impulsions, absorption d'eau très faible, tenue en température à 100 °C.

LE CONDENSATEUR AU POLYPROPYLENE À ARMATURES DÉBORDANTES

Le condensateur à film plastique est obtenu en enroulant des bandes diélectriques et de métal, étain ou aluminium, conformément au schéma indiqué sur la figure 3.

L'UTILISATION DU POLYPROPYLENE

L'angle de pertes faibles $\leq 5.10^{-4}$, la stabilité de capacité aux essais de température et avec tension, l'aptitude à réaliser des capacités avec des tolérances faibles 1 et 2 % permettent l'utilisation des condensateurs au polypropylène dans le domaine électronique basse tension, et notamment dans les filtres L-C.

Les études en cours visent à diminuer le coefficient de température qui se situe pour l'instant entre - 100 ppm et - 300 ppm par degré Celsius selon les technologies utilisées. Par rapport au polystyrène limité à 85 °, la tenue en service permanent à 100 °C apporte une amélioration et donc une meilleure sécurité d'utilisation.

TABLEAU 2

Caractéristiques	Unités	Polycarbonate	Mylar	Polystyrène	Polypropylène
Constante diélectrique		2,8	3,2	2,4 à 2,6	3
Tg angle de pertes	10 ⁻⁴	8 à 10	50 à 70	< 5	< 5
Rigidité diélectrique	KV/mm	180	170 à 500	105	300 à 380
Résistance d'isolement	MΩ - μF	4 x 10 ⁵	10 ⁵	10 ⁶	10 ⁵
Coefficient de température	10 ⁻⁶ par °C	± 150	+ 1 200	- 150	- 100 à 300
Absorption diélectrique	%	0,2	0,2	0,05	0,028
Températures maximales d'utilisation	Degrés C	125	125	70 - 85	100
Epaisseurs minimales	Micromètres	2	2,5	4	4

Les bandes sont disposées de telle sorte que les armatures débordent de chaque côté des films plastiques. Les enroulements réalisés subissent un traitement thermique afin de les stabiliser et de réduire les tensions internes produites par le biétirage du film.

Des fils de sortie sont soudés ensuite sur les extrémités des armatures métalliques ; le condensateur ainsi réalisé est conditionné suivant des technologies variées : enrubanage, mise en boîtier avec obturation par résine époxyde, moulage, etc.

Dans ce processus de fabrication, l'utilisation du polypropylène présente des avantages intéressants. Ses caractéristiques mécaniques : coefficient de frottement, résistance à la traction, rendent son bobinage facile ; son excellente résistance aux agents chimiques rend inutiles certaines précautions nécessaires avec d'autres films chimiquement plus sensibles tels que le polystyrène.

Sa régularité dimensionnelle et plus spécialement celle de son épaisseur, facilite la réalisation de condensateurs à tolérance serrée ; la réduction de l'épaisseur des films utilisables permet d'obtenir une capacité plus élevée pour un volume donné.

Enfin, grâce à sa température de ramollissement et son point de fusion élevé, et grâce à sa bonne résistance aux agents chimiques, on peut recourir à des finitions diverses : soit simplifiées à l'extrême et orientées vers le secteur « grand public », soit plus élaborées : moulage par transfert à haute température

ou enrobage par résine époxy en lit fluidisé et orientés vers le secteur professionnel des télécommunications.

LES PROPRIÉTÉS PARTICULIÈRES DES CONDENSATEURS OBTENUS

Ce type de condensateur doit prendre sa place sur le marché actuel des condensateurs particulièrement dans les domaines où les autres matériaux présentent des inconvénients.

Les condensateurs au polycarbonate sont sensibles à l'humidité et ont une faible rigidité diélectrique ; les condensateurs au polystyrène sont limités en température par la nature même du polymère.

Parmi les qualités qui rendent le polypropylène techniquement intéressant pour cette application particulière, on peut citer : une bonne tenue en température permettant un fonctionnement à la tension de service jusqu'à 100, voire même 125 °C, une bonne tenue aux tensions élevées ; le gradient de service du condensateur étant de l'ordre de 25 à 30 V/ μ selon l'épaisseur du film ; une résistance remarquable aux agents chimiques, en particulier aux solvants, propriété importante lorsqu'on élimine le flux de soudure sur les circuits imprimés.

On peut aussi noter un excellent comportement aux essais climatiques tels que chaleur humide, longue durée, combiné climatique, variation rapide de température, etc., une bonne fiabilité.

Au passif, il faut mentionner un coefficient de température (CTC) de $-200 \pm 100.10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ plus élevé que celui du polystyrène : $120 \pm 50.10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ mais qui pourra être réduit.

Le polypropylène s'est très rapidement imposé dans de nombreux domaines, où il s'est souvent révélé techniquement et économiquement supérieur aux matériaux traditionnels. Ce succès s'explique par un prix compétitif dû en grande partie à l'abondance de la matière de base, et aussi par un ensemble de caractéristiques vraiment exceptionnel.

Certaines de ses caractéristiques, cependant, restent insuffisantes pour des applications particulières ; de nombreux laboratoires travaillent sur la matière première, d'autres sur la mise en œuvre du film et l'on peut espérer que, dans les prochaines années, les problèmes actuels tels que la tenue à l'ionisation, la réduction du coefficient de température, seront résolus et d'autres caractéristiques pourront être améliorées.

LES CONDENSATEURS RÉCENTS À FILM PLASTIQUE

Les condensateurs à film de polystyrène permettent d'obtenir de faibles dimensions, des valeurs de capacités élevées et bien précises dans un circuit particulier ; mais, en raison du fait que le polys-

tyrène a une tension de rupture plus faible que les autres diélectriques, il faut généralement employer des condensateurs de plus grandes dimensions pour obtenir la même capacité et les mêmes tensions d'utilisation que celles des autres condensateurs, de sorte que bien souvent, on les emploie surtout pour des valeurs de l'ordre de 1 microfarad.

Cependant, une nouvelle catégorie de condensateurs au polystyrène a pu être établie avec des valeurs standard dépassant 1 μF et des valeurs spéciales jusqu'à 4 μF .

Au lieu des électrodes en feuilles conventionnelles, ou des diélectriques directement métallisées, ces nouveaux condensateurs utilisent une électrode à support métallisé ; les couches de film polystyrène sont disposées en sandwich entre des couches de film plastique, qui est métallisé des deux côtés, comme on le voit sur le schéma de la figure 4.

Cette disposition triple ainsi la rigidité diélectrique par rapport aux modèles habituels à feuilles métallisées, et ainsi le film de polystyrène lui-même peut être plus mince.

En particulier, ces nouveaux condensateurs sont auto-cicatrisants ; ils maintiennent une résistance d'isolement élevée de l'ordre de 500 000 mégohms et un facteur de perte faible de l'ordre de 0,03 ; le coefficient de température est également très

TABLEAU 3

Catégorie climatique	455 (- 55 à + 85 °C, 21 jours)
Coefficient de température	$-100 \cdot 10^{-6}$ ou $-120 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ selon valeurs
Tolérance sur la capacité	$\pm 1,25 \%$

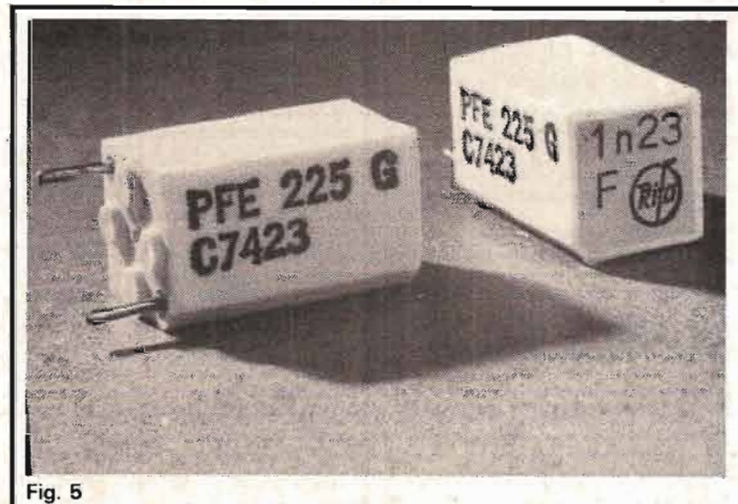


Fig. 5

bon, les dimensions sont variables et les capacités s'étendent de 0,01 à 1 μF ; la tension de service est de 100 V, mais peut être élevée à 600 V.

Dans un domaine analogue, on peut considérer les condensateurs miniatures de précision et de grande stabilité au polystyrène **Rifa**, contenus dans un boîtier réduit de 7,5 x 7,5 x 13,5 mm avec une gamme de capacités de 47 μF à 13 700 μF (figure 5); la tolérance varie de $\pm 0,5$ à ± 5 %.

Ces condensateurs sont utilisés sur une plage de température de -40° à $+85^\circ\text{C}$. Ils sont employés pour toutes les applications exigeant de faibles dimensions, une grande stabilité et des tolérances serrées.

LTT réalise également des condensateurs au polystyrène en boîtier plastique de 40 à 11 800 pF pour les câblages imprimés à coefficient de températures très réduit utilisables de -55° à $+85^\circ\text{C}$ (tableau 3).

Chez **ITT**, nous trouvons également une nouvelle gamme de condensateurs plats à film polyester pour usage général, disponibles pour 50, 100, 200 et 400 volts avec des capacités comprises entre 1 nF et 0,1 μF , avec plu-

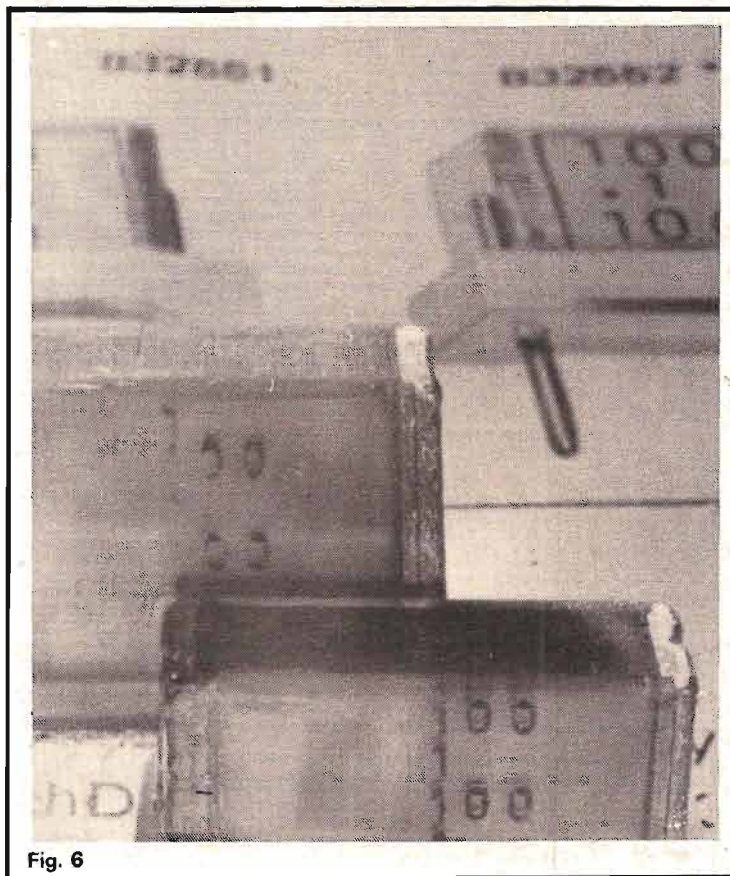


Fig. 6

sieurs versions d'enrobage (figure 6).

Les condensateurs **Pals-thyr** de **Siemens** comportent comme diélectrique une feuille de polypropylène ayant subi un étirage et une imprégnation avec de l'huile minérale très pure. Du papier condensateur supportant les

électrodes d'aluminium sert également comme auxiliaire d'imprégnant, mais ces éléments sont très différents de ceux à papier métallisé; les pertes spécifiques sont de l'ordre de 6,7 % seulement, les propriétés d'auto-cicatrisation sont très satisfaisantes, le volume est faible, le champ

efficace est environ 3,5 fois plus grand que celui du condensateur au papier métallisé. La disposition est représentée sur la figure 7.

Ces condensateurs sont utilisables, en particulier, pour la mise en marche et le déphasage des moteurs électriques, pour l'amélioration du facteur de puissance, la commutation, l'amortissement dans les circuits oscillants, pour le couplage et le découplage, comme on le voit sur la figure 8.

Il faut signaler spécialement les condensateurs au polycarbonate métallisé non inductif à sortie radiale par fils de cuivre, finition moulée, d'une capacité variant entre 0,01 et 15 μF .

Les condensateurs « pavés » au poly-carbonate de **Siemens** sont également auto-cicatrisants en couche. Ils peuvent être montés sur les circuits imprimés, supporter des tensions de 250 volts, la capacité nominale varie entre 1 000 pF et 0,68 μF , 0,01 μF et 1 μF .

Ces condensateurs sont dits « plastipuces »; ils comportent des connexions étamées parallèles et enfichables; ils conviennent ainsi spécialement pour les circuits imprimés. La variation de la

TABLEAU 4

Température	TENSION DE SERVICE	CAPACITÉ	TENSION D'ESSAI	RÉSISTANCE D'ISOLEMENT SUPÉRIEURE À *			TANGENTE Δ SOUS 1 000 Hz INFÉRIEURE À	TOLÉRANCES
				ENTRE BORNES POUR $C \leq 0,22 \mu\text{F}$	ENTRE BORNES POUR $C > 0,22 \mu\text{F}$	ENTRE BORNES ET MASSE		
-55°C	U nominale	$C_n \times 0,98$		2 500 M Ω	500 M Ω - μF		$40 \cdot 10^{-4}$	
$+20^\circ\text{C}$	U nominale	C nominale	1,6 U _n	50 000 M Ω	10 000 M Ω - μF	50 000 M Ω	$20 \cdot 10^{-4}$ pour $C \leq 1 \mu\text{F}$ $15 \cdot 10^{-4}$ (sous 100 Hz) pour $C > 1 \mu\text{F}$	$\pm 20\%$, $\pm 10\%$ $\pm 5\%$, $\pm 3\%$ $\pm 2\%$, $\pm 1\%$
$+85^\circ\text{C}$	U nominale	$C_n \times 0,997$		2 500 M Ω	500 M Ω - μF		$15 \cdot 10^{-4}$	
$+100^\circ\text{C}$	U nominale x 0,85	$C_n \times 0,996$		1 250 M Ω	250 M Ω - μF		$15 \cdot 10^{-4}$	
$+125^\circ\text{C}$	U nominale	$C_n \times 0,994$		500 M Ω	100 M Ω - μF		$15 \cdot 10^{-4}$	

capacités $\geq 2 200$ pF : toutes tolérances
 2 200 pF > capacités $\geq 1 500$ pF : tolérances $\pm 2\%$ à $\pm 20\%$
 1 500 pF > capacités $\geq 1 000$ pF : tolérances $\pm 5\%$ à $\pm 20\%$

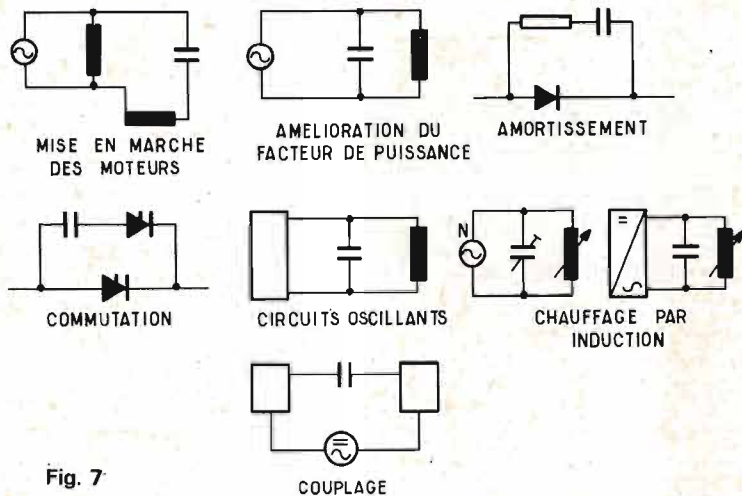


Fig. 7

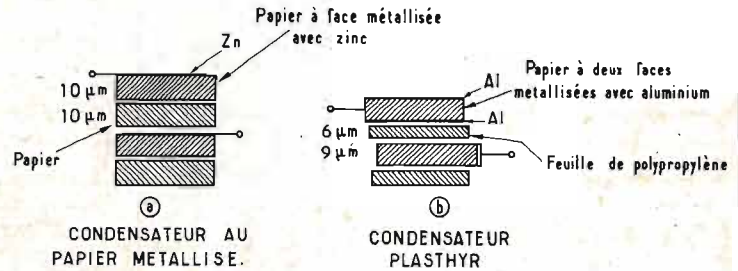


Fig. 8

capacité admissible est inférieure à 5 % pour des capacités inférieures à 0,1 μF et de l'ordre de 3 % pour des valeurs supérieures à 0,1 μF .

La durée de vie peut atteindre 130 000 heures et le taux de déchets ne dépasse pas 3 %.

Ces condensateurs sont utilisables pour les appareils de radio et de télévision. Les appareils électroniques et électroménagers, les appareils

de mesure, les montages exigeant des composants et une fiabilité garantis, pour le téléphone, les télécommunications, la signalisation, etc. (figure 4).

Le **tableau 4** indique, par ailleurs, les caractéristiques électriques pour différentes températures de condensateurs également au poly-carbonate métallisé du type K, 55 **Fiable**.

Toujours dans le domaine

des éléments au polyester métallisé, signalons encore des condensateurs de découplage miniature HF **Rifa** destinés à remplacer les condensateurs céramiques tantale et aluminium.

L'encombrement est très faible de 10,5 x 4 x 6,8 mm, ils sont utilisables de -40° à $+85^\circ$ avec une capacité de 1 000 pF à 0,1 μF pour des tensions de 100, 250 et 400 V, et ils s'adaptent facilement

sur les circuits imprimés.

Pour terminer le **tableau 5** donne des indications pratiques sur une série de condensateurs **Siemens** au Mylar d'une capacité de 0,1 μF à 6 800 pF utilisables de -55° à $+100^\circ\text{C}$.

R.S.

TABLEAU 5

Instructions de soudure	Température du fer à souder : Durée de la soudure : Distance au condensateur :	max. 270 °C max. 5 s min. 6 mm
Inconstance pratique de la capacité i_p	$\pm 3\%$ jusqu'à 85 °C $+ 3\%$ jusqu'à 100 °C $- 6\%$	$+ 3\%$ jusqu'à 125 °C $- 8\%$
Facteur de pertes $\text{tg } \delta$ Valeurs indicatives mesurées à 20 °C pour 1 kHz pour 10 kHz	Valeur supérieure limite 8.10 ⁻³ 15.10 ⁻³	Valeur moyenne de fabrication 5.10 ⁻³ 13.10 ⁻³
Durée d'utilisation	130 000 h Taux de déchets <3 % (valeur indicative)	
Critères de déchets	Court-circuit ou coupure Variation de la capacité $\frac{\Delta C}{C} > \begin{matrix} +9 \\ -18 \end{matrix} \%$ Résistance de l'isolement < 150 M Ω Facteur de pertes $\text{tg } \delta > 30.10^{-3}$ (mesuré à 10 kHz)	
Inductance propre	≈ 20 nH (mesurée à une longueur des fils de sortie 3 mm, de chaque côté)	

ETUDE D'UN PRÉAMPLIFICATEUR CORRECTEUR À UN SEUL MICROCIRCUIT

SCHÉMA PROPOSÉ

LES constructeurs de semi-conducteurs et de micro-circuits proposent désormais des composants fonctionnels, nous proposons, figure 1, un préamplificateur-correcteur audio-fréquence à un seul circuit intégré. Il est évident que la réalisation sur circuit imprimé

demande une étude sérieuse car l'implantation d'un nombre aussi important de composants autour d'un seul micro-circuit mérite réflexion; toutefois, si l'on observe la répartition des coses du TDA 1054 SGS/ATES utilisé, on s'apercevra que celles-ci sont groupées par fonction ou par étage. Nous ne donnerons pas un tel exemple

de réalisation car notre expérience s'est limitée à un montage de laboratoire sur platine « véroboard »; dans ce cas, toutes les fantaisies sont possibles quoi qu'en souffre l'esthétique, du moment que le montage n'oscille pas!

Le montage se compose de trois parties fondamentales. Les coses 2 - 8 - 14 sont réservées à un système régu-

lateur de tension à faible résistance de sortie; la sortie 8 reçoit un condensateur de $470 \mu\text{F}$ destiné à améliorer le filtrage de la ligne « basse-tension » qui alimente les étages d'entrée.

La partie A₁ consiste en un étage amplificateur à fort gain « en bande ouverte », à forte impédance d'entrée (sur 1) et à faible impédance de sortie

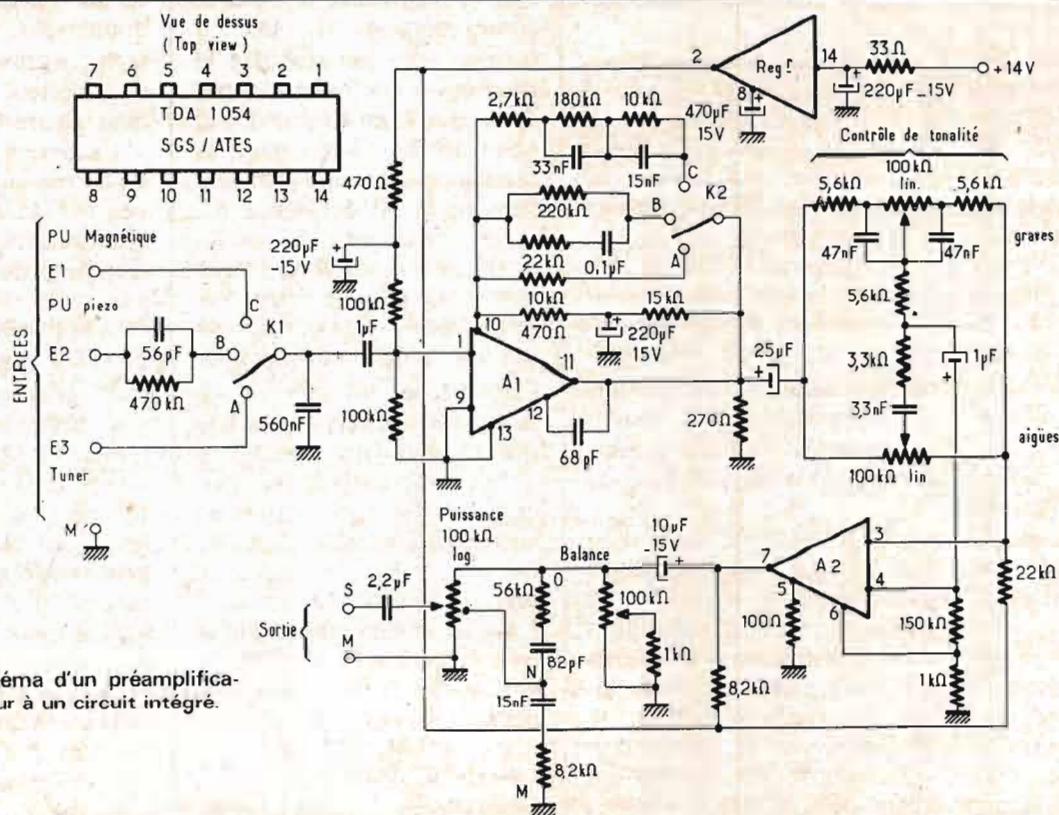


Fig. 1. - Schéma d'un préamplificateur-correcteur à un circuit intégré.

Fig. 2. - Schéma équivalent à l'étage A₁.

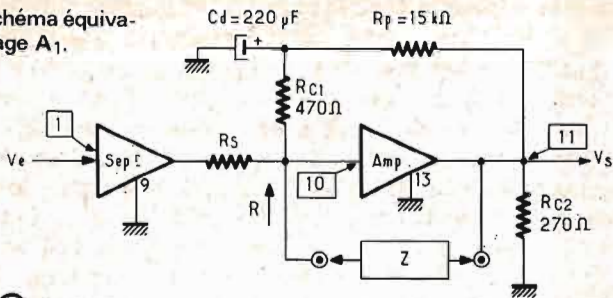


Fig. 3. - Schémas fonctionnels de l'étage A₁ selon la position des contacteurs K₁ et K₂ (les amplificateurs A_v sont inverseurs de phase).

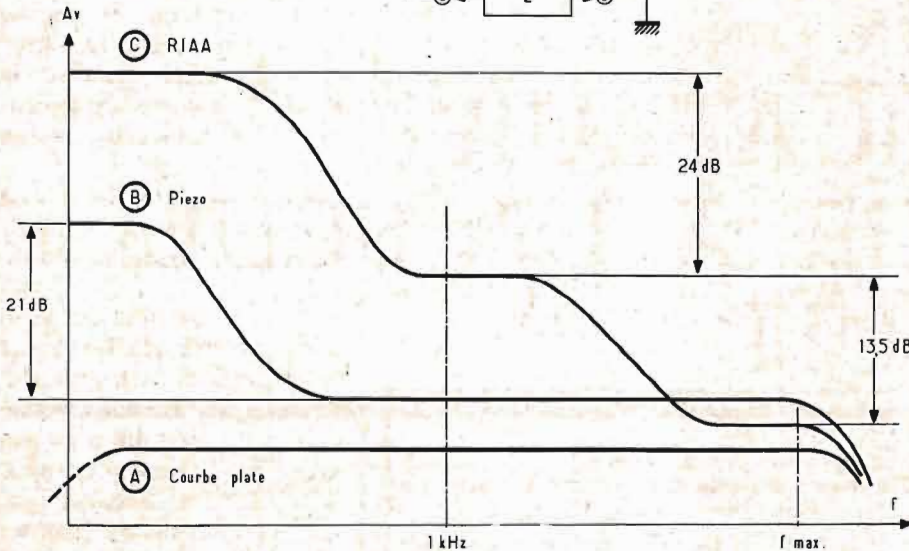
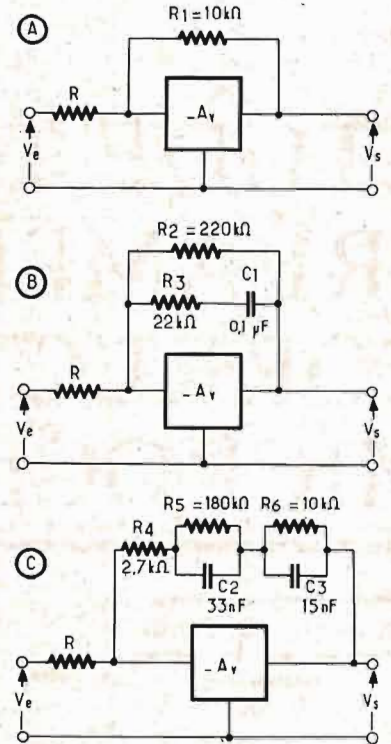


Fig. 4. - Allure des corrections du préamplificateur.

(sur 11). Entre les cosses 10 et 11 sont placés des circuits qui modèlent la bande passante de telle sorte que l'on corrige la courbe de réponse de l'ensemble « générateur d'attaque (1) - amplificateur ». Notamment une position permet de corriger la courbure RIAA des enregistrements sur disques ; une autre de relever sensiblement le registre des « graves » dans le cas d'un lecteur piezo électrique. Pour l'emploi de ce dernier lecteur, il est d'ailleurs prévu un dispositif qui accroît la résistance d'entrée à des valeurs compatibles avec le fonctionnement des cellules piezo.

L'amplificateur A₂ fonctionne en correcteur **Baxandall** avec le dispositif à potentiomètres qui le précède. Le contrôle de tonalité est donc très efficace.

L'étage A₂ ne comporte pas de découplage afin de permettre une contre-réaction d'intensité qui favorise l'admissibilité de l'étage.

Après cet amplificateur,

nous trouvons un dispositif à potentiomètre pour doser le niveau de sortie. Une correction physiologique y est associée. De plus, un dispositif de balance y est éventuellement ajouté.

ETAGE D'ENTRÉE A₁

L'analyse peut se faire en dissociant les différents cas de fonctionnement.

En continu, si l'on fait abstraction de la boucle, le circuit se résume au schéma équivalent de la figure 2. L'approximation paraît valable puisque les composants de Z restent - presque - toujours grands devant les valeurs de R_p et de R_{C1}.

A₁ se compose donc d'un séparateur à haute impédance d'entrée et de résistance de sortie R₅, suivi d'un amplificateur de tension dont le gain est élevé, malgré la charge faible R_{C2} (270 Ω). Nous ne décrirons pas la constitution interne du micro-circuit qui reste, de toute façon, compli-

quée. Le schéma équivalent suffit à notre raisonnement.

La charge continue R_{C1} de l'étage précédent revient sur la charge de sortie via un circuit de découplage R_pC_d. Si la contre-réaction est totale en continu - ce qui stabilise le montage - elle est nulle, par cette boucle, en alternatif. Au point 10 du micro-circuit, la résistance apparente globale à l'ensemble est évaluée à R.

Les contacteurs K₁ et K₂ étant sur la position A, il vient Z = R. Le gain de l'étage est sensiblement égal à R₁/R, ce qui est rendu moyen pour l'attaque par un tuner et ce qui donne une réponse en fréquence plate (voir figure 3A).

Les contacteurs K₁/K₂, placés sur B (fig. 3 B), mettent en circuit un ensemble C₁-R₂-R₃ qui a pour but de relever le niveau des sons « graves ». En effet, si l'on admet que le gain reste voisin de Z/R, le gain passe de R₂/R aux fréquences basses à :

$$\frac{R_2 R_3}{R (R_2 + R_3)}$$

nécessairement plus faible,

aux fréquences élevées ; le rapport des niveaux, dans ce cas, s'élève à :

$$\frac{R_2 + R_3}{R_3} \approx 11$$

ce qui s'avère suffisant pour donner plus de présence aux sons « graves » provenant d'un lecteur piezo-électrique (voir figure 4 B).

Ce dernier, par ailleurs, voit à l'entrée, une résistance élevée (470 kΩ) compensée par une capacité de 56 pF. Cette constante de temps est égale à celle de l'entrée prévue pour l'étage puisque l'on y trouve 50 kΩ. (L'impédance vue de l'entrée étant grande, il reste le pont des résistances de 100 kΩ ramenées en parallèle en alternatif), shuntée par 562 pF ; de ce fait, on constitue un atténuateur **compensé en fréquence** de 1/10 de rapport affaiblisseur. Ceci se justifie car le niveau de sortie des lecteurs piezo-électriques est toujours élevé. Par ce procédé les fréquences « aiguës » ne sont pas atténuées ; par contre, les graves sont relevées par Z.

K_1 et K_2 étant disposés sur C, Z prend la forme de la figure 3C où l'on trouve en série avec une résistance, deux circuits parallèles de constantes de temps différentes. L'une d'entre elles (R_5C_2) définit le palier supérieur de la courbe du gain (voir figure C); la seconde (R_6C_3) délimite la chute des aigus dans la réponse RIAA. L'association série/parallèle des 3 résistances de Z justifie les plans de transition du médium et du haut aigu. Le rapport des niveaux « graves/médium » s'élève à :

$$\frac{R_4 + R_5 + R_6}{R_4 + R_6} \# 15 \text{ (24 dB)}$$

De même, le rapport des niveaux « médium - aigus » atteint :

$$\frac{R_4 + R_6}{R_4} \# 4,7 \text{ (13,5 dB)}$$

En fait, les courbes commencent à décroître dès f_{\max} par suite de la bande passante de l'ensemble (évaluée à 80 kHz).

ETAGE CORRECTEUR BAXANDALL

Le système correcteur Baxandall est suffisamment connu pour qu'on simplifie son explication. Rappelons

que ce montage utilise le principe des filtres actifs déjà décrit dans ces colonnes. Le fonctionnement n'est pas différent de celui de l'étage précédent : tout revient à considérer le gain comme étant un rapport d'impédance :

$$\frac{Z_{CR}}{Z_e}$$

(voir figure 5 et 6).

L'expression peut être compliquée si l'on ne simplifie pas le schéma dès l'origine du raisonnement. Aussi, on ramène volontiers le montage aux cas limites des figures 5 et 6 où l'on suppose placé à chaque extrémité, le curseur des potentiomètres.

La simplification se trouve facilitée par l'emploi d'un amplificateur A_2 à forte résistance d'entrée; en effet, la résistance de 150 k Ω qui suit la capacité de 1 μ F revient à une résistance de 1 k Ω soumise à une contre-réaction d'intensité d'où un accroissement considérable de sa valeur apparente. La résistance de 100 Ω placée sur la cosse 5 apporte également une CR dans un étage interne à A_2 .

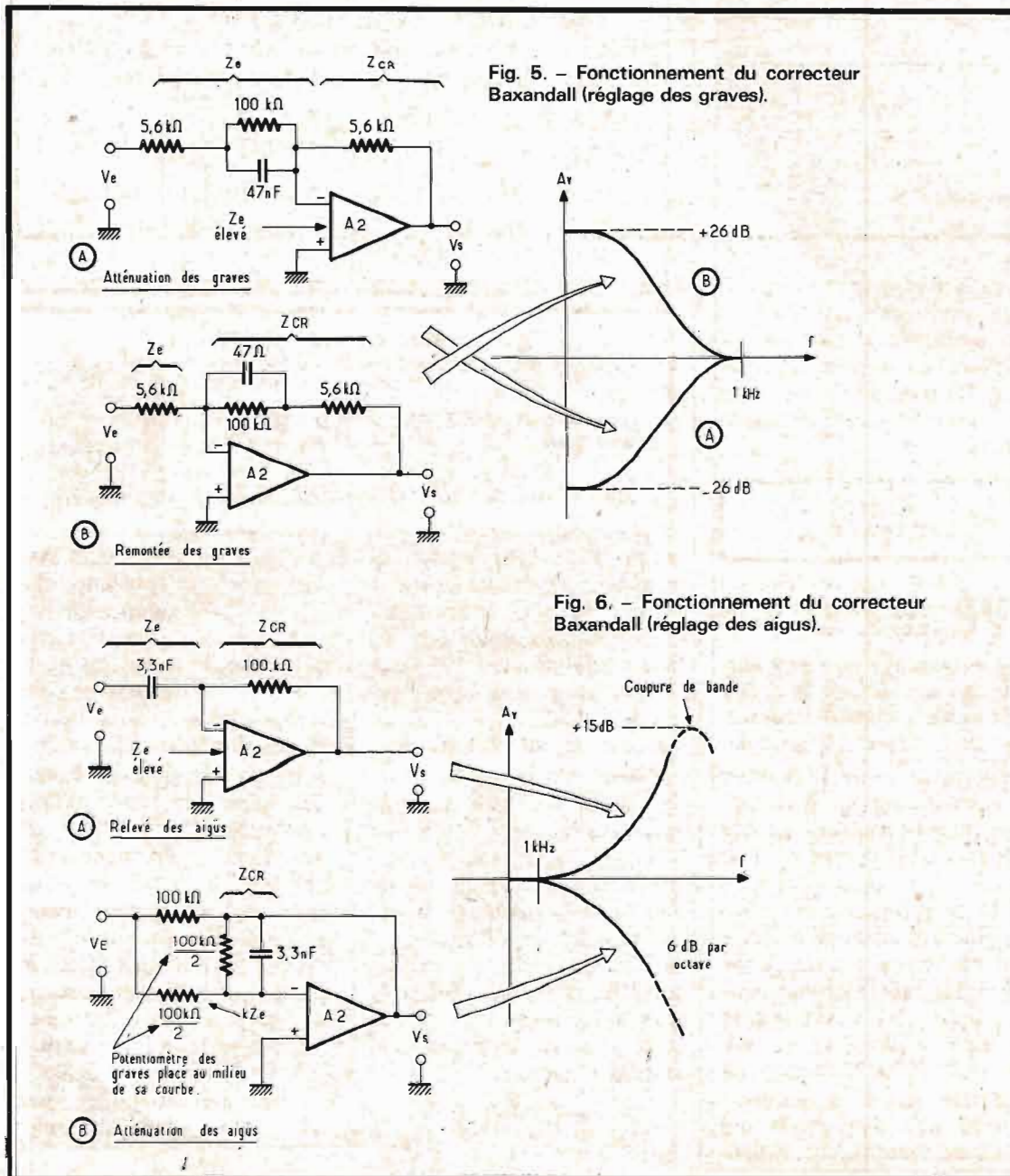
Sur l'entrée 3 de A_2 , se trouve une charge de 22 k Ω sur laquelle aboutit le Baxandall.

Dans le contrôle de tonalité, l'intérêt réside dans le fait qu'un registre se trouve soit amplifié, soit atténué par rapport au médium **qui n'est pas amplifié**. Grâce à cet artifice la stabilité est acquise sans quoi une oscillation pourrait apparaître si ce médium présentait un gain propre. Quant aux courbures asymptotiques, elles sont justifiées par les graphiques accompagnant les schémas « limites » des figures 5 et 6.

Pour finir, un mot sur le correcteur physiologique qui agrmente le réglage de puissance : le circuit ON relève les aigus tandis que celui placé entre N et M relève les graves; toutefois cette compensation ne prend effet que lorsque le curseur du potentiomètre de puissance descend en dessous du niveau de N. Un tel équipement délivre le « volt efficace » sans distortion notable.

Roger Ch. HOUZE
Professeur à l'E.C.E.

BIBLIOGRAPHIE
Documents SGS-ATES.



qu'est-ce qu'un téléviseur ?

RECEVOIR chez soi l'image en couleur d'une scène se passant au même instant à quelques milliers de kilomètres de distance, était une chose inconcevable il y a quelques dizaines d'années. De nos jours, cela semble encore un mystère pour beaucoup de gens.

Pourtant, il n'y a aucune chose étrange dans le fonctionnement d'un système de télévision. Dans cette série d'articles, nous allons vous expliquer d'une façon progressive ce

qu'est la télévision, et d'une façon plus approfondie comment fonctionne un téléviseur couleur. Nous vous expliquerons simplement, mais sans escamoter les lois de la physique, le mécanisme de chaque partie de votre téléviseur couleur.

Vous comprendrez ainsi qu'il n'y a aucun mystère, mais qu'il s'agit d'une technique passionnante sans cesse en évolution.

SON ET IMAGE

Comparée à la transmission d'une image, la transmission d'un son est relativement simple. En effet, un son n'est pas autre chose qu'une vibration de l'air qui se déroule dans le temps. Les sons captés par un microphone sont transformés par celui-ci en variations de tension électrique pouvant ensuite être amplifiées, transmises par fil ou par radio. Il ne s'agit que de transmettre une seule information à la fois.

Si nous avons à transmettre les variations d'intensité lumineuse d'un point (c'est le cas par exemple d'une cellule photo-électrique d'un projecteur de cinéma lisant la piste

sonore d'un film), le problème n'est pas différent : il s'agit de transmettre une variation instantanée se déroulant dans le temps.

Là où cela se complique c'est lorsqu'il faut transmettre une image entière. Vous avez déjà fait l'expérience de regarder à la loupe une photo dans un journal et vous avez remarqué que cette photo était composée de très nombreux petits points, plus ou moins gros, répartis d'une façon bien régulière sur la trame du cliché. Plus la trame est fine, plus les points sont nombreux, et plus vous avez l'impression d'avoir devant les yeux une photo de qualité. Cette perfection d'image augmente si vous éloignez la photo de votre œil. Ce dernier

a du mal à distinguer deux points très rapprochés, et c'est grâce à cette caractéristique de l'œil que nous avons cette impression de perfection.

CINÉMA ET TÉLÉVISION

Vous connaissez également le principe du cinéma. La succession rapide d'images fixes projetées nous donne l'impression du mouvement. La première photo du film est projetée pendant $1/20^e$ de seconde, puis la lumière est éteinte pendant un temps très court, c'est la photo suivante qui apparaît ensuite pendant $1/20^e$ de seconde, nouvelle extinction de la lumière... et

ainsi de suite pendant la projection du film, ceci à la cadence de 20 images par seconde. Cette impression de scène animée, à partir de vues fixes, est due également à une caractéristique de l'œil, la persistance rétinienne : Notre œil est incapable de voir un mouvement très rapide.

La technique cinématographique est simple, l'image est projetée en totalité, d'un seul coup. Pour communiquer cette image à distance, il nous faut maintenant trouver un autre moyen.

Le problème a été résolu en transmettant successivement chaque point de l'image. Car, tout comme la photo du journal dont nous parlions tout à l'heure, nous pouvons diviser notre image de télévision en

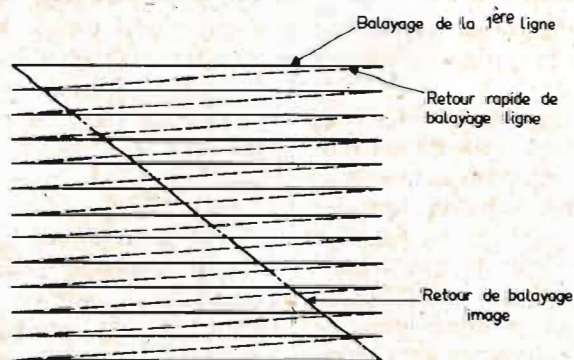


Fig. 1. - Balayage d'une image.

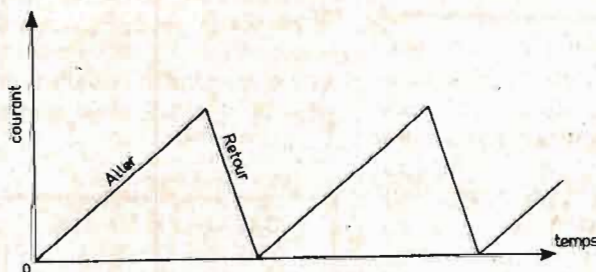


Fig. 2. - Courant en dents de scie.

points élémentaires plus ou moins foncés, du blanc au noir, en passant par toute la gamme des gris.

BALAYAGE

La transmission de chaque point devra se faire avec méthode. Il y a une analogie entre l'image TV et la page d'un livre, elle est divisée en lignes, et sa « lecture » se fait en partant du haut de l'image. Chaque ligne est lue en commençant par la gauche.

Lorsque nous arrivons à la fin de la dernière ligne, l'image suivante est explorée tout comme la précédente en partant en haut et à gauche de l'image (figure 1).

Ce mouvement de va-et-vient est double. D'abord, il se produit dans le sens horizontal pour la lecture de chaque ligne ; le mouvement est uniforme du début jusqu'à la fin de la ligne. A la fin de celle-ci, nous devons revenir au début de la ligne suivante, avec une vitesse beaucoup plus rapide. Dans le sens vertical, il y a également un mouvement de va-et-vient, uniforme du haut en bas de l'image, puis très rapide pour remonter du bas de l'image vers le haut. Ce déplacement est réalisé à l'aide de courants en « dents de scie » (figure 2). Ces courants sont issus d'un générateur de balayage existant aussi bien dans l'émetteur que dans le téléviseur. Nous aurons souvent l'occasion de parler de balayage dans cette série d'articles.

SYNCHRONISATION

Il ne s'agit pas seulement de transmettre chaque point successivement, il faut aussi que ces points se retrouvent correctement sur l'écran du téléviseur, à la même place où ils se trouvent sur la scène réelle. Pour respecter cette position, il faut donc que l'exploration de l'image à l'émission se fasse en synchronisme parfait avec

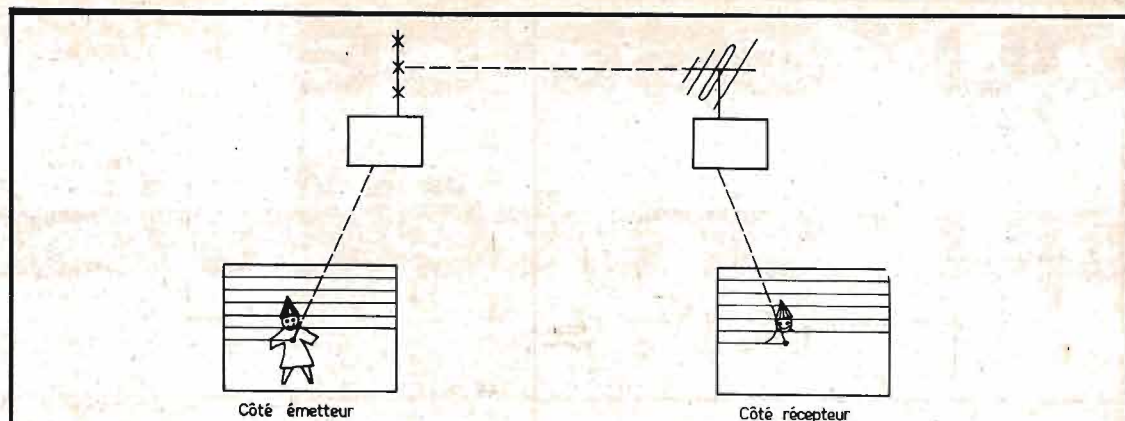


Fig. 3. - Synchronisme entre l'émission et la réception.

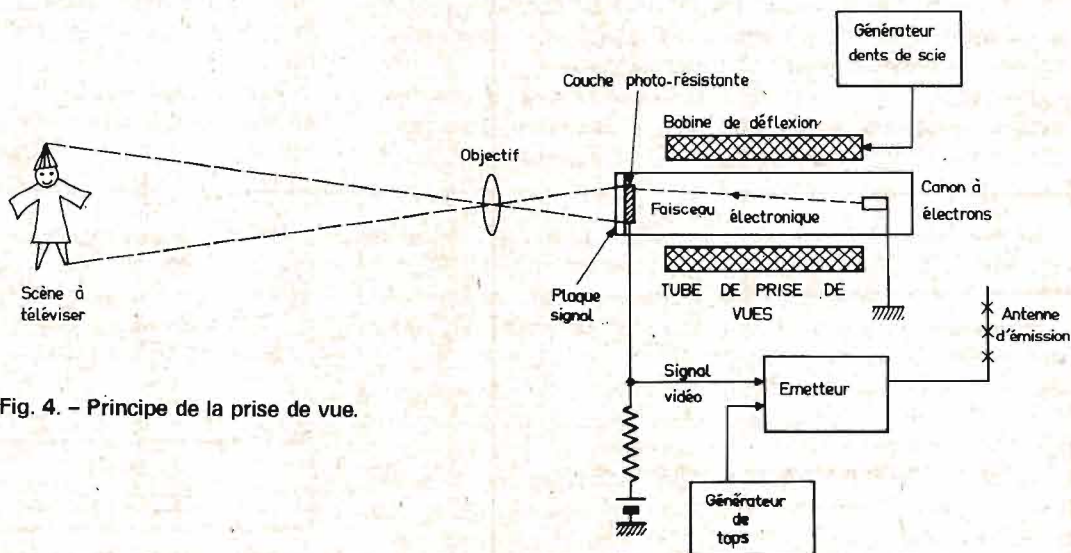


Fig. 4. - Principe de la prise de vue.

l'exploration de l'écran du téléviseur (figure 3).

Afin de conserver ce synchronisme, on a imaginé d'incorporer aux signaux de TV des « tops » ou impulsions brèves, qui ont pour but de signaler la fin de la ligne et donner l'ordre de revenir sur le côté gauche de l'écran.

Nous voyons donc qu'en télévision il ne faut pas seulement transmettre le son et l'intensité lumineuse de chaque point, mais que des impulsions sont également nécessaires, afin de conserver un synchronisme rigoureux entre l'émetteur et le téléviseur.

PRINCIPE DE LA PRISE DE VUE

Bien que notre but soit la connaissance du téléviseur, il est quand même indispensa-

ble de dire quelques mots sur la prise de vue en télévision, aussi sommaire que soit cet exposé.

La pièce maîtresse de la caméra est le tube de prise de vue. Celui-ci est le plus souvent un vidicon ou un orthicon, dérivés de leur ancêtre : l'icône inventé par l'ingénieur américain Zworykin. Ces tubes de prise de vue comportent tous :

- une **plaque signal** sur laquelle est projetée l'image à transmettre,

- un **canon à électrons** permettant d'obtenir un faisceau électronique qui va, ligne par ligne, explorer tous les points de l'image, tel que nous l'avons expliqué plus haut.

Des bobines de déflexion entourent extérieurement le tube. Ces bobines sont précisément traversées par les courants de balayage en dents de scie.

Un tube vidicon est représenté très schématiquement sur la figure 4. La plaque signal est en verre optique métallisé. Sur sa face interne est déposée une couche photo-résistante dont les caractéristiques électriques varient sous l'influence de la lumière reçue. L'image à transmettre est projetée, à travers l'objectif de la caméra, sur la face externe de cette plaque signal. Il y a là analogie avec l'œil humain. L'image de la scène que nous avons devant les yeux est projetée sur la rétine à travers le cristallin.

Sous l'influence du champ magnétique créé par les bobines de déflexion, le faisceau électronique, issu du canon, balaye la face interne de la plaque signal (côté couche photo-résistante). Les électrons du faisceau rencontrent une résistance plus ou moins

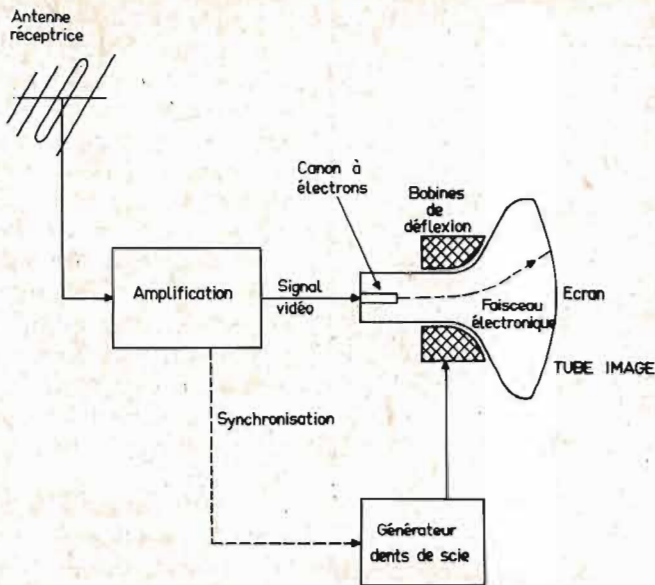


Fig. 5. - Principe de la réception.

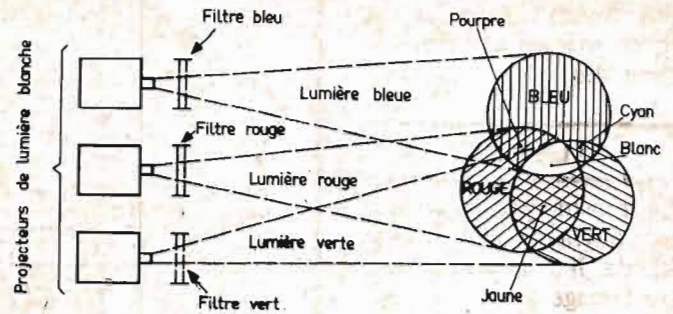


Fig. 6. - Reconstitution du blanc à l'aide des trois couleurs fondamentales.

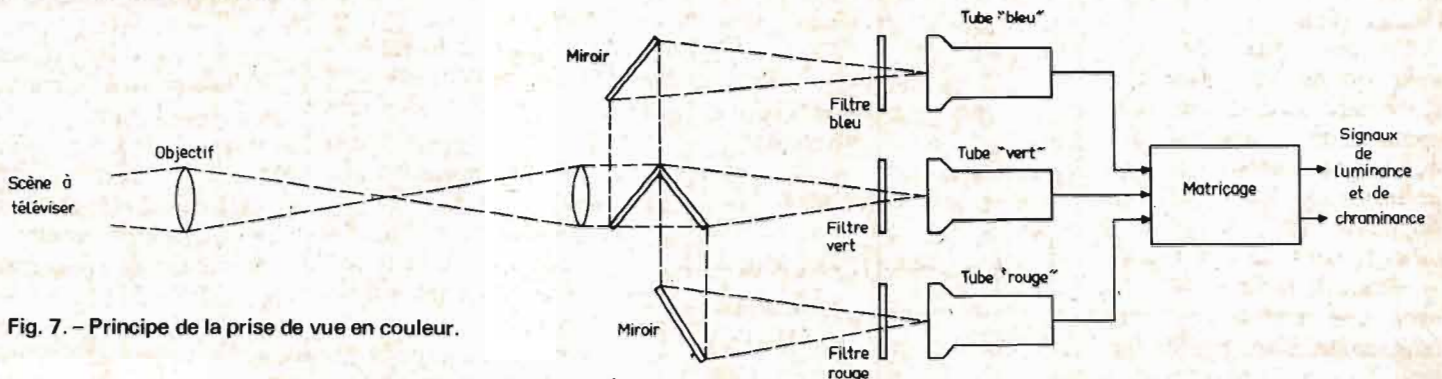


Fig. 7. - Principe de la prise de vue en couleur.

grande suivant l'éclairement de la plaque. Cela veut dire qu'un point noir correspond à une faible intensité de courant, un point blanc à une intensité plus élevée, et un point gris à une intensité intermédiaire. Il s'ensuit donc un courant électrique variable constituant le **signal vidéo** qui est dirigé vers l'émetteur.

LE TUBE-IMAGE

Côté téléviseur, il s'agit de convertir le signal électrique reçu en variations de lumière. Ceci est le travail de la pièce essentielle du téléviseur : le tube cathodique ou tube-image. Il comporte essentiellement (figure 5).

— Un **canon à électrons** qui permet d'obtenir un faisceau d'électrons.

— Un **écran** qui convertit en radiations lumineuses

l'énergie apportée par les électrons issus du canon.

L'opération est inverse de celle qui se passe dans le tube de prise de vue. A une faible intensité du faisceau électronique correspond un point noir, à une intensité plus élevée un point blanc, et à une intensité intermédiaire un point gris.

Des bobines de déflexion entourent également le tube-image afin d'assurer le balayage.

Nous reviendrons plus tard d'une façon beaucoup plus longue et beaucoup plus approfondie sur ce composant essentiel de votre téléviseur.

TRANSMISSION D'UNE IMAGE COLORÉE

Vous avez souvent vu représenté la célèbre expérience de Newton qui consiste

à diriger vers un prisme un faisceau de lumière blanche, le faisceau est dévié et dispersé. Sur une feuille de papier blanc faisant office d'écran, on obtient toutes les teintes de l'arc-en-ciel : violet, bleu, vert, jaune, orange et rouge.

Une autre expérience non moins passionnante consiste à reconstituer la lumière blanche à partir de ces couleurs. Chose curieuse, il est parfaitement possible d'obtenir le blanc à partir seulement de trois couleurs, dites **couleurs fondamentales** : le bleu, le vert et le rouge (figure 6).

On s'est aperçu également qu'il était possible de reproduire la presque totalité des couleurs en dosant avec précision ces trois couleurs fondamentales. C'est ainsi que, par exemple : la lumière rouge et la lumière verte donnent le jaune, la lumière bleue et la

lumière verte donnent la couleur cyan, la lumière bleue et la lumière rouge donnent le pourpre. La couleur orange sera obtenue avec beaucoup de lumière rouge, peu de lumière verte et pas du tout de lumière bleue.

La connaissance de ces phénomènes colorimétriques simplifie largement les problèmes soulevés par la reproduction d'une image colorée. En imprimerie on emploie le principe de trichromie qui consiste à superposer 3 clichés, chacun correspondant à une couleur fondamentale.

En télévision, la solution est astucieuse. A l'émission, la caméra comporte trois tubes de prise de vue, disposés chacun derrière un filtre optique favorisant une couleur fondamentale (figure 7). Des circuits électroniques complexes transforment et amplifient ces trois signaux de telle sorte

que l'émetteur transmet un **signal de chrominance** pour l'information colorée, en plus du **signal de luminance** (signal vidéo). Ce dernier est nécessaire afin de respecter le principe de **double compatibilité**, qui n'est autre que la possibilité pour un téléviseur monochrome de capter quand même l'émission transmise en couleur. Inversement, un téléviseur couleur doit pouvoir capter une émission en noir et blanc. (La deuxième chaîne couleur peut être reçue sur un téléviseur noir et blanc, sur l'écran n'apparaît qu'une image monochrome. La première chaîne, encore en noir et blanc, peut être reçue par un téléviseur couleur, mais l'écran ne sera pas coloré pour autant).

Ce signal de luminance est mis sous forme mathématique :

$Y = 0,30 R + 0,59 V + 0,11 B$
ce qui signifie que le signal de luminance Y se compose de 30 % de signal rouge (0,30 R),

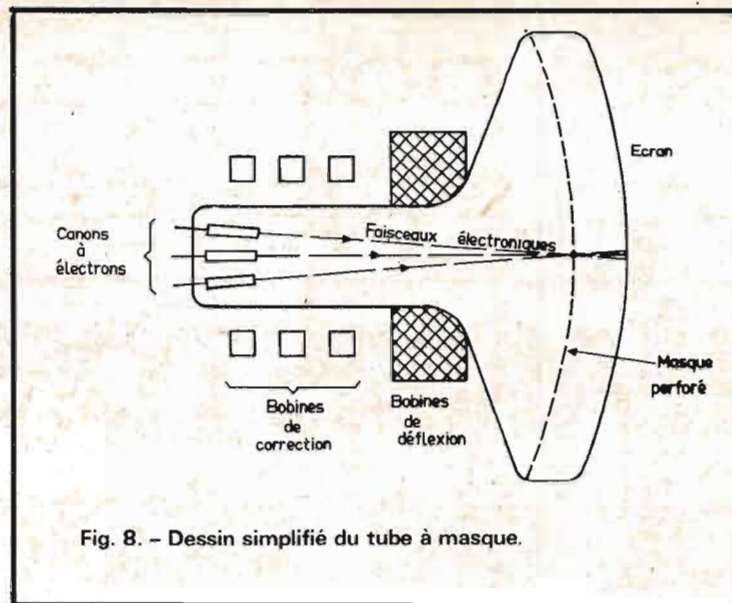


Fig. 8. - Dessin simplifié du tube à masque.

de 59 % de signal vert (0,59 V) et de 11 % de signal bleu (0,11 B).

Pour qu'une image noir et blanc soit conforme à la scène télévisée, il est indispensable que ces proportions de signaux de couleur soient respectées.

Mais puisque l'émetteur

transmet ce signal Y, la transmission de deux signaux de chrominance (R et B) est suffisante ; une combinaison des signaux Y, R et B nous restituant V à la réception, grâce au circuit de matriçage du téléviseur.

Ces signaux R et B sont transmis alternativement une ligne sur deux. Précisons par un exemple :

Le rouge est transmis pendant la ligne N° 1, le bleu est transmis pendant la ligne N° 2, le rouge est transmis pendant la ligne N° 3, et ainsi de suite pendant toute la transmission de l'image.

A la réception, le signal « rouge » destiné à la ligne N° 1 est envoyé directement vers les amplificateurs de chrominance, il est ainsi mis en mémoire pour ressortir à la ligne suivante (ligne N° 2). Le signal « bleu » reçu lors de la ligne N° 2 est aussi mis en mémoire pour être utilisé à la ligne N° 3. De cette manière, on obtient à chaque ligne une ligne « fraîche » et une ligne mise en mémoire.

En réalité il s'agit plutôt d'un retard de signal : A chaque ligne, le signal devant être retardé passe dans une ligne à retard le décalant de la durée d'une ligne. Dans notre exemple nous avons :

Ligne N° 2 : bleu « direct » + rouge « retardé »

Ligne N° 3 : rouge « direct » + bleu « retardé »

Ligne N° 4 : bleu « direct » + rouge « retardé »...

A chaque ligne, ces deux signaux de chrominance (B et R) ainsi que le signal Y sont introduits dans un circuit de matriçage restituant le signal de chrominance vert.

Nous avons maintenant à notre disposition les signaux de chrominance rouge, vert, et bleu. Ils sont dirigés vers le tube image couleur. Celui-ci, appelé également « shadow-mask » ou tube à masque, comporte principalement :

- trois **canons à électrons**, se rapportant chacun à une couleur fondamentale,

- un **écran** sur lequel est disposé une multitude de **triables**, correspondant à un point élémentaire. Une triade se compose de trois **luminophores** (« passeurs de lumière ») convertissant en radiation lumineuse rouge, vert et bleu, l'énergie apportée par les électrons issus des canons,

- un **masque perforé** situé près de l'écran pour que chacun des faisceaux n'atteigne que les luminophores qui lui sont destinés.

Des bobines de déflexion et de correction entourent également le tube à masque (figure 8).

CONCLUSION

Nous n'avons parlé, cette fois-ci que très sommairement de la télévision. Dans les articles suivants nous développerons beaucoup plus en détail les différents circuits entre l'antenne et l'image que nous percevons sur l'écran.

Le chapitre suivant nous permettra de connaître et de comprendre les particularités du signal envoyé par l'émetteur ainsi que la constitution d'un téléviseur noir et blanc.

J. PATTE

4e ÉDITION - B. FIGHIERA les GADGETS ELECTRONIQUES et leur réalisation

SOMMAIRE DE L'OUVRAGE :

Les courants faibles ■ Les autres composants passifs ■ Les diodes ■ Les transistors ■ Les thyristors et les triacs ■ La représentation schématique ■ Le matériel nécessaire ■ L'art de la soudure ■ Les supports de montage ■ Conseils pratiques pour le montage des plaquettes ■ Précautions pour l'implantation des éléments ■ L'habillage et la finition ■ Les idées et la réalisation, les astérisques ■ Dispositif pour tester la nervosité ■ La boîte à gadgets ■ Les récepteurs simplifiés ■ Récepteur fonctionnant avec de l'eau salée ■ Récepteur 4 transistors ■ Dispositif anti-moustique électronique ■ Roulette électronique ■ Convertisseur pour bande aviation ■ Métronome à deux transistors ■ Sirène électronique ■ Sonnette électronique ■ Instrument musical ■ Canari électronique ■ Un mini radio compas ■ Ecoute sur boucle d'induction ■ Déclencheur photo-électrique simple ■ Récepteur son télévision ■ Détecteur de présence ■ Amplificateur BF à circuit intégré ■ Interphone ■ Amplificateur téléphonique ■ Antivol sonore pour automobiles ■ Répétiteur sonore d'indicateur de direction ■ Gadget utile pour automobile ■ Émetteur FM expérimental ■ Micro émetteur AM ■ Détecteur de métaux ■ Jeux de lumières ■ Tueur de publicité.



Un volume broché
format 15 x 21,
160 pages sous couverture
4 couleurs. Nombreux
schémas. Prix : 25 F

en vente à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO

43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS
Tél. : 878-09-94/95 - C.C.P. 4949.29 Paris

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande - Tous nos envois sont en port recommandé.)

mise au point sur les — TRANSISTORS

LES TRANSISTORS à effet de champ

AVERTISSEMENT

UNE erreur s'est glissée dans l'ordre de parutions des paragraphes successifs de cette étude. Notre numéro 1507 s'achevait sur l'examen des courants (3.3) tandis que notre revue 1511 développait les données relatives aux capacités (3.5). Le paragraphe intermédiaire (3.4) qui introduisait les résistances et les conductances a donc sauté. Nous rectifions cet oubli en l'éditant dans le présent numéro. Il sera suivi du paragraphe 3.6 qui traitera des admittances, puis du 3.7 qui rassemblera diverses informations sur des paramètres importants mais combinant plusieurs des précédents, tel le « facteur de mérite ».

Il s'agit donc de remettre le § 3.4 entre les § 3.3 et § 3.5 pour que tout rentre dans le plan prévu par l'auteur.

La rédaction et celui-ci prient leurs lecteurs de les excuser pour ce décalage.

34. EXAMEN DES PRINCIPALES RESISTANCES ET CONDUCTANCES

34.1 GENERALITES ET RAPPELS

Un retour au paragraphe 2, nature de la conductivité, publié dans le numéro 1478

de cette revue, s'impose maintenant comme prérequis, (préalable) à la compréhension des lignes qui vont suivre. De même, un aperçu de l'appendice I, « Le champ électri-

que », décrit dans le numéro 1495 se révélera, ultérieurement utile. Il faut aussi conserver en mémoire ce qui a été défini dans le numéro 1507, au paragraphe 3.3.1 traitant

du problème des courants.

Nous retiendrons de ces considérations deux données primordiales, l'une s'attachant à la résistance R, l'autre à son

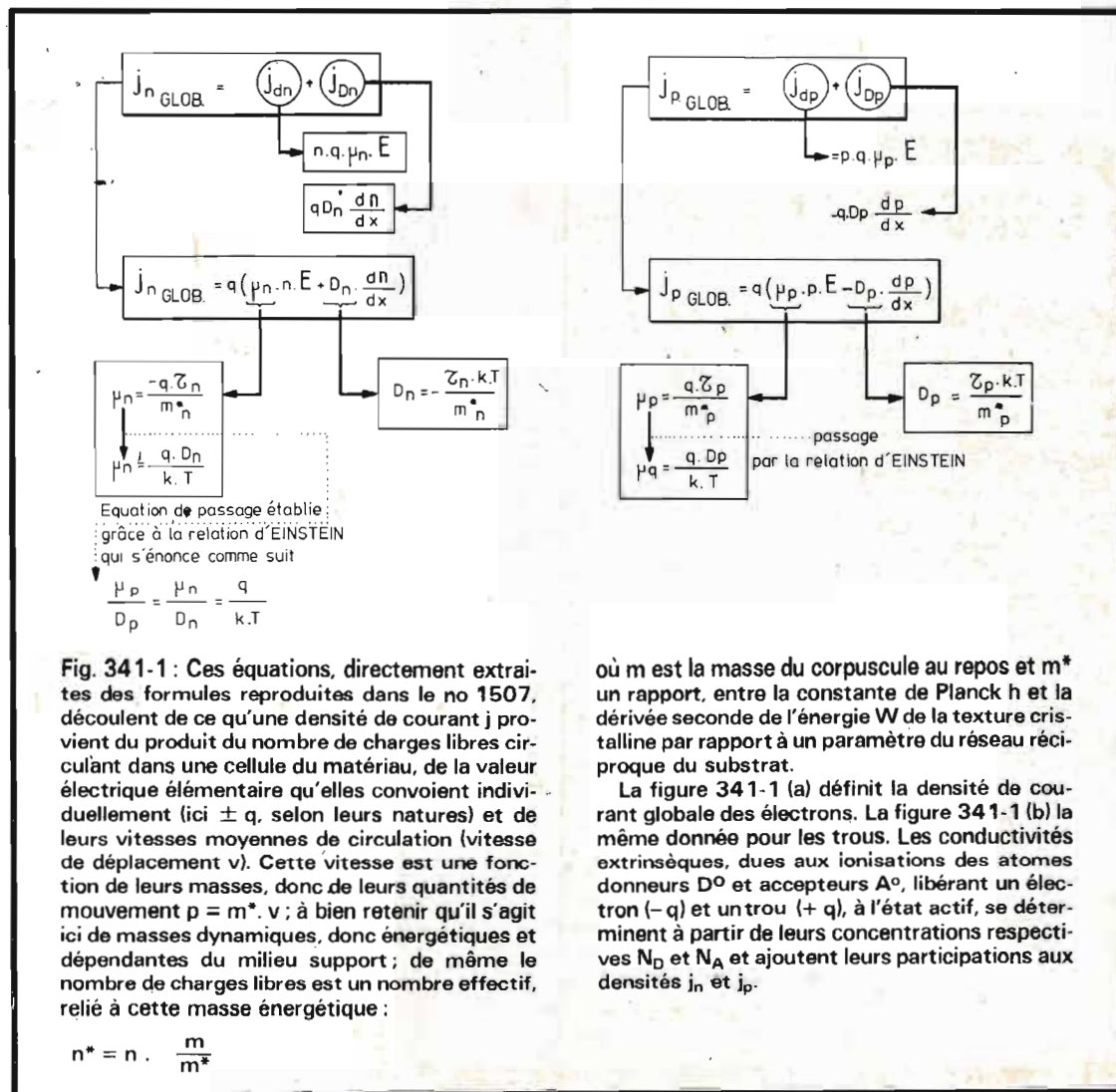


Fig. 341-1 : Ces équations, directement extraites des formules reproduites dans le no 1507, découlent de ce qu'une densité de courant j provient du produit du nombre de charges libres circulant dans une cellule du matériau, de la valeur électrique élémentaire qu'elles convoient individuellement (ici $\pm q$, selon leurs natures) et de leurs vitesses moyennes de circulation (vitesse de déplacement v). Cette vitesse est une fonction de leurs masses, donc de leurs quantités de mouvement $p = m^* \cdot v$; à bien retenir qu'il s'agit ici de masses dynamiques, donc énergétiques et dépendantes du milieu support; de même le nombre de charges libres est un nombre effectif, relié à cette masse énergétique :

$$n^* = n \cdot \frac{m}{m^*}$$

où m est la masse du corpuscule au repos et m^* un rapport, entre la constante de Planck h et la dérivée seconde de l'énergie W de la texture cristalline par rapport à un paramètre du réseau réciproque du substrat.

La figure 341-1 (a) définit la densité de courant globale des électrons. La figure 341-1 (b) la même donnée pour les trous. Les conductivités extrinsèques, dues aux ionisations des atomes donneurs D^0 et accepteurs A^0 , libérant un électron (-q) et un trou (+q), à l'état actif, se déterminent à partir de leurs concentrations respectives N_D et N_A et ajoutent leurs participations aux densités j_n et j_p .

inverse, la **conductance** G , donc à leurs facteurs bien connus qui ont nom **résistivité** ρ et **conductivité** σ .

Toute **résistance** R (et, plus précisément, toute **résistivité** ρ , plus spécifique du matériau étudié) est due aux **frottements interparticulaires** qui entraînent une **certaine inertie** de la part des corpuscules en interaction avec eux-mêmes et avec les composants des mailles cristallines ; cet effet s'apparente à une question de viscosité, retrouvée par un facteur d'amortissement k (τ , m^*), quotient de la durée de vie τ des porteurs

de charge (négatons et trous) mobiles et de leurs masses effectives m^* (fonctions énergétiques dues aux conformations structurales du substrat), mais aussi à des recombinaisons électrons-trous, à des défauts d'ionisation, à des piègeages dans des centres, plus ou moins ionisés (captureurs et relâchements des porteurs).

Toute **conductance** G (et, plus nettement, toute **conductivité** σ) « ignore » ces processus ralentisseurs et relève plus adéquatement du nombre de porteurs libres (n , concentration des négatons

dans l'unité de volume ; p , concentration des trous dans l'unité de volume, ou cellule élémentaire) ainsi que de leurs mobilités respectives (μ_n et μ_p), c'est-à-dire leur aptitude à se mouvoir dans un champ électrique (ou « gradient de potentiel »), rapport de la tension U , appliquée à deux pôles d'injection de courant A et B , à la distance $l = AB$, séparant ces deux points actifs (1). On a : $E = U/l$.

Ces remarques laissent-elles entendre qu'une « différence » de nature entre résistivité et conductance se manifeste à l'échelon sub-micro-

scopique ? Oui et non, il s'agit d'une facilité d'approche des phénomènes relatifs à l'**état conducteur** (dans la majorité des textes, noté « on » par emprunt à l'anglais, ce qui est une pratique peu recommandée bien que trop répandue) et à l'**état bloqué** (ou « off », ainsi que l'abrègent les auteurs en mal de vocabulaire français).

Nous nous permettons de conseiller au lecteur de se reporter au numéro 1507 pour établir les formules que nous reproduisons figure 341.1 (a), (b) et figure 341-2 accompagnées, ici, du tableau VI (341-1) qui explicite les termes contenus dans ces équations de révision.

Par ailleurs, nous avons insisté sur le fait qu'une **densité surfacique de courant** (rapport de l'intensité I , injectée dans le matériau, à l'aire que traversent les corpuscules qui la composent, pendant l'unité de temps) est égale au produit de la conductivité σ du matériau par le champ électrique E qui règne au sein des mailles cristallines qui en constituent la texture. Cela s'exprime par : $j = \sigma \cdot E$.

Cette densité de courant est appelée **densité de déplacement** (ou de glissement ; en anglais, « drift ») j_d , identifiée, j_{dn} pour les électrons, j_{dp} pour les trous, dans la suite de ce texte.

De surcroît, lorsqu'une concentration de charge localisée en une zone de faible volume existe, la présence de cet amas de particules constitue un nuage en interaction, ayant tendance à se dissocier (répulsion des charges de mêmes signes). On traduit ce phénomène en exprimant l'idée qu'au point x un gradient de concentration, s'étendant sur une faible portion, dx , autour de ce point, oblige les corpuscules à s'en éloigner. Il se développe alors une densité de courant de diffusion, notée j_{Dn} pour les électrons et j_{Dp} pour les trous.

Les variations spatiales des concentrations, précisément imputables aux processus de

Tableau VI (341-1) : Paramètres physiques microscopiques d'interprétation des résistances et des conductances dans les semi-conducteurs, avec application particulière aux T.E.C.

Symboles retenus	définitions et valeurs
$\pm q$	Charge électrique élémentaire : $\pm 1,602 \times 10^{-19}$ [J]
m	Masse au repos de l'électron : $9,109 \times 10^{-31}$ [kg]
m_n	Masse dynamique (fonction énergétique) du négaton
m_p	Masse dynamique (fonction énergétique) du trou
μ_n	Mobilité des électrons ; dans le silicium : $0,16$ [$m^2/V.s$]
μ_p	Mobilité des trous ; dans le silicium : $0,04$ [$m^2/V.s$]
D_n	Diffusivité des électrons ; Si — $4\ 100$ m^2/s
D_p	Diffusivité des trous ; Si — $1\ 030$ m^2/s
$k = k(, m^*)$	Facteur de Boltzmann : $1,380 \times 10^{-23}$ [$J/^{\circ}K$]
n	Concentration des électrons par unité de volume
p	Concentration des trous par unité de volume
x	Point d'abscisse x dans un matériau réduit à un modèle linéaire (donc plan, non volumique)
dn/dx	Variation de concentration des électrons à proximité de x ou gradient de concentration correspondant
dp/dx	Variation de concentration des trous à proximité de x ou gradient de concentration correspondant
j	Densité de courant : I/s , en [A/m^2]
j_n, j_p	Densité de courant d'électrons (n), de trous (p)
d, D	En indices, soulignent un déplacement (d), une diffusion (D)
τ, ν	Durée de vie des porteurs libres, quotient de leur libre parcours moyen () par leurs vitesses moyennes (V)

diffusion qu'elles engendrent, sont symbolisées par les dérivées premières des concentrations volumiques n (électrons par unité de volume, réduite au point x) et p (trous par unité de volume, réduite au point x). Les gradients correspondant dn/dx et dp/dx sont responsables des changements quantitatifs des dites concentrations. Les diffusions de négatons et de trous sont d'autant plus rapides que le matériau a une structure les favorisant, déterminée par les facteurs de diffusion D (ou diffusivités) des électrons D_n et des trous D_p .

Les relations montrent, en outre, qu'une élévation de température gêne le déplacement des charges libres (en perturbant leurs trajectoires, avec accroissement des bruits internes) mais accroît leurs diffusions (les diffusivités D_{np} sont mesurées en « mètres carrés », divisés par des « secondes » dans le système international; ce sont des **vitesse aréolaires**, ou « de surfaces parcourues pendant un certain temps »).

34.2 RESISTANCES A ETUDIER

Elles sont définies par le tableau VII 34.2-1. La terminologie n'étant pas toujours bien fixée, l'emploi de désignations anglo-saxonnes, voire carrément « franglais », complique les comptes rendus techniques. Ainsi certains auteurs introduisent (surtout dans le cas des « recherches » en laboratoire) des résistances mal connues, telle la résistance de pincement R_p (ou de « pinch off ») déterminée dans les conditions spécifiées par la figure 342-1.

Il nous faudra donc clarifier, répertorier ces données et rassembler celles qui font double usage afin d'éviter de préjudiciables confusions ultérieures. La science commence par le classement des objets dont elle s'occupe.

Symboles	Définitions
R	Résistance, en général [Ω]
R_A	Résistance d'accès au canal
R_D, R_{LD}	Résistance de charge (du drain)
R_S, R_{LS}	Résistance de charge (de source)
r_{DS}	Résistance dynamique entre drain et source, à V_{GS} continue donnée
r_{ds}	Idem, mais V_{gs} est alors alternative
$r_{DS\ on}$	Résistance dynamique minimale entre drain et source mesurée à $V_{GS} = 0$
$r_{DS\ off}$	Résistance dynamique maximale entre drain et source mesurée à $V_{GS} = 0$
r_{GS}	Résistance de la jonction grille-source
r_{gs}	Idem en alternatif
$r_{GS\ on}$	Résistance grille-source minimale
$r_{GS\ off}$	Résistance grille-source maximale
R_0	Résistance sous grille (canal) en absence de toute polarisation
R_x	Résistance de la portion de canal comprise entre le point d'abscisse 0 et le point x
P_s	Résistance superficielle de l'oxyde
R_{IH}, R_{OH}	Résistance d'entrée haute (maximale), résistances de sortie haute (maximale)
R_{IL}, R_{OL}	Résistance d'entrée basse (minimale), résistance de sortie basse (minimal)

Relations tensions-courants du T.E.C. quadripolaire

$$V_{GS} = R_{11s} \cdot I_G + R_{12s} \cdot I_D$$

$$V_{DS} = R_{21s} \cdot I_G + R_{22s} \cdot I_D$$

en montage source (s) commune.

$$R_{11s} = \frac{V_{GS}}{I_G}, \text{ pour } I_D = 0$$

$$R_{11s} = R_{GS} + R_{GD}, \text{ à circuit de sortie ouvert}$$

$$R_{12s} = \frac{V_{GS}}{I_D}, \text{ pour } I_G = 0$$

$$R_{12s} = R_{GD}, \text{ à circuit d'entrée ouvert}$$

$$R_{21s} = \frac{V_{DS}}{I_G}, \text{ pour } I_D = 0$$

$$R_{21s} = R_m - R_{GD} = R_m, \text{ à circuit de sortie ouvert}$$

$$R_{22s} = \frac{V_{DS}}{I_D}, \text{ pour } I_G = 0$$

$$R_{22s} = R_{DS} + R_{GD} = R_{DS} + r_{DS}, \text{ à circuit d'entrée ouvert}$$

Ces définitions déterminent les prescriptions de mesures et les précautions opératoires à prendre.

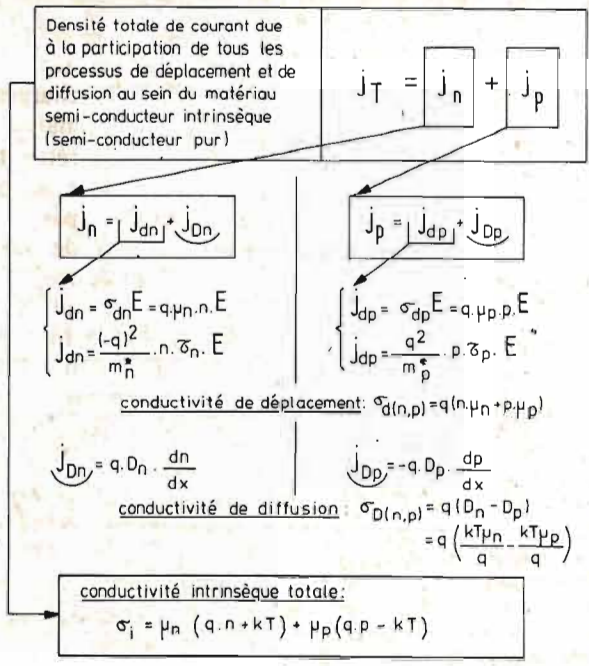


Fig. 341-2: Les différentes conductivités et leurs équations de passage sont calculées à partir de la relation d'Einstein qui rattache le rapport des mobilités μ_n et μ_p aux diffusivités D_n et D_p et à un terme énergétique ($q/k.T$) qui représente une charge électrique divisée par une énergie, k étant la constante de Boltzmann et T la température absolue:

$$\frac{\mu_p}{D_p} = \frac{\mu_n}{D_n} = \frac{q}{kT}$$

On notera, de plus, que la diffusivité D s'exprime en $[m^2/s]$, à la manière d'une vitesse aréolaire (mesurée sur une surface parcourue pendant l'unité de temps); les produits $(D_n \cdot \tau_n)$ d'une part, et $(D_p \cdot \tau_p)$ d'autre part sont homogènes et analogues aux carrés de longueurs, L_n et L_p , dites de diffusion (ou de Debye).

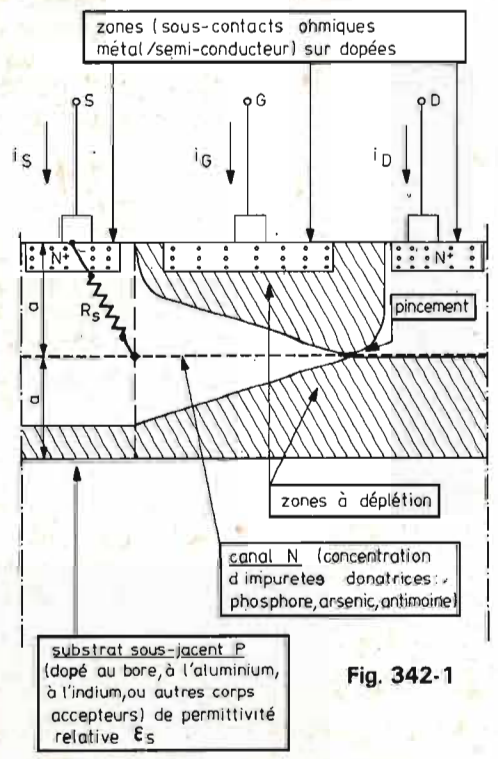


Fig. 342-1

342-1 Courant dans le canal et tension drain-source; mise en évidence de la résistance.

Une approche simplifiée de la théorie de Shockley peut être facilitée par l'emploi d'un schéma linéaire. La figure 342-2 (a, b) montre une coupe réalisée dans la zone active d'un T.E.C., à canal dopé par des donneurs (canal de concentration N_D en centres ionisables libérateurs de négatons, dit canal N).

Lorsqu'aucune polarisation n'exerce d'influence sur le T.E.C. le canal N s'assimile à une résistance R_o (résistance sous grille P^+ , voir tableau VII - 342-I). La résistivité du semi-conducteur est ρ . Les dimensions géométriques de cet élément de volume sont: longueur l , épaisseur H , largeur L . La surface offerte est donc HL , d'où en appliquant la seconde loi d'Ohm:

$$R_o [Ω] = \rho \cdot \frac{l}{HL} = \frac{1}{G_o}$$

G_o est la conductance du canal, privé de polarisation. Nous verrons qu'il s'agit de la **transconductance inverse**.

Dans ce cas, la résistivité s'exprime par:

$$\rho = \frac{1}{q \cdot \mu_n \cdot N_D} = \frac{1}{\sigma}$$

où N_D , concentration en donneurs, libère plus d'électrons que le semi-conducteur intrinsèque I .

L'application d'une tension V_{DS} entre drain et source entraîne l'injection d'un courant de porteurs majoritaires, dit courant de drain, qui instille dans le matériau un flux d'électrons I_{DS} ou I_D puisqu'aucune confusion n'est possible.

Ce courant qui pénètre dans le canal y détermine une chute de tension $I_D = G \cdot V_{DS}$. Le potentiel croît de 0, au niveau de la source, jusqu'à V_{DS} , au niveau du drain.

Si les deux milieux P^+ (grilles G_1 et G_2) sont au potentiel de la source S (fig. 342-3 [a]) les jonctions $P^+ - N$, de part

et d'autre du canal, sont polarisées en inverse. De ce fait, sur toute leur surface apparaît une **zone de déplétion** (dite **d'appauvrissement**, ou **désertée**) qui correspond à un **effet de charge d'espace**. La profondeur de reflux des charges vers l'intérieur du canal est de $W(x, y)$, fonction du point d'abscisse x , où s'effectuent les mesures, évaluée par rapport à l'axe des ordonnées y , comme le souligne la figure 342-2 (b).

En fonctionnement, cette zone désertée devient plus importante du côté proche du drain (fig. 342-3 [b]).

Ainsi, pour de faibles valeurs de V_{DS} , le canal ne se présente qu'en tant que résistance R_o . En revanche, pour des valeurs plus élevées, l'appauvrissement en porteurs gagne dans le canal. La section de celui-ci, laissée au passage de l'intensité, se rétracte et la caractéristique $I_D = f(V_{DS})$ s'incurve (voir fig. 2-2 n° 1499 et fig. 3.2 n° 1503). Ces processus sont illustrés par le schéma (c) de la figure 342-3.

Au delà d'une certaine tension, dite tension de pincement $V_{GS off}$, le courant I_D ne varie plus avec la tension V_{DS} , par suite de la limitation de vitesse des porteurs soumis à un champ électrique élevé (fig. 342-3 [d]).

Si, maintenant, les deux grilles sont portées à un potentiel V_{GS} , négatif par rapport à la source, la pénétration de la zone de charge d'espace $W(x, y)$ sera plus importante, la section du canal plus rétrécie et, par voie de conséquence, le courant I_D plus faible.

La grille d'un TEC joue le rôle d'électrode de commande (analogie avec la grille d'un tube à vide type pentode).

La tension de pincement $V_{GS off}$, ou V_p (P de « pinch off »), et la tension de seuil V_{TH} (TH de « threshold ») sont deux importantes caractéristiques des T.E.C. Lorsque V_{GS} varie de V_p à 0 [V], la tension inverse dans la zone grille-canal (V_{GS}) décroît, d'où les courbes de la fig. 342-3 (c).

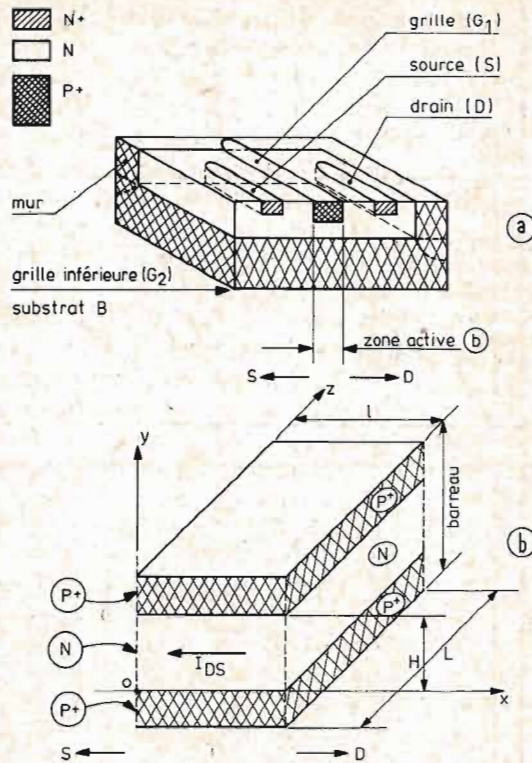
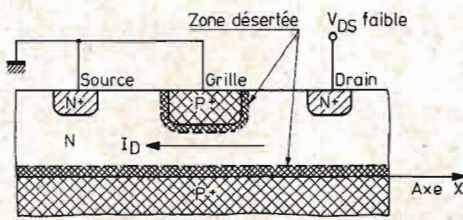
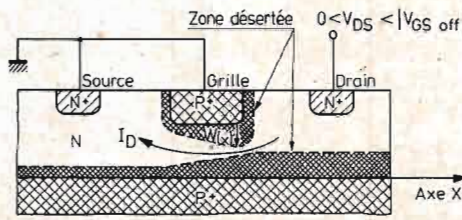


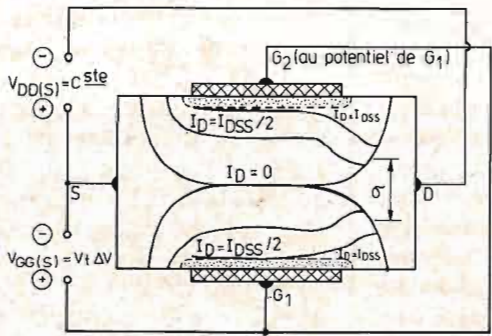
Fig. 342-2. - La figure présente un TEC canal N simplifié et donne la terminologie usuelle. La notation P+ indique une zone fortement dopée P qui constitue la grille d'entrée et les zones N+ permettent d'améliorer les contacts source et drain. La zone appelée « MUR » permet de relier la zone P+ supérieure à la zone P+ inférieure (substrat).



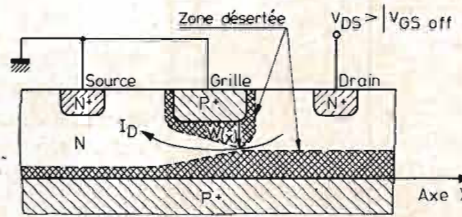
(a)



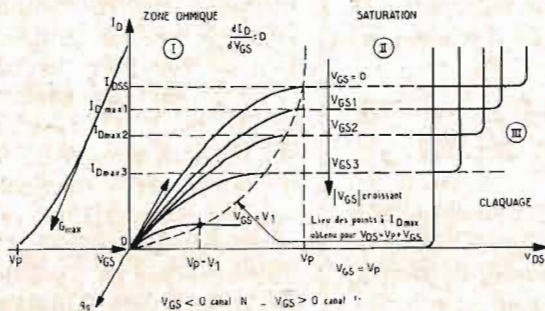
(b)



(c)



(d)



(e)

Fig. 342-3 :

a - Faible polarisation V_{DS} . Zone linéaire de la caractéristique $I_D = f(V_{DS})$.
 b - Polarisation V_{DS} inférieure à la tension de pincement $V_{GS\ off}$. Zone incurvée de la caractéristique $I_D = f(V_{DS})$.
 d - Polarisation V_{DS} supérieure à la tension de pincement $V_{GS\ off}$. Zone de saturation de la caractéristique $I_D = f(V_{DS})$.
 e - Variation du courant de drain avec la tension drain-source, pour différentes polarisations V_{GS} .

La zone désertée s'amenuise, sans s'annuler, puisque la tension V_{DS} est importante et bloque le fonctionnement. La mobilité des charges s'en ressent, mais le canal ne s'obstrue pas : il se rétrécit seulement (épaisseur δ) ce qui n'empêche donc pas la circulation (réduite) de porteurs libres. La résistance différentielle de sortie qui se manifeste alors (r_{DS}) s'avère très grande, mais non infinie. Si V_{DS} varie au point de devenir inférieure à la tension de coude (fig. 342-3 [d]), le rétréci δ « s'accroît » et le palier initial s'estompe, d'où les 3 régions de fonctionnement (fig. 342-3 [e]) :

- I - région ohmique (analogie avec les triodes).
- II - région de saturation (analogie avec les pentodes).
- III - région de claquage (phénomènes d'avalanche et de multiplication des porteurs de charge libres).

Pour $V_{GS} = -V_p$, le courant de drain s'annule, $I_D = 0$. En revanche, l'intensité est maximale lorsque $V_{GS} = 0$. On le désigne alors par I_{DSS} (voir tableau V n° 1507). Les zones triodique et pentodique I - II sont séparées par une **parabole** tracée en calculant, terme à terme, le rapport $\Delta I_D / \Delta V_{DS}$ et en l'annulant pour toutes les valeurs obtenues. Le courant de drain I_D s'exprime par la relation :

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2$$

Ainsi, après qu'une polarisation ait été appliquée, il est facile de poser au point x (quelconque) pris dans le canal, une condition de fonctionnement ramenant I_D à V_{DS} et à V_p :

$V_{(x)G} = V_{(x)S} + V_{SG}$
 $= V_{(x)S} - V_{GS}$, avec $V_{GS} < 0$ puisque dans notre exemple nous avons opté pour un canal N (le plus répandu en fabrication).

Avec $V_{(x)S} > 0$, nous sommes en droit d'écrire la loi d'Ohm dans le T.E.C.

$$V_{(x)S} = R_{(x)} \cdot I_D$$

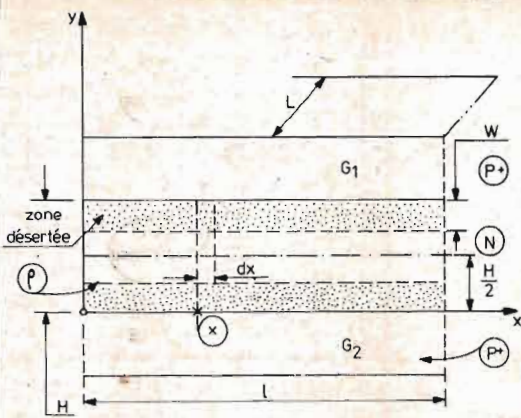


Fig. 342-4. - Hauteur libre dans le demi-canal supérieur :

$$h = H - W(x)$$

2

hauteur libre dans tout le canal : 2 h ; largeur L ; élément différentiel de variation en position le long du canal : dx ; limites d'intégration le long du canal : de l'origine 0 à toute sa longueur l, ou au point d'abscisse x, de 0 à x, d'où :

$$R(x) = \frac{\rho}{2L} \int_0^x \frac{dx}{H/2 - W(x)}$$

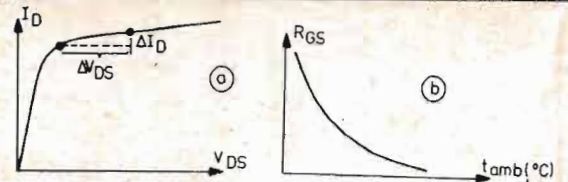


Fig. 342-5

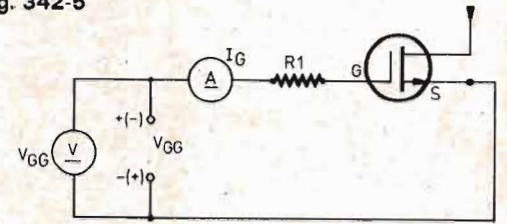


Fig. 342-6

La grandeur de $R(x)$ se calcule ainsi que le suggère la figure 342-4, en se souvenant que ρ est la résistivité du canal N, et que $W(x)$ représente l'épaisseur de la zone désertée (voir appendice).

342-2 Résistance d'entrée R_1 , R_{GS} .

342-2.1 Définition.

Elle peut atteindre une valeur exceptionnellement élevée, de l'ordre de $10^{16} [\Omega]$ pour un transistor à effet de champ à grille isolée (T.E.C. G.I. Voir classification n° 1499 p. 186 et suivantes). Ce paramètre décroît lorsque la température augmente (libération d'un surcroît de porteurs libres par chocs et par excitation des centres accepteurs ou donneurs ionisés plus fortement). La figure 342-5 (a, b) résume ces affirmations.

Il s'agit-là d'une valeur statique déterminée en courant continu, ce qui la différencie de R_{gs} , prise en alternatif, et a fortiori de r_{gs} , qui est dynamique, comme r_{gs} , pour des mesures en continu, ou en courant périodique.

342-2.2 Circuit de mesure.

Il est repris fig. 342-6. Appliquons à ce réseau la loi d'Ohm : il vient, compte tenu des symboles de cette illustration :

$$V_{GG} = I_G R_1 + V_{GS}$$

$$= I_G R_1 + I_G R_{GS}$$

d'où :

$$R_{GS} = \frac{V_{GS}}{I_G} = \frac{V_{GG}}{I_G} - R_1$$

- R_1 est une résistance de protection de valeur connue.
- La source V_{GG} est choisie selon le type de transistor A, B ou C et la tension V_{GS} spécifiée.

342.3 Résistance différentielle drain-source r_{DS} , dite de sortie R_o .

342-3.1 Définition.

Elle se détermine, comme pour un tube à vide, par la relation :

$$r_{DS} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} = r_o = \frac{1}{g_o}$$

à tension grille source V_{GS} constante et en courant continu (fig. 342-7 [a]).

Dans la région de pincement, pour laquelle la tension drain-source est supérieure à la tension de seuil, la résistance dynamique de sortie devient très importante et le dispositif fonctionne comme limiteur d'intensité.

342-3.2 Circuit de mesure.

Il est reproduit figure 342-7 (b), avec les conditions suivantes :

- La polarité de la source V_{GG} est choisie selon le type du transistor (A, B ou C) et le courant I_D spécifié.
- Régler les tensions des sources V_{DD} et V_{GG} au minimum.
- Placer le transistor dans le circuit de mesure.

- Ajuster V_{DD} pour obtenir la tension V_{DS1} spécifiée.
- Régler V_{GG} pour obtenir le courant I_D spécifié = I_{D1} .
- Ajuster V_{DD} pour obtenir une tension drain $V_{DS2} = V_{DS1} + \Delta V_{DS}$ et noter le courant drain correspondant I_{D2} .
- Résultat :

$$r_{DS} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} = \frac{V_{DS2} - V_{DS1}}{I_{D2} - I_{D1}}$$

La figure 342-7 (c) montre d'une manière générale qu'elles sont les variations possibles de la résistance dynamique r_{DS} , étant prescrit que :

$$r_{DS} = \frac{r'_{DS}}{1 - \frac{V_{GS}}{V_P}}$$

Une théorie, plus détaillée, aboutit aux données de la figure 342-7 (d).

La variation de la résistance différentielle r_{DS} en fonction de la tension grille-source est parfois utile à retrouver. Le graphique (e) de la figure 342-7 indique l'allure générale de cette caractéristique de transfert (transconductance, voir appendice).

342.4 Résistances minimale et maximale de sortie, en commutation.

La littérature qui développe les applications des T.E.C. en commutation propose de nouveaux symboles :

R_{onH} : résistance de conduction à l'état haut.

R_{onL} : résistance de conduction à l'état bas.

R_{off} : résistance de blocage.

Lorsque la conduction s'opère à l'état logique haut, on adjoint H aux indices précédents ; si elle s'opère à l'état bas, on place lors L au même endroit.

Nous avons déjà explicité ce qu'il était nécessaire de retenir à propos des états logiques haut et bas (H, high ; L, low) dans le n° 1503, figure 3-16, aussi nous contenterons-nous de définitions moins complexes dans le présent paragraphe.

La résistance drain-source d'un T.E.C. (F.E.T.) s'écrit quand il y a conduction :

$$\left. \begin{aligned} r_{DS\ on} &= r_{ON} \\ r_{ds\ on} &= r_{OFF} \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} \text{en courant} \\ \text{continu et} \\ \text{aux petits} \\ \text{signaux} \end{array}$$

La résistance drain-source d'un T.E.C. (F.E.T.) est notée lorsqu'il y a blocage :

$r_{DS\ off}$: en courant continu
 $r_{ds\ off}$: en courant alternatif.

Assez souvent, les caractéristiques fournies par les constructeurs reproduisent R_{on} , fonction de $-V_{GB}$, pour diverses températures mesurées sur le boîtier (t_{case}), et ce pour des valeurs de V_{SB} différentes (au moins deux) ainsi que le montre la figure 342-8 (a, b).

Lorsque le potentiel entre source et drain est suffisamment faible, les M.O.S. se comportent comme une **résistance commandée**, dont la valeur mesurée se révèle

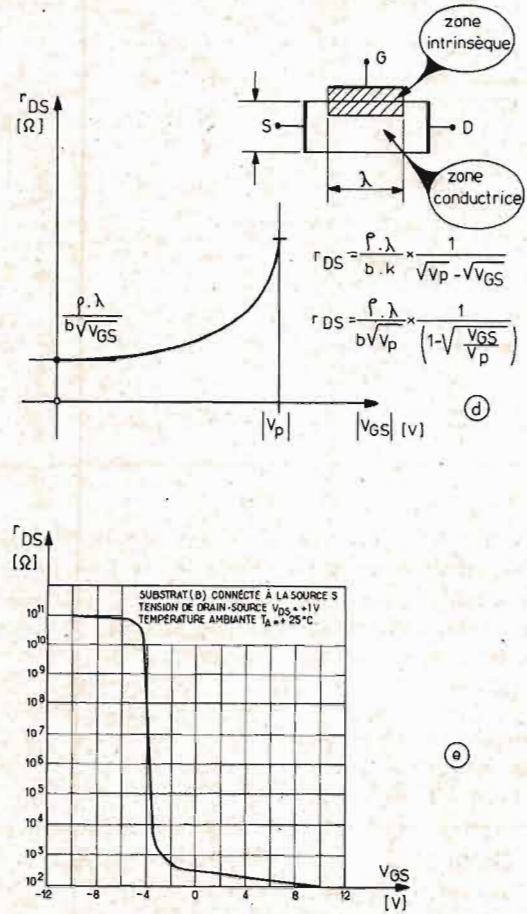
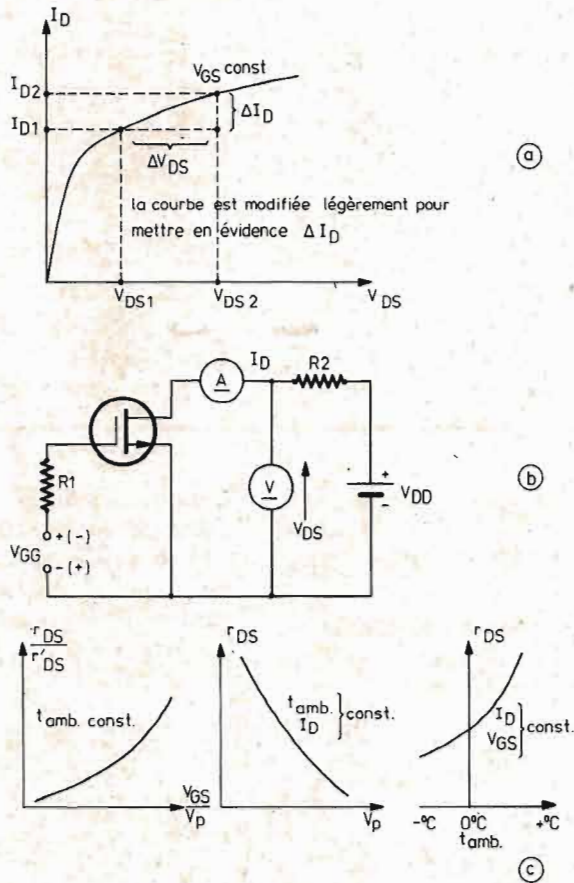


Fig. 342-7

inversement proportionnelle à la tension grille, diminuée de la tension de seuil V_{th} , ou V_p :

$$R_{on} = \left(\frac{1}{2}\right) \cdot \left(\frac{1}{k(V_G - V_P)}\right)$$

où k est une « constante » du transistor, en liaison avec ses dimensions et dépendant de la technologie utilisée ; k est, en général, exprimé comme suit :

$$k = \gamma \cdot \left(\frac{W}{L}\right)$$

Avec W (« width »), largeur du canal induit, L , (« length »), sa longueur et γ un paramètre de l'ordre de 2,5 à 3,5 [$\mu A/V^2$] dans les montages récents.

Quand la d.d.p. entre source et drain s'accroît, la résistance différentielle du MOS augmente jusqu'à atteindre une grandeur très élevée, favorisant son usage

en source à courant constant lorsque V_{DS} atteint $V_{GS} - V_P$. Il est alors possible de calculer, ou d'obtenir en manipulation de laboratoire, diverses valeurs de I_D [mA] en fonction de V_D [volts], qui sont paramétrées par V_{DD} , tension d'alimentation du drain, montrant l'existence de la variation de R_{on} (fig. 342.8).

Si l'on utilise un transistor bipolaire comme découpeur (chopper) la résistance maximale d'émetteur (source d'électrons) est déterminée par son courant d'écart (off-set). Une telle intensité résiduelle engendre une erreur (importante) de 100 [mV] dans une résistance de 100 [kΩ] par exemple. Pour les T.E.C., la résistance maximale r_{off} reste sans conséquence si elle est supérieure à 100 [kΩ], car, ici, le courant d'écart I_e voisine 1 [nA] et s'avère négligeable,

sauf dans les mesures de détection de faibles intensités (biologie, nucléaire, métrologie hyperfine). La résistance de source est seulement limitée par la nécessité de ménager un courant de décharge pour les pointes d'impulsion parasites transmises lors du découpage. Aux faibles fréquences de récurrence, des résistances de source de quelques mégohms sont rencontrées, aussi la résistance r_{off} prend-elle de l'importance. Elle se mesure en tant qu'inverse de la pente de la conductance de sortie (voir §343). Elle est de l'ordre de 100 [MΩ] quand $V_{GS} = -5$ [V]. Lorsque les signaux employés dépassent quelques millivolts le courant d'écart I_e tend vers I_{DSX} (défini tableau V n° 1507).

342-5 Résistance d'accès au canal R_A .

Lorsqu'on passe aux cas réels d'emploi des T.E.C., une modification non négligeable de la théorie est nécessaire, car les contacts drain-source ne sont pas exactement situés aux extrémités du canal, pour des raisons technologiques.

Il faut donc tenir compte des deux portions de semi-conducteur joignant la source à l'entrée du canal et le drain à la sortie du canal, figure 342-9.

Ces résistances d'accès modifient essentiellement deux paramètres importants du T.E.C. :

— La résistance mesurée entre drain et source pour V_{DS} faible et $V_{GS} = 0$, qui n'est plus R_o comme dans le cas théorique, mais devient :

$$r_{DS\ on} = R_o + 2 R_A$$

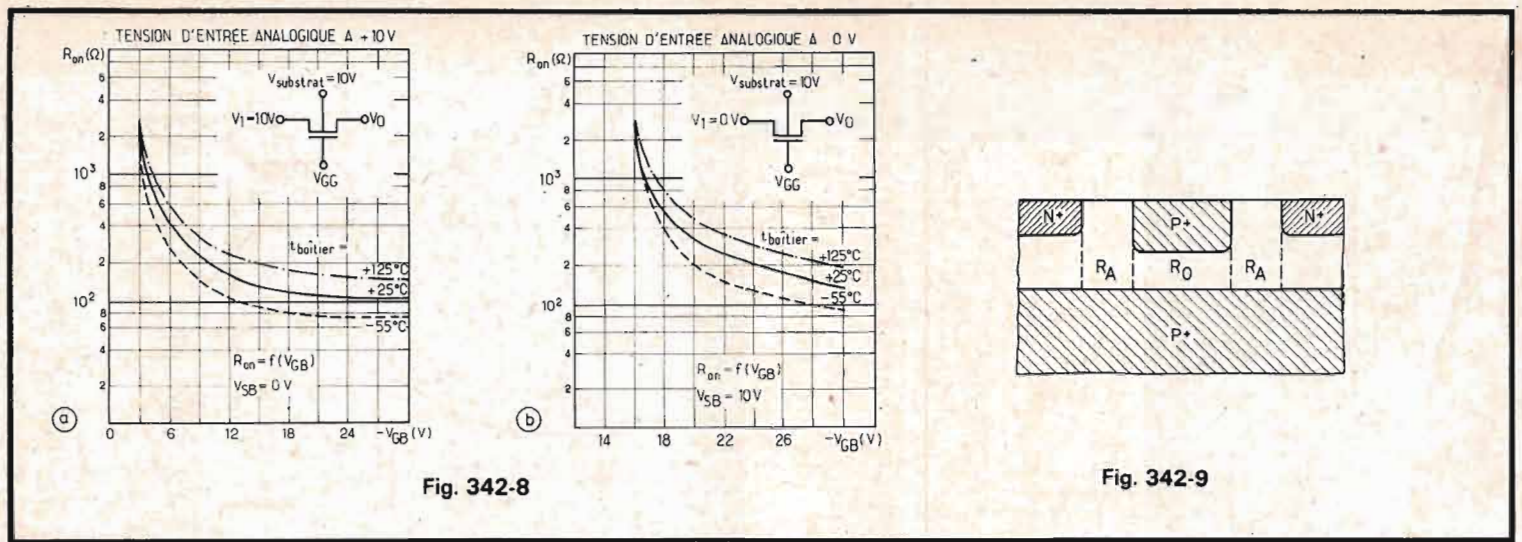


Fig. 342-8

Fig. 342-9

— La transconductance maximale g_{mo} (voir ci-après) qui n'est plus celle que nous avons trouvée sous la forme G_o , plus haut.

342-6 Résistance superficielle de l'oxyde ρ_s .

Il s'agit-là d'une mesure qui requiert l'utilisation de quatre pointes de mesure alignées. Les deux plus éloignées injectent le courant de test tandis que les deux médianes, intérieures, récupèrent la tension sur la distance qui les sépare (longueur inter-électrode). Un grand luxe de propreté est requis pour une telle évaluation.

APPENDICE

De la résistance du canal à la conductance de transfert g_m, g_r, g_{21} .

Nous poserons :

$$R(x) = \left(\frac{1}{2L}\right) \int_0^x \left(\frac{\rho \cdot dx}{\frac{H}{2} - W(x)}\right)$$

avec les notations du texte et les suggestions de la figure 342-4.

L'épaisseur d'appauvrissement $W(x)$ est :

$$W(x) = \sqrt{\frac{2\epsilon V(x) G}{q N_D}}$$

ϵ = constante diélectrique du silicium $12 \times 8,86 \cdot 10^{-14}$ [F/cm].

q = charge de l'électron $1,6 \cdot 10^{-19}$ [Cb]

N_D = concentration du canal en atomes donneurs d'électrons $\approx 10^{16}$ [At/cm³]

En tenant compte de la condition limite :

$$x = 0; V_{(x)S} = 0$$

$$\text{et } V_{(x)G} = -V_{GS}$$

l'intégration de $V_{(x)G} = -V_{GS} + R(x)I_D$ permet d'obtenir la relation cherchée pour $x = 1$ c'est-à-dire pour $V(x)S = V_{DS}$:

$$I_D = f(V_{DS})$$

$$I_D = \frac{2L}{\rho l} \left[\frac{H}{2} V_{DS} - \frac{2}{3} < (V_{DS} - V_{GS})^{3/2} + \frac{2K}{3} (-V_{GS})^{3/2} \right]$$

avec :

$$K = \sqrt{\frac{2\epsilon}{q N_D}}$$

La relation $I_D = f(V_{DS})$ ci-dessus montre que, pour $V_{DS} = 0, I_D = 0$.

Lorsque $V_{GS} = 0$, l'expression de I_D se simplifie et l'annulation de dI_D/dV_{DS} donne la tension V_{DS} pour laquelle le courant drain est maximum. Cette tension V_p est appelée tension de pincement.

$$V_p = \frac{H^2 q N_D}{2 \cdot 2\epsilon}$$

Pour cette valeur de V_{DS} , le courant maximum I_{DSS} vaut :

$$I_{DSS} = \frac{2L}{\rho l} \frac{H}{2} \frac{V_p}{3}$$

Nous avons écrit :

$$R_o = \frac{\rho \cdot l}{H \cdot L} = \frac{1}{G_o} = \frac{1}{\sigma \cdot H \cdot L}$$

et nous venons de déterminer la valeur de I_{DSS} , ce qui nous montre que :

$$I_{DSS} = G_o \cdot \frac{V_p}{3}$$

ou encore :

$$G_o = \frac{3 I_{DSS}}{V_p}$$

Pour V_{GS} non nul, le courant I_{Dmax} est atteint pour une tension V_{DS} telle que :

$$V_{DS} = V_p + V_{GS}$$

et la conductance « g » du dispositif se déduit de $I_D = f(V_{DS})_{V_{GS}}$, d'où :

$$g_m = \frac{d I_D}{d V_{GS}} \rightarrow g$$

$$= \frac{2L}{\rho l} \left[\frac{H}{2} - K (-V_{GS})^{1/2} \right]$$

qui se rapproche de

$$G_o = \frac{\sigma \cdot H \cdot L}{l} \text{ en prenant } V_{GS} \text{ nul}$$

Cette théorie simplifiée satisfait à l'expérience dans la région limitée par $V_{DS} = V_p + V_{GS}$ et permet de tracer le réseau de la figure 342-3 (e).

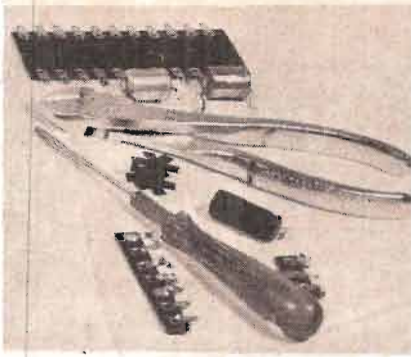
Au delà de ce point, le dispositif travaille en régime de saturation et le calcul ne s'applique plus.

En réalité, la saturation du courant I_D , quand V_{DS} augmente au-delà de V_p , s'expli-

que physiquement par la limitation de vitesse des porteurs soumis à un champ électrique élevé, qui sera analysée plus tard.

(à suivre)

B. MARIN



ABC de L'ELECTRONIQUE

LES TABLES DE MIXAGE

LES tables de « mixage (ou de mélange) du type « sonorisation » c'est-à-dire utilisables avec des signaux BF, sont des montages possédant plusieurs entrées et une seule sortie.

Les entrées sont branchées à des sources (ou générateurs) de signaux BF comme, par exemple les suivantes : pick-up phonographique, tête de magnétophone (lecture); sortie de détecteur radio à modulation de fréquences, sortie de détecteur radio à modulation d'amplitude, sortie de détecteur son-TV, microphones, cellules photo-électriques de cinéma, têtes magnétiques de cinéma etc.

En supposant que le nombre de générateurs est de trois, le mélangeur le plus simple est celui de la figure 1. Il ne contient que 4 résistances ($n + 1$ s'il y a n générateurs) et trois bornes $a_1 a_2 a_3$ d'entrée et une de sortie s , chacune associée à une borne de masse, m_1, m_2, m_3 .

Le signal de sortie se compose du mélange additif de signaux d'entrée selon un dosage déterminé par les valeurs de R_1, R_2, R_3 et T_0 .

Si e_1, e_2 et e_3 sont les tensions d'entrée, 0 la tension de sortie, on aura :

$$e_s = A_1 e_1 + A_2 e_2 + A_3 e_3$$

A_1, A_2, A_3 étant fonction des résistances R_1, R_2, R_3 .

AVANTAGES ET INCONVENIENTS DU MONTAGE LE PLUS SIMPLE

Les avantages du montage de la figure 1, qui peut être généralisé avec un plus grand nombre d'entrées, sont les suivants : économie, rapidité de montage, fiabilité très grande, poids et encombrement réduits, pratiquement pas de pannes.

Les inconvénients sont toutefois nombreux : impossibilité de doser les signaux, c'est-à-dire les valeurs des coefficients $A_1 A_2$ et A_3 si R_1, R_2 et R_3 sont fixes ; mélange

sans aucune correction, ce qui est inadmissible si les sources de signaux exigent des corrections comme par exemple, les PU magnétiques, les têtes de magnétophones etc. ; pas d'amplification mais au contraire, réduction de la tension de sortie.

Cela est évident, car, par exemple R_1 et R_3 , constituent pour le signal provenant de G_1 , un diviseur de tension.

Si e_1 est la tension d'entrée, celle de sortie sera, pour ce signal :

$$s = \frac{e_1 R_1}{R_1 + R_s}$$

Un autre inconvénient est le risque de voir un généra-

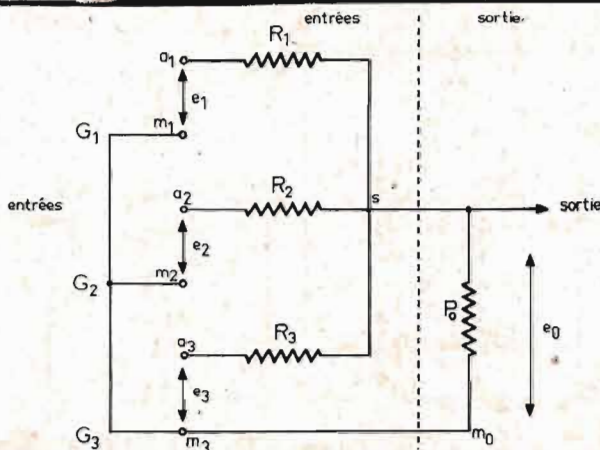


Fig. 1

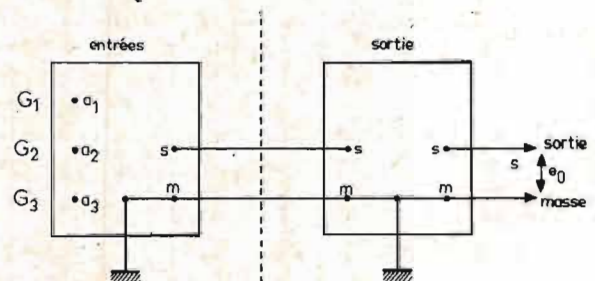


Fig. 2

teur débiter sur un autre. Ainsi, si R_1 et R_2 ne sont pas suffisamment grandes par rapport à leurs résistances internes, le signal de G_1 , par exemple, peut pénétrer dans G_2 et G_3 . On dira que les sources G ne sont pas isolées entre elles, en alternatif.

Malgré ces inconvénients, le montage élémentaire de la figure 1 n'est pas à proscrire. Il peut donner entière satisfaction dans de nombreux cas particuliers, surtout ceux où le mélange se fait à dosage fixe.

Un montage mélangeur peut être représenté sous forme plus générale, comme celle de la figure 2.

On a divisé le mélangeur en deux parties : celle d'entrée contenant les voies séparées et le point où elles se joignent et celle de sortie où le signal est mélangé.

Dans le cas du montage élémentaire, la partie « entrées » comprend les résistances R_1

R_2 et R_3 et leur point communs. La partie mélange se compose de la résistance R_0 qui est parcourue par les courants des trois générateurs. Aux bornes de R_0 on prélève la tension e_0 , addition dosée des tensions e_1 , e_2 et e_3 .

MONTAGE AVEC AMPLIFICATION

Le défaut mentionné plus haut, l'atténuation des signaux peut être éliminé en disposant dans la partie « mélange » de la figure 2, un amplificateur, ce qui conduit au schéma de la figure 3.

Si l'atténuation est de p fois, il suffira que l'amplificateur A amplifie de p fois pour effectuer la compensation des atténuations produites par R_1 , R_2 , R_3 et R_0 .

Il est évidemment possible de monter un amplificateur donnant un gain supérieur à p fois et de le munir de divers

dispositifs, tels que VC (réglage de volume du son) TC (réglages divers de tonalité) VC physiologique (tonalité en fonction de la puissance) filtres et divers autres dispositifs.

Si les n sources sont de même nature et exigent un dispositif correcteur de tonalité, comme c'est le cas, par exemple, pour les PU magnétiques, le dispositif correcteur pourra se monter en un seul exemplaire, dans l'amplificateur commun A . Il sera disposé à l'entrée ou à la sortie de cet amplificateur.

Montage avec dosage.

Une version de ce genre peut être établie en remplaçant dans le montage de la figure 3, la partie à caractéristiques fixes, de gauche, par celle à potentiomètres de la figure 4.

Il est clair que si le curseur de P_1 , par exemple, est en a_1 , P_1 sera en court-circuit. La totalité du signal de G_1 sera

transmise à la sortie s .

Par contre, si le curseur est à l'autre extrémité (donc en s), P_1 sera en service en totalité et il y aura le minimum de signal provenant de G_1 .

Ce montage présente l'inconvénient, lorsque les curseurs sont du côté a_1 , a_2 , a_3 ... de placer les sources G_1 , G_2 , G_3 en parallèle, ce qui est inadmissible.

Pour pallier cet inconvénient, on intercalera en B_1 , B_2 et B_3 , des résistances de garde et on obtiendra le montage de la figure 5. Les résistances R_{b1} , R_{b2} , R_{b3} pourront être égales ou inégales selon la source. Il en serait de même de P_1 , P_2 et P_3 .

Ces éléments seront généralement égaux si les sources sont de la même nature, par exemple trois microphones.

Au contraire, si l'une des sources G_1 , par exemple donne une tension e_1 élevée et une autre source G_2 , par exemple, donne une faible

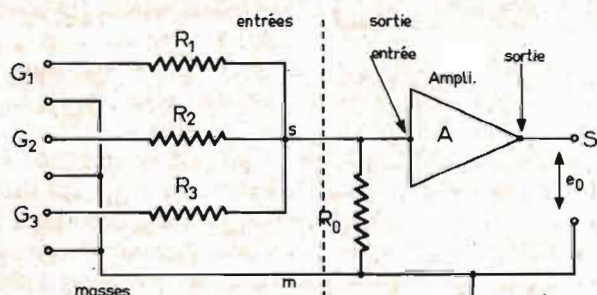


Fig. 3

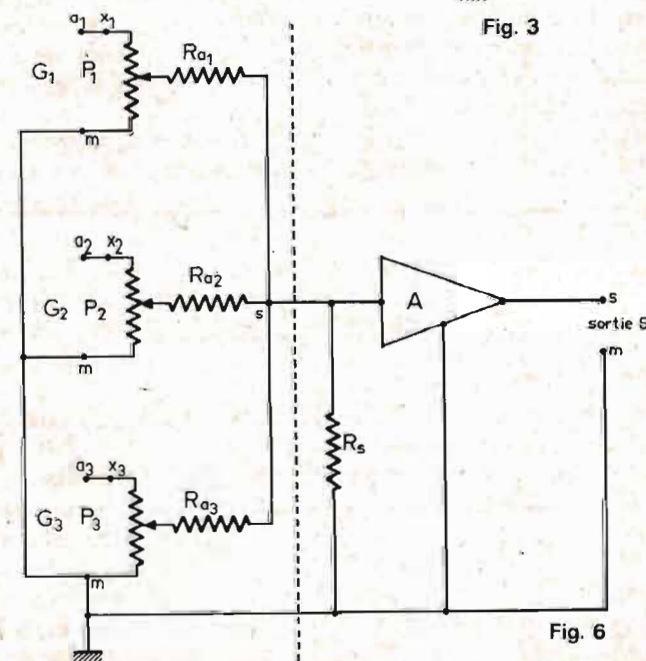


Fig. 6

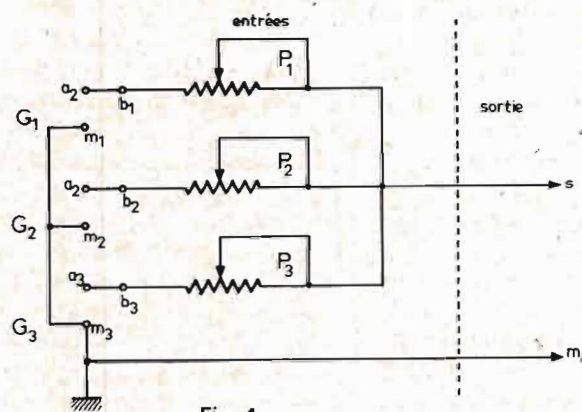


Fig. 4

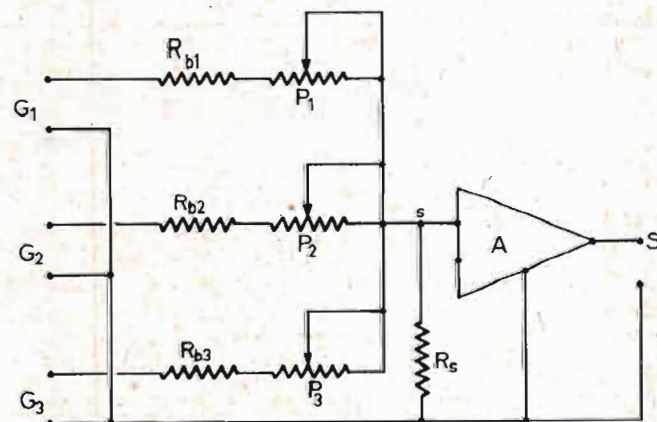


Fig. 5

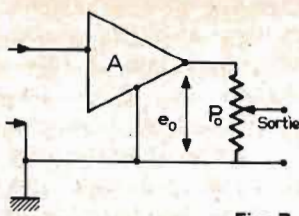


Fig. 7

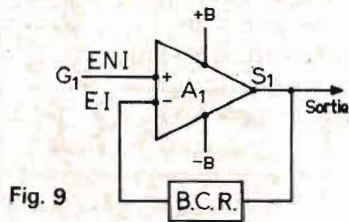


Fig. 9

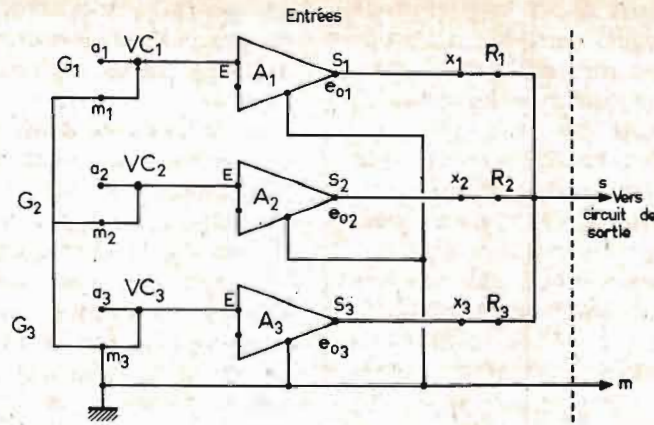


Fig. 8

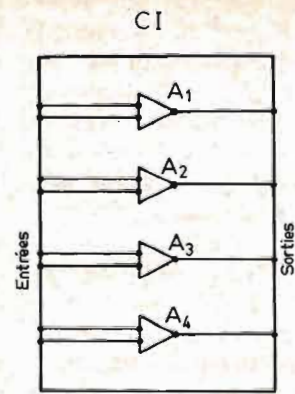


Fig. 10

tension e_2 , cas d'un PU magnétique ou d'un microphone, la résistance R_{b1} pourra servir aussi d'atténuateur tendant à égaliser les tensions mélangées provenant de ces sources.

Prenons P_1 et P_2 égaux. Dans le cas de cet exemple, R_{b2} sera de faible valeur, par exemple $10\text{ k}\Omega$ et R_{b1} de valeur élevée, par exemple $200\text{ k}\Omega$.

Comme ordre de grandeur, prendre les résistances de garde, proportionnelles aux tensions des sources.

Si $e_1 = 1\text{ V} = 1000\text{ mV}$ et $e_2 = 50\text{ mV}$, R_{b2} sera 20 fois plus grande que R_{b1} , donc si $R_{b1} = 10\text{ k}\Omega$, R_{b2} sera de $200\text{ k}\Omega$ environ. Ainsi, les deux signaux seront ramenés à des niveaux sensiblement égaux.

Autre montage avec dosage.

On le montre à la figure 6. Ce mélangeur est à entrées de caractéristiques identiques si les sources sont de même nature, par exemple, trois microphones, ou de nature différente, mais donnant des tensions e_1, e_2, e_3 égales ou presque égales.

Si tel n'est pas le cas, on montera, comme précédemment des résistances de garde en X_1, X_2, X_3 pour égaliser les niveaux.

L'avantage de cette disposition des atténuateurs P_1, P_2 et P_3 est dans la possibilité de prélever le maximum des tensions des sources et aussi de

réduire à zéro ces tensions, avec les curseurs à la masse.

On notera que la fonction de R_{a1}, R_{a2} et R_{a3} est la séparation entre sources et accessoirement, une égalisation des niveaux.

Il sera souvent disposé, à la sortie de l'amplificateur, comme on le montre à la figure 7, sur laquelle P_0 permettra de faire varier la valeur de la tension de sortie e_s entre son maximum et zéro, le dosage du mélange étant conservé.

AMPLIFICATEUR POUR CHAQUE SOURCE

La séparation entre les sources G de signaux n'est parfaite que s'il existe entre eux un circuit ne laissant passer les signaux que dans un seul sens.

Ce circuit est évidemment, un amplificateur. Le signal d'entrée est de plus, amplifié et peut être, si nécessaire, corrigé lorsque la source de signaux est de nature à exiger une correction (PU magnétique par exemple).

Voici à la figure 8, un schéma de principe d'un mélangeur à plusieurs entrées (partie de gauche de la figure 2) aboutissant au point de mélange 3, 5, 6 et 7.

Le dosage des niveaux se fera à l'aide de réglages de gain VC_1, VC_2, VC_3 disposés à l'entrée de chacun des amplificateurs A_1, A_2, A_3 .

Si le niveau des tensions

d'entrée e_1, e_2, e_3 est très bas, par exemple inférieur à 50 mV par exemple, on pourra appliquer la totalité du signal à l'amplificateur et effectuer le réglage de volume à la sortie selon le procédé indiqué à la figure 7.

Dans certains types d'amplificateurs, le réglage de gain peut être effectué également, par l'intermédiaire d'un réglage de tension. C'est le cas des amplificateurs du type « VCA » (Amplificateurs Commandés par un Voltage).

AMPLIFICATEURS CORRECTEURS

La correction se fait, pour les PU magnétiques, selon la norme RIAA et pour les têtes de magnétophones (lecture) selon la norme NAB.

Ces corrections sont réalisables sur un même amplificateur ou chacune sur un amplificateur distinct.

Le principe de la correction est indiqué à la figure 9. A_1 est un amplificateur à CI (circuit intégré). Souvent les CI contiennent deux, trois et même quatre amplificateurs identiques, ce qui rendra les mélangeurs plus compacts et moins onéreux (voir figure 10).

Dans un amplificateur de ce genre, il y a, au moins, cinq points de branchement indiqués sur la figure 9 :

- + B = + de la tension d'alimentation ;
- B = - de la tension d'alimentation ;

ENI (marquée +) = entrée non inverseuse du signal à amplifier ;

EI (marquée -) = entrée inverseuse du signal à amplifier ;

S_1 = sortie du signal amplifié.

Le signal à amplifier est généralement appliqué à l'entrée non inverseuse ENI. De ce fait, il apparaît amplifié et non inversé à la sortie (voir figures 11 A et 11 B).

Si l'on appliquait le même signal (fig. 11 C) à l'entrée inverseuse EI, on obtiendrait à la sortie un signal inversé (fig. 11 D).

Dans un montage correcteur, on peut réaliser une contre-réaction à l'aide d'une connexion BCR (boucle de contre-réaction) entre la sortie S_1 et l'entrée inverseuse, l'autre entrée étant réservée au signal à amplifier.

La CR (contre-réaction) a pour effet :

- 1) de diminuer le gain (inconvenient),
- 2) de diminuer la distorsion (avantage),

- 3) d'effectuer une correction donnée à condition que dans la boucle de contre-réaction, il y ait au moins un élément réactif L (bobine) ou C (condensateur). La correction désirée s'obtient à l'aide d'une BCR contenant des composants L, C, R judicieusement disposés et de valeurs convenables déterminées par le calcul et confirmées expérimentalement par des mesures.

La troisième propriété de la

bouclé de CR peut être supprimée en montant dans celle-ci, une résistance. Dans ce cas, le signal de sortie aura la même forme que celui d'entrée et, si la CR n'est pas trop importante, le signal de sortie sera amplifié.

Il existe toutefois des montages où e_0 est égale ou même inférieure à e_1, e_2, e_3 .

Remarquons que dans certains montages, on intercale des résistances R_a, R_b et R_c entre les sorties des amplificateurs d'entrée (voir figure 8) et la sortie de mélange point S.

Si l'on désire qu'un même amplificateur, comme celui de la figure 9, serve pour plusieurs corrections (mais une seule à la fois) on pourra prévoir un système de commutation dans la boucle de contre-réaction BCR. A la figure 12, on montre ce procédé appliqué à trois corrections PUM = PU magnétique, MAG = magnétophone, LIN = pas de correction, donc amplification linéaire.

Le signal à amplifier est appliqué à ENI. Celui de sortie passe, par l'intermédiaire de R_a et P_1 (dosage) vers la sortie de mélange (curseur de P_1).

Une variante dans laquelle R_a est disposée entre le cur-

seur et la sortie de mélange est indiquée en bas et à droite sur la figure 12.

Le commutateur I_1 est à trois positions :

Pos. 1 : BCR prévu pour PU magnétique PUM.

Pos. 2 : BCR prévu pour magnétophone (MAG).

Pos. 3 : BCR réduite à une résistance, donc pas de modification de la courbe de réponse.

Ce schéma est reproduit tel quel pour les autres entrées du mélangeur. Il y a intérêt à ce que les commutateurs homologues $I_1, I_2, I_3...$ ne soient pas conjugués afin que l'utilisateur ait toute liberté de choisir pour chaque voie, le générateur qu'il désire mettre en circuit.

AMPLIFICATEURS DE TONALITE

Chaque voie commençant avec une entrée de générateur peut aussi comporter un circuit de tonalité, associé au circuit correcteur.

Dans ce cas, si l'on se reporte au schéma de la figure 8, on voit qu'aux points x_1, x_2 et x_3 , il faudra intercaler des circuits de tonalité.

Remarquons que ces circuits se composent généralement d'éléments passifs,

c'est-à-dire à résistances, capacités et bobines, mais non de transistors ou de circuits intégrés.

Les circuits de tonalité, toutefois donnent lieu à des atténuations importantes et il est utile, le plus souvent, de prévoir des amplificateurs, analogues généralement aux amplificateurs correcteurs, mais sans correction, pour compenser cette perte de gain. On les nomme parfois réamplificateurs. On pourra disposer le circuit de tonalité entre les deux amplificateurs dans l'ordre suivant :

Générateur - entrée - amplificateur - correcteur - circuit de tonalité - amplificateur de « réamplification ».

Cette disposition, pour une voie, est indiquée à la figure 13. Elle n'est pas unique, l'ordre des circuits peut être différent dans certaines réalisations.

On notera que les dispositifs de tonalité sont généralement les suivants :

- (a) réglage des aiguës,
- (b) réglage des graves (ou basses),
- (c) réglage du médium (peu fréquent),
- (d) filtre d'aiguës,
- (e) filtre de basses,
- (f) VC physiologique.

Il y a intérêt à ne pas conju-

guer ces réglages afin de permettre à l'utilisateur (dit aussi opérateur-ou ingénieur du son, dans le domaine professionnel) de régler et corriger d'une manière indépendante chaque signal de voie selon les buts proposés, selon les défauts constatés et selon les goûts de l'utilisateur en matière d'art musical.

MONITEURS ET DISJONCTEURS

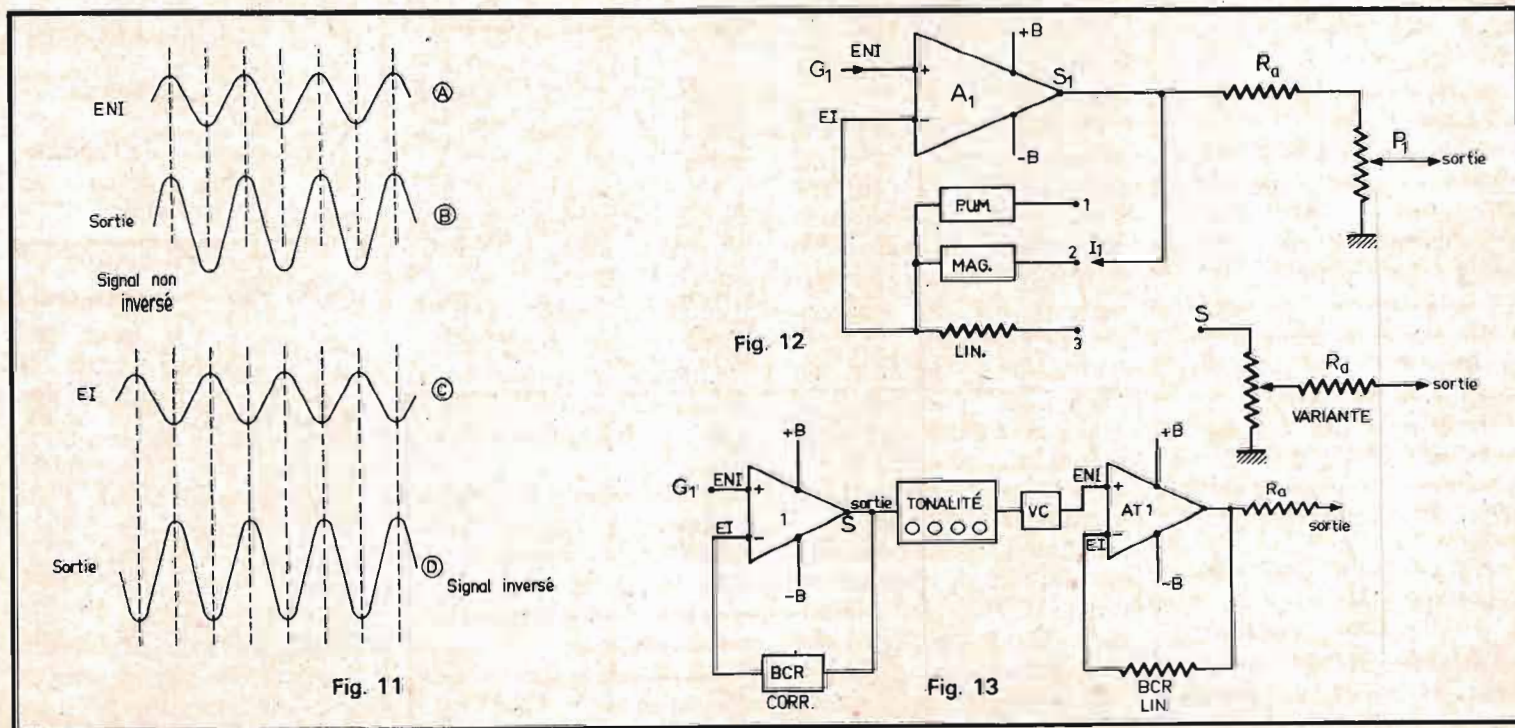
Les mélangeurs (ou mixers) étant munis de réglages divers pour les signaux des sources, il est nécessaire de donner à l'opérateur, la possibilité d'écouter chaque signal de source séparément, afin de lui effectuer les corrections jugées utiles.

Pour cela, il faut que l'opérateur puisse disposer de commutateurs isolant la voie à régler. Il y a deux manières permettant d'obtenir ce résultat :

(A) Premier procédé : prélever le signal à isoler à la sortie de sa voie et l'envoyer à un amplificateur distinct de celui du mélangeur.

(B) Deuxième procédé : couper en des points convenables le passage des signaux autres que celui à examiner.

Le premier procédé pos-



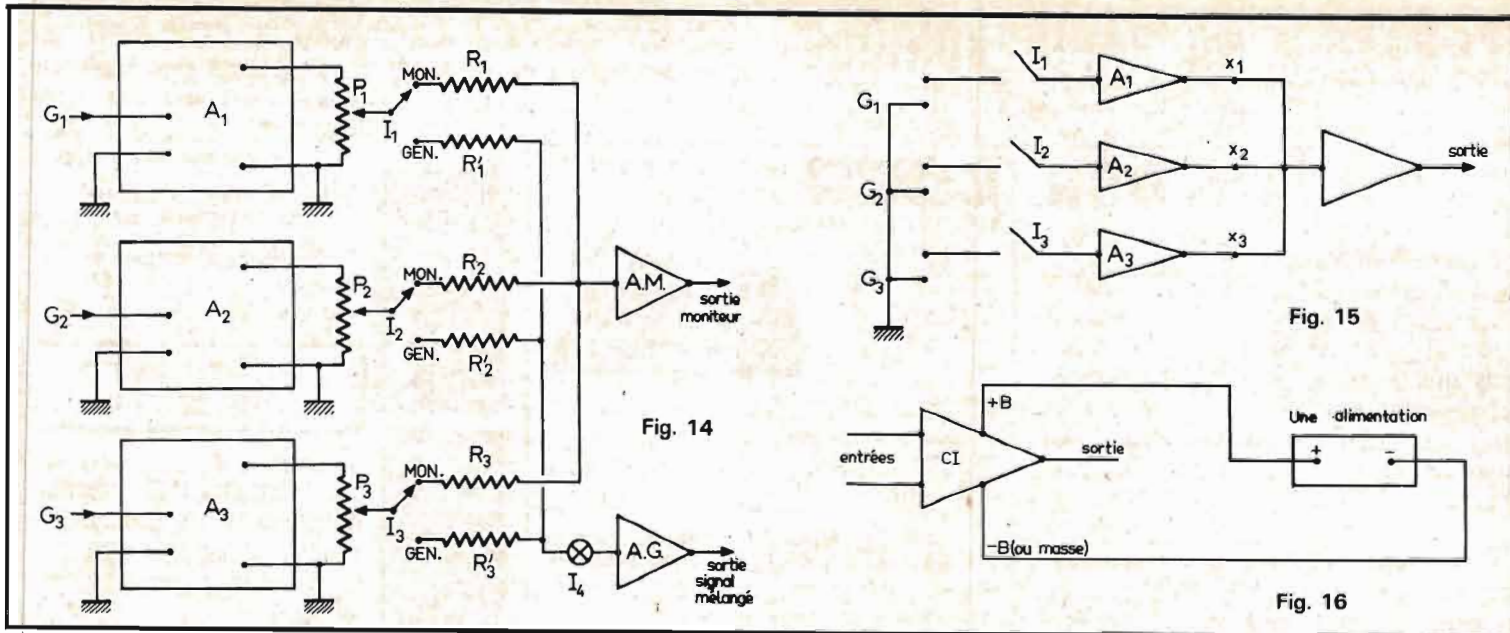


Fig. 14

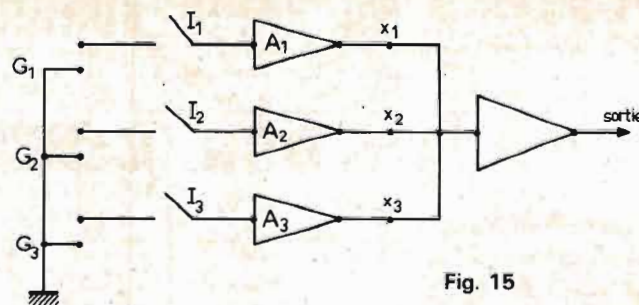


Fig. 15

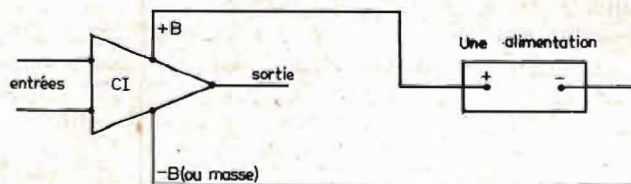


Fig. 16

sède l'avantage de ne pas éliminer obligatoirement le signal à examiner de la sortie générale, autrement dit, ce signal subsistera dans le signal, résultant du mélange.

Pour l'écouter séparément, il est alors nécessaire, de l'appliquer à un amplificateur spécial, analogue ou non à l'amplificateur du signal mélangé.

Cela deviendra plus clair en examinant le schéma de principe de la figure 14. A_1 , A_2 et A_3 sont les voies amplificatrices, simples ou complexes, contenant éventuellement les amplificateurs correcteurs, les circuits de tonalité et les préamplificateurs.

Ils aboutissent à des VC individuels P_1 , P_2 , P_3 . Les curseurs de ces VC (réglages de volume du son, ou de gain sont connectés à des commutateurs à deux positions : position MON (moniteur) permettant de dériver le signal vers la voie d'écoute séparée, dite de moniteur parce qu'elle aboutit à un reproducteur distinct du HP général, de l'ensemble de sonorisation.

A noter toutefois que la connexion vers l'amplificateur normal de sortie, subsiste. Il en résulte que si I_1 est en position « MON » et I_2 et I_3 en position « GEN » (GENERAL = position normale), la sortie du signal mélangé contiendra toujours

le mélange des trois signaux tandis que la sortie « moniteur » ne donnera que le signal à examiner, celui de la voie 1 dans cet exemple.

La sortie « moniteur » peut aboutir à un casque, ce qui permettra à l'opérateur l'écoute du signal qui l'intéresse sans arrêter le fonctionnement normal du mélangeur.

Remarquons que l'on pourra aussi écouter dans la voie moniteur deux signaux, par exemple ceux des générateurs G_1 et G_2 tandis que dans la voie normale on entendra les trois.

Il va de soi que tout ce qui est dit pour trois voies s'applique également à un plus grand nombre de voies, sans aucune limite supérieure.

Le deuxième procédé disjoncteur est indiqué à la figure 15. On dispose aux entrées des interrupteurs I_1 , I_2 , I_3 .

Si l'on coupe les circuits de G_2 et G_3 par exemple, on iso-

lera le signal de G_1 , et ce signal seul parviendra à la sortie.

Ce procédé par élimination a le mérite d'être simple, parfaitement efficace et économique.

Son inconvénient est qu'il oblige à interrompre un spectacle à mélanger lorsqu'on voudra examiner une voie.

A noter que I_1 , I_2 et I_3 pourront également être disposés aux sorties des amplificateurs de voie A_1 , A_2 , A_3 au lieu d'être montés à l'entrée. Ils seront, alors, intercalés aux points x_1 , x_2 , x_3 .

ALIMENTATION

En utilisant des circuits intégrés, on simplifiera considérablement la réalisation matérielle des mélangeurs.

Certains CI ne nécessitent qu'une seule alimentation et d'autres en exigent deux.

Voici à la figure 16, le schéma d'un CI à une alimentation et son branchement à cette dernière.

Les broches d'alimentation du CI sont désignées par + B, - B ou V_{cc} , V_{ee} , V_{gg} , etc.

La broche positive sera reliée au + de l'alimentation et la broche négative (ou de masse, marquée parfois G = ground = masse en anglais) ira au négatif de l'unique alimentation.

Si, dans le schéma de branchement du CI on trouve des broches marquées V+ et V- et de plus, la broche V- ne va pas à la masse, qui doit également figurer sur le schéma, il y aura lieu de prévoir deux alimentations comme indiqué à la figure 17 :

Le V+ au + de l'alimentation « positive ».

Le V- au - de l'alimentation négative.

La masse au - de l'alimentation positive reliée au + de l'alimentation négative.

STÉRÉOPHONIE

Il est évident qu'en cas d'écoutes stéréophoniques, on devra prévoir, dans le cas des montages décrits, deux canaux au lieu d'un seul, et même trois ou quatre, si la stéréo est à 3 ou 4 canaux.

Les problèmes qui se poseront dans les ensembles mélangeurs pour stéréo, seront étudiés dans la suite de cet article.

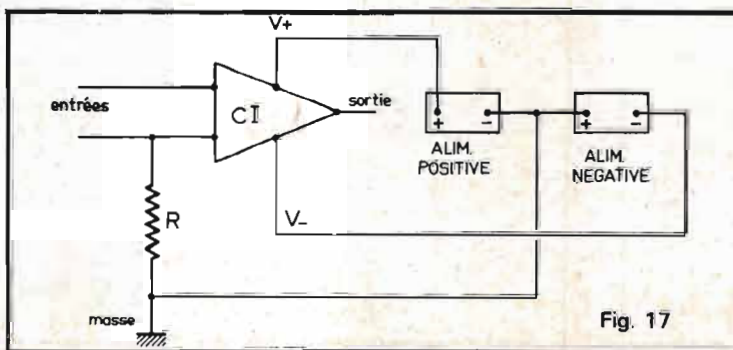


Fig. 17

COMMUTATEUR ELECTRONIQUE

DE COMMANDE AUTOMATIQUE

PHARES ~ CODES

(Suite voir N° 1521)

SCHEMA GENERAL

Le schéma général de la figure 8 se compose en fait de quatre circuits distincts.

a) Le circuit principal de commande figure 4 qui assure le passage en codes comprend les phototransistors PTR1 et PTR2, les transistors TR1 à TR6, le thyristor TH1, l'amplificateur opérationnel CI1 et les portes Nand 1 à 6.

b) Le circuit de puissance figure 5 qui commande l'allu-

mage des phares ou des codes comporte les transistors TR7 à TR10.

c) Le circuit secondaire figure 6 qui coupe le circuit principal et assure le maintien en codes jusqu'à ce que les véhicules se soient croisés. Ce circuit est composé de LDR1, de TR11 ; de l'amplificateur opérationnel CI2 et des portes Nand n°s 7 et 8.

d) Enfin les circuits d'alimentation de l'ensemble figure 7, comprenant le transformateur T1 et les transistors TR12 à TR15.

FONCTIONNEMENT DETAILLE DE L'ENSEMBLE

A la mise sous tension et en l'absence d'éclairage par un véhicule venant en face, les phototransistors du circuit principal ont un courant d'émetteur très faible et les transistors TR1 et TR2 sont pratiquement bloqués ; la tension sur l'émetteur de TR2 est presque nulle et l'ampli-

opérationnel CI1 qui suit, du type comparateur, a de ce fait son entrée + à une tension nettement inférieure à celle de son entrée - polarisée positivement par le pont R4-P2.

Sa sortie est négative d'environ 0,5 V. Les entrées de la porte Nand n° 1 qui suit sont de ce fait à l'état zéro tandis que la sortie est à plus 3,5 V, donc à l'état un. TR3 fortement polarisé à travers R5 est saturé et la gachette du thyristor TH1, reliée au collecteur de TR3 à travers DI, est

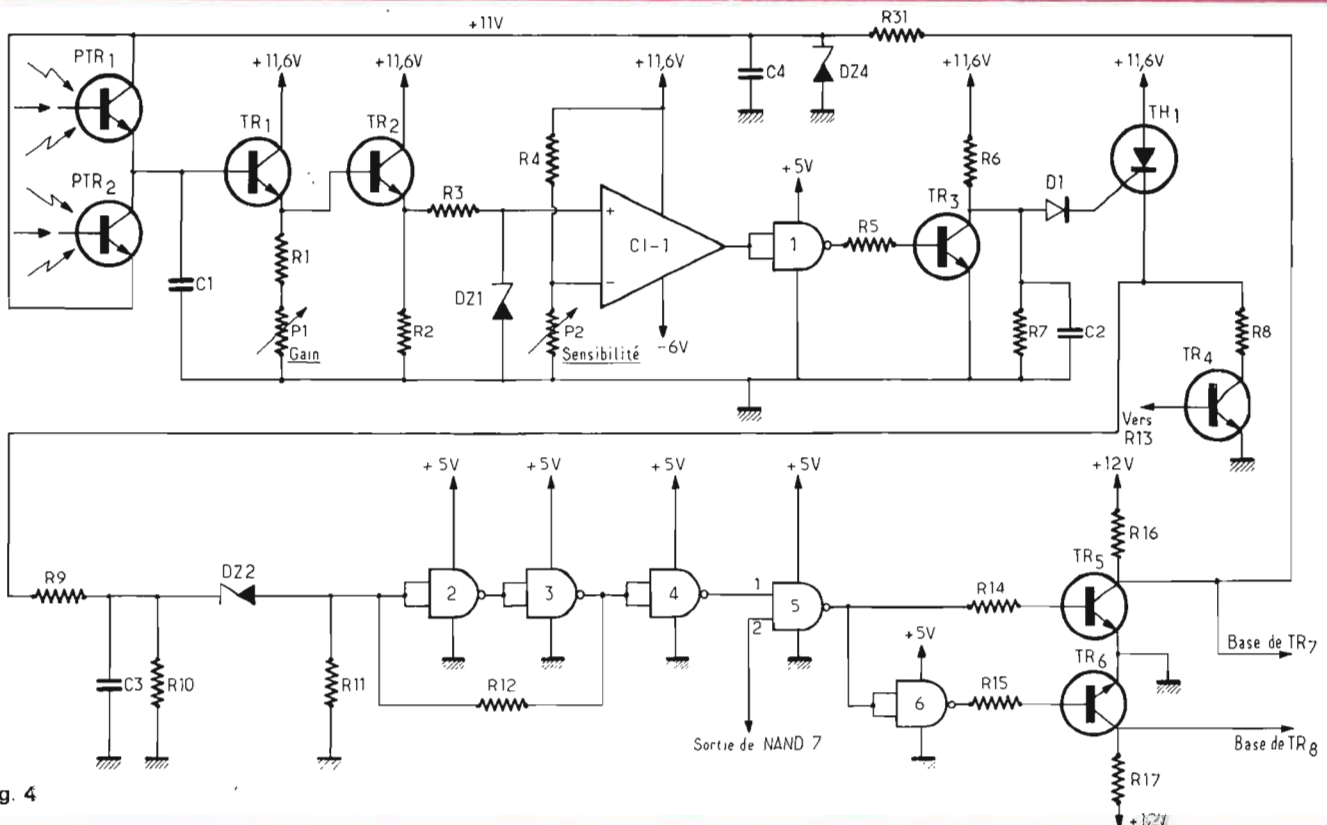


Fig. 4

Fig. 7

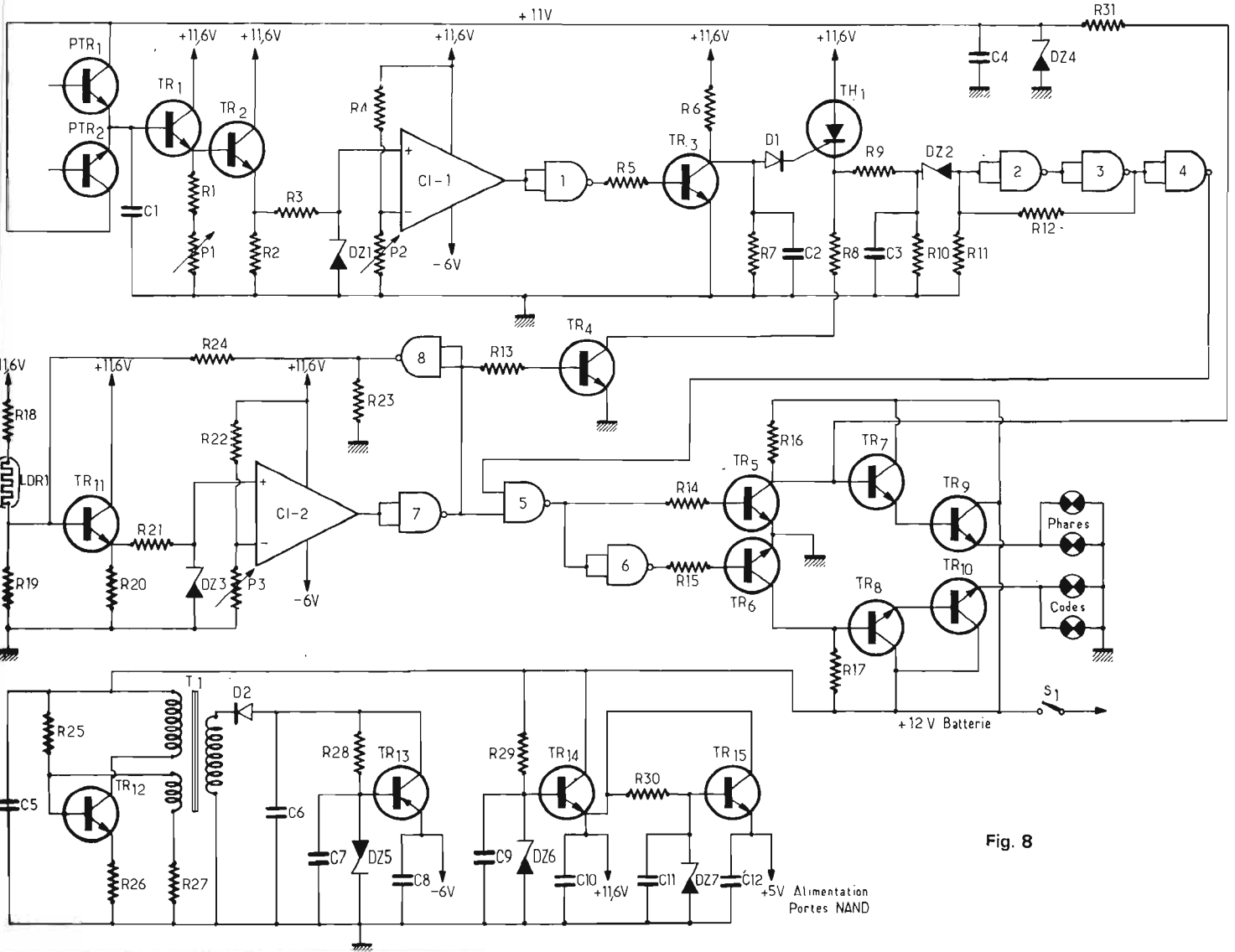
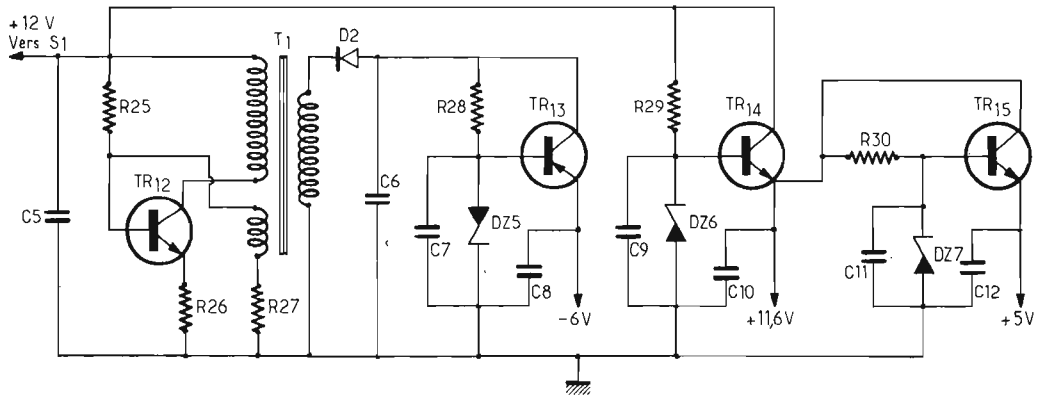


Fig. 8

Nand 2 dont la sortie repasse à l'état un, TR3 se sature coupant l'alimentation de la gachette de TH1 qui lui, continue de conduire, le courant le traversant étant suffisant à le maintenir en état de conduction tant que TR4 restera saturé.

Les circuits qui suivent res-

tent donc en l'état précédent et le véhicule en position codes jusqu'à ce que les deux voitures s'étant assez rapprochées l'une de l'autre, LDR1 à son tour suffisamment éclairée voit sa résistance diminuer rapidement, la tension aux bornes de R19 augmente polarisant fortement TR11

dont la tension apparaissant sur l'émetteur est appliquée à travers R2 à l'entrée + de Ci 2; dès que cette tension dépasse le niveau de la tension de référence de l'entrée - ce circuit bascule comme nous l'avons vu pour Ci 1. Les entrées de Nand 7 passent à l'état un et sa sortie à l'état

zéro ainsi que l'entrée 2 de Nand 5 dont les deux entrées sont maintenant à zéro mais dont la sortie ne change pas d'état puisque déjà à un. Par contre, Nand 8 change d'état, entrées à zéro sortie à un ce qui a pour effet de renforcer l'action de LDR1 en envoyant une tension positive sur la

base de TR11 à travers R24 assurant ainsi un verrouillage efficace de l'ensemble. Le basculement de Nand 7 provoque également le blocage de TR4 et par voie de conséquence celui de TH1, le courant circulant dans celui-ci étant maintenant trop faible pour le maintenir en état de conduction, sa gachette n'étant toujours pas alimentée. Le blocage de TH1 provoque le basculement des portes Nand 2 - 3 et 4 et l'entrée 1 de Nand 5 repasse à l'état un ; mais comme son entrée 2 est toujours à zéro sa sortie reste à l'état un, donc aucun changement des circuits qui suivent, les phares restent éteints et les codes allumés.

Le circuit secondaire a donc pris maintenant intégralement le relais du circuit principal qui est revenu à son état d'origine. Cet état durera jusqu'au moment où les deux voitures s'étant croisées LDR1 n'est plus éclairée, sa résistance augmente rapidement, la tension sur la base de TR11, ainsi que sur son émetteur diminue très vite, Ci 2 repasse à son état initial ainsi que Nand 7 et 8 ce qui provoque une baisse de tension encore plus grande sur la base de TR11 verrouillant le circuit. TR4 se sature à nouveau fermant à la masse le circuit de cathode de TH1 qui reste néanmoins bloqué, sa gachette n'étant toujours pas alimentée. L'entrée 2 de Nand 5 repasse à l'état un, et comme son entrée 1 est déjà à l'état un, sa sortie passe à l'état zéro, avec pour effet : le blocage de TR5, la saturation de TR7 et TR9, l'allumage des phares et l'alimentation des phototransistors tandis que les codes s'éteignent, Nand 6 voyant dans le même temps ses entrées passer à zéro et sa sortie à un ; donc saturation de TR6, blocage de TR8 et TR10 et l'ensemble est prêt à fonctionner de nouveau dès qu'un véhicule se présentera en face.

Voyons maintenant le rôle de certains composants. P1 ajuste le gain des étages

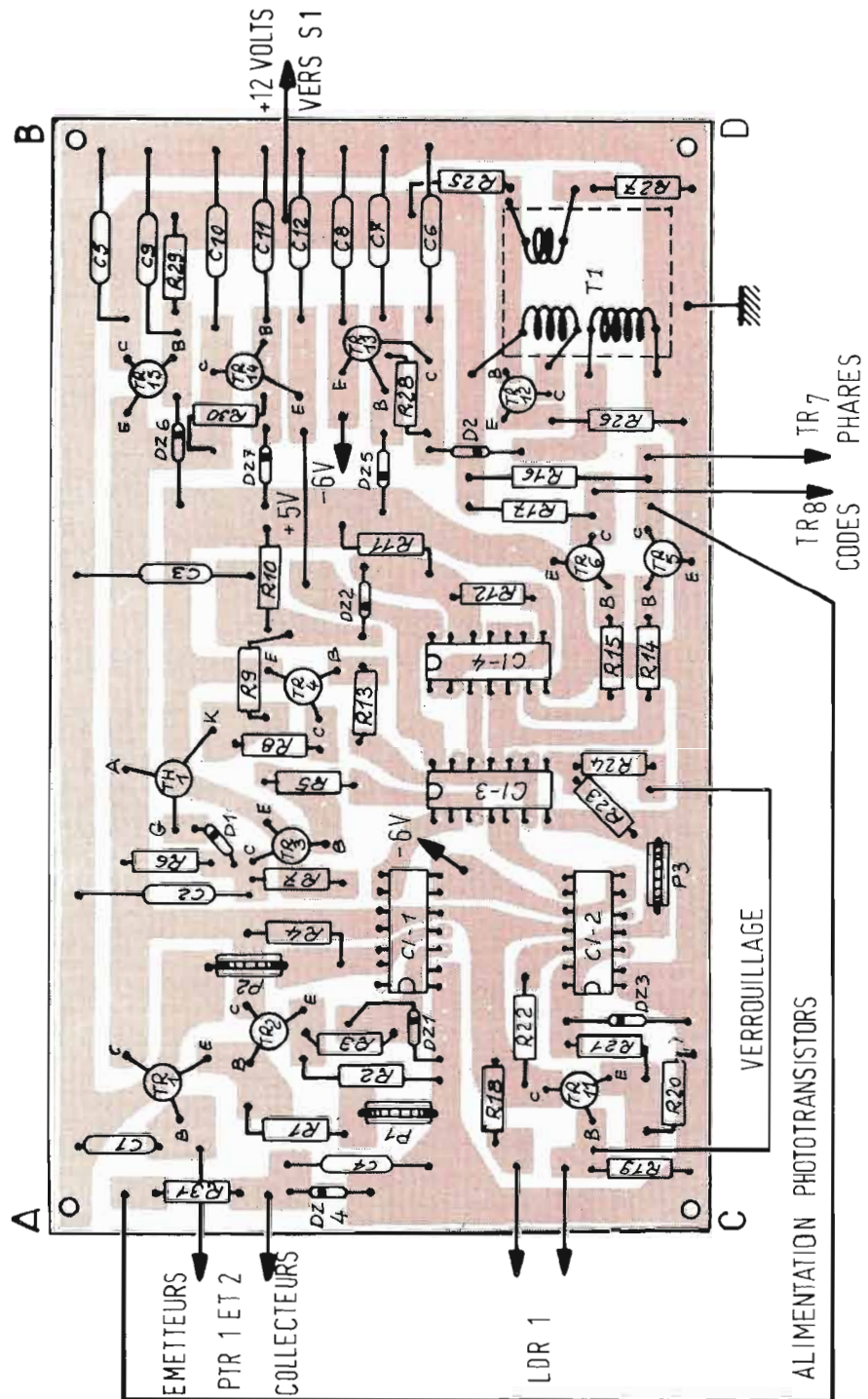


Fig. 9

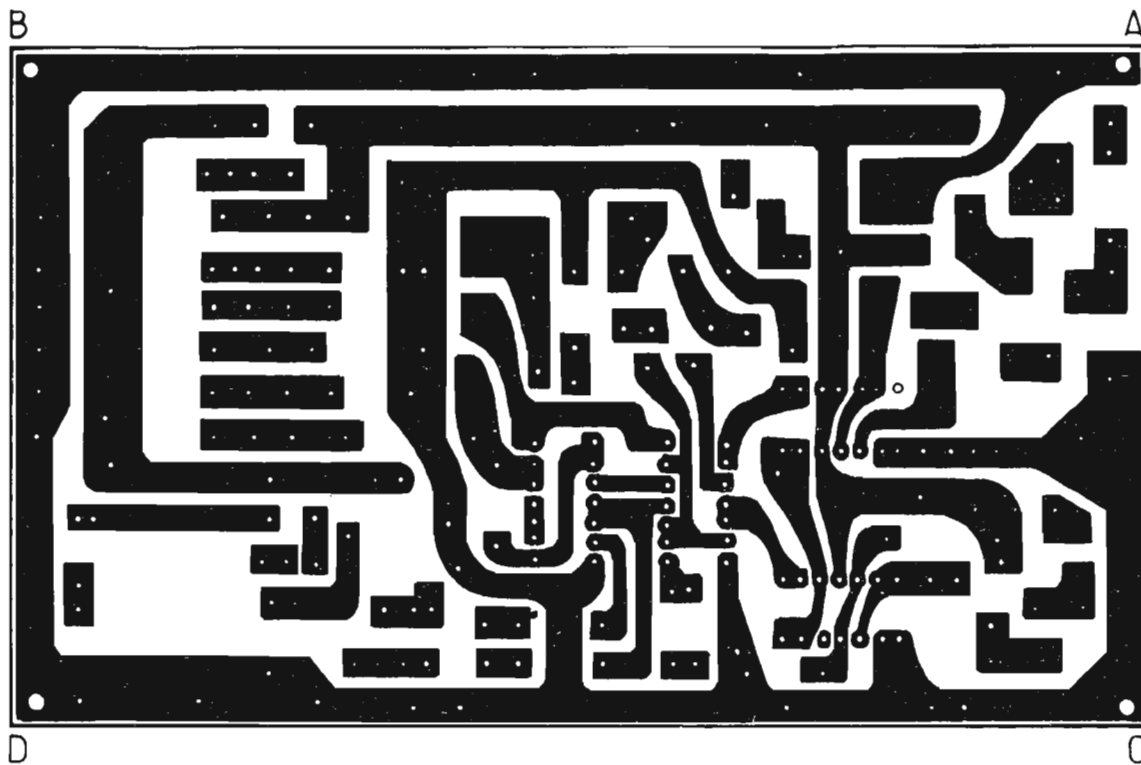


Fig. 10

d'entrée, ce réglage est nécessaire pour compenser les différences de sensibilité des phototransistors lors d'une éventuelle fabrication en série. P2 sert à ajuster le niveau de la tension de référence appliquée sur l'entrée - et par là-même le seuil de sensibilité de l'ensemble. DZ1 protège l'entrée + de Ci 1 contre les surtensions en cas d'éclairage très intense des phototransistors DZ3 et P3 assurent les mêmes rôles pour Ci 2. DZ4 stabilise l'alimentation des phototransistors à la valeur requise. Enfin R9 - DZ2 - R10 et C3 associés aux portes Nand 2 - 3 et 4 constituent un circuit de retard dont le fonctionnement est le suivant.

A l'amorçage de TH1, C3 se charge à travers R9 ; dès que la tension au point commun R9 - R10 atteint le niveau fixé par DZ2 celle-ci commence à conduire et la tension sur les entrées de Nand 2 augmente régulièrement jusqu'au moment où elle atteint le point de bas-

culement de Nand 2 dont la sortie passe de l'état un à l'état zéro. Mais le basculement de Nand 2 n'est pas très rapide du fait que la tension sur ses entrées ne monte que très lentement (environ 500 ms). De ce fait la vitesse de basculement de ce circuit étant trop lente pour actionner directement Nand 5 il a été fait appel aux portes Nand 3 et 4 montées en série avec Nand 2 ce qui nous permet d'obtenir une vitesse de basculement phares-codes de moins de 40 ms comme on peut s'en rendre compte sur les diagrammes A à F de la figure n° 17. Le temps de retard pour le passage en codes après que TH1 sera amorcé est de 1,5 s, ce temps est fonction de la valeur de R9 et C3, il est bien évident que l'on pourrait le modifier à volonté en changeant l'une ou les deux valeurs de ces composants. Ce temps de retard a été choisi après de nombreux essais afin de compenser les différences d'éclairage des divers véhicules.

Prenons un exemple : supposons deux voitures A et B se dirigeant l'une vers l'autre, en l'absence de circuit de retard si l'éclairage de B est plus faible que celui de A, B passera en codes avant A et ce dernier restera en phares puisque à ce moment-là l'éclairage de B sera encore plus faible. Avec le circuit de retard il en ira tout autrement, le thyristor (TH1) de B s'amorcera bien avant celui de A mais ce n'est qu'après 1,5 s que B passera en codes ce qui laisse largement le temps à TH1 de A de s'amorcer à son tour les deux voitures s'étant pendant ce temps-là suffisamment rapprochées l'une de l'autre pour compenser les écarts d'éclairage et obligatoirement A passera en codes avec un léger décalage sur B, mais rien ne peut l'empêcher de passer en codes une fois le thyristor amorcé. Ceci suppose bien entendu des phares parfaitement réglés et de caractéristiques aussi voisines que possible.

On pourrait penser que ce

retard risque de constituer un inconvénient dans certains cas, dans la pratique il n'en est rien ; que ce soit à la sortie d'un virage ou en haut d'une côte où les deux véhicules peuvent se retrouver très près l'un de l'autre l'angle d'ouverture des phototransistors est suffisamment grand pour réagir à un faisceau lumineux oblique bien avant que les véhicules ne soient dans le même axe, et en tout cas, avant que les conducteurs ne soient gênés. De plus, si les véhicules se trouvent très près l'un de l'autre LDR1 provoquera le basculement instantané en codes.

Enfin avant de terminer cette description parlons un peu du choix des circuits d'entrée. Pour le circuit principal nous avons fait appel à deux phototransistors car il est nécessaire ici d'avoir des circuits de très grande sensibilité et de réponse très rapide ; un seul phototransistor aurait pu suffire mais il est apparu après divers essais que les écarts de sensibilité

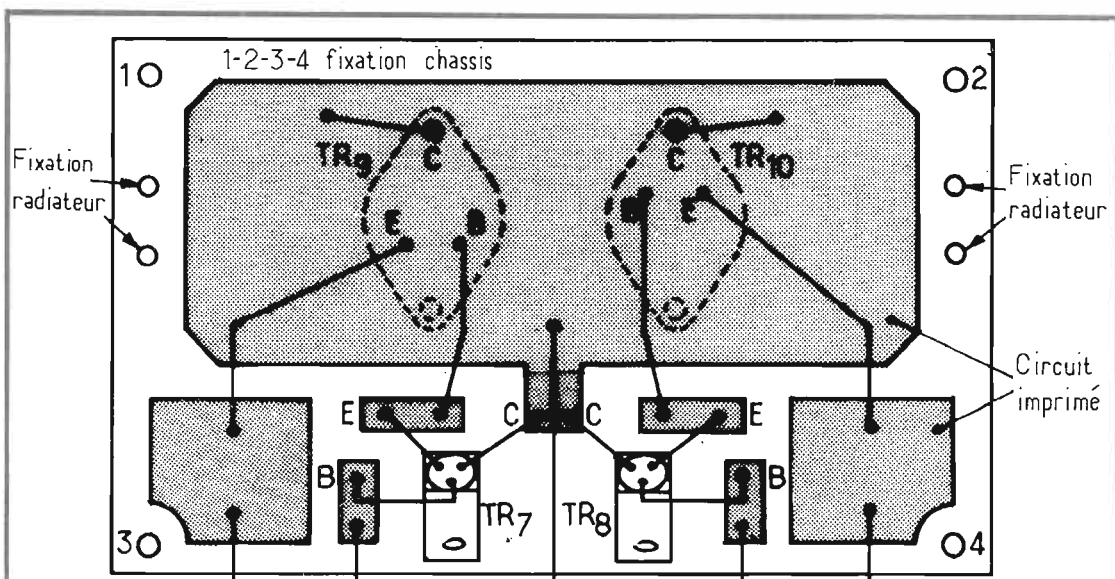


Fig. 11

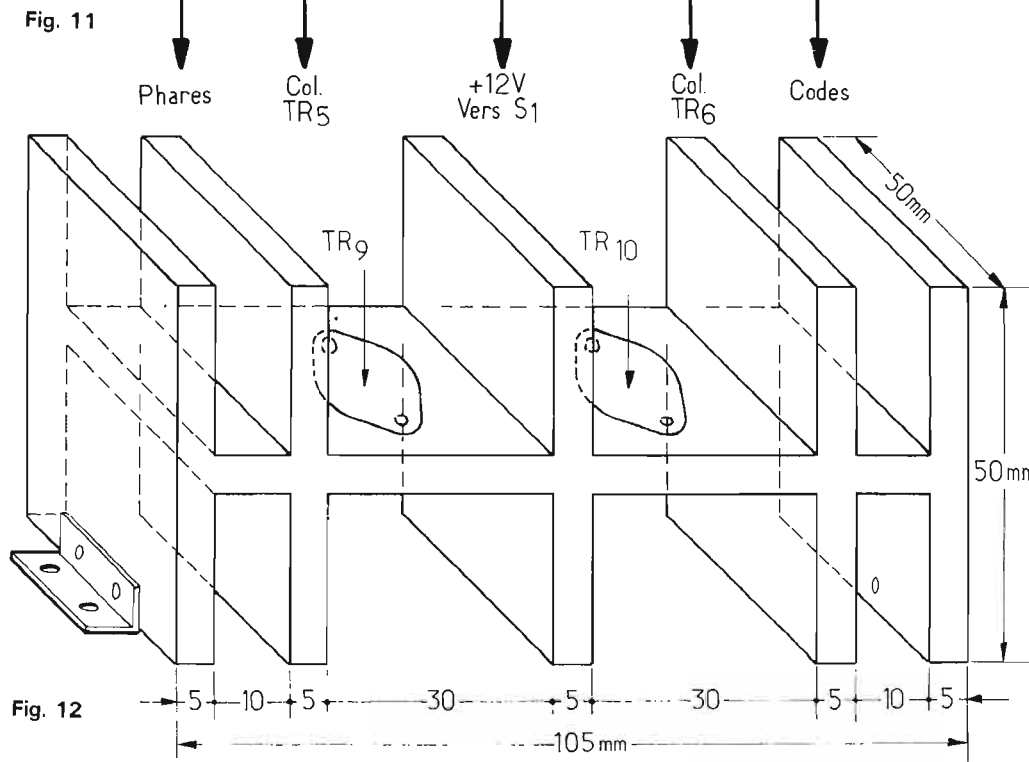


Fig. 12

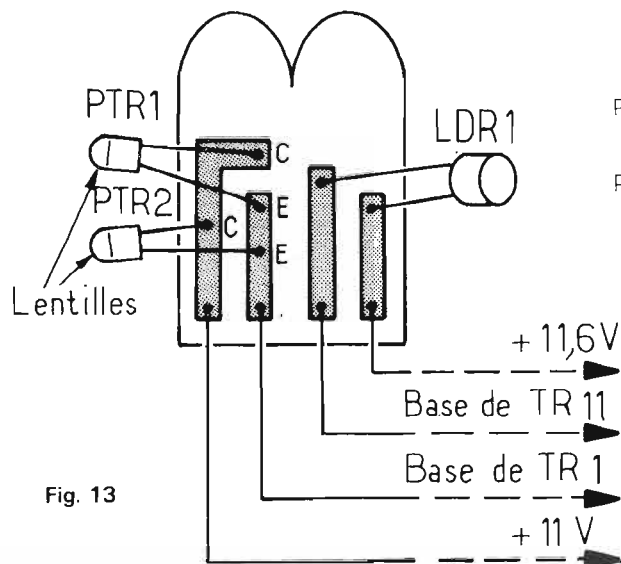


Fig. 13

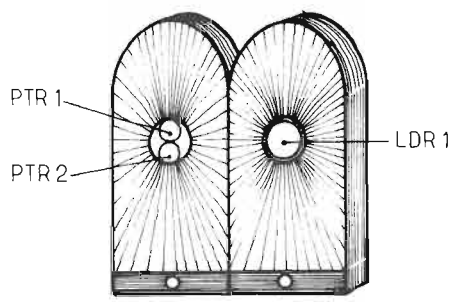


Fig. 14

s'en trouvaient très réduits tout en doublant celle-ci, la dérive est nulle, même après des heures de fonctionnement. Pour le circuit secondaire, nous avons choisi une LDR après de nombreux essais bien que ses temps de réponses soient assez longs, ce qui l'exclut pour le circuit principal, alors qu'ici travaillant avec une sensibilité très réduite cela ne pose aucun problème. Le temps de retour en phares après que les voitures se soient croisées est inférieur à 2s, ce qui peut sembler long, mais dans la pratique il n'en est rien, bien au contraire. Dans le cas où un deuxième véhicule suit le premier d'assez près le circuit restera en codes, la résistance de la LDR augmentant légèrement dans un premier temps pour redescendre très rapidement ensuite à mesure que les voitures se rapprochent l'une de l'autre; alors qu'un phototransistor aurait eu le temps de provoquer un passage en phares, suivi d'ailleurs aussitôt d'un retour en codes. De plus, l'inertie très grande de la LDR aux faibles variations de lumière supprime tout risque de battement codes-phares, ce qui ne serait pas le cas avec un phototransistor.

MISE AU POINT ET REGLAGES

La seule mise au point consiste à ajuster une fois pour toutes P1 - P2 et P3. P1 ajuste le gain des étages d'entrée, il sera réglé à un niveau de référence fixé une fois pour toutes pour tous les appareils et pour un même éclairage.

P2 sera réglé au maximum de sensibilité compatible avec un verrouillage efficace des circuits sur l'éclairage propre du véhicule en l'absence d'éclairage provenant de l'extérieur. Ce réglage très souple permet un ajustage très précis de la sensibilité qui doit correspondre à un éclairage des phototransistors provoquant le passage en

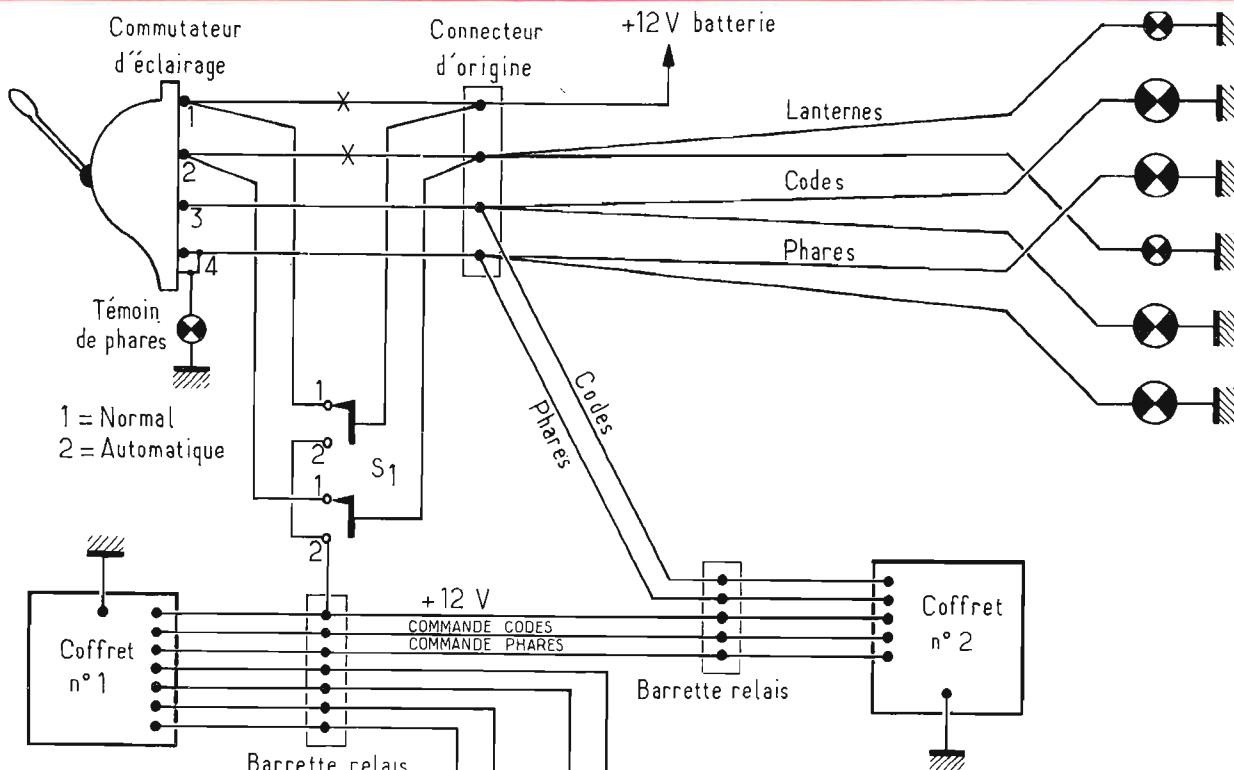


Fig. 15

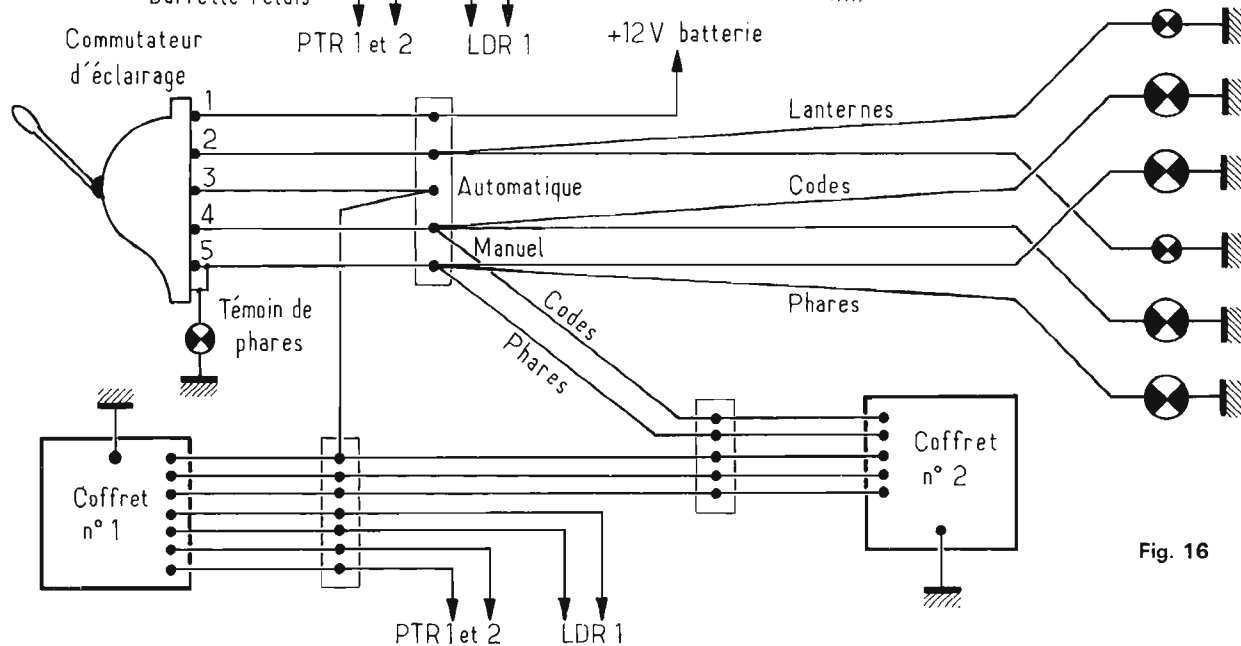


Fig. 16

codes par les feux de route d'un véhicule se trouvant à une distance suffisamment grande pour ne pas gêner le conducteur venant en face.

Ce réglage pour être précis devra être effectué à l'aide d'un luxmètre en prenant comme référence la moyenne d'éclairement de plusieurs véhicules dont le bon état des phares aura au préalable été contrôlé.

Néanmoins pour un réglage approximatif on peut procé-

der de la façon suivante : P1 à mi-course, régler P2 jusqu'au moment où l'ensemble bascule tout seul sur le propre éclairage du véhicule, ceci en l'absence de tout autre éclairage extérieur. Revenir ensuite légèrement en arrière ; puis s'assurer que le verrouillage de l'ensemble est efficace en repassant en phares, sinon revenir encore légèrement en arrière jusqu'au moment où le véhicule reste normalement en phares sur son propre éclairage. P3 sera

réglé avec une sensibilité correspondant au basculement du circuit secondaire sur l'éclairage codes d'un véhicule distant de 70 m environ. Tous ces réglages correctement effectués aucune retouche n'est nécessaire dans le temps.

PRESENTATION MECANIQUE ET PLAN DE CABLAGE

L'ensemble du commuta-

teur est monté dans deux petits coffrets ; le premier de 155 x 95 x 50 fixé sous le tableau de bord contient tous les circuits à l'exception des étages de puissance et des cellules. La figure 9, vue côté composants, donne la disposition des éléments qui sont montés sur un circuit imprimé fixé à l'aide de vis et d'entretoises à 5 mm du fond du coffret ; la figure 10 donne le plan du circuit côté imprimé.

Le deuxième coffret de 120 x 80 x 60 est fixé sous le

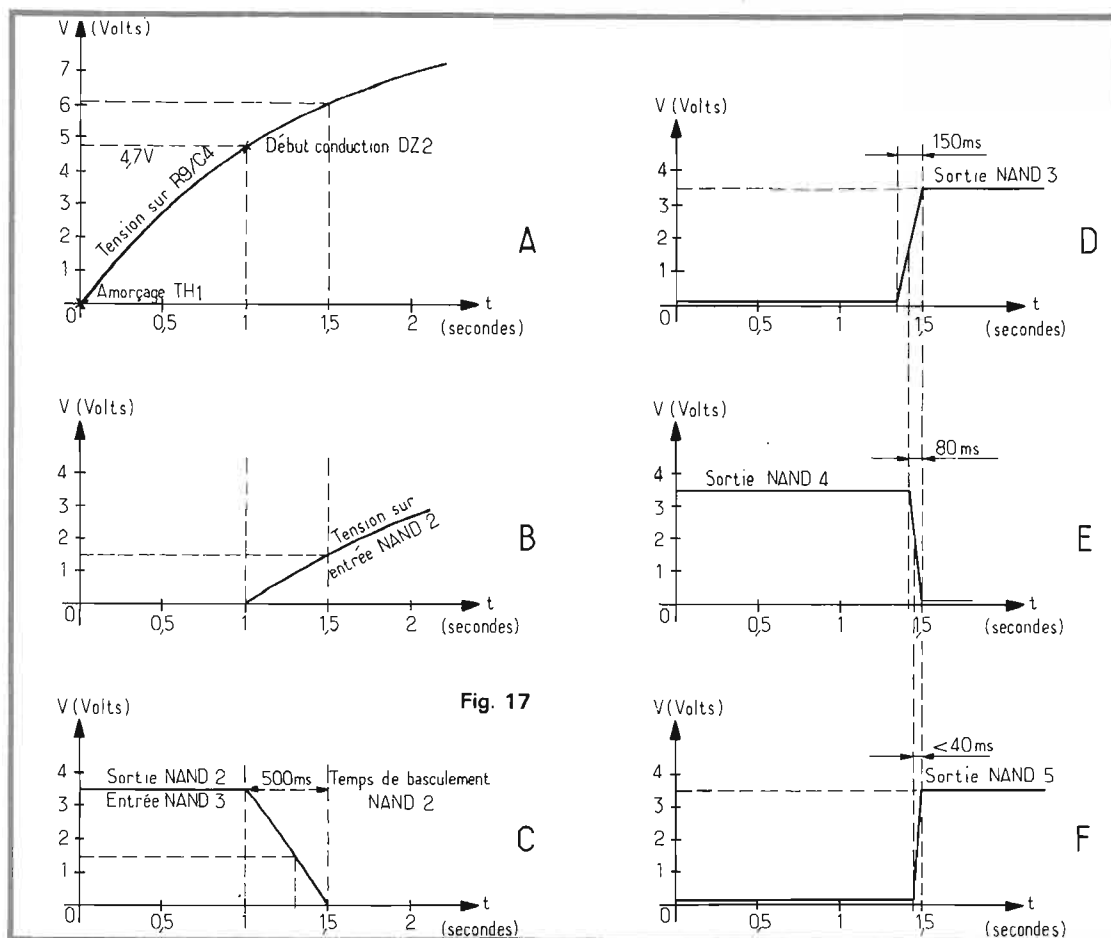


Fig. 17

capot du véhicule ; un deuxième circuit imprimé, figure 11 fixé comme le précédent dans le fond du coffret supporte les transistors TR7 à TR10. Le circuit imprimé est représenté coté composants donc vu par transparence ; les transistors TR7 et TR8 sont fixés directement sur ce circuit tandis que TR9 et TR10 sont montés sur le radiateur de la figure 12 lui-même fixé sur le circuit imprimé, les transistors sont isolés électriquement du radiateur. Le capot de ce coffret est ajouré afin de faciliter le refroidissement de TR9 et TR10 par l'air circulant sous le capot lorsque le véhicule roule.

Enfin les cellules sont montées sur un petit circuit imprimé figure 13, lui-même fixé à l'intérieur de la partie supérieure de deux boîtiers de lampes de poche du type « Lumijet » où les cellules prennent la place des ampoules d'origine, figure 14. Ces deux boîtiers collés côte à côte sont fixés par un étrier der-

rière le pare-brise, au-dessus du tableau de bord, côté conducteur.

Le plan de câblage et les différentes connexions sont données sur les figures 9 et 15 et n'appellent aucune explication particulière. Les différents raccordements sont effectués à l'aide de barrettes de cosses relais du type « domino ». L'inverseur normal-automatique est du type à bascule, double circuit 10 A, il est fixé sur le tableau de bord.

La commande normale n'est pas supprimée et dans certains cas s'avère nécessaire, en particulier lorsqu'il fait très beau temps et clair de lune, l'appareil dans ce cas précis refusant obstinément de rester en phares ne pouvant bien entendu faire la différence entre un beau clair de lune et l'éclairage d'un véhicule venant en face. Enfin certains éclairages peuvent suffire à actionner notre commutateur, par exemple : signalisation ou enseignes lumineu-

ses, maison dont la lumière éclaire la chaussée, etc. Dans la plupart des cas le circuit repassera en phares après le passage de ces éclairages « parasites » ; dans le cas contraire, il suffira pour le faire revenir en phares d'effectuer une brève manœuvre de l'inverseur automatique-normal. Dans la pratique cela n'arrivera que très rarement, ces éclairages n'étant malgré tout pas très nombreux ; sauf près des villes. Lors de l'utilisation en commande automatique, il sera préférable de laisser le commutateur d'éclairage sur position de codes pour la simple raison que si l'on est obligé de passer d'automatique sur normal l'on se retrouvera obligatoirement en position codes, alors que si on le laisse sur arrêt on n'aurait plus d'éclairage lors de cette manœuvre.

Pour terminer, un cas où il est recommandé de passer en commande manuelle codes ; lorsque l'on voudra dépasser un véhicule plus

lent, bien que le passage en codes s'effectue normalement sur l'éclairage des feux arrière du véhicule à dépasser, il risque d'avoir lieu alors que l'on sera assez près, ce qui risque de gêner son conducteur. Dans l'éventualité contraire ou c'est un autre véhicule que dépasse celui équipé de la commande automatique, le passage en codes s'effectuera bien lors du dépassement mais le retour en phares devra être effectué manuellement, le circuit secondaire n'ayant pas été suffisamment excité pour prendre le relais du circuit principal. Ceci est d'ailleurs préférable, le retour en phares risquant d'avoir lieu trop tôt dans le cas contraire et gênerait le conducteur qui vient de dépasser. Un bref passage de l'inverseur automatique-normal sur normal suffira pour faire repasser le véhicule en phares.

Dans un éventuel équipement en série sur voitures neuves le commutateur d'éclairage pourrait être modifié suivant la figure 16 ce qui supprimerait l'inverseur S1 et simplifierait la commande normal-automatique. Dans ce cas, un bref passage sur position codes manuel suffira à faire rebasculer l'ensemble en position phares. Au moment où l'on repassera sur automatique.

CONCLUSIONS

Ce n'est qu'après de nombreux essais et modifications diverses sur près de deux années que l'auteur pense être arrivé à un résultat, sinon parfait, du moins très satisfaisant, de cet ensemble qui comme tout appareil automatique ne peut malgré tout se substituer entièrement à l'homme, même s'il est appelé à rendre de grands services, une conduite plus agréable, et surtout, améliore considérablement la sécurité routière de nuit pour un prix de revient très abordable.

J. ABOULY

réalisez...

UN « S » METRE à graduation linéaire

TOUS les récepteurs de trafic sont équipés d'un Smètre, dont les indications sont précieuses pour transmettre les reports lors des QSO.

Pourtant, si l'on regarde de près son étalonnage, et surtout une échelle logarithmique, il est rare de conclure à une validité de ses informations. Le petit montage proposé ci-dessous permet outre une lecture facilitée, un relevé fidèle de la valeur du signal sur l'entrée du récepteur, et par là de fournir des informa-

tions sérieuses au correspondant qui règle son antenne, ou modifie son PA. Nous incitons vivement les OM à améliorer leur RX en ajoutant ce circuit, qui leur procurera une base de mesure sérieuse pour les divers signaux reçus.

Un Smètre est un appareil qui renseigne sur le champ d'une émission en un endroit déterminé. Il fonctionne habituellement de pair avec un récepteur de radio et est gradué de S1 à S9. S9 correspond à un signal de $100 \mu\text{V}$ à l'entrée du récepteur. Les

autres graduations suivent une loi de progression de 6 dB en 6 dB, ce qui donne le tableau suivant :

$$S9 = 100 \mu\text{V}$$

$$S8 = 50 \mu\text{V}$$

$$S7 = 25 \mu\text{V}$$

$$S6 = 12,5 \mu\text{V}$$

$$S5 = 6,25 \mu\text{V}$$

$$S4 = 3,12 \mu\text{V}$$

$$S3 = 1,56 \mu\text{V}$$

$$S2 = 0,78 \mu\text{V}$$

$$S1 = 0,39 \mu\text{V}$$

Pour des valeurs supérieures à S9, on compte par fractions de 10 dB ($\times 3,16$). Très souvent, les Smètres ne per-

mettent pas une lecture facile de l'intensité de réception, principalement lorsque cette dernière est assez faible et se situe en-dessous de S7. En effet, dans la plupart des cas, la mesure de S est effectuée à partir de la tension continue de détection en l'absence de CAG. Cette mesure est correcte tant qu'elle reste entre les deux limites suivantes :

— Limite inférieure déterminée par la courbure de départ du détecteur, limite souvent peu précise parce que noyée dans le bruit de fond.

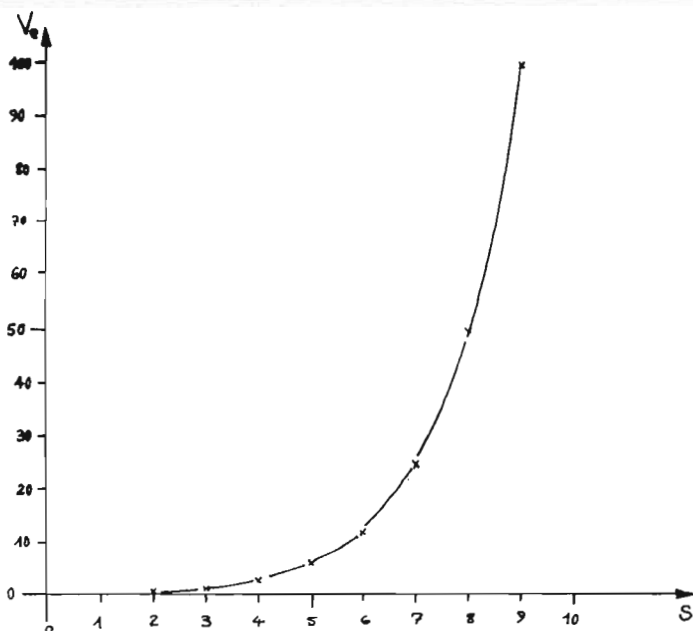


Fig. 1. - Loi de variation du paramètre « S » en fonction de la tension d'entrée.

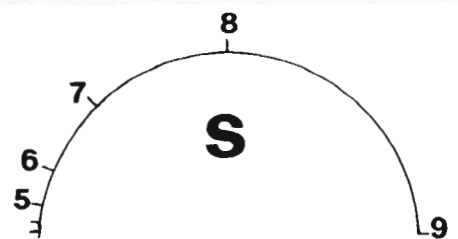


Fig. 2. - Appliquée telle quelle à un galvanomètre linéaire, la tension caractérisant « S » est affligée d'un tassement des graduations vers la gauche du cadran.

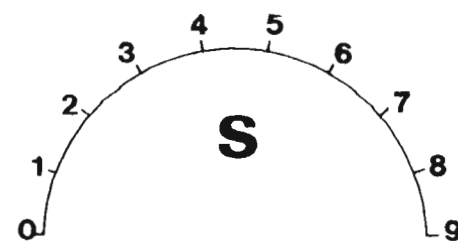


Fig. 3. - Si la lecture est effectuée à travers un correcteur logarithmique, la graduation redevient linéaire, permettant ainsi une meilleure appréciation des « S » de faible valeur.

— Limite supérieure causée par la saturation du récepteur.

Habituellement, les signaux amateurs se situent entre ces deux limites. La méthode ci-dessus présente cependant un ennui majeur qui est la loi de graduation en S du galvanomètre. En effet, celle-ci est représentée sur la figure 1. Il apparaît que le tassement des graduations vers la gauche du cadran rend le Smètre peu pratique à l'usage. La figure 2 illustre cet inconvénient. Malgré tout, ce principe de mesure reste sûr.

L'idéal serait donc de mesurer la tension de détection à l'aide d'un milliampèremètre à graduation linéaire à travers un amplificateur à courbe de réponse logarithmique, les dB étant proportionnels au logarithme du rapport de deux tensions apparaissant aux bornes de la même résistance. Dans ce cas, les graduations du galvanomètre deviendraient linéaires et l'appareil présenterait l'aspect de la figure 3; on conçoit qu'alors la lecture en soit rendue beaucoup plus précise.

COMPOSITION DU S-METRE

A quels critères doit répondre notre Smètre? Tout d'abord fournir une courbe de réponse logarithmique, ainsi que nous l'avons vu plus haut. Ensuite présenter une grande impédance d'entrée pour que la tension continue de détection puisse être prélevée à travers une résistance élevée, afin de ne pas perturber le circuit de détection. Le gain du Smètre doit être ajustable afin de s'adapter à tous les niveaux de détection rencontrés. Enfin, le courant de sortie du montage sera suffisamment abondant pour permettre d'actionner un galvanomètre peu sensible et robuste (milliampèremètre) de préférence à un appareil de mesure sensible, donc fragile et forcément plus coûteux.

Le schéma synoptique du

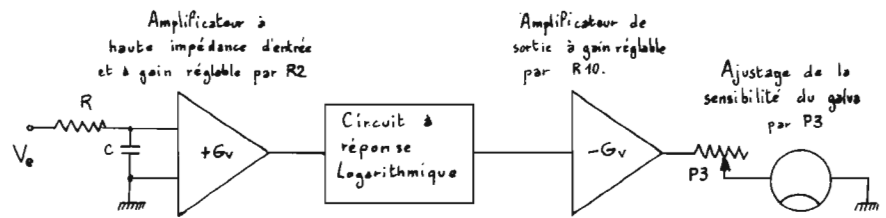


Fig. 4. - Schéma synoptique du Smètre à lecture linéaire.

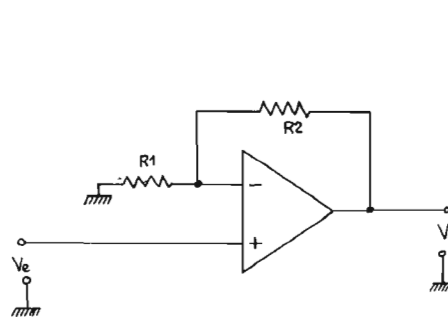


Fig. 5. - Montage d'un amplificateur opérationnel en configuration amplificateur non-inverseur.

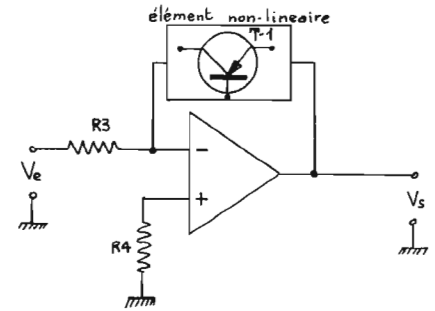


Fig. 6. - L'introduction d'un élément non-linéaire dans le circuit de contre-réaction permet de modifier le gain du montage en fonction du niveau d'entrée.

Smètre est représenté sur la figure 4. On y remarque un étage d'entrée à haute impédance, précédé d'un filtre RC; le gain de cet étage est ajustable par le moyen d'une résistance. La sortie de cet amplificateur est appliquée à l'entrée d'un réseau non-linéaire à caractéristique logarithmique. Enfin, un amplificateur de sortie, à gain également réglable, fournit au galvanomètre son courant de déviation, à travers la résistance variable P3.

EMPLOI D'UN AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL COMME ETAGE A HAUTE IMPEDANCE D'ENTREE

A l'origine, le terme d'amplificateur opérationnel était employé dans les calculateurs pour désigner un type d'amplificateur qui pouvait réaliser certaines opérations mathématiques. Cela était dû au fait que l'on s'était rendu compte que l'emploi de la contre-réaction appliquée à un

amplificateur présentant un grand gain continu permettait d'obtenir un montage dont le gain global dépendait uniquement des éléments de la contre-réaction. En choisissant judicieusement ces derniers, on pouvait ainsi réaliser un additionneur, ou bien un soustracteur, ou bien un intégrateur, ou encore un différentiateur, élever à une puissance, extraire une racine, obtenir un logarithme, etc.

D'une façon générale, les amplificateurs qui sont contre-réactionnés présentent des caractéristiques plus intéressantes que ceux qui ne font pas appel à cette technique, mais cela est obtenu en partie au détriment du gain. En effet, l'utilisation conjointe d'un amplificateur à grand gain et d'un circuit de contre-réaction accroît la stabilité du gain global du montage, réduit l'impédance de sortie, améliore la linéarité, et dans bien des cas, augmente l'impédance d'entrée. Ainsi donc, suivant la valeur du gain de boucle, les caractéristiques d'un amplificateur opérationnel en boucle fermée

sont accrues par l'emploi de la contre-réaction.

En outre, dans un amplificateur opérationnel présentant un grand gain en boucle ouverte, les caractéristiques de l'amplificateur en boucle fermée dépendent uniquement des composants constituant le circuit de contre-réaction. Dans le schéma de la figure 5, par exemple, le gain en boucle fermée est entièrement déterminé par le rapport $R2/R1$ des deux résistances de contre-réaction; il est pratiquement indépendant des caractéristiques en boucle ouverte de l'amplificateur opérationnel. De ce qui précède, on peut conclure qu'il est possible de régler avec toute la précision voulue le gain en boucle fermée de l'amplificateur opérationnel.

La figure 5 montre le branchement d'un amplificateur opérationnel monté en configuration non-inverseuse, c'est-à-dire que le signal de sortie V_s est en phase avec la tension d'entrée V_e . Le gain en tension du montage en boucle fermée est donné par la relation :

$$G_v = G_s/V_e = \frac{R1 + R2}{R1}$$

Cette expression se simplifie si $R2 \gg R1$: elle devient alors :

$$G_v = V_s/V_e \approx R2/R1$$

La haute impédance d'entrée du montage non-inverseur est obtenue grâce à sa contre-réaction potentiométrique dans laquelle le signal de sortie, ou une fraction de ce signal, se trouve placé en série avec l'entrée. De ce fait, le seul courant qui circule à l'entrée est dû à la tension d'erreur existant aux bornes de l'impédance d'entrée en boucle ouverte de l'amplificateur. En fait, c'est l'impédance de mode commun qui constitue la limite de l'impédance d'entrée en boucle fermée que l'on peut obtenir dans le montage non-inverseur. On montre que, dans la réalité, si Z_i est l'impédance d'entrée différentielle, l'impédance d'entrée Z_e sera : $Z_e = \mu \cdot \beta \cdot Z_i$, dans laquelle μ est le gain de l'amplificateur mesuré en boucle ouverte et β est déterminé par le réseau de contre-réaction. Cette valeur est très souvent bien supérieure à l'impédance d'entrée en mode commun. C'est donc cette dernière qui constituera, en pratique, une limitation à l'impédance d'entrée des montages non-inverseurs. Des valeurs de

400 k Ω , 1 M Ω , voire plus, peuvent se rencontrer.

ETAGE DE CONVERSION LOGARITHMIQUE

L'amplificateur opérationnel permet la réalisation de nombreux montages non-linéaires par insertion de dipôles ou de quadripôles non-linéaires dans la boucle de contre-réaction. Un amplificateur logarithmique simple peut être constitué comme indiqué sur la figure 6. L'élément non-linéaire situé dans la boucle de contre-réaction de l'amplificateur opérationnel est un transistor monté en configuration base-commune. Tous les transistors ne se prêtent pas forcément bien à la conversion logarithmique. Habituellement, seuls les dispositifs présentant un grand gain et une base diffusée permettent d'obtenir de bonnes caractéristiques logarithmiques.

Dans un transistor dont le gain est suffisant, il est connu que :

$$V_{BE} = \frac{K T}{Q} \log \frac{I_C}{I_s}$$

relation dans laquelle :

V_{BE} = tension base-émetteur du transistor

K = constante de Boltzmann = $1,38 \cdot 10^{-23}$ W/s/°K

Q = charge de l'électron = $1,6 \cdot 10^{-19}$ coulomb

I_C = courant collecteur du transistor

I_s = courant inverse émetteur-base du transistor

Or, dans le montage de la figure 6 :

$V_s = V_{BE}$ et $I_C = -V_e/R3$, d'où :

$$V_s = \frac{K T}{Q} \log \frac{V_e}{R3 \times I_s}$$

expression de la forme :

$$V_s = V_e \log \frac{V_e}{V_{ref}}$$

soit un signal de sortie positif à variation logarithmique en fonction du signal négatif d'entrée V_e . La figure 7 indique l'allure du courant collecteur en fonction de la tension base-émetteur pour un transistor BC 308. On remarque que la caractéristique reste parfaitement logarithmique tant que le courant collecteur demeure inférieur à environ 10 mA.

Le remplacement du transistor PNP par un NPN permettrait d'attaquer l'entrée par un signal positif tandis que la tension de sortie V_s deviendrait négative.

ETAGE AMPLIFICATEUR DE SORTIE

La tension continue positive présente à la sortie du

convertisseur logarithmique est difficilement utilisable telle quelle, d'une part parce qu'il existe un décalage de tension permanent entre cette sortie et la masse, d'autre part parce que la tension logarithmique est de faible amplitude et qu'elle est disponible sous une relativement haute impédance. Ce sont les raisons pour lesquelles on a fait suivre l'étage de conversion logarithmique par un amplificateur opérationnel, de gain réglable, tel que celui représenté sur la figure 8.

Celle-ci indique le branchement d'un amplificateur opérationnel connecté en configuration amplificateur-inverseur, c'est-à-dire que le signal de sortie V_s est en opposition de phase avec la tension d'entrée V_e . Le gain en tension de ce montage peut être déterminé à partir de la relation :

$$\frac{V_s}{R3} = - \frac{V_e}{R_o}$$

d'où l'on tire :

$$G_v = \frac{V_s}{V_e} = - \frac{R_o}{R3}$$

La résistance $R4$ est nécessaire pour minimiser la tension résiduelle de décalage ainsi que la dérive thermique. Sa valeur optimale est donnée par :

$$R4 = \frac{R3 R_o}{R3 + R_o}$$

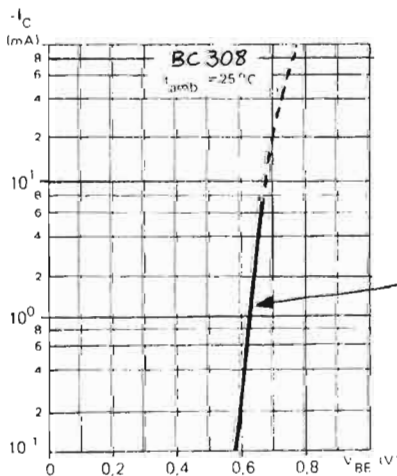


Fig. 7. - Caractéristique $I_C = f(V_{BE})$ d'un transistor BC 308. On remarque que la loi reste logarithmique tant que le courant collecteur est inférieur à environ 8 mA.

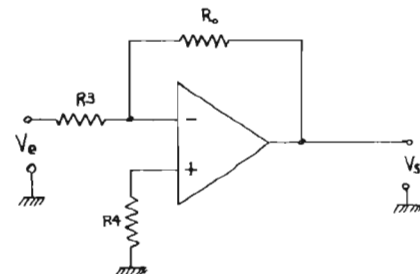


Fig. 8. - Montage d'un amplificateur opérationnel en configuration amplificateur inverseur.

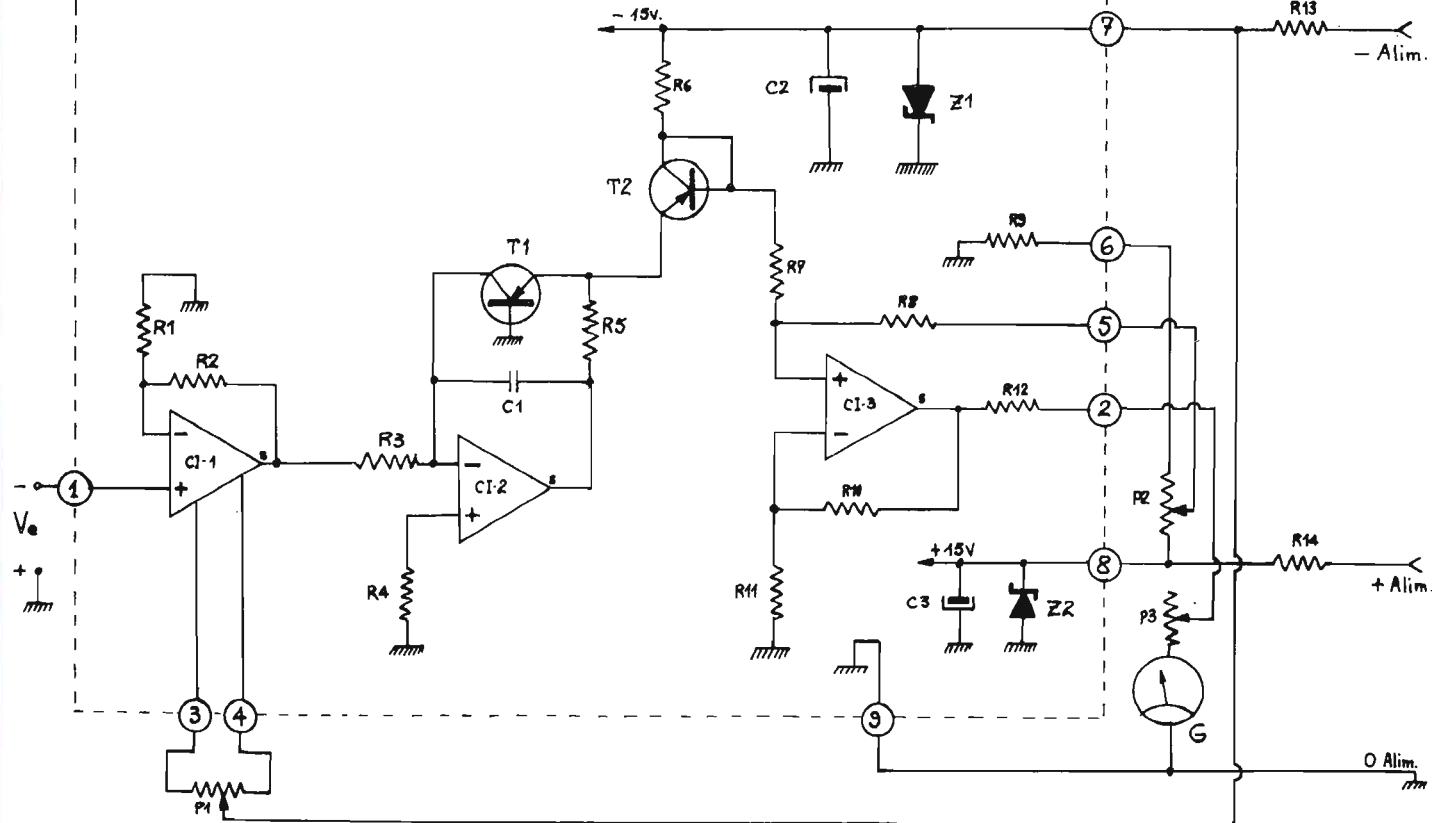


Fig. 9. - Schéma de détail du Smètre.

SCHEMA DE DETAIL DU S-METRE

Il est représenté sur la figure 9. L'entrée du signal négatif provenant de la détection se fait sur la borne N° 1. Cette tension continue de détection a été auparavant filtrée par un réseau RC (par exemple $R = 39 \text{ k}\Omega$ et $C = 0,1 \mu\text{F}$; si l'on désire obtenir une réponse plus rapide on pourra mettre $R = 33 \text{ k}\Omega$ et $C = 0,01 \mu\text{F}$). L'amplificateur d'entrée CI-1, dont le gain est ajustable au moyen de la résistance R2, comporte également un circuit de compensation de la tension de décalage (potentiomètre P1). En effet, dans la plupart des circuits utilisant un amplificateur opérationnel, il est demandé que la tension de sortie V_s soit nulle en l'absence de signal à l'entrée. Il n'en est généralement pas ainsi dans la pratique par suite des différents déséquilibres existant dans le circuit, et la

tension de sortie ne s'annule que pour une certaine tension résiduelle appliquée à l'entrée. L'annulation de cette tension résiduelle se fait en modifiant de façon judicieuse la valeur de certains courants dans le circuit. Le circuit CI-1 est un amplificateur opérationnel intégré du type SFC 2741 qui comporte deux entrées spéciales pour l'annulation de la tension résiduelle : elles sont réunies aux bornes de sortie du montage N° 3 et N° 4.

L'étage convertisseur logarithmique est conforme à la description qui en a été faite précédemment. La résistance R5 limite le gain de boucle de l'amplificateur pour qu'il soit possible de le compenser en fréquence. La capacité C1 évite la naissance d'oscillations parasites. La tension logarithmique est prélevée aux bornes de la jonction émetteur-base du transistor T1 à travers une diode de même nature (émetteur-base de T2) ce qui réalise un décalage de tension (relativement) constant en fonction des

variations de température. La résistance R6 détermine l'endroit où la courbe va croiser le zéro de tension (V_s).

La tension logarithmique issue de l'étage convertisseur est appliquée, via la résistance R7 à l'étage de sortie CI-3, composé d'un demi SFC 2458. La pente de la caractéristique logarithmique en sortie est déterminée par le gain apporté par cet étage, c'est-à-dire, en fait, par la valeur de la résistance R10. L'ajustage de la tension de départ se fait en ajoutant un très léger courant dans l'entrée non-inverseuse à travers la résistance R8. Ce courant est ajustable au moyen du potentiomètre P2. Le galvanomètre de lecture, dont la sensibilité peut aller jusqu'à 5 mA, est branché entre la sortie du circuit CI-3 et la masse à travers une résistance ajustable P3. Cette dernière permet de faire coïncider les graduations du cadran avec les valeurs de la tension d'entrée.

Le montage demande deux tensions d'alimentation,

notées - Alim et + Alim, qui sont respectivement négative et positive par rapport à la masse. Les valeurs des résistances R13 et R14 sont à déterminer en fonction de ces tensions - Alim et + Alim. Ces dernières doivent être supérieures à 15 volts, puisque les tensions régulées par diodes stabilisatrices Z1 et Z2 sont précisément de + 15 volts et de - 15 volts par rapport à la masse. La consommation totale du montage (à l'exclusion du courant circulant dans Z1 et dans Z2) est de 7 mA pour la tension positive et 7 mA également pour la tension négative. Si l'on admet de faire également passer 7 mA dans chacune des diodes Z1 et Z2, la consommation totale du montage (y compris les diodes Z1 et Z2) est donc de 14 mA pour la tension positive et 14 mA pour la tension négative. Connaissant la valeur de + Alim et de - Alim, la simple application de la loi d'Ohm nous donne immédiatement R13 et R14, soit :

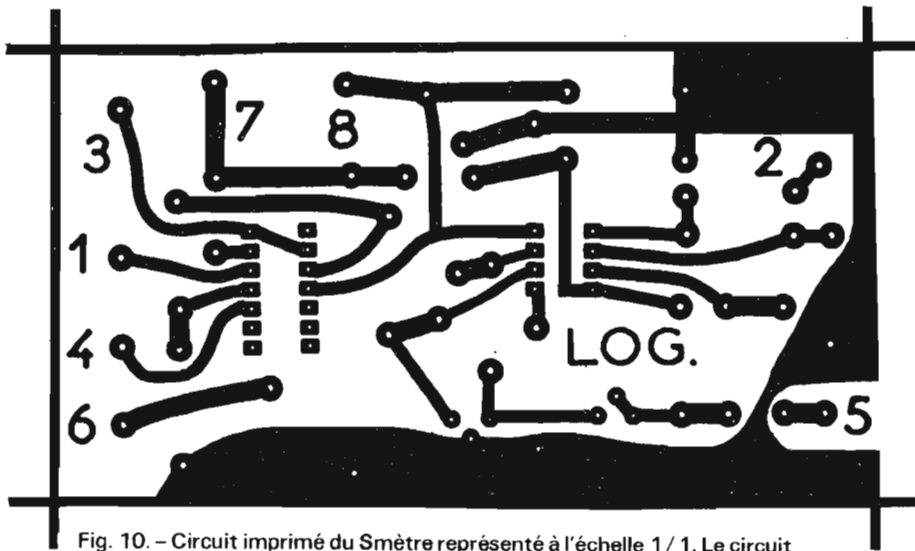


Fig. 10. - Circuit imprimé du Smètre représenté à l'échelle 1/1. Le circuit est vu du côté cuivre, les parties sombres représentant le métal qui doit subsister après gravure.

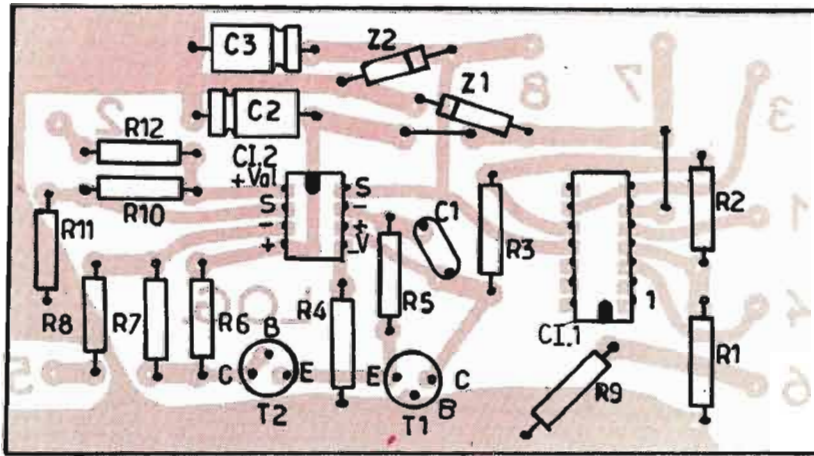
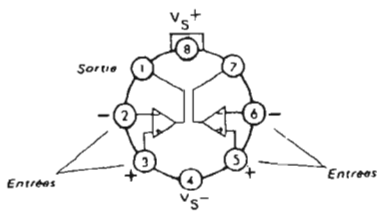
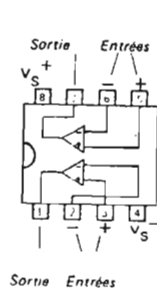


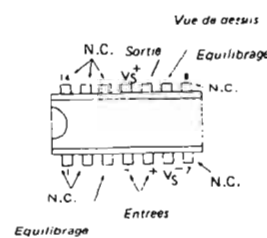
Fig. 11. - Implantation des composants sur le circuit imprimé de la figure 10.



SFC 2458 C

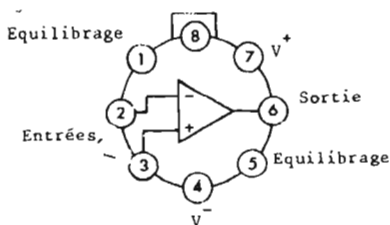


SFC 2458 DC



SFC 2741 EC

BOITIER METAL Vue de dessus



SFC 2741 C



Transistor P.N.P. BC 308 B

Fig. 12. - Branchement des principaux semiconducteurs utilisés dans le Smètre.

$$R_{14} = \frac{+ \text{Alim} - 15 \text{ volts}}{0,014}$$

$$R_{13} = \frac{- \text{Alim} - (- 15 \text{ volts})}{0,014}$$

Quant à la puissance que devront pouvoir supporter sans dommages ces deux résistances, elle peut être déterminée par :

$$P_{R_{14}} = (+ \text{Alim} - 15 \text{ volts}) \times 0,014$$

$$P_{R_{13}} = (- \text{Alim} + 15 \text{ volts}) \times 0,014$$

Nota : La présence des résistances R13 et R14 est absolument nécessaire pour limiter le courant qui circule dans les diodes régulatrices de tension Z1 et Z2. Si l'on omettait ces deux résistances, même si les tensions + et - Alim étaient très voisines de 15 volts, il pourrait alors circuler dans les diodes Z1 et Z2 un courant destructif.

REALISATION

Le montage du Smètre a été réalisé sous la forme d'un circuit imprimé monoface dont le dessin à l'échelle 1/1 est donné sur la figure 10. Ce circuit imprimé est vu de l'arrière, du côté cuivre ; les parties sombres représentent le cuivre qui doit subsister après attaque chimique. Le circuit imprimé comporte tous les éléments du schéma de la figure 9 qui sont compris dans la surface délimitée par le trait en pointillés. Les numéros des bornes de sortie portés sur la figure 9 sont également rappelés sur le circuit imprimé.

La figure 11 montre l'implantation des composants sur le circuit imprimé de la figure 10.

Le branchement des différents semiconducteurs est indiqué sur la figure 12. Pour ce qui a trait aux amplificateurs opérationnels SFC 2741 et SFC 2458, on peut employer ces dispositifs sous deux présentations différentes : soit en boîtier métallique rond (SFC 2741 C et SFC 2458 C), soit en version plastique (SFC 2741 EC et SFC

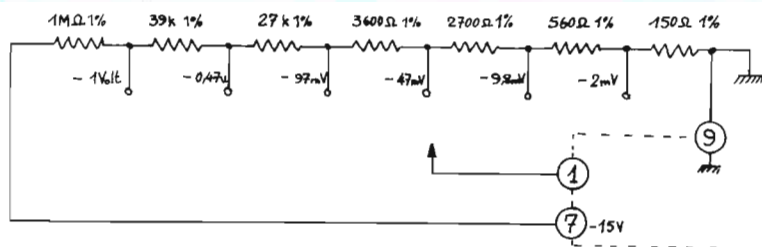


Fig. 13. – Cet atténuateur permet d'obtenir les tensions nécessaires à la vérification du Smètre.

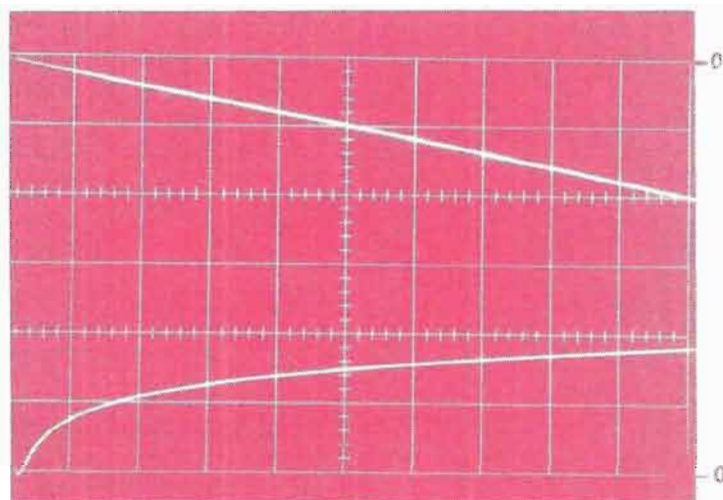


Fig. 15. – Réponse du Smètre à une rampe de tension. En haut : tension d'entrée V_e échelle : 0,5 volt/div. En bas : tension de sortie V_s échelle : 5 volts/div. Echelle horizontale : 1 ms/div.

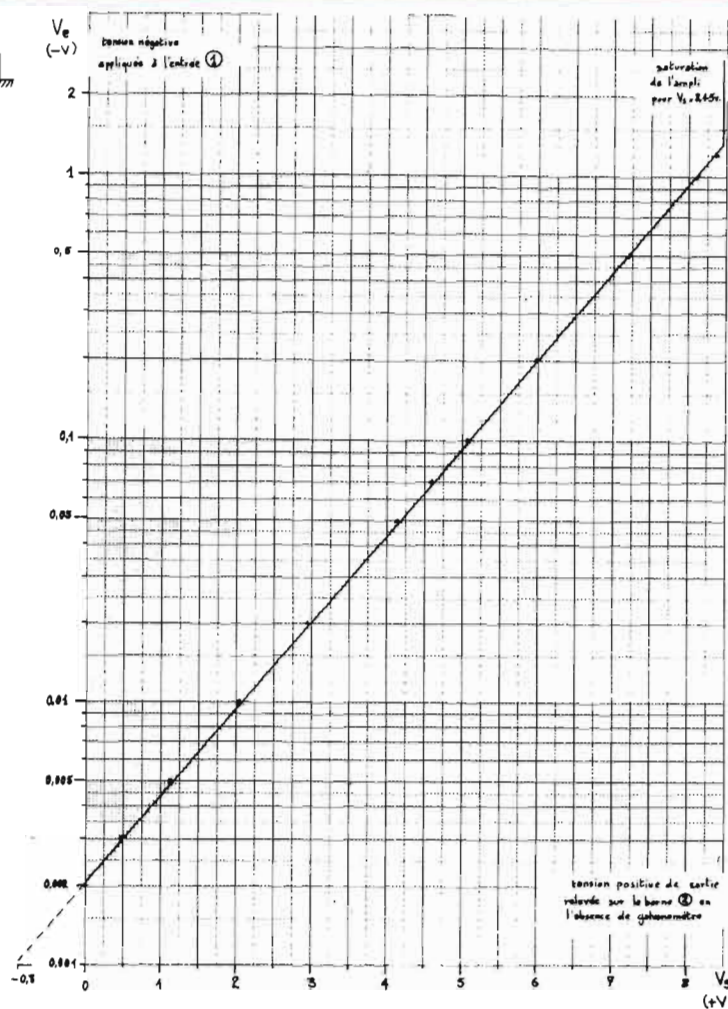


Fig. 14. – Exemple d'une courbe relevée sur le Smètre, de la façon indiquée, et montrant que la loi de variation de V_s en fonction de V_e est bien logarithmique.

2458 DC). On remarquera, sur la figure 12, que l'ordre des connexions reste le même dans les deux présentations. Dans le cas du boîtier plastique, aucun problème, celui-ci se monte directement sur le circuit imprimé à l'emplacement prévu. Pour le boîtier métallique, il suffit de former légèrement les fils de connexions pour qu'ils entrent dans les trous correspondants.

MISE AU POINT

Une fois le câblage du circuit imprimé terminé et soigneusement vérifié, on alimente le montage. La première opération à effectuer est de vérifier que l'on ait bien une tension de + 15 volts par rapport à la masse sur la

borne N° 8 et une tension de - 15 volts également par rapport à la masse sur la borne N° 7. Puis on règle la tension de décalage de CI-1. Pour cela, on relie la borne N° 1 à la masse et l'on agit sur le potentiomètre P1 pour obtenir zéro volt sur la sortie de CI-1 (point de jonction des résistances R2 et R3).

On réalise ensuite le réseau diviseur de tension indiqué sur la figure 13, qui va servir à régler et à vérifier la loi logarithmique du Smètre.

On branche sur la borne N° 2 un voltmètre (+ en N° 2 et - à la masse). On connecte le Smètre au réseau atténuateur comme indiqué sur la figure 13. L'entrée N° 1 est reliée à la tension 2 mV et l'on ajuste P2 pour que le voltmètre indique zéro volt. Ensuite,

on promène successivement l'entrée N° 1 sur toutes les positions du réseau atténuateur et l'on vérifie que l'on obtient bien une loi logarithmique en portant sur un graphique la tension d'entrée (réseau atténuateur) en fonction de la tension de sortie lue sur le voltmètre. Si l'on emploie un papier à graduations dites « semi-log » on doit obtenir un graphique semblable à celui de la figure 14. Dans ce cas, la conformité logarithmique est mise en évidence lorsque la courbe relevée est une droite. Il reste ensuite à adapter la sensibilité du galvanomètre en ajustant P3 pour que la déviation de ce dernier corresponde aux indications désirées.

L'adaptation du Smètre au

récepteur se fera en mesurant quelle est l'amplitude de la tension continue de détection pour un signal d'entrée de 100 μ V. A cette tension devra correspondre la graduation 9 du Smètre.

L'adaptation de l'entrée du Smètre au circuit de détection peut présenter certains problèmes du fait que l'impédance de ce dernier n'est pas parfaitement définie. En fait, il existe un courant de polarisation d'entrée, de faible valeur (inférieur à 0,5 μ A) qui circule dans les entrées de l'amplificateur opérationnel CI-1. Selon la résistance vue par l'entrée non-inverseuse (résistance équivalente au réseau considéré), la chute de tension créée par ce courant de polarisation va contribuer au déséquilibre de la tension de

sortie, en l'absence même de tension à l'entrée. Certes, le potentiomètre P1 permet de rattraper ce décalage mais à condition que ce dernier ne soit pas trop important. Il est donc conseillé d'attaquer l'entrée + par un réseau diviseur comportant une résistance de 47 kΩ branchée entre masse et borne N° 1, et une seconde résistance de 47 kΩ dont une extrémité est reliée à la borne N° 1 et dont l'extrémité libre constitue l'entrée proprement dite et va vers la résistance de détection. Ce réseau divise par deux la tension d'entrée ; vu de la détection, l'impédance est de 94 kΩ. Si l'on désire filtrer la H.F. résiduelle, on peut mettre une capacité de 0,01 μF entre la borne N° 1 et la masse.

Dans le cas où la gamme de la tension est très différente de celle envisagée ici, on pourra jouer sur le gain de l'étage d'entrée comme indiqué précédemment. Le gain

obtenu avec les valeurs de résistance indiquées dans la nomenclature est de 10. Si, par exemple, le gain était jugé trop important, il conviendrait de réduire la valeur de la résistance R2.

Nous avons envisagé ici le cas d'une tension de détection négative par rapport à la masse. Le circuit du Smètre, tel qu'il est représenté sur la figure 9, ne peut fonctionner qu'avec des tensions d'entrée négatives. Si l'on désire utiliser ce montage avec des tensions d'entrée positives par rapport à la masse, il faut apporter les modifications suivantes :

- Remplacer les transistors PNP T1 et T2 par des NPN (BC 208 B) même branchement
- Retourner la résistance R6 non vers le - 15 volts mais vers le + 15 volts
- Le potentiomètre P2 sera à réunir soit au + 15 V, soit au - 15 V selon le sens du décalage.

Pour finir, et à titre indicatif, on a relevé la réponse du Smètre à une rampe de tension. Celle-ci est représentée sur la figure 15. On peut y voir, en haut, une tension d'entrée négative croissant linéairement et en bas la tension de sortie à croissance logarithmique.

NOMENCLATURE DES ELEMENTS DE LA FIGURE 9

- R 1 = 11 kΩ 5 % 1/2 W
- R 2 = 100 kΩ 5 % 1/2 W
- R 3 = 10 kΩ 5 % 1/2 W
- R 4 = 10 kΩ 5 % 1/2 W
- R 5 = 910 Ω 5 % 1/2 W
- R 6 = 1 MΩ 5 % 1/2 W
- R 7 = 2000 Ω 5 % 1/2 W
- R 8 = 1 MΩ 5 % 1/2 W
- R 9 = 33 kΩ 5 % 1/2 W
- R10 = 100 kΩ 5 % 1/2 W
- R11 = 2000 Ω 5 % 1/2 W
- R12 = 470 Ω 5 % 1/2 W
- R13 = voir texte
- R14 = voir texte
- P1 = 10 kΩ linéaire

- P2 = 25 kΩ linéaire
- P3 = 25 kΩ linéaire (dépend de la sensibilité du galvanomètre)
- C1 = 470 μF 20 % 63 V
- C2 = 10 μF 25 V
- C3 = 10 μF 25 V
- CI-1 = SFC 2741 C ou SFC 2741 EC
- CI-2 et CI-3 (compris dans le même boîtier) = SFC 2458 C ou SFC 2458 DC
- T1 = BC 308 B Sescosem
- T2 = BC 308 B Sescosem
- Z1 = BZX 85 C 15 Sescosem
- Z2 = BZX 85 C 15 Sescosem
- G = galvanomètre (voir texte)

R. SAULTIER



Une nouveauté à MARSEILLE

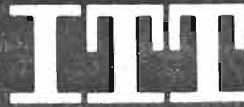
SURPLUS ELECTRONIQUE
18, COURS GOUFFE
13006 MARSEILLE

tous les
Haut-Parleurs ITT
de la gamme 76

Caractéristiques techniques selon normes DIN 45500 45573 - 45578	SERIE HAUTE-FIDELITE						SERIE MONITOR					
	TWEETERS		TWEETER trompette	MEDIUM	BOOMERS			TWEETER à 10000	MEDIUM à 10000	MEDIUM à 10000	BOOMERS	
	LPH 85	LPH 50	LPM 131	LPT 178	LPT 204	LPT 300	LPT 380	LPM 18	LPM 25	LPM 50	LPT 204 S	LPT 245 S
Bande de fréquences Hz	1800-18000	1600-21000	70-15000	30-10000	30-7000	40-8000	33-3000	4000-35000	1800-25000	300-4000	25-5000	20-4000
Formalisme de résonance Hz	1500	80	40	35	75	33	1500	1400	225	30	25	25
Impédance Ohms	4	8	4	4	4	8	8	80	80	80	60	70
Puissance nominale en continu classé avec filtre	25	40	25	25	25	25	40	80	4	4	4	4
Puissance maximale	36	50	36	50	50	50	70	180	90	100	90	100
Diamètre de bobine cm	10000	9500	12000	9500	9500	12000	8100	14500	14000	12000	12000	11000
Induction Magnétique G								72,5	73	82,5	201	603
Énergie magnétique mWs								10000	28000	37000	39000	106000
Flux magnétique Mc												
Caractéristiques mécaniques												
Diamètre extérieur mm	85	50 ± 56	120 × 120	8 178	8 204	8 300	8 380	50 × 90	100 × 100	130 × 130	102 × 102	245 × 245
Puissance d'excitation mm	32	50	58	77,5	87	121	29	38	80	91	91	115
Traité de bobine mm	8 50	8 50,5	8 145	128 ± 128	8 210	8 300	8 358	8 100	8 110	8 150	8 204	8 258,5
Écartement des baffles mm	8 58	8 50,5	8 114	8 161,5	8 180	8 214	8 240	8 75	8 87	8 114	8 180	8 238
Poids du HP seul g	150	152	450	730	910	1200	2850	300	450	1800	1200	2500
Prix TTC Francs	24 F	64 F	66,50 F	94 F	121,50 F	200 F	384 F	71 F	111,50 F	271 F	183 F	275 F
TYPE	COMMANDE DE VOIES	PROFILS DE COUPE	COMMANDES RECOMMANDÉES	BASE PASSANTE	DIMENSIONS du coffret (largeur)	POUISSANCE MAXIMALE/MUSICALE W	PRIX TTC en F					
H2 - 60	2	2000	LPT 178 + LPM 131	40-25000	216 × 350 × 226	40/60	84 F					
H3 - 70	3	2000-6000	LPT 178 + LPM 131 + LPM 19	33-25000	225 × 430 × 215	50/70	140 F					
H3 - 80	3	1800-6000	LPT 204 S + LPM 15 + LPM 19	32-25000	275 × 500 × 220	60/90	151 F					
H3 - 100	3	350-3000	LPT 245 S + LPM 50 + LPM 25	30-25000	320 × 550 × 250	70/100	180 F					

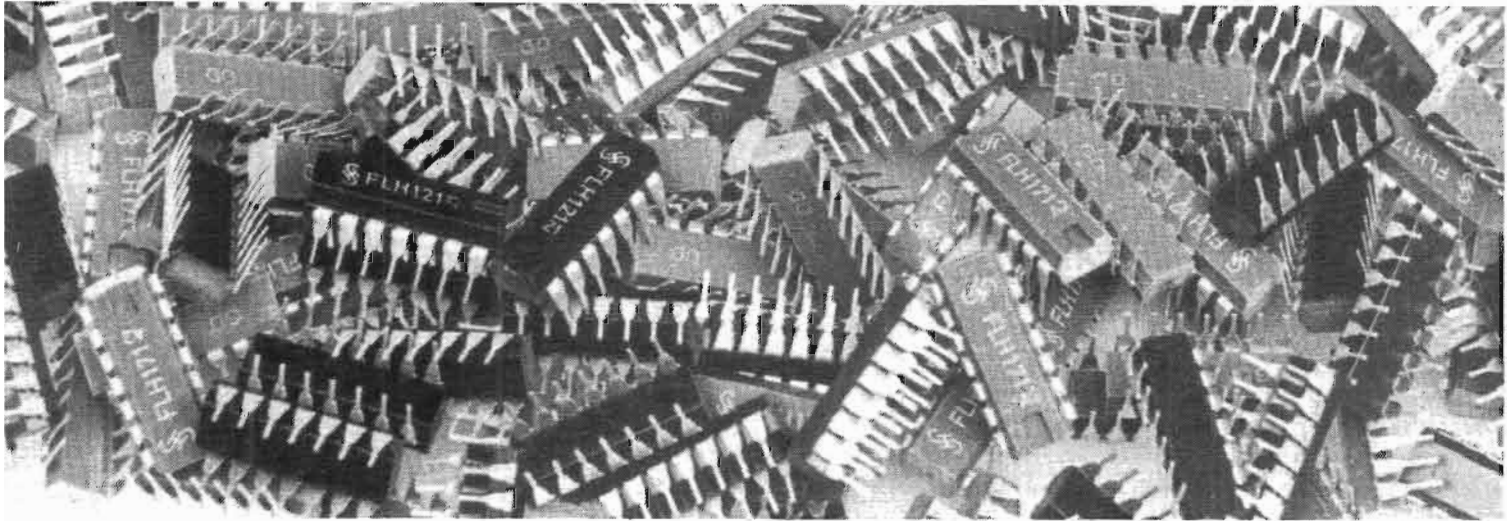


DEPOSITAIRE OFFICIEL :
Instruments et Composants



EBENISTERIES EN SUS

LE CIRCUIT INTÉGRÉ



POURQUOI PAS ?

UN AVERTISSEUR D'EXCÈS DE NIVEAU SONORE

LE circuit intégré pourquoi pas ? Cette fois, notre circuit intégré n'est plus seul. Nous aurions évidemment pu, si nous l'avions voulu, remplacer les semi-conducteurs utilisés ici par des circuits intégrés, ou du moins presque tous. En fait, cela aurait conduit à un montage certainement plus complexe et plus coûteux. Il faut savoir utiliser des transistors quand ce sont les transistors qui sont les mieux adaptés à la tâche. Ce qui est le cas ici. Cet avertisseur sonore utilise un micro, il lui fallait un préamplificateur ; le micro est à basse impédance, un montage en base commune s'imposait (les circuits intégrés ont une impédance d'entrée très grande qui n'aurait pas été utilisée ici). La sortie du montage se fait par un triac. La commutation est statique, et seuls les triacs

peuvent se charger de ce travail avec un rendement qualité/prix satisfaisant (un relais coûte relativement cher). Pour attaquer ce triac dans des conditions satisfaisantes, il lui faut quelques 60 mA pour que le déclenchement se fasse à coup sûr, c'est-à-dire pour les plus mauvais triacs de la série. Il nous a donc fallu prendre un transistor. Ce transistor est aussi là pour faire une séparation entre le détecteur de niveau acoustique et l'élément de sortie. Le type de circuit intégré utilisé

ici a un courant de sortie suffisant mais comme nous ne voulons pas utiliser de tension stabilisée, nous avons voulu faire travailler ce circuit intégré loin des 70 mA qu'il peut pourtant commuter. Si par hasard la tension vient à augmenter, ou la température à monter, le circuit intégré risque de ne plus supporter les excès de courant.

L'appareil dont nous vous proposons ici la réalisation est un détecteur d'excès de niveau sonore. Ce détecteur peut travailler n'importe où et

il sera particulièrement utile dans un établissement où les décibels font foison comme par exemple une boîte de nuit.

Lorsque le niveau sonore atteignant le micro dépasse un certain seuil, le triac entre en conduction et peut alors commander l'allumage d'une puissante lampe ou encore le déclenchement d'un flash. Si le niveau persiste, la lampe clignote signalant ainsi en permanence sa présence.

Un potentiomètre installé à demeure sur le circuit imprimé permet par compa-

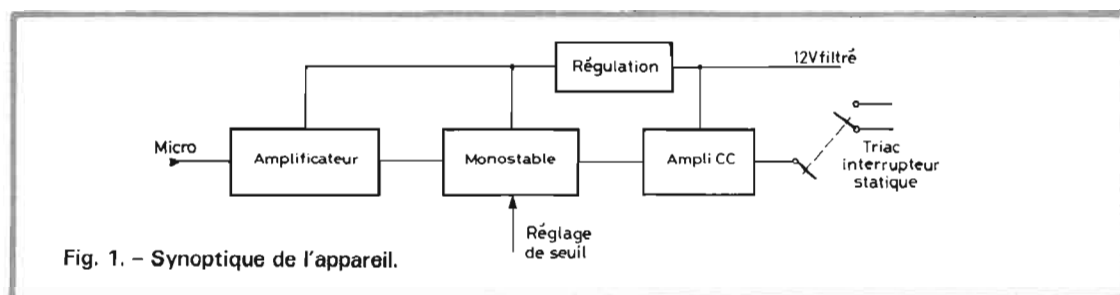


Fig. 1. - Synoptique de l'appareil.

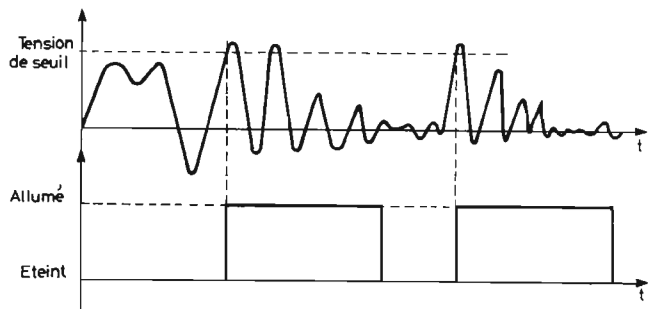


Fig. 2. - Diagramme de fonctionnement du détecteur. Au-dessus figure une représentation de l'évolution en fonction du temps du niveau sonore, au-dessous, l'allumage du spot.

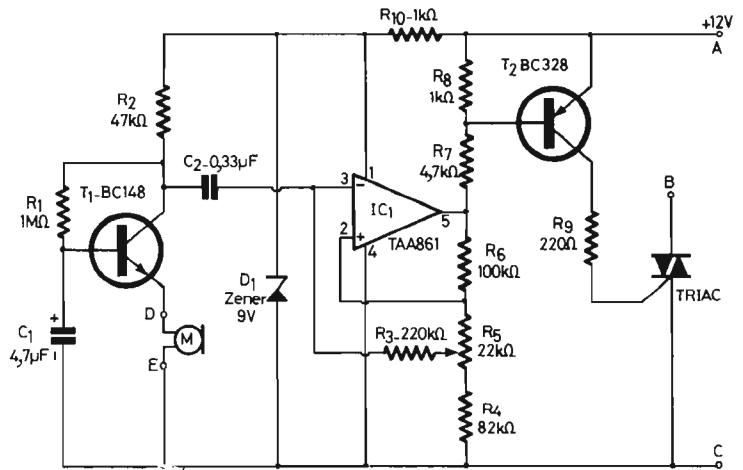


Fig. 3. - Schéma de principe général et détaillé.

raison avec un véritable sonomètre de régler le seuil d'allumage de la lampe. On voit donc tout de suite l'utilité d'un tel système dont la sensibilité est intéressante.

La figure 1 donne le synoptique du montage. Le premier bloc est un amplificateur très simple. Il travaille à faible niveau et sa stabilité en température n'est pas très importante, on sait en effet que l'oreille est sensible au logarithme de l'intensité sonore. Une variation de gain ne modifiera pas beaucoup la sensibilité de l'appareil. D'autre part, comme la sensibilité de l'appareil dépend du micro qui lui sera associé, il sera toujours nécessaire de régler l'appareil.

Le second bloc fonctionnel est un étage à la fois détecteur et monostable. C'est plus précisément un monostable commandé par un niveau de tension. Le niveau est variable tandis que le temps de maintien est sensiblement constant.

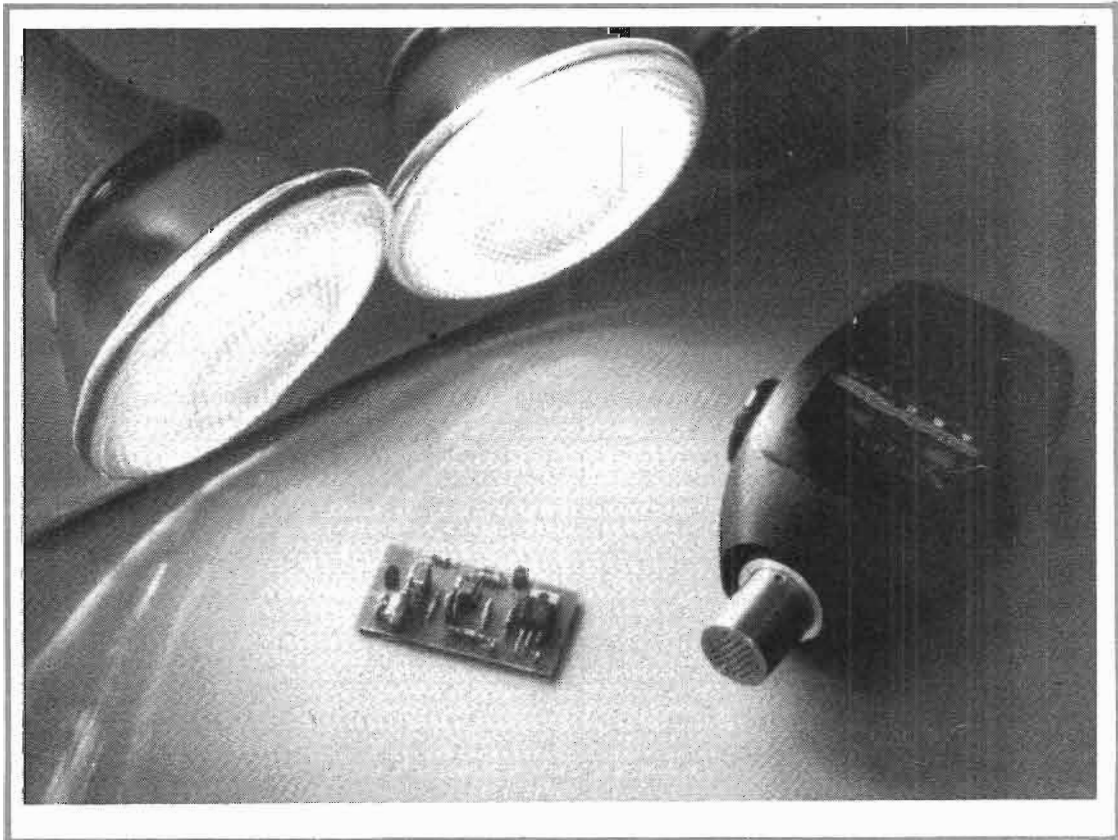
A la sortie de cet étage se trouvent les circuits de commutation proprement dits, un transistor amplificateur/séparateur et le triac de commutation. La figure 2 donne grossièrement le principe du fonctionnement. Nous avons représenté un signal variable qui de temps en temps égratigne le seuil de basculement.

C'est uniquement le premier dépassement qui commande le basculement, ensuite, les excès seront ignorés, jusqu'à ce que la période de temporisation soit dépassée, alors, il y aura une nouvelle commutation si bien que la lampe clignotera en permanence. Cette mise en mémoire améliore la possibilité de repérage de l'abus sonore, en prolongeant l'action de l'avertisseur.

ETUDE DU SCHEMA DE PRINCIPE

La première chose qui peut choquer est de voir que le micro sera traversé par du courant continu. C'est vrai, en fait, comme le courant est faible et qu'ici les problèmes de distorsion ne comptent pas, nous n'avons eu aucun scrupule à utiliser cette méthode. La base du transistor est

maintenue au potentiel de la masse vis-à-vis des tensions alternatives par le condensateur C_1 . Sa polarisation est assurée par une résistance prise sur le collecteur. Si la température augmente, le courant dans le circuit de collecteur augmente si bien que la tension collecteur émetteur diminue. Le courant de base diminue lui aussi et tend à rétablir la situation délicate qui s'était créée. Cette



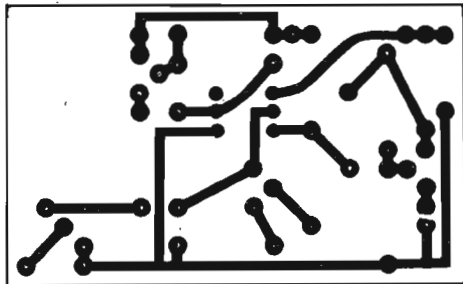


Fig. 4. - Circuit imprimé.

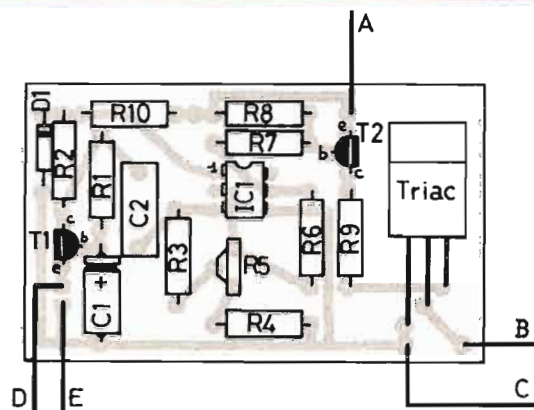


Fig. 5. - Schéma de câblage.

méthode de polarisation est valable avec les transistors au silicium. La résistance collecteur/base ainsi installée assure une contre-réaction en courant continu. C'est cette même contre-réaction, alternative cette fois qui s'exerce sur les amplificateurs montés en émetteur commun et pour lesquels la base n'est pas mise à la masse. Le condensateur C_2 est un agent de liaison double. Il assure d'abord le transfert des signaux envoyés par l'amplificateur microphonique sur le circuit intégré et joue, en association avec celui-ci un autre rôle. celui de temporisateur.

L'entrée inverseuse du circuit intégré est polarisée par

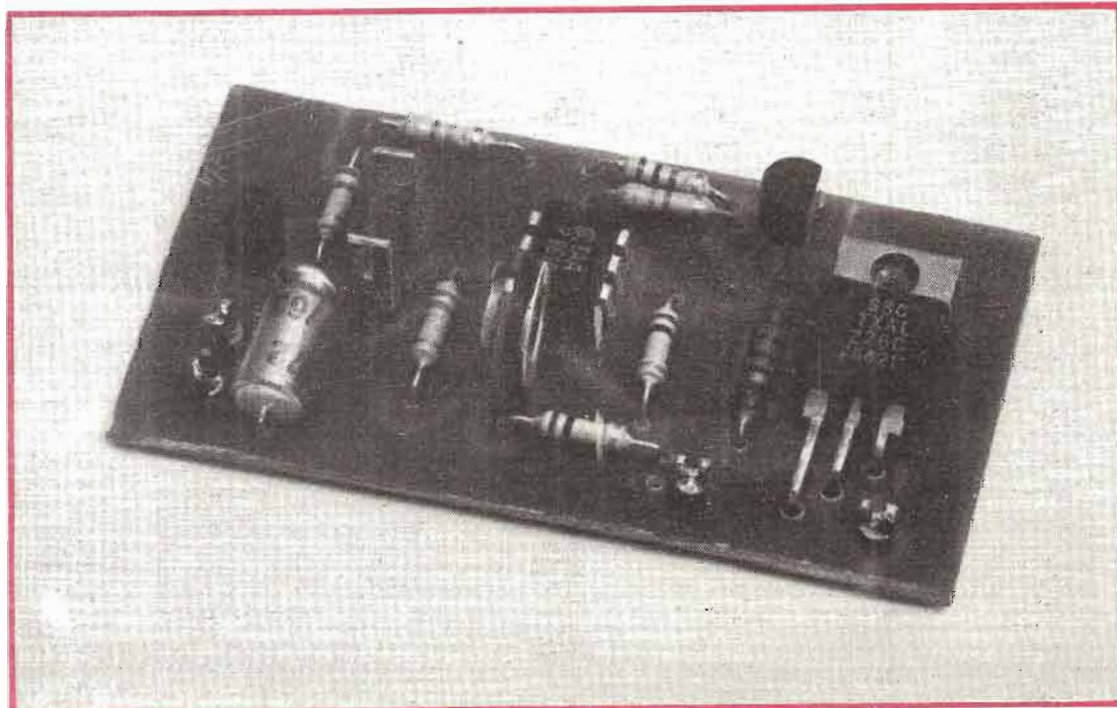
le potentiomètre ajustable R_5 . Ce potentiomètre maintient entre les deux entrées une certaine différence de potentiel. C'est cette différence de potentiel qui servira à déterminer le seuil sonore à partir duquel l'appareil se déclenchera. Si la somme des tensions continue et alternative qui arrive sur l'entrée inverseuse du circuit intégré IC₁ est supérieure à la tension de basculement du montage, la borne 5 du circuit intégré va se mettre à la masse. Aussitôt, le phénomène de réaction s'enclenchera. L'entrée +, non inverseuse, sera portée au potentiel de la masse et tendra à accélérer le basculement. Pendant ce temps, la borne

d'entrée non inverseuse du circuit intégré restera au potentiel précédent, car C_2 a tendance à rester chargé. L'entrée inverseuse voit son potentiel diminuer car C_2 se charge au travers de R_3 et des résistances R_5 et R_4 . Lorsque la tension de l'entrée inverseuse a rejoint celle de l'entrée positive, la tension de sortie du circuit intégré repasse à une valeur positive, l'entrée non inverseuse suit et de nouveau nous assistons au même processus de renforcement et de l'accélération du basculement. La tension de l'entrée inverseuse reste négative, le condensateur C_2 mettant un certain temps à se recharger, au travers des

résistances et du circuit intégré. Le montage revient alors à sa position d'équilibre jusqu'à ce que se présente une nouvelle crête de tension. Alors tout recommence. Si le niveau est très supérieur au niveau de réglage, la lampe d'avertissement clignotera sans cesse. Nous avons donc ici un montage monostable commandé par une tension. On retrouve aussi un montage très proche de celui décrit dans le premier chapitre de cette rubrique, il s'agissait alors d'un simple détecteur de niveau basé sur un trigger de Schmitt. Il n'y avait pas alors de condensateur de liaison et on pouvait régler à la fois le niveau de basculement et l'hystérésis du montage.

Le transistor T_2 est un NPN au silicium. C'est un transistor à grand gain si bien qu'il est nécessaire de placer une résistance R_8 entre base et émetteur. Cette résistance sert à réduire la valeur de la tension base-émetteur lorsque le circuit intégré est bloqué. En l'absence de cette résistance, le pont R_6 , R_5 , R_4 fait passer un courant dans la jonction base-émetteur du transistor qui pourrait alors faire conduire un triac sensible, ce qu'il faut éviter.

Le triac est simplement monté en commutateur, sa gâchette est commandée en courant continu, la lampe sera une ampoule fonctionnant sur 220 V, une ampoule de 100 W peut être adaptée sur ce montage et être alimentée en per-



manence en l'absence de radiateur sur le triac. Pour des intensités supérieures, il est bon de mettre un radiateur, même de petite taille. Une simple plaquette d'aluminium permet de tripler la dissipation du triac.

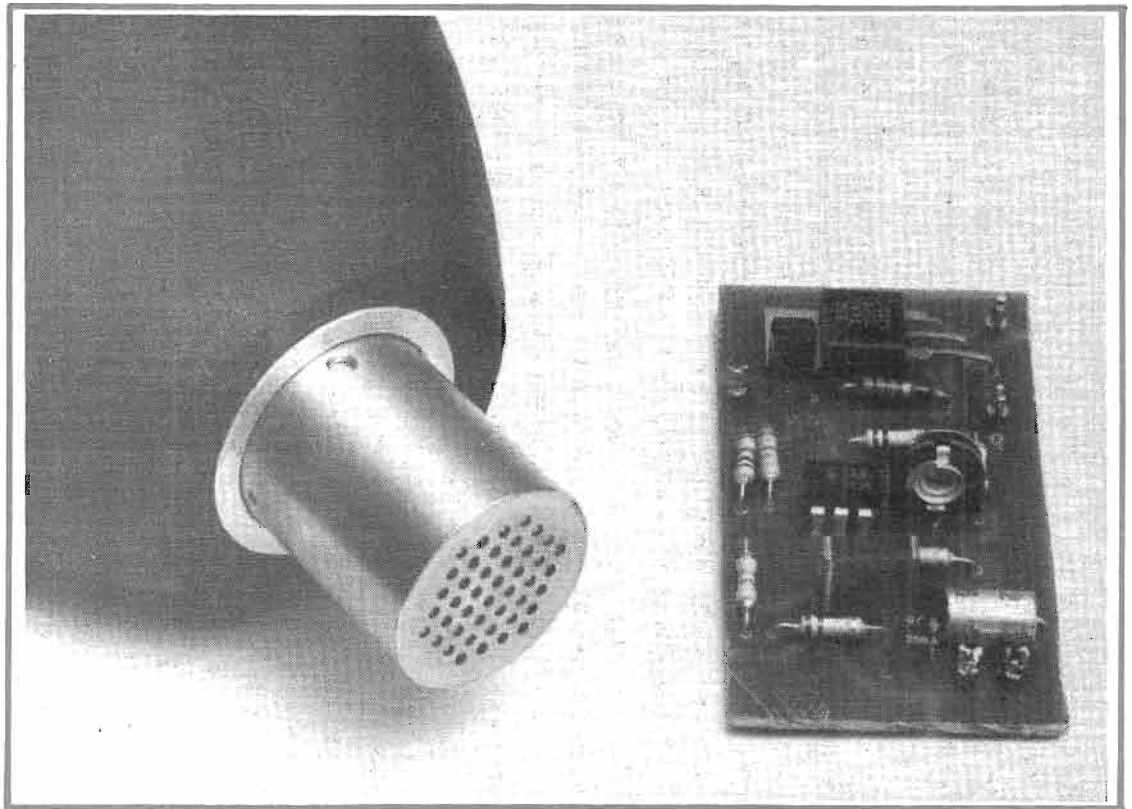
RÉALISATION

Le montage est simple. Il pourra être alimenté à partir d'une alimentation pour poste à transistor filtrée. Nous avons installé ici, pour le premier étage ainsi que pour le trigger une alimentation stabilisée par diode zener. Comme ces étages ne consomment que quelques milliampères, il n'y aura pas de problème de filtrage. Il est également possible d'alimenter ce montage par piles (3 piles en série) car la consommation est faible lorsque la lampe est éteinte.

Le micro sera un modèle de type dynamique, il peut éventuellement être remplacé par un petit haut-parleur à haute impédance de préférence.

La vérification du fonctionnement se fera en hurlant dans le micro ou en le plaçant devant une enceinte. Pour l'étalonnage, il faut disposer d'un appareil de référence ou d'une source de niveau étalon. On pourrait bien sûr prendre des références de la vie courante comme un embouteillage par exemple, seulement, ces niveaux sont soumis à des variations importantes d'un bout à l'autre de la France.

Les réglages ne concernent que le niveau. Si on veut changer la constante de temps du monostable, on peut jouer sur la valeur de C_2 .



UTILISATION

Ce circuit imprimé ainsi que son alimentation peut être monté directement dans la boîte qui contiendra le micro (certaines petites capsules japonaises dynamiques feront merveille, vous pourrez en trouver dans certains micro pour magnétophones à cassette). Vous pouvez aussi mettre une prise DIN à l'entrée, ou même un jack. La seule chose à respecter est l'emplacement de la lampe qui doit être visible depuis la place où se tient le propriétaire des lieux !

La figure 6 montre comment se branche l'appareil, la lampe d'avertissement est

montée en série avec le triac. Un dernier conseil, et certainement pas le moindre : comme le triac est en liaison directe avec le secteur, l'installation d'un tel appareil ne doit se faire que par une personne compétente. Le microphone sera lui aussi en liaison directe avec le secteur, il faudra donc lui mettre un trans-

formateur de séparation si on désire utiliser un micro externe ou encore placer la capsule dans un endroit où il n'est pas possible de l'atteindre. Ce montage sera donc particulièrement adapté pour la fabrication d'appareils entièrement autonomes.

E.L.

LISTE DES COMPOSANTS

Résistances 1/4 W 5 %

- R_1 Résistance 1 M Ω
- R_2 Résistance 47 k Ω
- R_3 Résistance 220 k Ω
- R_4 Résistance 82 k Ω
- R_5 Ajustable 22 k Ω
- R_6 Résistance 100 k Ω
- R_7 Résistance 4,7 k Ω
- R_8 Résistance 1 k Ω
- R_9 Résistance 220 Ω
- R_{10} Résistance 1 k Ω

- C_1 Condensateur chimique 4,7 μ F 3 V

- C_2 Condensateur mylar 0,33 μ F

- D_1 Diode zener 9,1 V
- T_1 BC 148 ou équivalent NPN usage général
- T_2 BC 328 ou équivalent PNP usage général
- IC_1 Circuit intégré TAA 861 Siemens, Telefunken, Sescossem
- Triac TXAL 226 C Silec
- Micro, coffret, spot 100 W circuit imprimé, etc.

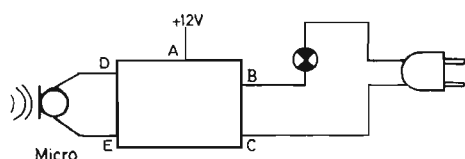
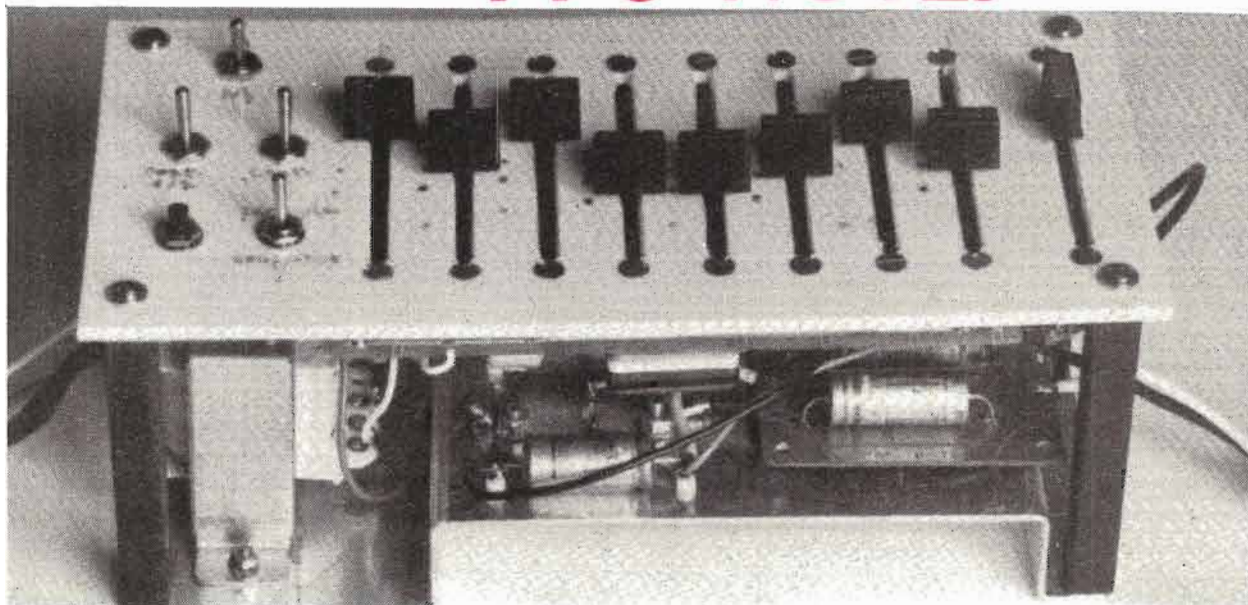


Fig. 6. - Comment monter l'appareil et ses accessoires.

réalisez...

UN CARILLON ELECTRONIQUE A 8 NOTES



LE CARILLON DE WESTMINSTER

NOUS avons pensé qu'un carillon électronique de porte original, d'une réalisation facile et bon marché intéresserait beaucoup de nos lecteurs.

Voici donc un carillon à 8 notes toutes réglables individuellement, qui vous permettra de personnaliser l'accueil du visiteur attendu : on fera jouer « La fille du facteur » pour ce dernier, « God save the Queen » si la reine Elisabeth vient,

la marche consulaire pour le Président Giscard lorsqu'il vient déjeuner chez vous, pour M. Georges Marchais, l'Internationale, La Mama, s'il s'agit d'une visite familiale...

L'utilisation peut également se faire en jouant les 8 notes normalement, en répétition continue pour simuler une sonorisation, soit encore en jouant séparément chaque note de l'air sélectionné l'une après l'autre.

INTRODUCTION

L'appareil est constitué par trois sous-ensembles : le circuit de commande, l'amplificateur BF, et l'alimentation régulée. Tout le secret du carillon est dans le circuit de commande. C'est pourquoi nous n'insisterons pas trop sur les deux autres sous-ensembles car ils sont très simples à réaliser lorsque l'on fait appel aux circuits intégrés modernes du genre TDA 1042 pour l'amplificateur BF, et SFC 2812 pour

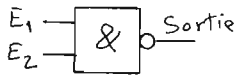
l'alimentation régulée. Quant au circuit de commande, il a été réalisé à partir de circuits intégrés logiques en technologie MOS-Complémentaire dont nous avons déjà vu les avantages dans la réalisation du « Carillon musical » à deux notes (voir H.-P. n° 1513). Rappelons les principaux atouts de cette technologie : alimentation unique pouvant varier de 5 V à 15 V, très faible consommation, et très grande impédance d'entrée autorisant ainsi de très grande constante de temps sans condensateur

encombrant et coûteux.

Pour plus de compréhension, nous commencerons par décrire les circuits logiques employés avant d'examiner le principe de fonctionnement du carillon : il est fort simple si l'on connaît les fonctions de ces circuits intégrés. Nous en utiliserons trois sortes : des portes NAND (SFF 24011), un compteur binaire (SFF 24024) et un multiplexeur huit voies (SFF 24051).

LE SFF 24011

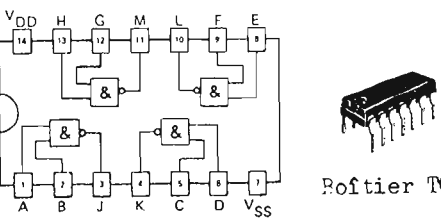
Il comprend quatre circuits NAND à deux entrées dans un même boîtier à 14 passages en deux lignes (dual in line). NAND, terminologie anglo-saxonne, veut dire ET-NON en français. Nous continuerons le « français » puisque ce carillon fabriqué avec des produits français est d'origine anglaise. Le tout dernier symbole du circuit NAND est représenté figure 1a, sa table de vérité en b, et le brochage du SFF 24011 en c.



(a) Symbole d'un NAND

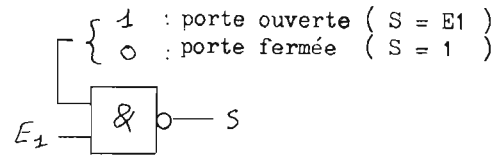
E ₁	E ₂	Sortie
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

(b) Table de vérité d'un NAND à deux entrées

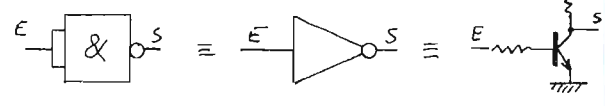


Boîtier TO-116

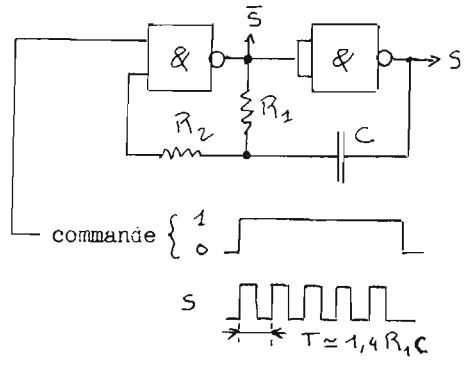
(c) Brochage d'un SFF 24011A vue de DESSUS



(d) Utilisation en porte

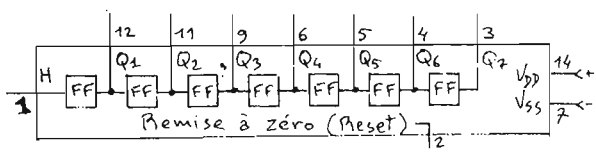


(e) Utilisation en inverseur

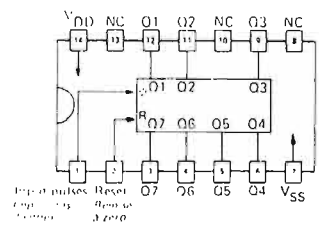


(f) Utilisation en astable

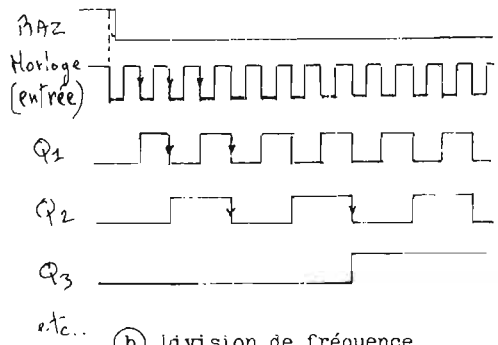
Fig. 1 : Les portes NAND et leurs utilisations.



(a) Configuration et brochage d'un SFF 24024A vu de DESSUS



Boîtier TO-116



(b) Division de fréquence par 2 ou 4 ou 8 etc... jusqu'à 128.

	Q ₄ ou 2 ³	Q ₃ ou 2 ²	Q ₂ ou 2 ¹	Q ₁ ou 2 ⁰	Chiffre décimal correspondant
RAZ	0	0	0	0	0
1ère imp.	0	0	0	1	1 = 2 ⁰
2 ^e "	0	0	1	0	2 = 2 ¹
3 ^e "	0	0	1	1	3 = 2 ¹ + 2 ⁰
4 ^e "	0	1	0	0	4 = 2 ²
5 ^e "	0	1	0	1	5 = 2 ² + 2 ⁰
6 ^e "	0	1	1	0	6 = 2 ² + 2 ¹
7 ^e "	0	1	1	1	7 = 2 ² + 2 ¹ + 2 ⁰
8 ^e "	1	0	0	0	8 = 2 ³

(c) Etat des quatre premières sorties du compteur.

Fig. 2 : Le compteur binaire sept étages SFF 24024A.

Rappelons que les circuits logiques fonctionnent par tout ou rien, et qu'un « 1 » signifie niveau haut (+ V_{DD}) et qu'un 0 indique le niveau bas (- V_{SS}).

Dans un simple circuit AND (ou ET), un « 1 » sur une entrée ET, un « 1 » sur l'autre entraîne en sortie un 1, dans le circuit NAND, cela entraîne le signal complémentaire, c'est-à-dire un 0, d'où le petit rond du symbole qui signifie que la sortie est le complément de la fonction indiquée dans le carré. Il suffit de se souvenir que pour avoir un 0 en sortie, il faut un 1 sur une entrée ET et un autre 1 sur l'autre entrée, et que dans les autres cas il n'y a que des 1. Si une entrée est au 0, on aura toujours 1 en sortie quelque soit l'état de l'autre entrée, on dit que la porte est fermée. Si une entrée est au 1, l'information logique de l'autre entrée est transmise en sortie (mais, en sens opposé) : c'est l'utilisation d'un NAND en « porte ». Elle est ouverte si il y a un 1 et fermée si il y a un 0. C'est l'interrupteur de base des circuits logiques. Voir figure 1d. Remarquons que si on réunit toutes les entrées en une seule, un 1 à l'entrée entraîne un 0 en sortie et vice-versa : c'est l'utilisation d'un NAND en « inverseur », fonction dont le symbole est représenté par un triangle avec un petit rond en sortie (voir fig. 1e). Si nous branchons deux inverseurs en série, le signal appliqué à l'entrée se trouve en phase en sortie, et l'ensemble possède un gain très élevé : c'est suffisant pour réaliser un oscillateur. Il suffit de boucler la sortie sur l'entrée en phase, par l'intermédiaire d'un réseau adéquat qui déterminera la fréquence d'oscillation. Avec deux portes NAND et un réseau RC on réalise ainsi un oscillateur (un astable plus exactement) à peu de frais et très simplement : voir figure 1f. Il est possible aussi de se servir d'une entrée de l'une quelconque des portes NAND pour bloquer ou mettre en route

l'oscillateur. C'est un montage intéressant pour obtenir un train d'impulsions par exemple. La résistance de liaison R_2 diminue l'effet en température du montage et symétrise les signaux. La période de cet astable est déterminée par la constante de temps R_1C . On a environ $T = 1,4 R_1C$.

LE SFF 24024

C'est un compteur binaire à sept étages dont chaque sortie est accessible. Il comporte une entrée de remise à zéro (reset) active au niveau haut. Il change d'état à chaque front négatif de l'impulsion d'entrée (horloge). Il peut être utilisé en diviseur de fréquence par 2, 4, 8, 16, 32, 64 ou 128. La figure 2a indique la configuration de ce compteur et son brochage. Chaque carré marqué FF constitue un étage bistable ou « flip-flop ». Quant à la figure 2b, elle montre les divisions de fréquence successives et l'action de la remise à zéro. L'ensemble des sept sorties matérialise ce qu'on appelle un mot de 7 bits. Le circuit compte les impulsions d'entrée et indique son nombre sous forme binaire. Pour connaître l'état des sorties après le n^o front négatif de la n^o impulsion, il faut transformer le chiffre décimal n (base 10) en chiffre binaire (base 2). Pour ce faire on commence par indiquer le chiffre binaire le plus élevé, ou de poids le plus fort (soit 128 ou 64 ou 32, etc. ou 1) qui se rapproche le plus de n par valeur inférieure. Ce qui reste est traité de la même façon. Le chiffre binaire de poids le plus faible est représenté par la sortie Q_1 ($2^0 = 1$), vient ensuite Q_2 ($2^1 = 2$), puis Q_3 ($2^2 = 4$) etc., jusqu'à Q_7 ($2^6 = 64$), poids le plus élevé. Prenons un exemple : le chiffre 35 est près de 32 ou 2^5 . Il reste pour finir 1 ou 2^0 . On a donc $35 = 2^5 + 2^1 + 2^0$ ce qui s'écrit sur un mot de 7 bits de la manière suivante 0100011.

De même :

$$74 = 2^6 + 2^3 + 2^1 \text{ s'écrit } 1001010$$

$$100 = 2^6 + 2^5 + 2^2 \text{ s'écrit } 1100100$$

Le compteur peut donc afficher au maximum 1111111 ce qui représente le chiffre décimal $64 + 32 + 16 + 8 + 4 + 1 = 127$ et à la 128^e impulsion il revient dans son état initial 0000000.

Dans notre cas, nous n'utiliserons que trois étages, ce qui nous permettra de compter 8 impulsions, c'est-à-dire les 8 notes du carillon. Les autres étages serviront au rebouclage du compteur afin de l'arrêter toujours sur le même état. La figure 2c montre l'état des 4 premières sorties dont les 3 premières iront commander le multiplexeur suivant.

LE SFF 24051

Ce multiplexeur 8 voies comporte 8 interrupteurs CMOS, un décodeur 1 parmi 8, une adaptation des niveaux

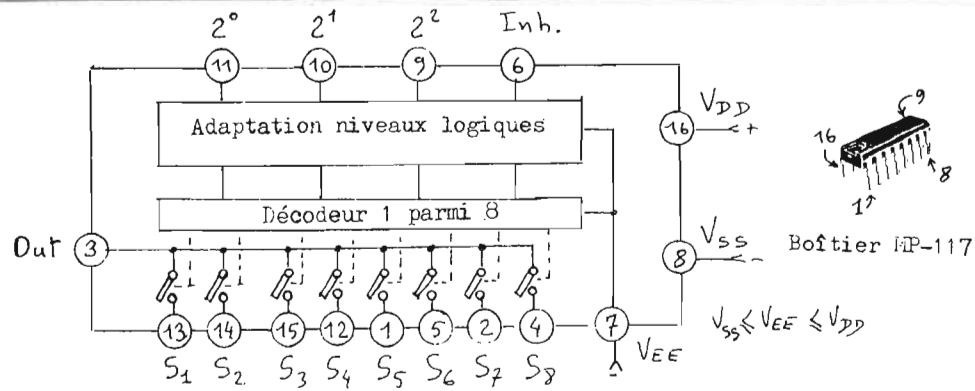
logiques, et une entrée d'inhibition active au niveau 1, voir figure 3a. Il est alimenté entre les deux broches V_{DD} et V_{SS} ($V_{DD} - V_{SS} = 15 \text{ V max.}$) La différence de potentiel entre ces broches fixe l'excursion maximale des signaux commutés. Une troisième broche V_{EE} dont le potentiel doit être compris entre V_{DD} et V_{SS} , sert de référence au niveau logique bas (0) des signaux de commande. Le niveau logique (1) étant le V_{DD} . On peut ainsi adapter ce circuit aux niveaux logiques de celui qui le commande. Si le SFF 24051 est attaqué par un circuit logique TTL alimenté entre 0 et 5 V, on branchera V_{DD} au +5 V, V_{EE} à 0 et V_{SS} à -5 V (d'où une excursion du signal commuté de $\pm 5 \text{ V}$). Dans notre cas, ce circuit étant commandé par le SFF 24024, circuit de même famille, on réunira le V_{EE} au V_{SS} .

Lorsque l'entrée inhibition est au niveau 1 tous les interrupteurs sont ouverts et lorsqu'elle est au niveau 0, un seul interrupteur, parmi les 8, sera fermé. L'état des 3 entrées logiques appelées 2^0 , 2^1 et 2^2 , déterminera la voie en conduction, voir la table de vérité de la figure 3b.

Un multiplexeur 8 voies est équivalent à un commutateur rotatif à 8 positions (fig. 3c). Pour commuter les 8 voies séquentiellement à la fréquence dite de rotation F_o , les entrées logiques 2^0 , 2^1 et 2^2 devront avoir pour fréquence respective $4F_o$, $2F_o$ et F_o : ce sont justement les fréquences obtenues sur les 3 premières sorties du compteur binaire précédent qui serait attaqué par un signal de fréquence $8F_o$.

PRINCIPE DU CARILLON

Connaissant toutes les possibilités des circuits intégrés

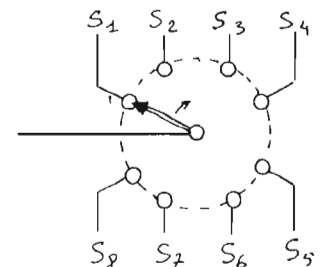


(a) Configuration du multiplexeur SFF 24051A et brochage

Commandes logiques				Voie en conduction
2^2	2^1	2^0	Inh.	
0	0	0	0	S_1
0	0	1	0	S_2
0	1	0	0	S_3
0	1	1	0	S_4
1	0	0	0	S_5
1	0	1	0	S_6
1	1	0	0	S_7
1	1	1	0	S_8
quelconques				1
				Voies ouvertes

Fig. 3 :
Le multiplexeur
8 voies
SFF 24051A.

(b) Table de vérité du SFF 24051A



(c) Schéma équivalent d'un multiplexeur 8 voies

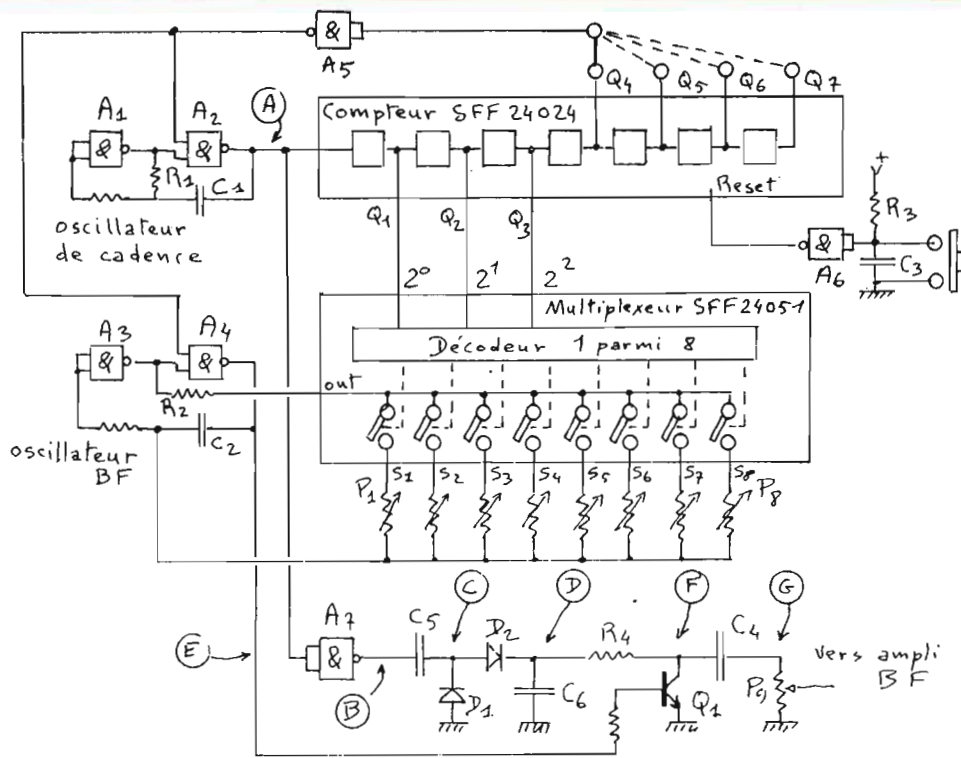


Fig. 4 : Schéma de principe du carillon à 8 notes.

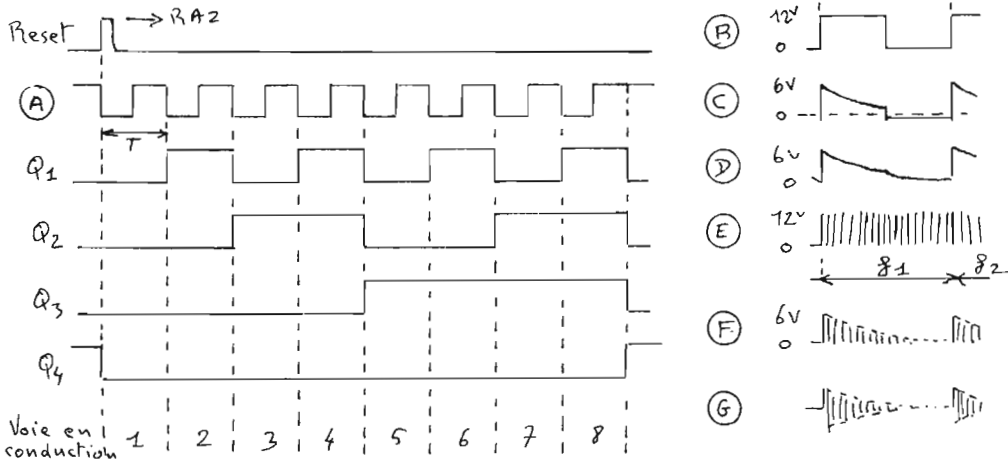


Fig. 5 : Formes d'ondes correspondant à la figure 4.

logiques décrits plus haut, il est facile d'imaginer le fonctionnement du carillon. Un oscillateur constitué par deux portes A1 et A2 (voir fig. 4) fournit la cadence des notes. Un SFF 24024 compte les impulsions et en même temps envoie les informations nécessaires au multiplexeur SFF 24051 pour commuter les uns après les autres les potentiomètres P₁ à P₈, changeant ainsi la fréquence d'un oscillateur BF formé par les deux portes A3 et A4. Arrivé à la 8^e note, la sortie Q₄ du compteur passe en position I (voir les formes d'ondes de la fig. 5), ce qui bloque les deux

oscillateurs, car un inverseur A5 applique alors un 0 sur chacune des commandes des oscillateurs. Le compteur reste indéfiniment sur cette position. Il faut une remise à zéro pour qu'il redémarre, c'est le but de la porte A6 qui commande cette RAZ : un 0 à son entrée entraîne un 1 sur la RAZ du compteur. Si on maintient le contact du bouton-poussoir, on aura Q₁ = 0, Q₂ = 0, Q₃ = 0 ; les oscillateurs fonctionnant, nous obtiendrons la première note en continu au rythme de l'oscillateur de cadence. Ce n'est que lorsqu'on relâche le bouton-poussoir que le comp-

teur fonctionne, ceci après une petite constante de temps R₃ C₃, afin qu'il ait le temps de se mettre à zéro. Ainsi même une brève impulsion sur le bouton-poussoir fera démarrer le cycle des 8 notes. Si on branche le rebouclage sur Q₅, c'est à la 16^e impulsion que le système s'arrêtera, nous obtiendrons alors deux cycles de 8 notes. Si le rebouclage est sur Q₆ ce sera 4 fois 8 notes, et sur Q₇, 8 fois 8 notes. Le choix du nombre de cycles est laissé à l'appréciation de l'utilisateur.

Enfin, pour imiter le son du carillon, il est nécessaire de mettre en forme le signal BF.

Pour cela un transistor Q₁ est rendu conducteur ou bloqué par le signal BF, tandis que son collecteur est alimenté, à travers sa résistance de charge R₄, par un échelon de tension à décroissance exponentielle (voir point D). Le signal résultant est ensuite différencié par C₄ P₉, P₉ étant le potentiomètre de volume de l'amplificateur BF. Pour obtenir l'échelon de tension à décroissance exponentielle, le signal de cadence (point A) passe par un inverseur A7 dont le rôle est de ne pas perturber le compteur, car son signal d'horloge doit avoir des temps de montée et de descente inférieurs à 10 μs. Le signal ainsi inversé (point B) et de durée T (temps d'une note) est différencié par C₅. D₁ écrête la partie négative, tandis que D₂ laisse passer le front positif qui vient charger C₆. Si C₅ = C₆, le front positif ainsi transmis est égal à la moitié de la tension d'alimentation, aux seuils de diodes près, et le temps de charge de C₅ pendant la première moitié de T est égal au temps de décharge de C₆ pendant l'autre moitié de T : la coupure entre les deux est ainsi imperceptible (voir point D). Nous obtenons enfin en sortie un signal à décroissance exponentielle avec un front raide au départ de chaque note, simulant ainsi le bruit de percussion d'un carillon.

REALISATION DU CIRCUIT DE COMMANDE

Le schéma de réalisation est représenté en figure 6. On remarquera quelques modifications par rapport au schéma théorique. Il a été ajouté quelques éléments pour pouvoir déclencher le système coup par coup afin d'ajuster les 8 notes plus facilement. Mais le principe reste le même. A₁ A₂ constituent l'oscillateur de cadence, A₅ A₁₀, l'oscillateur BF, A₈, R₉, C₃ la commande du déclenchement et A₄ l'inverseur séparateur pour la mise en forme qui, elle, reste

inchangée, sauf l'adjonction d'une résistance R_{17} pour adaptation du niveau BF de l'amplificateur, et une capacité C_9 pour amortir un peu les fronts du signal BF afin de le rendre plus doux à l'oreille. Pour le système coup par coup une commutation par interrupteur manuel (KI) a été prévue. KI est représenté au repos en position normale, c'est-à-dire en déclenchement par cycle. En coup par coup, le rebouclage est mis hors circuit en mettant le point II à la masse, et les points 17 et 20 sont réunis. En actionnant le bouton-poussoir le point 20 passe en position haute ce qui met en route l'oscillateur BF par l'intermédiaire de D_2 : le carillon émet alors une note continue à niveau constant, car le collecteur de Q_1 est alimenté par le pont de résistances R_{13} , R_{14} à travers la diode D_7 . Lorsqu'on relâche le bouton-poussoir, les oscillateurs se bloquent, et un front négatif est transmis par C_2 ; la porte A3 l'inverse et D_1 le transmet à A2 qui l'inverse à son tour. Le front négatif ainsi obtenu à l'entrée du compteur le fait changer d'état et le multiplexeur commute la note suivante. C'est donc lorsqu'on relâche le bouton-poussoir qu'on passe à la note suivante.

D'autres fonctionnements sont possibles. Ainsi l'action de K3 met en route l'oscillateur de cadence, et le compteur fonctionne sans arrêt. C'est la sortie du rebouclage, broche 6 du SFF 24024 qui va commander la mise en route de l'oscillateur BF par l'intermédiaire de A_7 , R_3 et R_6 . On a dans ce cas un fonctionnement continu alterné un cycle sur deux. Pour avoir un fonctionnement continu ou ininterrompu, il suffit de mettre en route l'oscillateur BF en actionnant l'interrupteur K2. Il faut K3 et K2 pour avoir le fonctionnement ininterrompu, on aurait pu alors utiliser un circuit NAND pour réaliser cette fonction, mais c'est un peu compliquer les choses, d'autant plus que le

fonctionnement ininterrompu n'est guère plaisant.

Le fonctionnement un cycle sur deux est aussi lassant. On peut s'en passer et réaliser ainsi l'économie de K2 K3 D_3 D_4 . Mais il faut tout de même conserver le fonctionnement coup par coup très pratique lorsque l'on accorde le carillon.

Le rôle de R_3 R_5 et R_6 est de pouvoir supprimer le rebouclage en mettant leur point commun à la masse, on protège ainsi les sorties des portes A_7 A_3 et A_8 . Quant aux résistances R_4 et R_8 , elles protègent les entrées des portes correspondantes. Car, bien que les circuits C-MOS aient leurs entrées protégées (par diode au V_{DD} et résistance plus diodes au V_{DD} et V_{SS}), ce n'est pas suffisant, il faut prendre la précaution supplé-

mentaire de relier les entrées susceptibles d'être en l'air, par une résistance inférieure ou égale à 200 k Ω afin qu'une charge électro-statique ne les détruise pas. A ce propos, il est préférable de câbler les circuits C-MOS en dernier après avoir placé tous les éléments, et d'utiliser un fer à souder basse tension avec panne à la masse. Il faut aussi éviter de manipuler les C-MOS lorsqu'on porte des vêtements en nylon et des chaussures en crêpe ; conservez vos C-MOS dans leur support conducteur, et ne les en sortir que pour les câbler sur le circuit imprimé. Ce circuit imprimé (fig. 7) a été conçu de manière à pouvoir se fixer sous les huit potentiomètres P_1 à P_8 . Ce sont des potentiomètres à glissière classiques grande longueur (8 cm de long environ) espacés chacun de

17,5 mm. Ce circuit peut donc se fixer facilement par les vis de fixation des potentiomètres extrêmes P_1 et P_8 . Le seul problème réside dans l'élaboration des fentes dans le châssis pour le passage des boutons des potentiomètres ; mais les lecteurs du H.-P. sont assez astucieux et ingénieux pour trouver une solution simple et élégante à ce problème mécanique. En revanche, il n'y a aucun problème électronique. A la première mise sous tension, s'il n'y a pas d'erreurs de câblage, le montage doit fonctionner du premier coup et fournir le signal BF comme indiqué sur la photo du bas de la figure 8. Celle-ci représente en plus, les oscillogrammes des trois premières sorties du compteur qui commandent le multiplexeur.

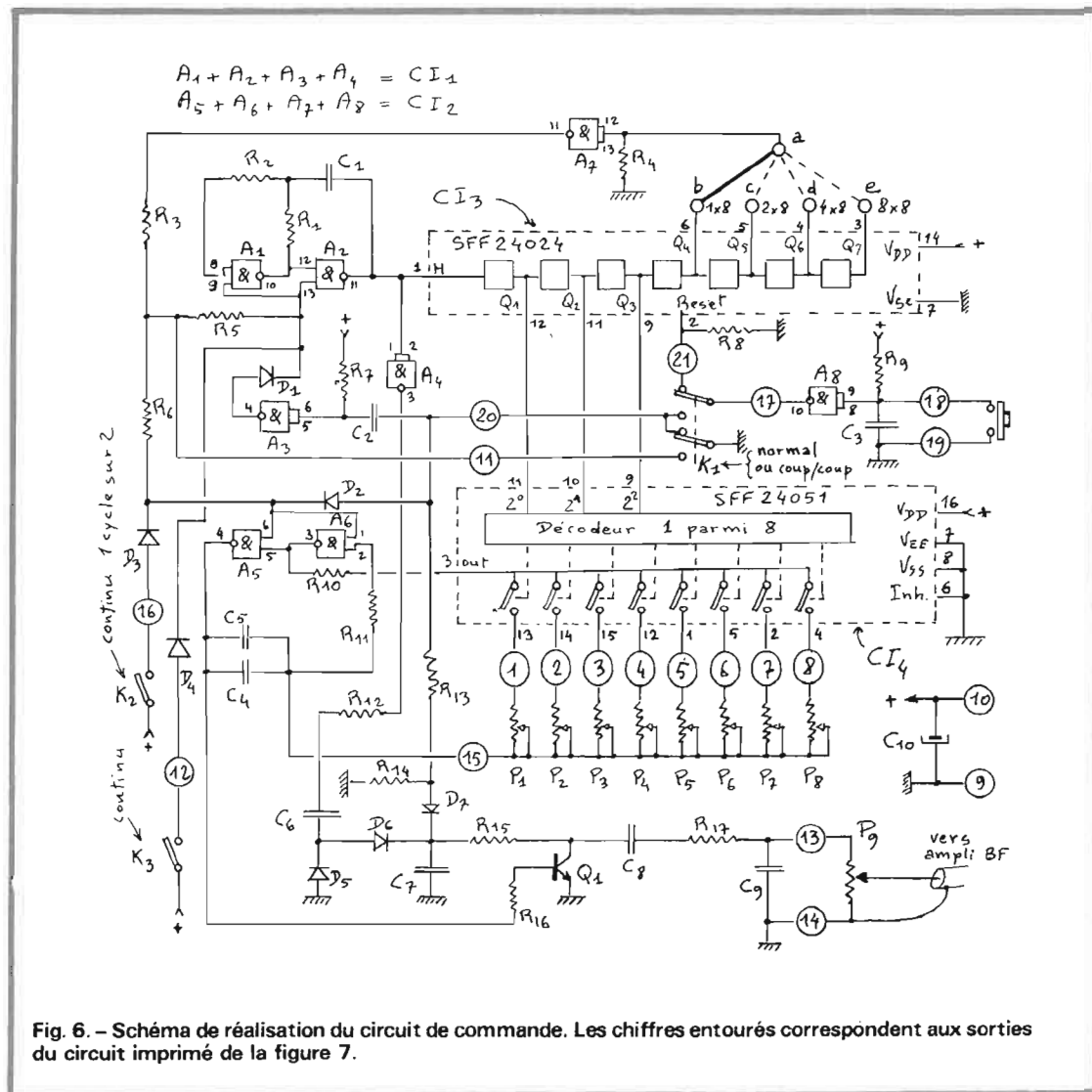


Fig. 6. - Schéma de réalisation du circuit de commande. Les chiffres entourés correspondent aux sorties du circuit imprimé de la figure 7.

LISTE DES COMPOSANTS POUR LE CIRCUIT DE COMMANDE

Toutes les résistances sont à 5 % ou 10 %, leur puissance est 1/2 W ou 1/4 W ou même 1/8 W.

- $R_1 = 4,7 \text{ M}\Omega$
- $R_2 = 10 \text{ M}\Omega$
- $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$
- $R_4 = 200 \text{ k}\Omega$
- $R_5 = 100 \text{ k}\Omega$
- $R_6 = 10 \text{ k}\Omega$
- $R_7 = 100 \text{ k}\Omega$
- $R_8 = 200 \text{ k}\Omega$
- $R_9 = 100 \text{ k}\Omega$
- $R_{10} = 10 \text{ k}\Omega$
- $R_{11} = 200 \text{ k}\Omega$
- $R_{12} = 3,9 \text{ k}\Omega$
- $R_{13} = 100 \text{ k}\Omega$
- $R_{14} = 47 \text{ k}\Omega$
- $R_{15} = 200 \text{ k}\Omega$
- $R_{16} = 470 \text{ k}\Omega$
- $R_{17} = 180 \text{ k}\Omega$

Potentiomètres à glissière ou non.

- $P_1 = P_2 = P_3 = P_4 = P_5 =$
- $P_6 = P_7 = P_8 = 100 \text{ k}\Omega \text{ LIN}$
- $P_9 = 10 \text{ k}\Omega \text{ LOG}$

Toutes les capacités sont à 10 % ou même 20 %, leur tension maximum est 12 V.

- $C_1 = 47 \text{ nF}$
- $C_2 = 10 \text{ nF}$
- $C_3 = 1 \text{ nF}$
- $C_5 = 22 \text{ nF}$
- $C_6 = 1 \mu\text{F}$
- $C_7 = 1 \mu\text{F}$
- $C_8 = 10 \text{ nF}$
- $C_9 = 4,7 \text{ nF}$
- $C_{10} = 10 \mu\text{F} \text{ 25 V}$

Semi-conducteurs.

- $D_1 = D_2 = D_3 = D_4 = D_5 =$
- $D_6 = D_7 = 1\text{N}4148$
- $Q_1 = \text{BCW}90 \text{ A (ou B ou C)}$
- ou 2N2222 ou BC338
- $CI_1 = CI_2 = \text{SFF}24011 \text{ AEV}$
- $CI_3 = \text{SFF}24024 \text{ AEV}$
- $CI_4 = \text{SFF}24051 \text{ AEV}$

Divers.

- $K_1 =$ interrupteur double inverseur
- $K_2 = K_3 =$ interrupteur simple
- Un bouton-poussoir.

L'AMPLIFICATEUR BF

Le schéma de cet amplificateur est représenté figure 9. C'est un circuit intégré prévu

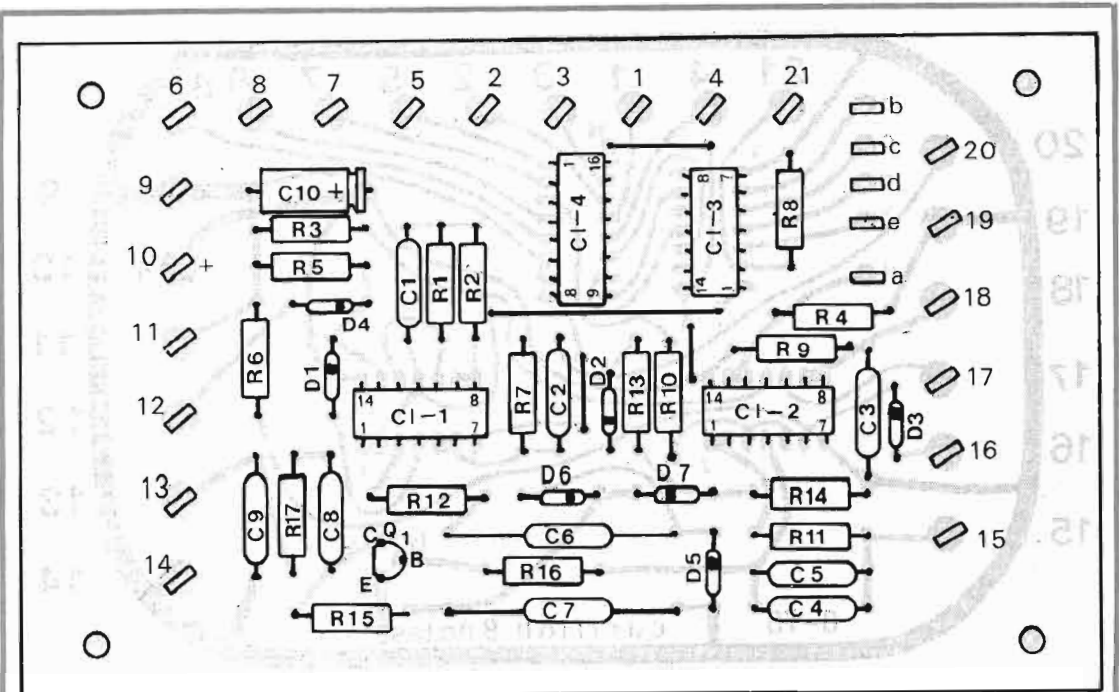


Fig. 7a : Implantation des éléments.

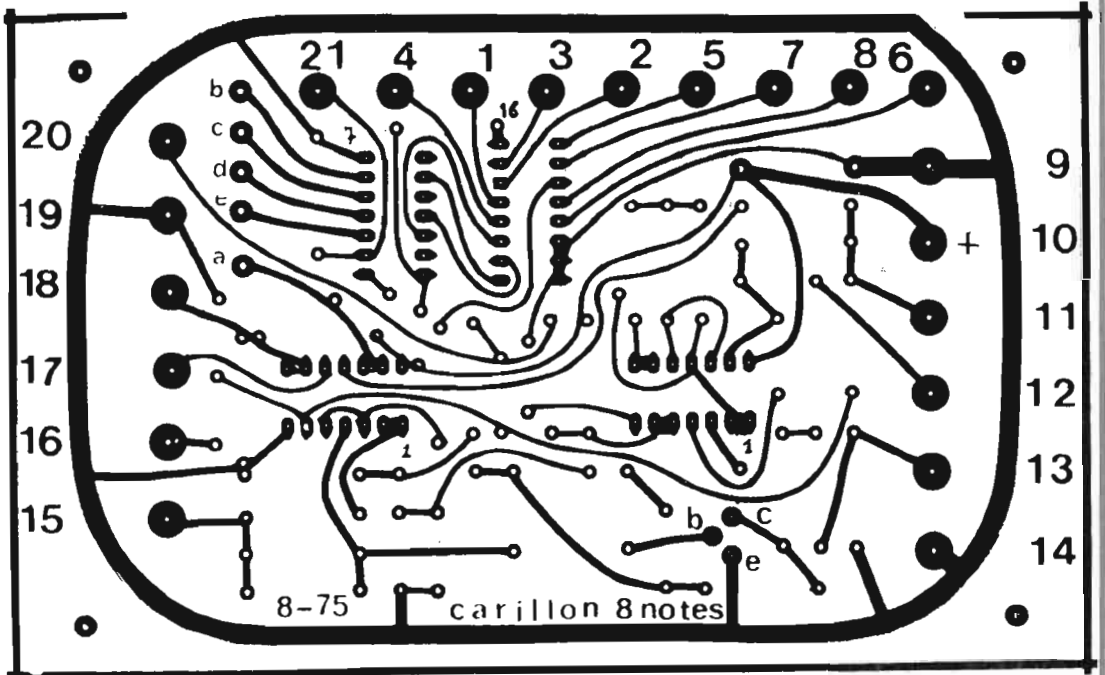


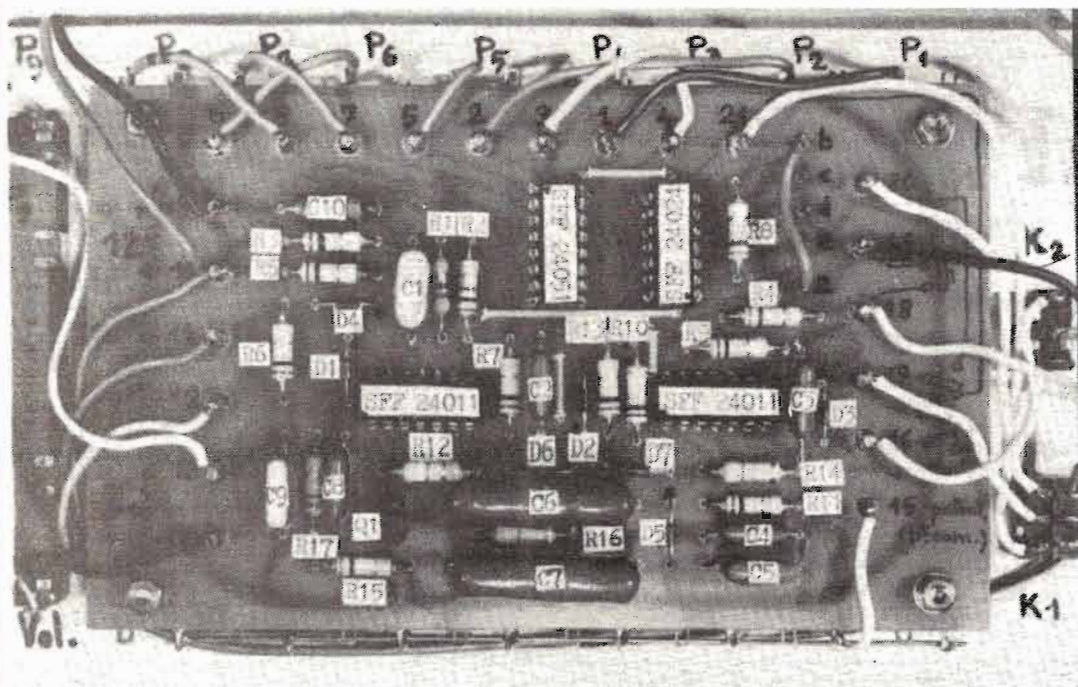
Fig. 7b : Vu côté cuivre.

Fig. 7 : Circuit imprimé et câblage du circuit de commande.

pour fournir 10 W eff en sortie lorsqu'il est alimenté sous 14 V avec un haut-parleur de 2 Ω . Sa tension d'alimentation est 9 V minimum et 18 V minimum. Il est protégé en courant et en température : il y a limitation du courant de court-circuit à 3,5 A et blocage des transistors de sortie dès que la température de jonction dépasse une certaine valeur (150 °C). Il est particulièrement bien adapté aux

récepteurs auto-radio et aux petites chaînes haute fidélité. Il est présenté en boîtier spécial CB 135, Genre dual in line dont les sorties sont disposées en quinconce, avec un étrier servant de radiateur thermique. La puissance dissipée maximale sans radiateur extérieur est de 2,25 W et avec un radiateur extérieur de résistance thermique 10 °C/W, elle est de 8,25 W, ce qui autorise des puissances

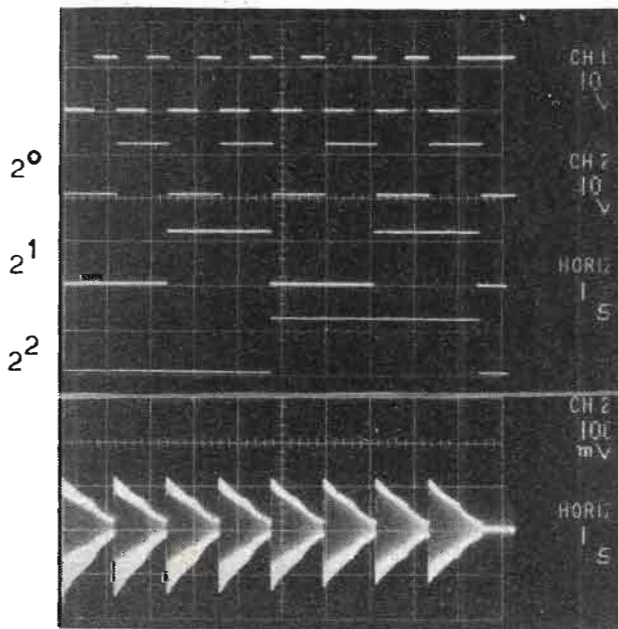
en sortie de 3,6 W à 13,2 W. A titre indicatif, un radiateur de 10 °C/W correspond à une plaque d'aluminium ou dural d'une superficie de 60 cm² environ, disposée verticalement et dissipant la chaleur par ses deux faces par convection naturelle. La broche 1 alimente l'étage de commande des transistors de sortie. Sans la capacité C_3 , l'excursion en tension est limitée, dans la partie positive du signal de



Sortie oscillateur
de cadence

Commandes
logiques du
multiplexeur

Signal BF



sortie, par des seuils de diodes base-émetteur. Pour remédier à cet inconvénient, une partie du signal de sortie est réinjectée sur l'étage de commande pour compenser ces seuils : c'est l'effet « bootstrap ». C_3 est appelée capacité bootstrap, et son rôle (ainsi que celui de R_5) est d'augmenter l'excursion en tension et par conséquence, d'augmenter la puissance en sortie. La capacité C_1 filtre l'alimentation et C_2 découple le préamplificateur interne au circuit. La fréquence basse de la bande passante dépend de C_4 et C_5 . Les éléments R_3 , C_7 , R_4 , C_8 , et C_6 constituent les compensations en fréquence : avec les valeurs indiquées en nomenclature, la bande passante à -3 dB va de 80 Hz à 20 kHz.

La puissance de sortie maximale $P_{o\max}$ est déterminée par la relation suivante :

$$P_{o\max} \approx 0,08 \left(\frac{V_{cc\max}^2}{R_{2\min}} \right)$$

V_{cc} étant la tension d'alimentation maximale et $R_{2\min}$ l'impédance minimale du haut-parleur. Avec $V_{cc} = 12$ V et $R_2 = 2 \Omega$ nous aurons donc $P_{o\max} = 5,76$ W. Et sachant qu'il existe une autre relation donnant la puissance dissipée P_d en fonction de la puissance en sortie :

$$P_{d\max} = \frac{1}{20} \frac{V_{cc\max}^2}{R_{2\min}}$$

$$= 0,625 P_{o\max}$$

le circuit aura à dissiper $P_d = 0,625 \times 5,76 = 3,6$ W.

Donc un radiateur de médiocre qualité est suffisant : le châssis convient parfaitement, d'autant plus que le boîtier doit être réuni électriquement à la masse.

Le circuit imprimé a été étudié de manière à fixer l'étrier du TDA 1042 sur une surface plane (le châssis par exemple) sans être gêné par les éléments. Les éléments encombrants étant câblés du côté opposé au circuit intégré. Le circuit imprimé anglais est représenté sur la figure 10. Il est dit « anglais » car pour le fabriquer on fait le contraire

Fig. 8 : Principales formes d'ondes du carillon 8 notes.

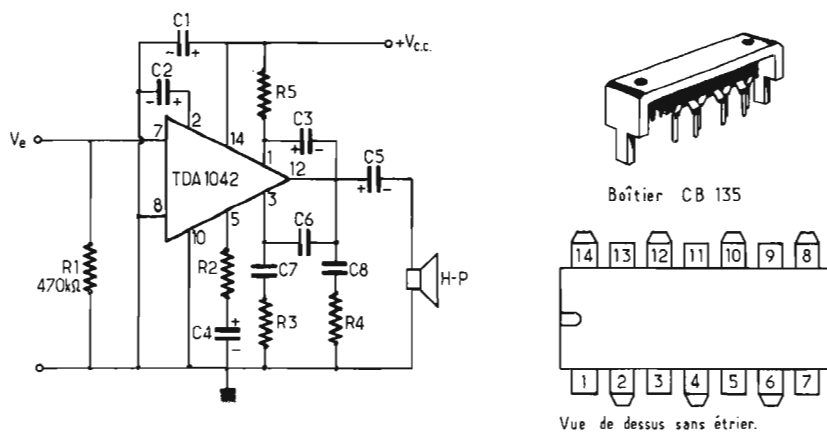


Fig. 9 : Schéma de l'amplificateur BF, et brochage du TDA 1042.

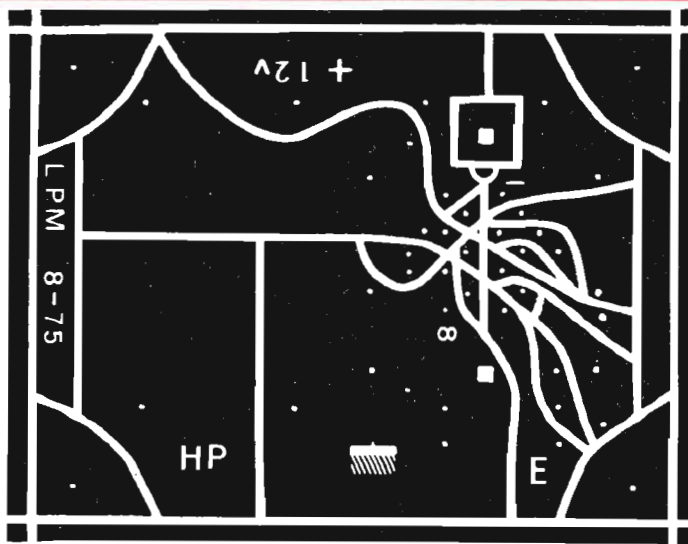


Fig. 10 : Circuit imprimé de l'amplificateur BF. Vu côté cuivre. Les parties sombres représentent le cuivre.

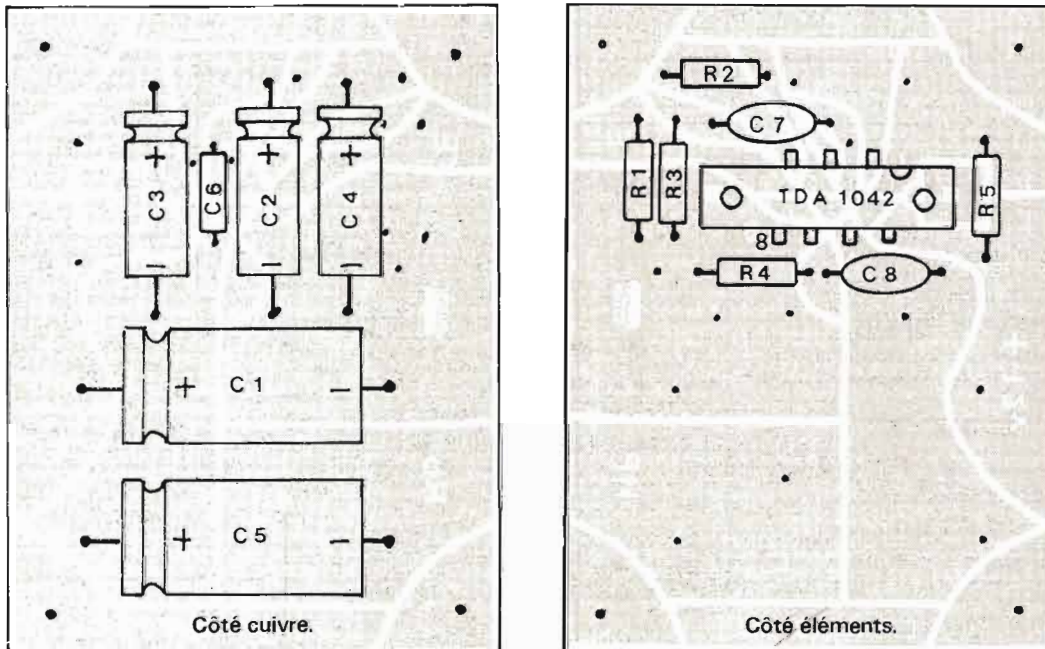


Fig. 11 : Câblage de l'amplificateur BF.

de ce qu'on a l'habitude de faire... On trace les parties où il ne doit pas y avoir de cuivre, contrairement aux circuits imprimés classiques où l'on trace les liaisons par des rubans de cuivre. La figure 11 indique le câblage des éléments des deux côtés du circuit. L'ensemble fixé sur un châssis plat, n'est maintenu que par l'étrier du TDA 1042. Si l'appareil est soumis à des chocs ou vibrations, il est préférable de fixer aussi le circuit imprimé au châssis à l'aide d'entretoises adéquates, de manière à éviter les contraintes mécaniques s'exerçant sur les broches du circuit intégré.

LISTE DES COMPOSANTS POUR L'AMPLIFICATEUR BF

- Résistances 1/2 W 10 %
 $R_1 = 470 \text{ k}\Omega$
 $R_2 = 120 \Omega$
 $R_3 = 82 \Omega$
 $R_4 = 1 \Omega$
 $R_5 = 47 \Omega$
 $C_1 = C_5 = 1\,000 \mu\text{F } 25 \text{ V}$
 $C_2 = C_3 = C_4 = 100 \mu\text{F } 25 \text{ V}$
 $C_6 = 270 \text{ pF}$
 $C_7 = 2,2 \text{ nF}$
 $C_8 = 0,33 \text{ nF}$
 Un TDA 1042
 Un haut-parleur 6 W 2 Ω

L'ALIMENTATION

Elle est des plus simples comme son schéma le montre (fig. 12). Après redressement et filtrage, le circuit SFC2812 RC, intégré dans un boîtier TO-3 régule la tension d'alimentation à $12 \text{ V} \pm 5 \%$ pour un courant en sortie de 1 A. La tension d'entrée non régulée peut varier entre 14,5 V et 30 V max. Tout comme le TDA 1042, ce régulateur de tension comporte une limitation en courant (2 A environ) et une protection thermique contre les surcharges. Il ne nécessite aucun

composant extérieur, ce qui facilite grandement la réalisation de l'alimentation régulée, très performante vu sa grande simplicité. Toutefois, une capacité en sortie améliorera la réponse transitoire et une capacité de l'ordre de 0,1 ou $0,22 \mu\text{F}$ à l'entrée est commandée lorsque le régulateur se trouve à une distance appréciable du filtre de l'alimentation. Le suffixe RC indique que le boîtier est un TO-3 car il existe aussi le SFC2812 EC en boîtier TO-220 AB qui pourrait également convenir : voir brochages des deux sortes de boîtier figure 13. Une dernière remarque : les boîtiers sont réunis à la masse (broche 3), donc il n'y a pas besoin d'isolant pour fixer ces régulateurs au châssis, si il est lui-même à la masse évidemment ; la dissipation thermique sera alors améliorée.

LISTE DES COMPOSANTS POUR L'ALIMENTATION

- Un transformateur 50 Hz 12 W, 16 à 18 V eff au secondaire
 Un pont redresseur genre KBPC 1005 ou 8005 ou 802 ou 4 diodes supportant 1 A et 50 V
 Deux capacités $1\,000 \mu\text{F } 25 \text{ V}$
 Une capacité 47 ou $100 \mu\text{F } 25 \text{ V}$
 Un SFC 2812 RC ou SFC2812 EC
 Un fusible 0,2 A et son porte-fusible
 Un interrupteur simple.

MISE AU POINT

Aucun réglage n'est nécessaire, seule une mise au point peut se faire sentir si l'on désire changer le rythme ou la timbre. Rappelons sur quelles constantes de temps, il faut agir pour cela.

Le rythme dépend de R_1 , C_1 : pour le ralentir il faut augmenter soit R_1 soit C_1 . On pourrait le rendre ajustable en plaçant en série avec R_1 un

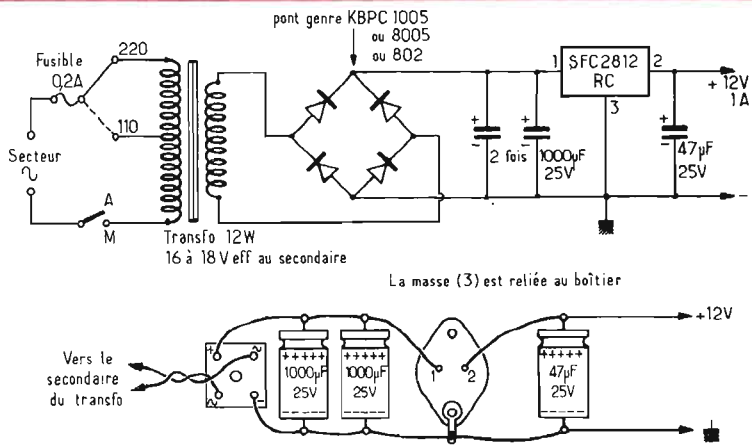
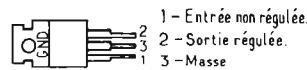
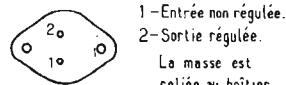


Fig. 12 : Schéma de l'alimentation régulée et son câblage. Le boîtier T03 du régulateur SFC 2812 RC est vu de dessous.



SFC 2812 EC T0-220 AB(CB-117)
Vue de dessus - Boîtier plastique.



SFC 2812 RC T0-3 (CB-19)
Vue de dessous - Boîtier métal

Fig. 13 : Brochage des deux différents boîtiers du SFC 2812.

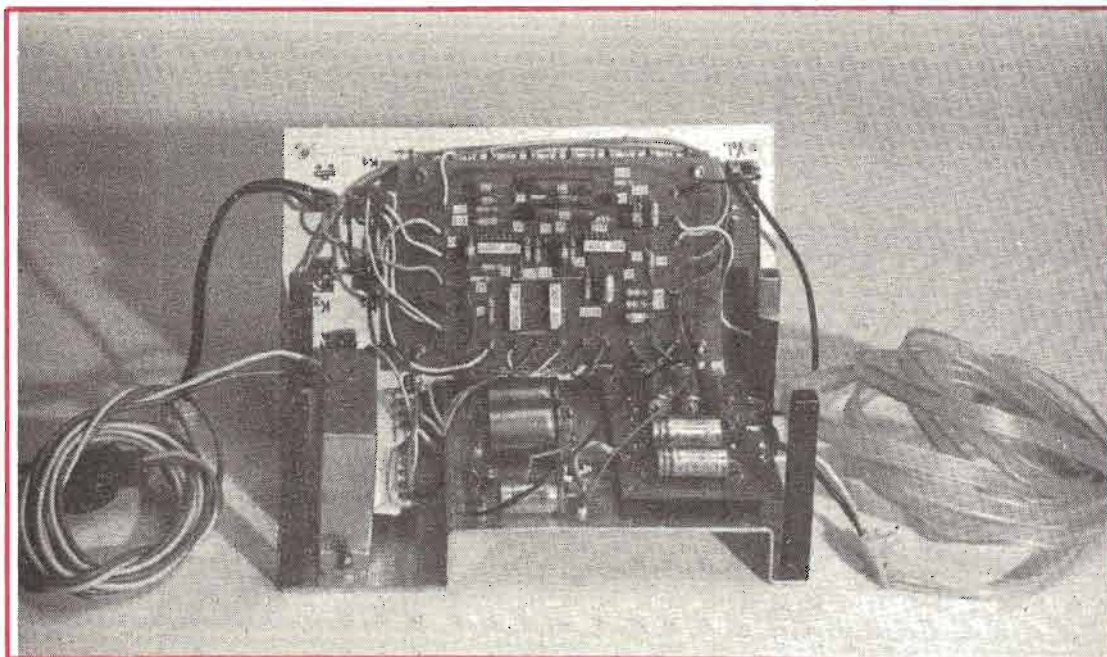
potentiomètre de 1 M Ω par exemple ; R₁ = 100 k Ω servant de butée et avec C1 = 0,22 ou 0,47 μ F.

La plage de fréquence dépend des 8 potentiomètres, de R₁₀ et de C₄ + C₅. Avec les valeurs indiquées en nomenclature, la plage couverte va de 250 Hz à 1 200 Hz environ, on couvre ainsi presque 3 octaves. C'est peut-être un peu trop, car l'accord

devient difficile. Le moindre déplacement du curseur des potentiomètres entraîne une variation de fréquence non négligeable. Pour diminuer la plage de fréquence, il faut augmenter R₁₀ (ou diminuer la valeur des 8 potentiomètres). En changeant les valeurs de C₄ et/ou C₅, on déplace l'ensemble de la plage de fréquence.

Le timbre dépend de la

valeur de C₉ : plus elle est élevée, plus il est doux. Quant au temps de décroissance du son, il est proportionnel à C₆ et C₇. On peut aussi agir sur l'effet « percussion » en ralentissant le front de commutation par augmentation de R₁₂. Si R₁₂ = 0 il se produit dans le haut-parleur au moment de la percussion un « clock » assez désagréable à l'oreille.



Enfin pour les personnes n'ayant pas l'oreille musicienne, mais possédant un fréquence-mètre, nous donnons les fréquences des 12 notes de la gamme tempérée (ou gamme de Bach) contenues dans l'octave correspondant au La « musical » 440 Hz ; car il existe aussi le La « international » (435 Hz) et le La « physique » (426,667 Hz). En branchant un fréquence-mètre à la sortie BF, aux bornes du potentiomètre de volume par exemple, on peut ainsi ajuster électroniquement son air préféré.

- do = 523,06 Hz
- si = 494,06 Hz
- la # = 466,00 Hz
- la = 440,00 Hz
- sol# = 415,06 Hz
- sol = 392,05 Hz
- fa# = 370,11 Hz
- fa = 349,30 Hz
- mi = 329,65 Hz
- ré# = 311,14 Hz
- ré = 293,75 Hz
- do# = 277,09 Hz

CONCLUSION

La sonnette d'appartement est l'utilisation première de ce carillon à huit notes, mais on peut en imaginer d'autres : signal d'alarme de tous genre, remplacement de la stridente sonnette du téléphone, klaxon pour auto, musique ininterrompue pour faire patienter un correspondant au téléphone, etc. Il peut aussi constituer un jouet éducatif très intéressant pour les enfants ; éducatif, car il permet d'expliquer à cet enfant ce qu'est un son, une note, une gamme, une octave, etc. Alors, peut-être s'intéressera-t-il au solfège, puis à la musique, puis à l'harmonie et peut-être deviendra-t-il un grand musicien, et finira-t-il sa vie au Panthéon, l'équivalent français de l'abbaye de Westminster qui renferme les tombeaux des grands hommes de l'Angleterre.

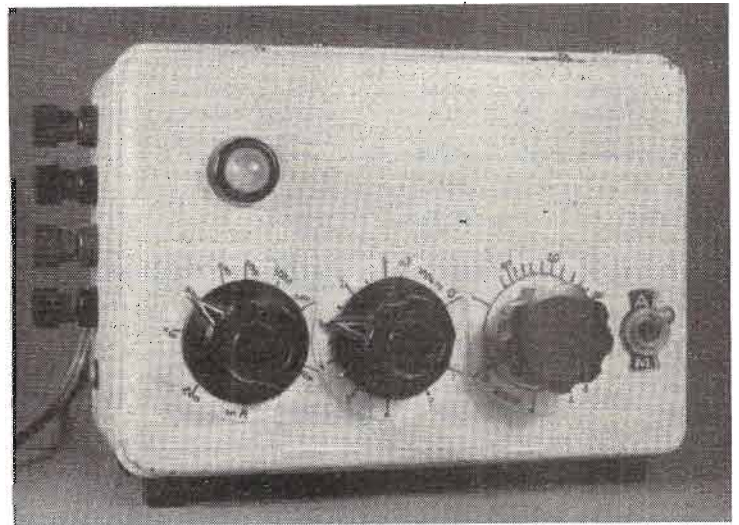
Comme quoi, un gadget électronique peut changer la vie d'un homme.

L.P.M.

UNE ALIMENTATION STABILISEE

REGLABLE DE

0,7 A 30 V.



UNE alimentation stabilisée réglable est tout aussi indispensable qu'un contrôleur ou qu'un fer à souder ; il supprimera ces fragiles et encombrants assemblages de types de piles, cause de tant de mauvais contacts (et de jurons).

Outre l'intérêt indéniable que présente un tel outil de travail pour la réalisation et la mise au point d'un montage d'essai, il servira souvent d'alimentation secteur pour de nombreux appareils fonctionnant uniquement sur piles, comme magnétophone à cassette, récepteur radio, petit train électrique, etc. Il sera également utile pour déterminer les tensions de collage et de décollage d'un relais magnétique, ainsi que la valeur exacte d'une diode zener.

DESCRIPTION DE L'APPAREIL

Le montage proposé fait appel à un circuit intégré spécialement conçu pour cet usage : le circuit complet est donc très simple et sa particularité réside dans un double réglage de la tension, l'un de 0,7 à 7 V, l'autre de 1 à 30 V.

Afin de réduire le prix de revient cette alimentation ne comporte pas de voltmètre incorporé car ce coûteux composant est pratiquement inutile. En effet, les deux potentiomètres de réglage de tension sont directement gradués en volts, et si on désire une connaissance précise de la tension pour un montage d'essai, il semble évident que votre contrôleur a déjà été installé sur la table de travail.

Un troisième potentiomètre sert à afficher l'intensité maximum que pourra débiter l'alimentation. C'est donc une sécurité pour un montage

dont on n'est pas très sûr (ça arrive...) et une sécurité pour l'appareil lui-même qui est ainsi protégé contre les courts-circuits. Ce réglage va de 100 mA à 2 A.

Si, comme nous l'avons dit, un voltmètre est inutile, l'incorporation d'un ampèremètre 0-2 A peut être très pratique sans être toutefois indispensable.

Enfin, on trouve sur le boîtier un interrupteur marche-arrêt avec voyant lumineux, ainsi qu'un assortiment de cosses de sorties + et - permettant tous les types de raccordements des fils de liaison.

UTILISATION

L'appareil étant sous tension (220 V) on affiche le voltage désiré par l'un des deux potentiomètres, l'autre devant être en butée à zéro.

Pour la première mise sous tension d'un montage d'essai on pourra élever progressivement la tension et l'intensité limite. Cette double précaution évitera souvent de griller un semi-conducteur dont les polarisations ont été mal calculées.

Quand cette alimentation réglable vous aura fait oublier

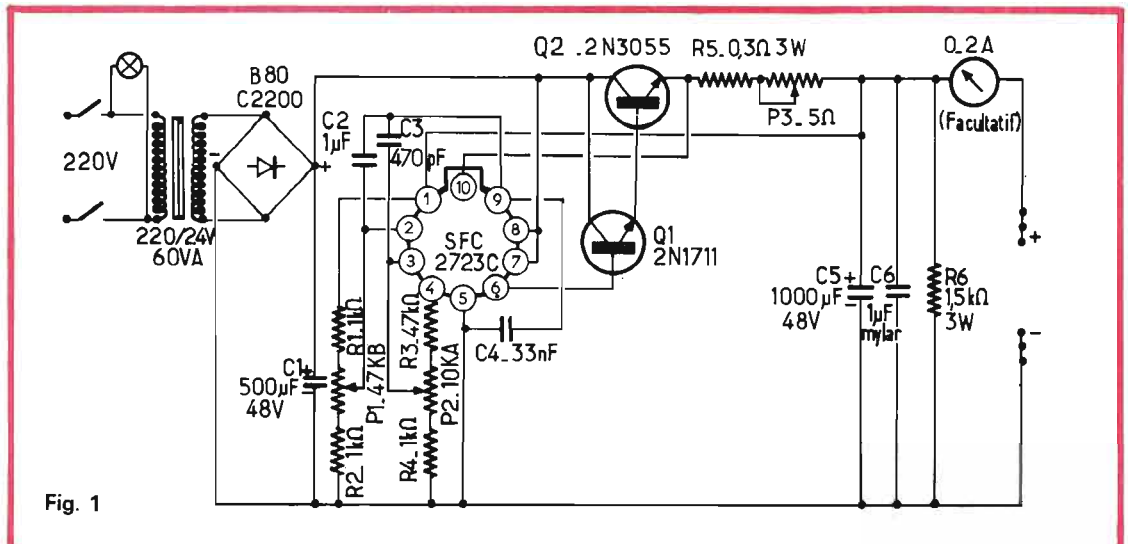


Fig. 1

vos cascades de piles (qui choisissent le dimanche pour être « à plat »), vous réaliserez qu'il ne s'agit pas là d'un gadget électronique mais bien d'un outil dont on ne peut plus se passer.

DESCRIPTION DU CIRCUIT ELECTRONIQUE

La pièce la plus coûteuse est un transformateur 220/24 V de 60 VA (ou watts) minimum. Le secondaire est redressé et filtré pour alimenter le circuit intégré SFC2723 C, lequel commande un montage Darlington de puissance, constitué par un transistor 2N1711 suivi d'un 2N3055 monté en radiateur. Ce C.I. régule l'alimentation du Darlington en contrôlant la tension issue de celui-ci, et en la comparant à un potentiel de consigne affiché par l'un des deux potentiomètres.

La commande du Darlington peut également être influencée par l'entrée d'une tension prise aux bornes d'une faible résistance variable (bobinée) en série dans le circuit de sortie : c'est le réglage de l'intensité maximale.

Enfin nous trouvons trois composants montés en parallèle sur les bornes de sortie : il s'agit d'un deuxième filtrage constitué par deux condensateurs, un chimique de 1 000 μ F et un mylar de 1 μ F pour parfaire le rôle du premier, et une résistance de charge (ou de décharge) de 3 W dont le rôle est d'assurer une intensité minimale de fonctionnement, et de décharger les condensateurs du deuxième filtrage lorsque l'on baisse la tension, si celle-ci est appliquée sur une utilisation de très grande résistance.

L'ampèremètre éventuel devra donc être en aval de cette résistance.

Le circuit intégré SFC2723 C est fabriqué par Sescosem mais a son équivalent chez les autres construc-

teurs ; il est présenté sous forme d'un boîtier (TO.100) cylindrique à 10 fils dont la longueur permet de se passer de socle. Il contient 16 transistors et 3 diodes zener ; en voici le brochage.

- 1: Limiteur de courant (entrée émetteur).
- 2: Entrée inverseuse.
- 3: Entrée non-inverseuse.
- 4: Tension de référence.
- 5: Alimentation -.
- 6: Sortie (maxi 150 mA et 800 mW).
- 7: Contrôle de tension.
- 8: Alimentation +.
- 9: Compensation en fréquence.
- 10: Limiteur de courant (entrée base).

Le repérage des bornes 1 à 10 est dans le sens inverse des aiguilles d'une montre (vu de dessus), l'ergot correspondant à la borne 10.

NOTA : Ce montage est un exemple à l'avantage des circuits intégrés. En effet, essayons d'imaginer la complexité et surtout les difficultés de mise au point d'un circuit aussi performant, s'il devait être réalisé à l'aide de

composants classiques (ou discrets).

Réglage de l'intensité maximum. Les bornes 1 et 10 correspondent respectivement à l'émetteur : lorsque la tension entre 1 et 10 atteint 0,65 V ce transistor devient conducteur, ce qui a pour effet de réduire l'intensité de sortie du C.I. (donc du Darlington) jusqu'à reblocage de ce transistor. Ce potentiel est donc prélevé aux bornes d'une résistance variable de 0,3 à 5,3 Ω (bobinée) disposée en série dans le circuit de sortie. On a donc, lorsque I maxi est atteinte :

$$V_{10} - V_1 = 0,65 \\ = R \times I \text{ d'où } I \text{ maxi} = 0,65/R$$

Cette dernière formule servira à graduer le cadran du potentiomètre à l'aide d'un ohmmètre. En résumé on peut dire qu'un circuit de résistance variable alimenté par cet appareil recevra une tension constante et égale à la valeur affichée dans la mesure où l'intensité reste inférieure à la valeur affichée. Au-delà, le circuit sera alimenté en intensité constante et tension variable.

REALISATION DU CIRCUIT ELECTRONIQUE

On utilisera un circuit imprimé en époxy où le C.I. sera soudé directement sans socle, à condition de ne pas raccourcir les fils. Les 10 trous seront répartis sur un cercle d'environ 14 mm de diamètre.

Les liaisons larges du circuit imprimé devront être copieusement étamées pour permettre le passage de 2 ampères. Une difficulté réside en la réalisation d'une résistance de 0,30 Ω en série avec le potentiomètre de 5 Ω : le plus simple est de prendre du fil de Kanthal, cet alliage utilisé pour les résistances de réchauds électriques ; 6 cm de fil à 5 Ω par mètre feront l'affaire. L'étain ne prenant pas sur le Kanthal il faudra utiliser des éléments de Cornier sous plastique qui auront été dénudés. Ceux-ci seront raccordés à 2 fils de cuivre (1 à 1,5 mm) soudés dans le circuit imprimé (voir dessin).

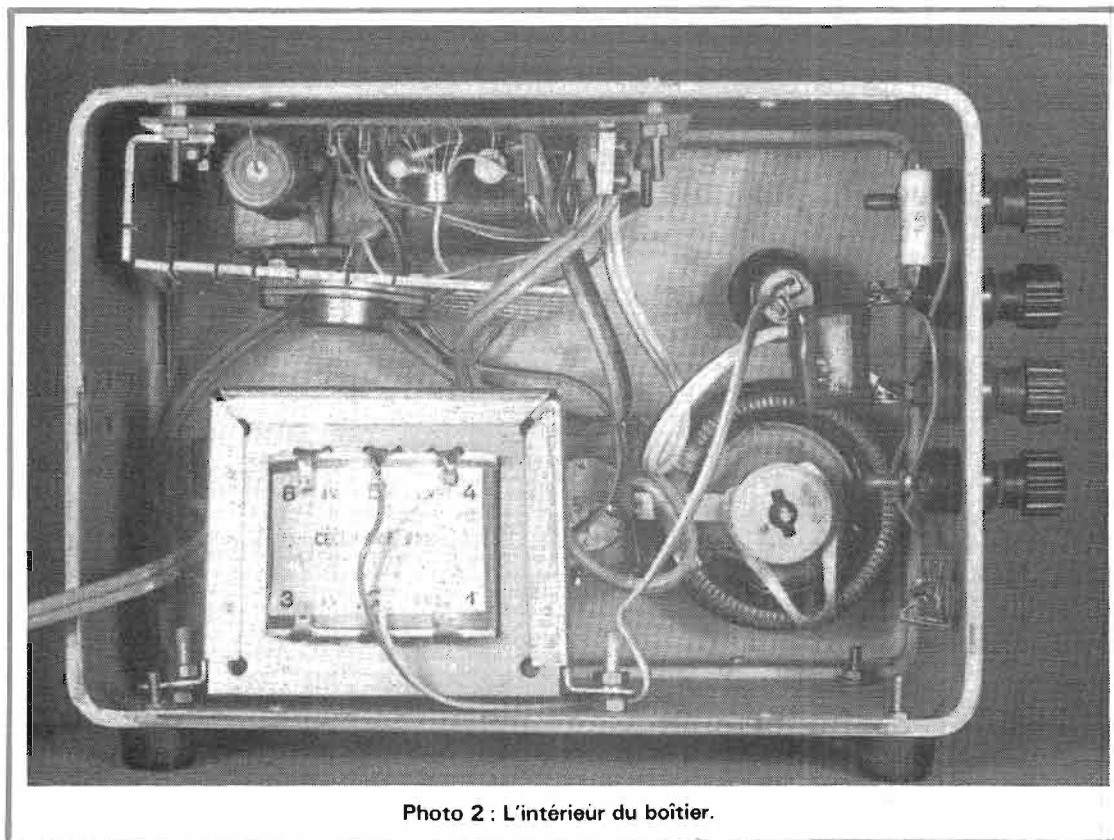
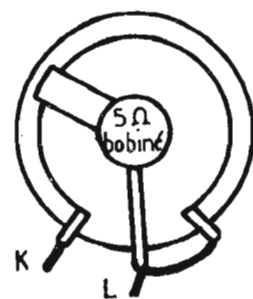
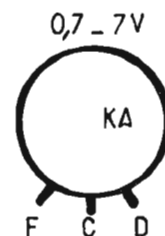
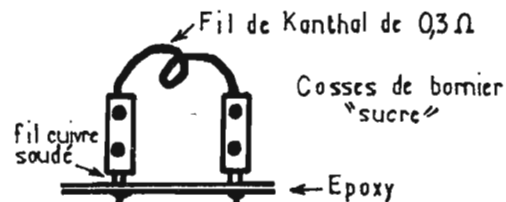
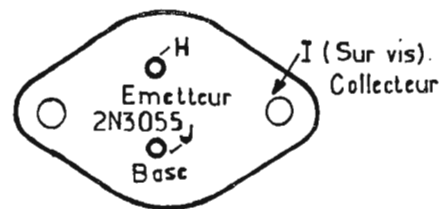
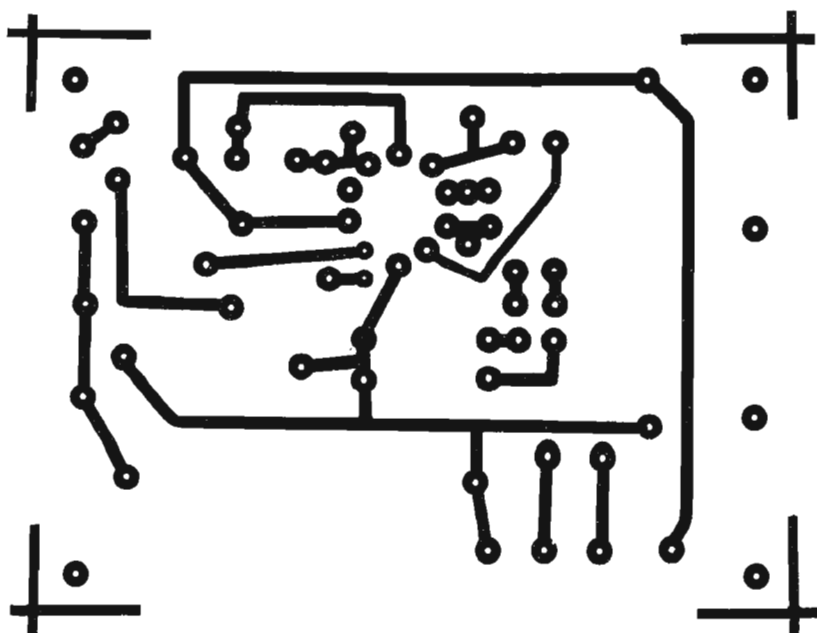


Photo 2 : L'intérieur du boîtier.



A1_A2 Pontage

B }
E } POT. 1 à 30V
G }

C }
D } POT. 0,7 à 7V
F }

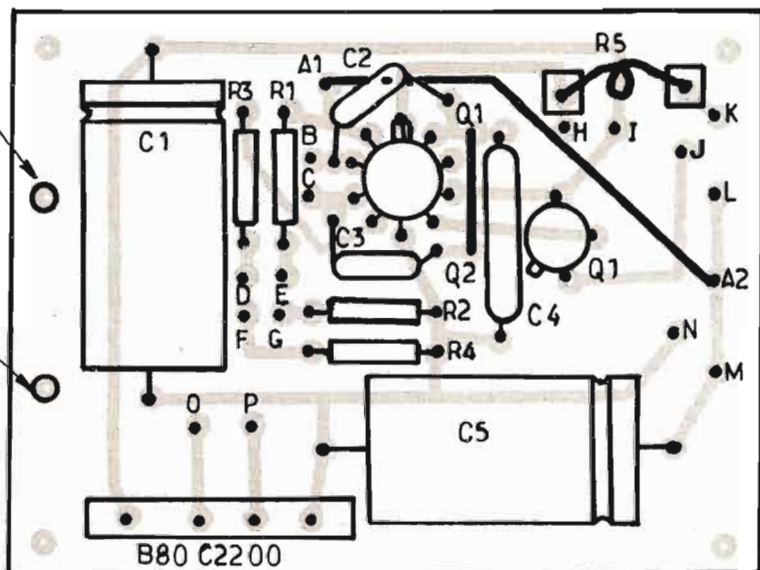
H } -Emetteur
I } 2N3055 -Collecteur
J } -Base

K } Résistance variable
L } I max.

M } SORTIE +
N } SORTIE -
O } Alim 24V ~
P }

Q1_Q2 Pontage

Fixation du radiateur



Les composants extérieurs au circuit imprimé sont assez nombreux :

- le transformateur : 2 fils,
- les 3 potentiomètres : 8 fils,
- le transistor ballast 2N3055 : 3 fils,
- le bornier de sortie : 2 fils, soit au total 15 fils qu'on aura soin de choisir de couleurs différentes. Ils sont répertoriés de A à Q sur le plan de câblage :

- A₁ - A₂ : pontage (dessus ou dessous le circuit).
- Potentiomètre 1 à 30 V : B (curseur), E, G.
- Potentiomètre 0,7 à 7 V : C (curseur) D, F.

- Potentiomètre 0,100 - 2 A : K et L (curseur).
- Transistor 2N3055 : M (émetteur), I (collecteur), J (base).

- Bornier de sortie : M (+), N (-).
- Alimentation 24 V alternatif : O, P.
- Q₁ - Q₂ : montage.

Prévoir du fil (torsadé) de 7/10 mm pour les liaisons suivantes : H, I, K, L, M, N, O, P.

Le radiateur du 2N3055 étant relié au collecteur de celui-ci, devra être isolé électriquement du boîtier. Il peut être réalisé à l'aide d'une tôle d'aluminium de 3 mm

d'épaisseur et de 80 cm² de surface et échancrée de nombreux coups de scie à métaux. Cette tôle, pliée à 90°, pourra être fixée au circuit imprimé.

LE BOITIER

En raison des calories dégagées par le transformateur (plus que par le radiateur), le boîtier sera de dimensions assez confortables avec quelques trous de ventilation. Il sera métallique pour trois raisons : meilleur refroidissement, poids et blindage du transformateur. Pour des raisons de sécurité et de blindage

il est bon de relier le boîtier à la terre.

Sur le panneau avant seront disposés les trois potentiomètres gradués, ainsi que l'interrupteur général (sur le 220 V) avec une ampoule témoin (en 220 ou 24 V) et éventuellement l'ampèremètre.

LE BORNIER DE SORTIE

Il sera disposé sur un ou deux panneaux latéraux, et comportera tous les modes de connexions courants à savoir : pour fiches bananes mâles 3 mm : socles ; pour fiches jack (+ axial) : socles ; pour

fil dénudés : cosses à vis.

Ces sorties seront bien entendu reliées en parallèle, les cosses + étant rouges. Prévoir également une cosse à vis reliée au boîtier.

NOTA : La résistance de charge-décharge et le condensateur de filtrage de $1 \mu\text{F}$ ont été soudés sur le bornier, mais peuvent être fixés sur le circuit imprimé.

**L'ETALONNAGE
DES POTENTIOMÈTRES**

Pour l'intensité maximum, l'étalonnage s'effectue comme nous l'avons dit avec un ohmmètre en repérant certaines valeurs de résistance (résistance talon de $0,3 \Omega$ comprise) selon la formule $I = 0,65/R$.

Pour les tensions réglées, à l'aide d'un voltmètre branché à la sortie quand on agit sur un des deux potentiomètres **l'autre doit être en butée à zéro.**

**LISTE DES
COMPOSANTS
NECESSAIRES
A LA REALISATION**

- 1 transformateur 220/24 V - 60 VA.
- 1 pont de diodes de redressement 3 A (exemple B80 C2200).
- 1 condensateurs électro-chimiques : $1\ 000 \mu\text{F}$ 48 V
- 1 condensateur électro-chimique $500 \mu\text{F}$ 48 V.
- 2 condensateurs mylar $1 \mu\text{F}$ 250 V.

- 1 condensateur mylar ou céramique 470 pF.
- 1 condensateur mylar ou céramique 33 nF.
- 1 circuit imprimé en époxy (à réaliser)
- 3 résistances $1/4$ ou $1/2$ W : $1\ \text{k}\Omega$ (marron, noir, rouge)
- 1 résistance $1/4$ ou $1/2$ W : $1 \times 47\ \text{k}\Omega$ (jaune, violet, orange).
- 1 résistance 3 W : $1 \times 1,5\ \text{k}\Omega$ (marron, vert, rouge).
- 1 résistance 3 W : $1 \times 0,3\ \Omega$ (à réaliser).
- 1 potentiomètre $47\ \text{k}\Omega$ A (linéaire).
- 1 potentiomètre $47\ \text{k}\Omega$ B (logarithmique).
- 1 potentiomètre bobiné de $5\ \Omega/3\ \text{W}$.
- 1 transistor 2N1711.
- 1 transistor 2N3055 (radiateur à réaliser).

- 1 circuit intégré SFC 2723 C (Sescosem) ou équivalent.
- 1 interrupteur bipolaire 220 V (0,5 A).
- 1 socle pour fiche jack 3,8 mm.
- 4 bornes mixtes (2 rouges, 2 noires) : socle banane et cosse à vis.
- 1 cosse à vis (prise de terre).
- 1 boîtier métallique (selon dimensions du transformateur).
- 1 témoin lumineux (220 ou 24 V).
- 1 ampèremètre 0-2 A continu (facultatif).

M.A

ImA	120	200	400	600	800	1000	1200	1400	1600	1800	2000
R Ω	5,4	3,2	1,6	1,1	0,81	0,65	0,54	0,46	0,40	0,36	0,32

ENFIN de la véritable "HI-FI", avec les chaînes

TRIPHONNIQUES

des chaînes stéréophoniques à 3 canaux qui méritent d'être "écoutées"
3 AMPLIS — 3 ENCEINTES ACOUSTIQUES
un ensemble électro-acoustique cohérent ou amplis et enceintes
ont été étudiés pour se compléter heureusement.

AUDITORIUM à PARIS (15^{ème}), 30, rue Gramme
ouvert les mardi, jeudi et vendredi de 14 h à 19 h 30, le mercredi de 14 h à 22 h, le samedi de 9 h à 19 h 30.

FABRO-ÉLECTRONIQUE S.A.R.L., 11, rue Jodon 45700 VILLEMANDEUR
Gérant : M. BRAULT, Ing. E.S.E. Spécialiste Hi-Fi
VENTE "DIRECTE" par le fabricant. Rapport : QUALITÉ-PRIX sans égal.

Catalogue et tarif sur demande.

EN KIT

le tuner f.m. stéréo



GOELO

LE réseau des émetteurs à modulation de fréquence s'étend de jour en jour et comme chacun sait la seule accessibilité à la haute fidélité en tant que radio-diffusion, consiste à écouter les émissions transmises en modulation de fréquence

Il est dans ces conditions indispensable de disposer d'un tuner FM stéréophonique comme par exemple celui que nous allons décrire. Il s'agit de modèle Goelo équipé des célèbres modules Gorler.

L'appareil en question est commercialisé par les Etablissements « Magnetic France », soit tout monté, soit en kit, c'est-à-dire en pièces détachées. Cette dernière forme d'acquisition très en vogue, plaira certainement à de nombreux lecteurs puisqu'en outre le plaisir d'assembler soi-même l'appareil, on réalise une substantielle économie.

Bien entendu, la version « kit » est accompagnée d'une notice de montage très détaillée. Rappelons par ailleurs qu'il s'agit plutôt d'un « semi kit » que d'un « kit » puisque l'appareil se compose de sous-ensembles câblés et réglés, qu'il suffit d'assembler entre eux.

PRESENTATION

La présentation du Goelo fait appel à un classicisme et une sobriété qui répondent de plus en plus aux exigences de la clientèle. Presque tous les appareils Hi-Fi d'importation présentent les mêmes lignes, qui plus est l'association bois-métal est très recherchée.

Comme il est d'usage, la face avant de l'appareil laisse apparaître une large échancrure destinée à visualiser le cadran de recherche des sta-

tions. Les graduations s'illuminent alors en vert et se détachent parfaitement du fond noir mat.

Quatre boutons poussoirs, surmontés de rappels lumineux formant partie intégrante du cadran, constituent les commandes principales tandis que la recherche manuelle des stations s'effectue à l'aide du bouton molleté de grand diamètre situé à droite de l'appareil.

Un petit vu-mètre, permettant le meilleur réglage sur la station désirée complète le tout. A l'arrière de l'appareil l'utilisateur dispose de plusieurs possibilités de raccordement d'une part d'une antenne 75 ou 300 Ω et d'autre part d'une sortie BF sur prise Cinch ou DIN. Deux potentiomètres accessibles de l'extérieur autorisent un niveau de sortie réglable sur les prises Cinch ou RCA.

Egalement accessibles, le

fusible général et le répartiteur de tension 110/220 V.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Sensibilité $> 1,8 \mu\text{V}$ mono pour un rapport signal sur bruit 26 dB.

Réjection AM : > 40 dB.

Largeur de bande de la fréquence intermédiaire : $\geq 170 \text{ kHz} \pm 10 \%$.

Largeur de bande du détecteur de rapport : 600 kHz.

Taux de distorsion : $\leq 0,5 \%$ à 1 kHz et ± 40 kHz.

Suppression fréquences : 19 kHz > 35 dB - 38 kHz > 40 dB.

Diaphonie < 35 dB.

Taux de distorsion $\leq 0,5 \%$ à 1 kHz et ± 40 kHz.

Sortie 500 mV/50 k Ω .

Sortie BF réglable.

Dimensions 345 x 210 x 120 mm.

LES SCHÉMAS DE PRINCIPE

Le tuner FM stéréophonique Goelo est composé de plusieurs modules ou sous-ensembles à savoir la tête VHF, la platine fréquence intermédiaire, le module silencieux, le décodeur stéréophonique et l'alimentation générale.

LA TÊTE VHF

De la qualité même de ce premier maillon du tuner dépendent en grande partie les performances de l'appareil. A cette fin le constructeur a adopté l'emploi de transistors à effet de champ pour l'étage d'entrée amplificateur haute fréquence et l'étage mélangeur, ce qui confère à cette tête VHF une sensibilité et un gain remarquables.

Grâce à un transformateur d'antenne à point milieu l'entrée peut se réaliser sous

une impédance d'antenne de 75 ou 300 Ω. Pour une meilleure sélectivité l'accord des circuits oscillants d'antenne, du filtre de bande, de l'oscillateur s'effectue par l'intermédiaire d'un condensateur variable à quatre cages sur la bande FM de 88 à 108 MHz.

La fréquence intermédiaire normalisée de 10,7 MHz est disponible aux bornes d'un diviseur capacitif 160-500 pF de sortie de la tête.

La correction automatique de fréquence fait appel à une diode à capacité variable BA102, laquelle voit sa capacité varier en fonction de l'état du détecteur. Les variations de capacité de cette diode agissent alors directement sur le circuit oscillant de l'étage oscillateur local.

Une parfaite stabilité de l'ensemble est également obtenue grâce à la mise en œuvre d'un dispositif de CAG doté d'un transistor BC108 et d'une diode AA112.

FREQUENCE INTERMEDIAIRE

L'emploi des circuits intégrés se généralise de plus en plus ; ils permettent en effet la simplification des montages alliée à des performances techniques très intéressantes. La platine fréquence intermédiaire fait en conséquence appel à quatre circuits intégrés « μA 703e » fabriqués par « Fairchild ».

Le facteur de bruit de l'ensemble se trouve alors amélioré par l'utilisation de ces circuits qui permettent un gain total très important sans risques d'interférences. Comme le laisse entrevoir le schéma de principe général très peu de composants « discrets » sont utilisés. Le couplage entre les étages est assuré par l'intermédiaire de transformateurs à circuits accordés, suivis d'un détecteur de rapport très classique.

On peut par ailleurs par-

faire la symétrie de la courbe en « S » du détecteur par l'intermédiaire d'un potentiomètre ajustable monté avec le curseur à la masse. Le signal basse fréquence complexe apparaît alors au niveau de l'enroulement tertiaire du dernier transformateur.

MODULE SILENCIEUX

L'utilisation d'un module silencieux s'avère très intéressante lors de la recherche d'un programme sur le cadran supprimant le souffle gênant qui oblige à baisser le volume sonore.

Le circuit met en œuvre trois transistors. La fréquence intermédiaire à 10,7 MHz est injectée par l'intermédiaire d'un condensateur de 56 pF, à l'entrée du module « silencieux ». Le transistor BF224 se charge alors d'amplifier ce signal. Le gain de T₁ dépend de la polarisation de base de

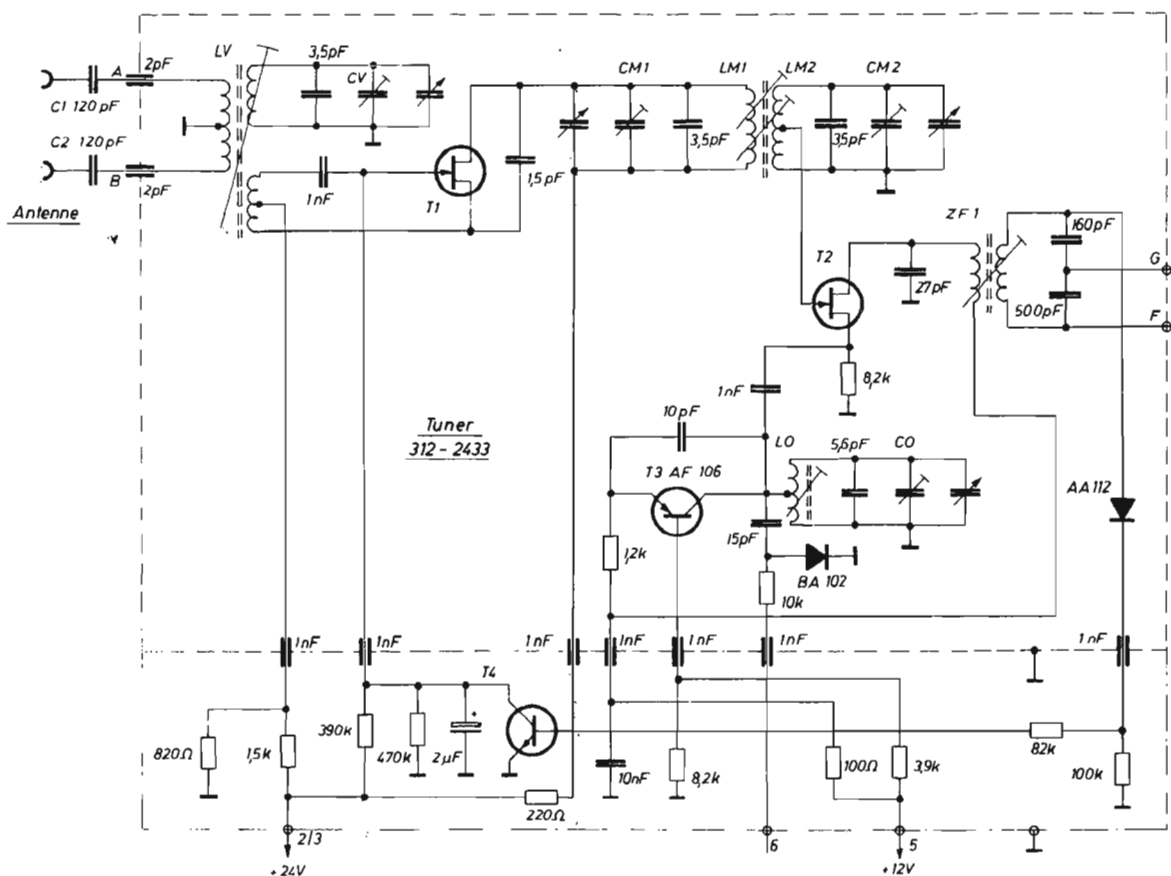


Fig. 1. - La tête VHF.

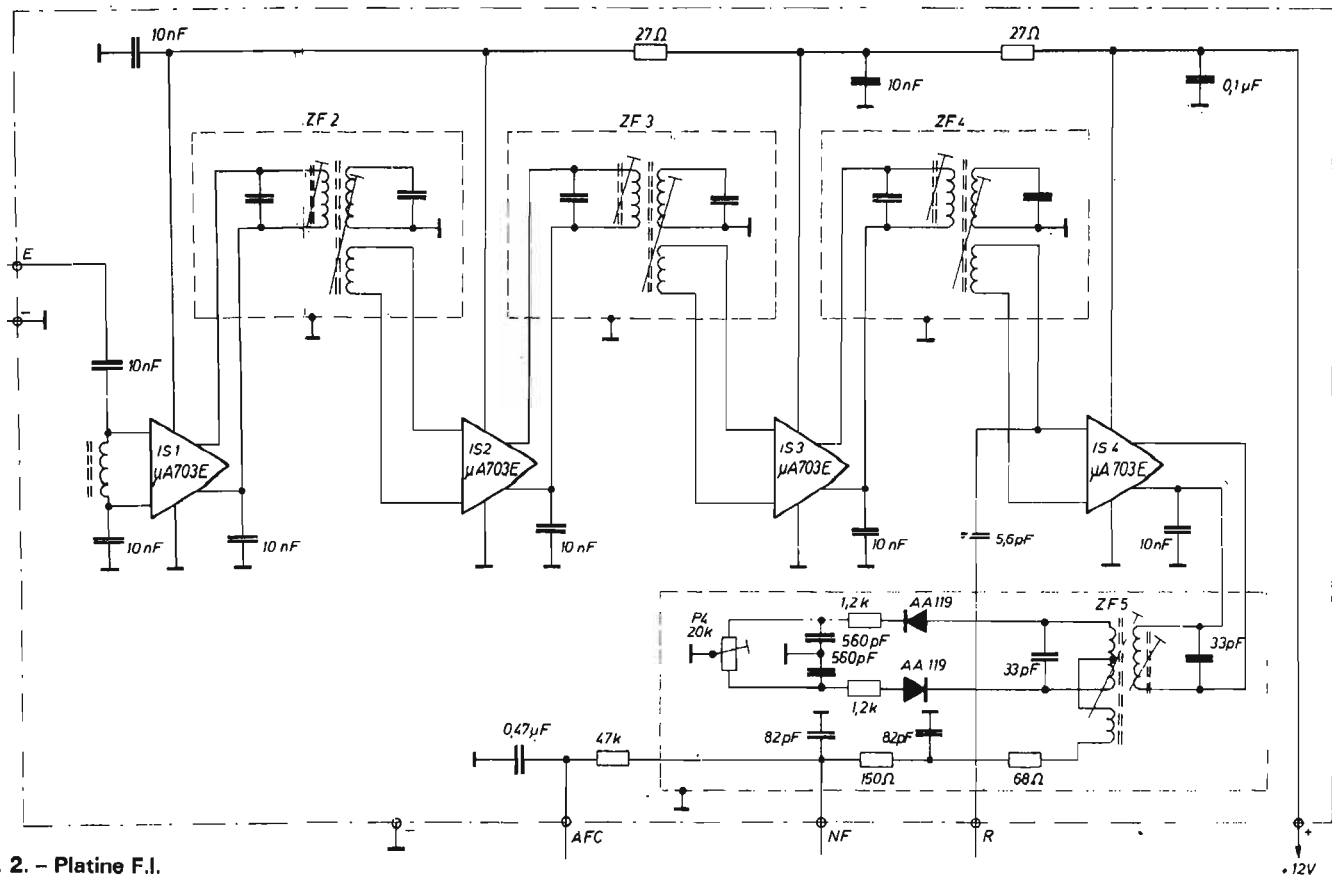


Fig. 2. - Platine F.I.

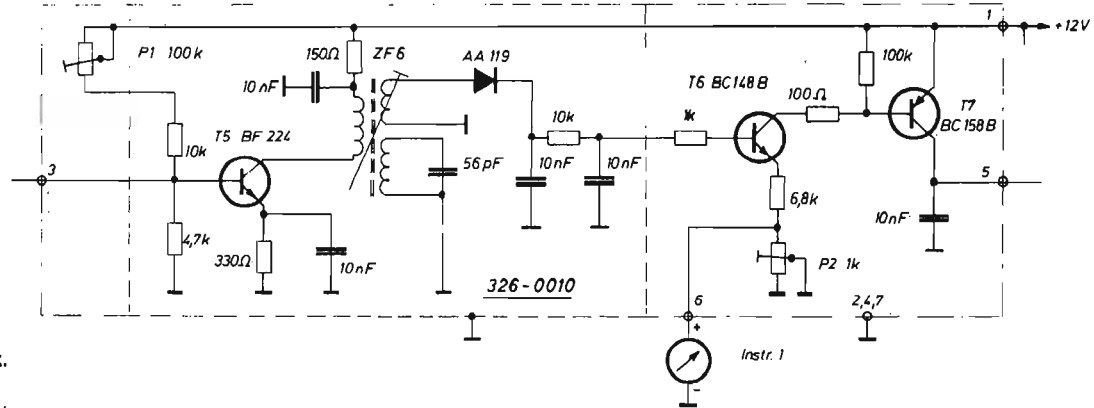


Fig. 3. - Silencieux.

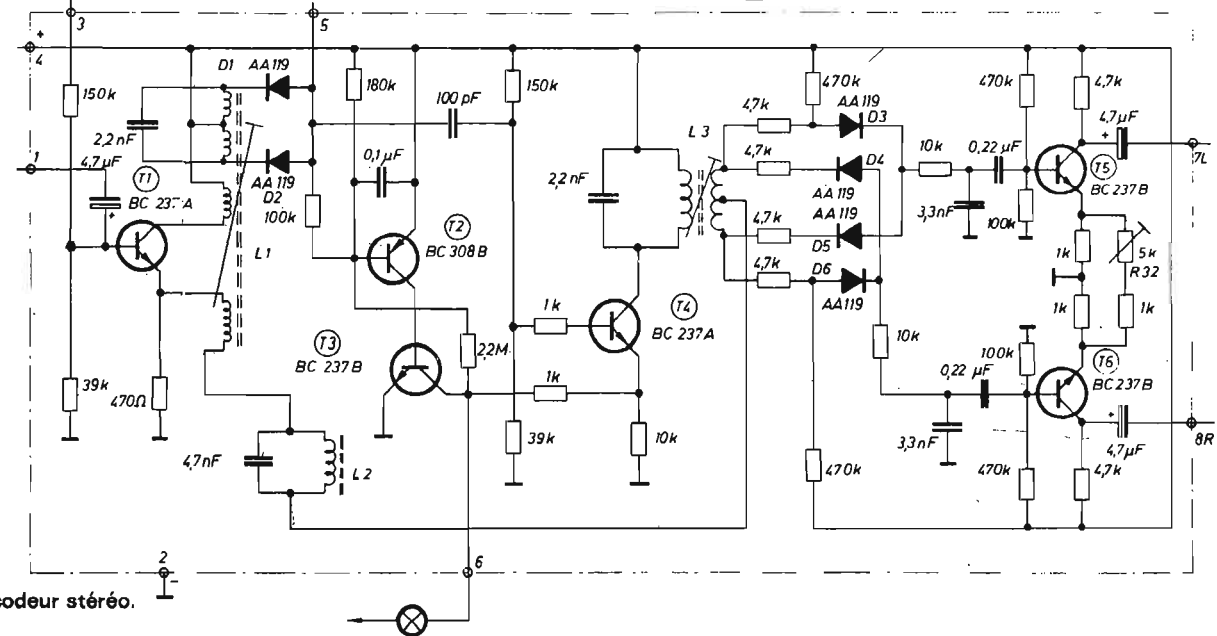


Fig. 4. - Décodeur stéréo.

VU-MÈTRE

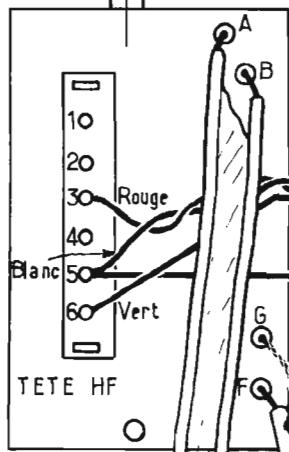
Ble

SILENCE

CAF

MONO

MARCHE



Volant gyroskopique

PLATINE FI

CAF

7 Rouge

8 Bleu

DECODEUR

Noir

9 Bleu

110Ω

4 Rouge

SILENCEUR

6 Rouge

7 Bleu

R1

R2

SORTIES BF

Bleu

Rouge

240Ω

ANTENNE

75Ω

47kΩ

47kΩ

TR.

SECTEL

FUS

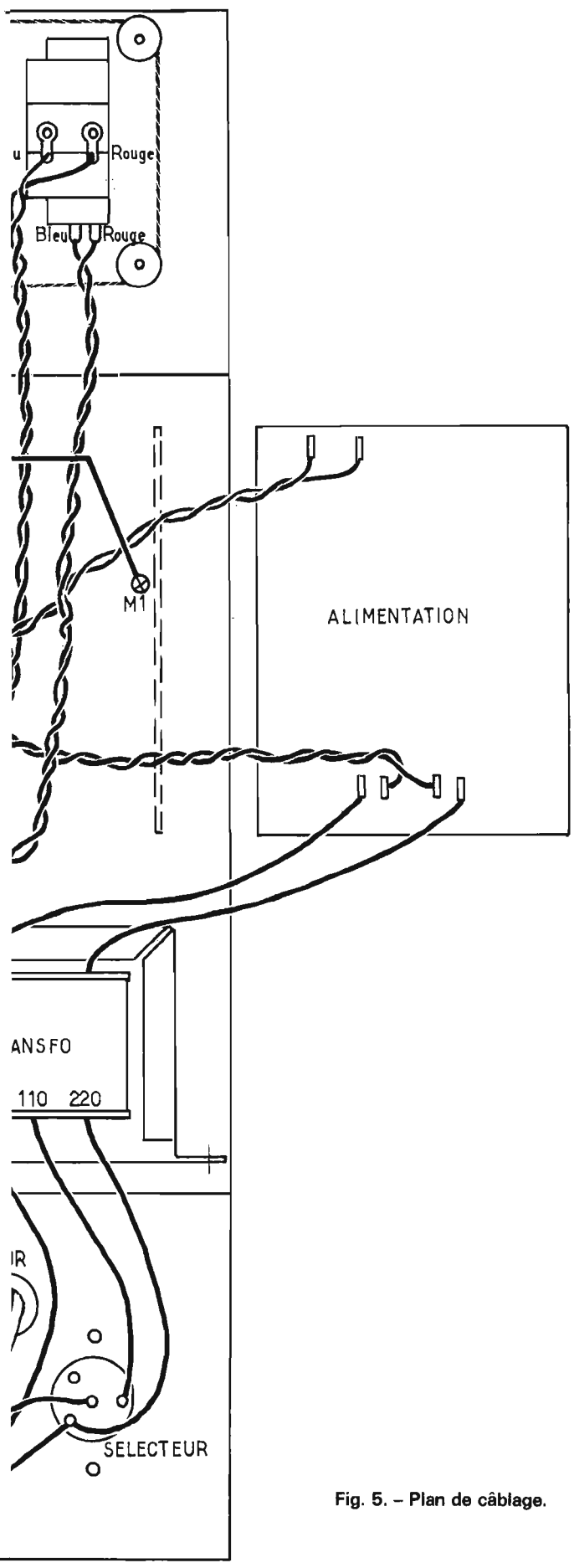


Fig. 5. - Plan de câblage.

cet étage, rendue variable grâce à R_1 . Cette commande agit, en conséquence, sur l'efficacité du module.

La tension à 10,7 MHz amplifiée est appliquée à un enroulement de couplage et à la diode AA119 de détection. La tension continue de détection polarise alors positivement la base du transistor BC148B (T_6) entraînant une chute de tension aux bornes de la résistance de 100 k Ω placée entre base et émetteur du transistor BC158B. La base de ce dernier devient très négative par rapport au potentiel de son émetteur, il en résulte que ce transistor PNP se sature.

Un commutateur à glissière permet d'éliminer l'influence de ce circuit.

DECODEUR STEREOGRAPHIQUE

Il s'agit d'un nouveau décodeur stéréophonique à hautes performances permettant d'obtenir de très bons résultats au point de vue distorsion, diaphonie et bande passante. Le constructeur n'a toutefois pas fait appel à un circuit intégré spécial pour l'élaboration de ce circuit, mais à six transistors silicium classiques.

Le signal BF complexe de sortie est appliqué à l'entrée d'un étage préamplificateur T_1 avant l'opération de décodage. La polarisation de base de cet étage dépend dans le cas de mise en service du silencieux de l'état du transistor BC158B (T_7).

Le signal à 19 kHz de fréquence pilote est alors amplifié, le circuit collecteur de T_1 étant chargé par un circuit oscillant calé sur cette fréquence. L'enroulement à point milieu et les deux diodes D_1 et D_2 forment alors le doubleur de fréquence nécessaire pour la restitution des canaux droit et gauche (sous-porteuse à 39 kHz).

A la sortie du doubleur

deux transistors complémentaires T_2 et T_3 constituent l'étage indicateur visuel d'émission stéréophonique. Les tensions à 38 kHz sont par ailleurs appliquées à un étage supplémentaire en l'occurrence T_4 , chargé par le transformateur L_3 . Les voies droite et gauche sont alors mises en évidence grâce au démodulateur en anneau à quatre diodes D_3 , D_4 , D_5 et D_6 . Le secondaire à point milieu de L_3 reçoit alors par l'intermédiaire d'un prélèvement au niveau de l'émetteur de T_1 , les signaux $G - D$ et $G + D$.

Les signaux ainsi décodés sont désaccentués à l'aide de cellules RC avant d'être dirigés vers leur préamplificateur BF respectif. Il s'agit de montages à émetteur commun très classique. Une résistance fixe de 1 k Ω insérée au niveau de l'émetteur permet d'obtenir une impédance d'entrée élevée. Par ailleurs la résistance variable de 5 k Ω sert à minimiser la diaphonie tandis qu'une thermistance série de 1 k Ω joue un effet compensateur en température.

Les signaux BF sont ensuite dirigés vers les prises DIN de raccordement du tuner.

L'ALIMENTATION

L'alimentation générale est très classique. Un transformateur dont le primaire assure le raccordement sur un réseau de distribution 110 ou 220 V délivre 24 V de tension au secondaire.

Un pont de diodes assure un redressement du type double alternance suivi d'un filtrage avec cellule en « pi » afin de disposer d'environ 24 V tandis qu'une deuxième cellule cascade couplée d'une diode zener procure les 12 V de tension nécessaires au bon fonctionnement des autres modules.

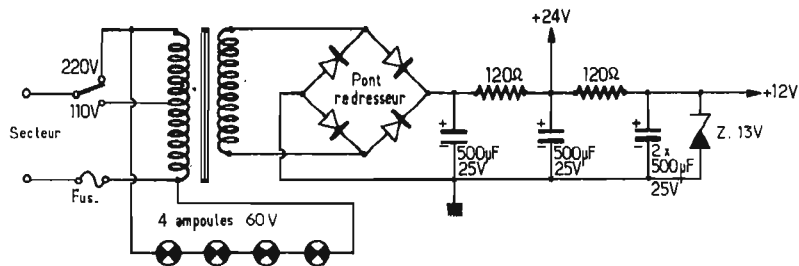


Fig. 6. - L'alimentation.

CONCEPTION

Toute la conception de l'appareil repose sur un châssis de tôle cadmié en forme de U. Cette configuration des plus rationnelles permet de tirer le meilleur parti de l'ensemble.

Côté face avant diverses échancrures autorisent la mise en place de la glace de cadran et le passage du mécanisme des boutons-poussoirs.

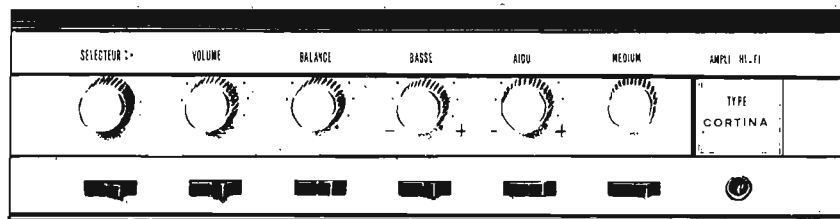
En fait l'appareil se compose de six sous-ensembles qui prennent place sur le fond du châssis par divers modes de fixation, à savoir des équerres pour le bloc alimentation placé verticalement, par l'exploitation des cosses de sortie pour le bloc de commutation par des languettes métalliques pour la tête VHF et enfin par des entretoises pour les trois autres sous-ensembles.

Une disposition claire, pratique et aérée permet de minimiser les longueurs de connexions entre les modules, ce qui confère à l'appareil ces caractéristiques très performantes.

Le montage mécanique du dispositif d'entraînement de l'aiguille de cadran et de la commande d'accord à effet gyroscopique ne devrait pas poser de problèmes majeurs en raison du croquis très

explicite fourni avec le kit.

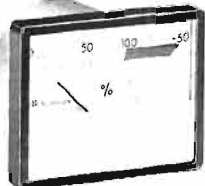
Un câblage rationnel et ordonné découle de la disposition pratique des modules. Peu de précautions particulières à prendre à ce niveau, sinon à celui de la tête VHF équipée de transistors à effet de champ qui craignent non seulement la chaleur mais aussi le champ électrique engendré par le fer à souder.



Il est beau, il fonctionne à merveille, mais pourtant il lui manque quelque chose.

*Il est AVEUGLE, il lui manque des TÉMOINS VISUELS
Il pourrait comporter un ou plusieurs de nos
5 vu-mètres.*

Série Standard (Appareils à Cadre Mobile).



MODELE RKC 57
Sensibilité 150 µA
Résistance 1 100 Ω
Dimensions 57 x 46 mm



MODELE OEC 35
Sensibilité 200 µA
Résistance 560 Ω
Dimensions 42 x 18 mm



MODELE OEC 35A
Graduation 0-10



MODELE OEC 35B
Graduation 0-20

MODELE OEC 35C
Graduation 0 central

Sensibilité 100 - 0 - 100 µA



**ne gardez pas les
yeux fermés**

**équipez vos montage de
VU-MÈTRES CENTRAD**

EN VENTE CHEZ TOUS LES GROSSISTES

*ou une exécution spéciale (échelle-sensibilité) suivant vos
application. Nous consulter.*

Qualité Prix Qualité Prix Qualité Prix Qualité Prix

CENTRAD

59, AVENUE DES ROMAINS
74 ANNECY - FRANCE
TÉL. : (50) 57-29-86 +

- TELEX : 30 794 -
CENTRAD ANNECY
C. C. P. LYON 891-14

Bureaux de Paris :

57, Rue Condorcet - PARIS (9^e)
Téléphone : 285.10-69

LE POURQUOI ET LE COMMENT : expérimente et découvrir

ORGUE ~ JOUET

FAÇON

SYNTHÉTISEUR PROFESSIONNEL

(Suite voir N^{os} 1517 et 1521)

QUELQUES MONTAGES POUR EXPÉRIENCES EN COURANT ALTERNATIF

Passons maintenant à l'analyse du relaxateur retenu dans notre orgue-jouet.

Dans sa forme la plus simple nous l'avons déjà introduit dans les montages de la figure 1 et pour la description du principe de fonctionnement nous renverrons le lecteur au texte s'y référant.

Le circuit de la figure 15a comporte en plus une diode. Sans cette diode (donc court-circuit à la place), le comportement du relaxateur aux très basses fréquences (très faible courant de décharge du condensateur) serait moins prédictible, car la diode base-émetteur du PNP polarisée en sens inverse, présente généra-

lement davantage de courant de fuite (qui se rajoute au courant de décharge) qu'une bonne diode telle que la 1N 4148, ou 1N 914. De plus, à des tensions d'alimentation plus fortes (10 V par exemple), la tension inverse sur la jonction base-émetteur du PNP ne s'approchera pas de sa tension Zener : la 1N 4148 absorbera l'éventuel excès de tension.

Au lieu de relier le potentiomètre de 10 M Ω (pour les expériences on peut très bien aussi utiliser un assortiment de résistances fixes d'ailleurs) à une tension négative nettement plus importante que la tension positive comme c'était le cas par exemple de la figure 1b, ici il est directement relié à la masse pour simplifier. La dent de scie sur la cathode de la diode ne présentera plus maintenant une

rampe descendant linéairement : il y aura courbure.

Cette dent de scie est d'ailleurs difficile à visualiser sur un oscilloscope surtout aux basses fréquences, car la sonde de cet oscilloscope, qui doit passer des niveaux continus de préférence pour ne pas introduire une distorsion supplémentaire, peut avoir une impédance non négligeable : si l'on veut absolument visualiser cette dent de scie, il faudrait la prélever par l'intermédiaire d'un source-suiveur. (Voir la partie en pointillés de la figure 15b). L'impulsion sur le collecteur du NPN est facile à observer. En dépit de cette courbure, la fréquence sera strictement inversement proportionnelle à la valeur de la résistance vers la masse.

Si la tension d'alimentation est de 6 V, le front positif de la

dent de scie sera pratiquement de 6 volts, et, comme le niveau le plus bas de la dent de scie se situe aux alentours de 5 V ($6 V - U_{BE} - U_D$), le niveau le plus haut sera de 11 V par rapport à la masse. Le courant de décharge au départ sera de $11 V/R_p$, il diminuera progressivement au fur et à mesure que la dent de scie descend et le courant de décharge final sera de $5 V/R_p$: ce courant de décharge varie donc sur une plage de 2 sur 1 pour une valeur donnée de R_p , ce qui explique la courbure.

Quel que soit le niveau instantané de la dent de scie, le courant de décharge à tout instant sera toujours inversement proportionnel à la valeur de R_p et il en est donc de même pour la fréquence.

Cette relation $f = K/R_p$ est respectée tant que la fré-

quence n'est pas trop élevée, car il arrive un moment où la durée de l'impulsion de charge (négative) sur le collecteur du NPN n'est plus négligeable par rapport à la durée de la rampe courbe de la dent de scie : la fréquence croîtra alors moins vite que préconisé par la formule simplifiée $f = K/R_p$. En effet, il est plus exact d'écrire $T_d = R_p/K$, où T_d représente la période de décharge et où K est une constante proportionnelle à la tension d'alimentation et à la valeur du condensateur, et $T = T_d + T_p$, où T_p représente la durée de l'impulsion (fonction de la valeur du condensateur et également de la valeur de la petite résistance de garde en série). T représente la durée d'une dent de scie complète et on a donc

$$f = 1/T = 1/(T_d + T_p)$$

$= 1/(R_p/K + T_p)$: on voit que T_p peut devenir non négligeable quand R_p diminue, c'est-à-dire quand la fréquence augmente. On a intérêt à choisir R_p le plus petit possible, par exemple inférieur à $50 \mu s$: avec $50 \mu s$ cette durée modifie une fréquence, grossièrement calculée comme devant être 4 kHz ($T_d = 250 \mu s$), pour en faire $3,3 \text{ kHz}$ (car $T = 250 \mu s + 50 \mu s = 300 \mu s$). Cette diminution de T_p est obtenue en réduisant la valeur capacitive et en prenant la plus faible valeur de résistance de garde limitant encore suffisamment le courant de base du PNP au moment de la conduction simultanée des deux transistors. Au lieu de 39 nF on peut très bien choisir 10 nF ou encore moins, mais il y a des limites ; une trop faible valeur nécessite des valeurs de R_p

trop fortes pour retrouver les mêmes fréquences et des courants de fuite peuvent alors devenir gênants.

Faisons un petit calcul approximatif de la fréquence pour $R_p = 1 \text{ M}\Omega$: le courant de décharge varie entre $11 \text{ V}/1 \text{ M} = 11 \mu\text{A}$ et $5 \text{ V}/1 \text{ M} = 5 \mu\text{A}$, la valeur moyenne (en tenant compte de la courbure) est d'environ $7,5 \mu\text{A}$.

Pendant chaque dent de scie la tension aux bornes du condensateur varie de 6 V ($= 11 \text{ V} - 5 \text{ V}$). Avec la formule $C = Q/U = it/U$ on obtient $t = cu/i = 39 \cdot 10^{-9} \cdot 6 / 7,5 \cdot 10^{-6} \text{ sec} = 31 \text{ ms}$; la fréquence est de 32 Hz . $R_p = 100 \text{ k}\Omega$ donne donc 320 Hz et $R_p = 10 \text{ k}\Omega$ donne 3 200 Hz . Une gamme de 32 Hz à 3 200 Hz représente plus de 6 (presque 7) octaves.

Si l'on met cette théorie en pratique on s'apercevra qu'il y a quelque chose qui ne va pas : en augmentant la fréquence progressivement, arrive un moment où l'oscillation s'arrête brutalement. Ce phénomène, caractéristique de la plupart des types de relaxateurs, s'explique ainsi. Supposons la dent de scie à son point le plus bas (5 V) ; avec $R_p = 10 \text{ k}\Omega$ le courant de décharge est de $500 \mu\text{A} = 0,5 \text{ mA}$ et les deux transistors sont arrivés au point où ils vont conduire simultanément. Au bout d'un temps T_p le condensateur est complètement chargé et le collecteur du NPN ne fournit plus de courant de base au PNP : avec une forte valeur de R_p (faible courant de décharge) les deux transistors se bloqueraient, mais dans le cas présent ce ne

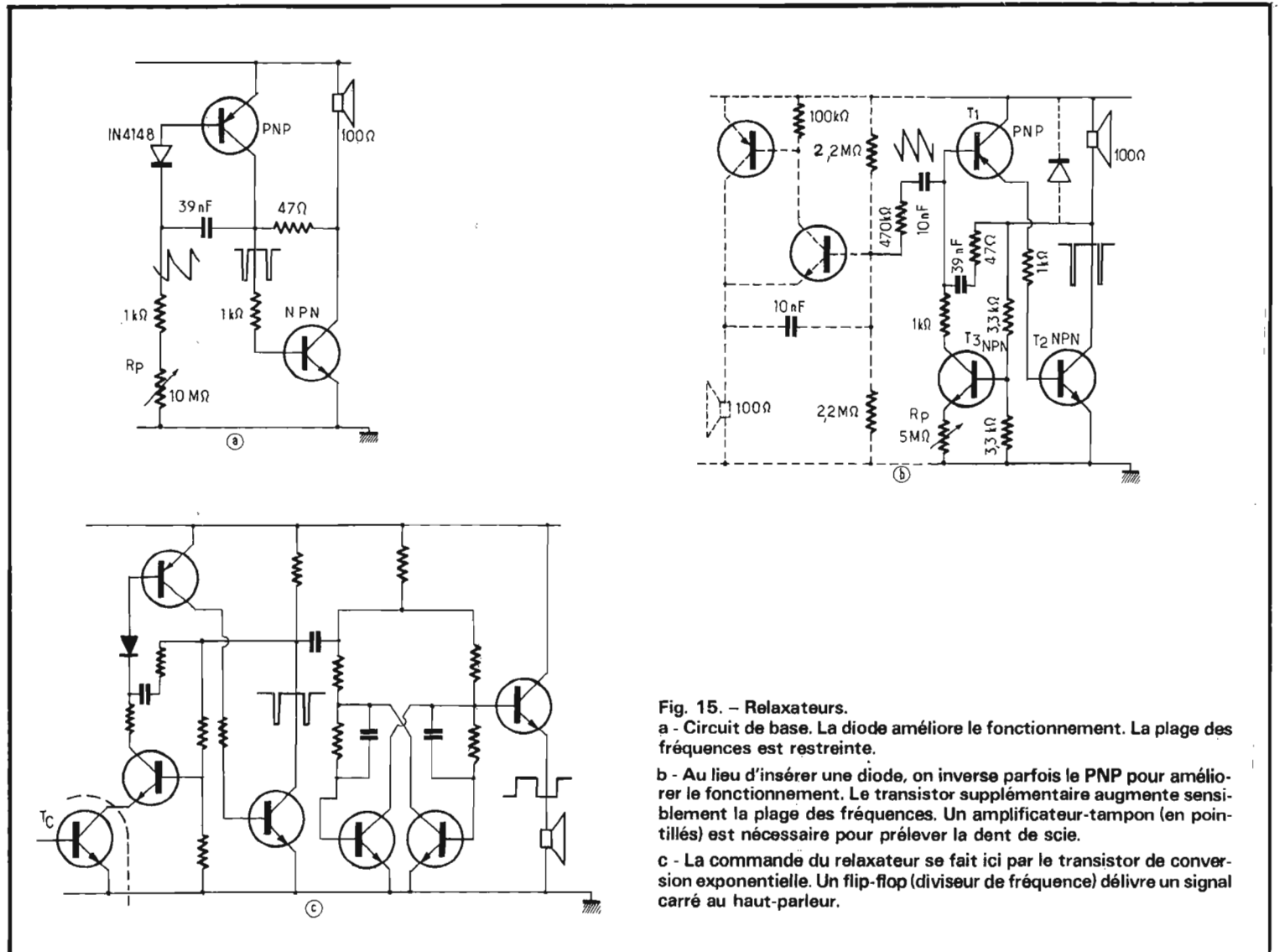


Fig. 15. - Relaxateurs.

a - Circuit de base. La diode améliore le fonctionnement. La plage des fréquences est restreinte.

b - Au lieu d'insérer une diode, on inverse parfois le PNP pour améliorer le fonctionnement. Le transistor supplémentaire augmente sensiblement la plage des fréquences. Un amplificateur-tampon (en pointillés) est nécessaire pour prélever la dent de scie.

c - La commande du relaxateur se fait ici par le transistor de conversion exponentielle. Un flip-flop (diviseur de fréquence) délivre un signal carré au haut-parleur.

sera plus le cas. Le courant de 0,5 mA à travers R_p est toujours présent et il est tellement important que le PNP, s'il a un gain correct (mettons $\beta = 100$), est saturé : son collecteur pourrait fournir $100 \times 0,5 \text{ mA} = 50 \text{ mA}$ s'il n'y avait pas la résistance de 1 k qui limite le courant à une valeur sûre (environ 5 mA a été choisi ici). Ce courant de 5 mA alimente la base du NPN et, si son gain en courant β est également correct, il restera saturé, le haut-parleur de 100 Ω ne demandant un courant que de 60 mA environ. Des transistors saturés n'ont pratiquement pas de gain en alternatif et l'oscillation cesse donc.

Un relaxateur ne fonctionne correctement qu'avec un courant de décharge en-dessous d'une certaine valeur, dépendante surtout des β des transistors (variable d'un montage à l'autre) ; sinon les transistors restent conducteurs.

Le montage de la figure 15b propose une méthode pour pallier ce défaut. Les approches similaires ont été déjà proposées ailleurs, mais notre méthode présente des avantages supplémentaires, comme on le verra plus loin.

Cependant, remarquons d'abord que le PNP dans ce schéma a été inversé : c'est une autre méthode pour réduire les courants de fuite, à travers la « diode » du PNP, entre base et tension positive ; le gain en courant β de ce PNP dans cette configuration devient d'ailleurs extrêmement petit. A la place on peut très bien utiliser ici de nouveau un PNP branché de façon classique en combinaison avec une diode 1N 4148 ou similaire, comme dans la figure 15a.

Examinons maintenant l'effet du NPN supplémentaire qui joue ici en réalité deux rôles.

Premièrement, quand T_1 et T_2 sont bloqués, le collecteur de T_2 est à +6 V (pratiquement pas de courant à travers le haut-parleur de 100 Ω dont

la résistance est négligeable devant celle du pont diviseur 3,3 k/3,3 k. La base de T_3 est donc à +3 V et son émetteur est à 2,4 à 2,5 V, car R_p fait conduire ce transistor. Le gain β de T_3 étant considérable (par exemple 100 ou davantage), le courant émetteur (courant déterminé par R_p) est transmis intégralement comme courant collecteur et le relaxateur fonctionne presque comme avant pendant la période de décharge. Mais la situation est toute différente au moment T_p où T_1 et T_2 conduisent simultanément : le collecteur de T_2 est alors à 0,2 V et la base de T_3 est donc à 0,1 V. Pendant la période T_p le transistor T_3 est donc bloqué et aucun courant ne peut passer de l'émetteur vers le collecteur. Même si R_p a une valeur relativement faible, par exemple 10 k Ω (trop faible pour un fonctionnement correct du montage précédent !), T_1 et T_2 se bloqueront maintenant à la fin de la brève période T_p , car T_1 ne reçoit plus de courant de base. Par l'addition de T_3 on obtient ainsi que le relaxateur fonctionne sur une plage de fréquences beaucoup plus importante que sans cet artifice.

Deuxièmement, le courant à travers R_p ne varie plus du simple au double comme précédemment, mais il reste sensiblement constant pendant toute la période T_d et la rampe de la dent de scie, au lieu de manifester une courbure, sera sensiblement linéaire. En effet, pendant toute cette période ce courant sera de $2,4 \text{ V}/R_p$ à $2,5 \text{ V}/R_p$. Une rampe linéaire est intéressante dans maintes applications : base de temps d'un oscilloscope par exemple ; dans les générateurs d'ondes musicales ceci est également souvent recherché, par exemple quand on veut la transformer en signal triangulaire en la « pliant » au milieu avec un circuit approprié (genre redresseur double alternance).

Un troisième avantage de l'incorporation du transistor T_3 apparaîtra quand on com-

mande le relaxateur par le convertisseur exponentiel tension/courant : le transistor de sortie de ce convertisseur aura dans ce cas une tension collecteur constante ce qui en améliore déjà les performances. En outre, la tension collecteur-émetteur de ce transistor de sortie du convertisseur exponentiel peut être fixée à une valeur basse de quelques volts seulement (par exemple 1 à 2 volts par un choix approprié des résistances du pont diviseur attaquant la base de T_3) ce qui diminue la dissipation aux courants collecteur de l'ordre du mA et, par conséquent, limite l'échauffement des jonctions et donc la dérive thermique.

Avant de quitter les schémas des figures 15a et 15b, attirons encore l'attention sur le fait que la charge collecteur de T_2 n'est pas purement résistive, mais qu'elle possède une forte composante inductive (la bobine du haut-parleur se comporte comme une self-inductance). Les fréquences et les formes d'onde ne sont pas tout à fait les mêmes quand on utilise un haut-parleur de 100 Ω ou une pure résistance de 100 Ω . Avec H.P. le NPN doit pouvoir supporter les pointes positives de U_{CE} .

On évite ces pointes par l'insertion d'une diode récupératrice : anode au collecteur du NPN, cathode à la ligne positive !

Sur le plan musical ces deux schémas ne sont pas tout à fait ce que l'on aimerait avoir : l'impulsion a une durée pratiquement indépendante de la fréquence et l'intensité sonore est donc plus faible aux graves qu'aux aigus (où la tension moyenne du signal devient plus importante). De ce point de vue, et également du point de vue de la répartition des harmoniques, ou plutôt leur dosage, il est plus intéressant d'appliquer au haut-parleur la dent de scie plutôt que l'impulsion : il faut dans ce cas intercaler un amplificateur-tampon à forte impédance d'entrée et à faible impédance de sortie

entre ce signal et le haut-parleur, et il faut donc utiliser comme charge collecteur de T_2 une résistance de 100 Ω par exemple.

La partie en pointillés de la figure 15b illustre comment on peut prélever la dent de scie sans trop perturber le relaxateur en utilisant un petit transistor NPN à β très élevé (par exemple ≥ 300) en combinaison avec un petit transistor PNP également à β élevé, capable de dissiper 200 mW (3 V aux bornes du haut-parleur dont le courant continu est de 30 mA si son impédance est de 100 Ω). La tension crête-crête de la dent de scie appliquée au haut-parleur est légèrement inférieure à 6 V (l'amplificateur-tampon ayant un gain un peu en-dessous de +1), la tension efficace est donc de l'ordre de 1 V et la puissance du signal alternatif (le son) est d'environ 10 mW avec un haut-parleur de 100 Ω (20 mW pour 50 Ω).

Le timbre d'une impulsion est très strident : les harmoniques ont une amplitude inversement proportionnelle à leur rang ; si la fréquence fondamentale de la note LA à 440 Hz a une amplitude de 1 V, la deuxième harmonique (880 Hz) est de 1/2 V, la troisième (1 320 Hz) 1/3 V etc.

Le timbre d'un « signal carré » (c'est-à-dire d'un « signal rectangulaire » dont les parties haute et basse ont exactement la même durée) est nasal ; si la fréquence fondamentale est à 440 Hz avec une amplitude de 1 V, la deuxième harmonique (880 Hz) est absente (comme toutes les autres harmoniques d'ordre pair), à 1 320 Hz on a 1/3 V, etc.

Le schéma de la figure 15c reprend le relaxateur de la figure 15b. Au lieu d'exploiter la dent de scie ou l'impulsion (qui est un signal rectangulaire), on applique maintenant un signal carré (cas particulier d'un signal rectangulaire !) au haut-parleur. Ce signal est obtenu en utilisant un flip-flop qui change d'état (tantôt c'est le transistor de gauche, tantôt

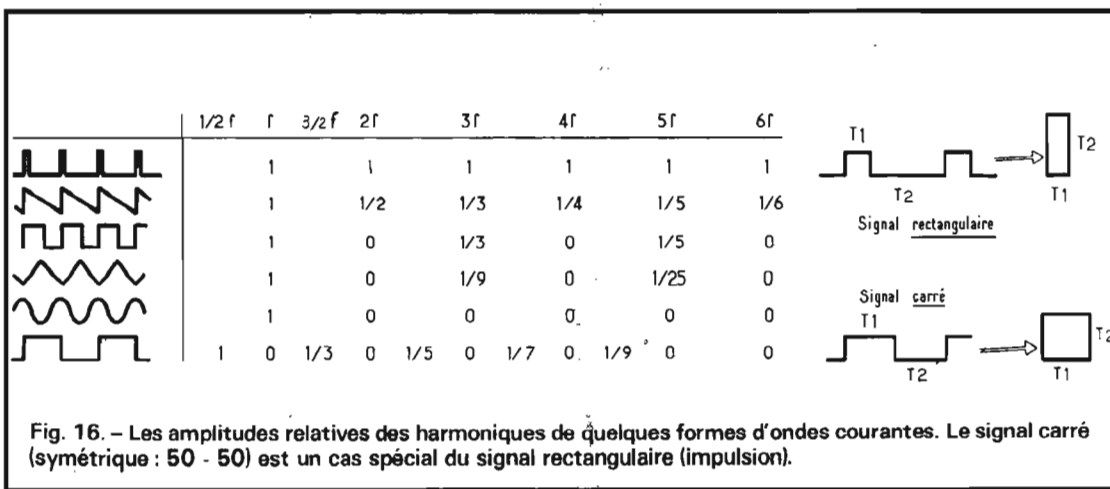


Fig. 16. - Les amplitudes relatives des harmoniques de quelques formes d'ondes courantes. Le signal carré (symétrique : 50 - 50) est un cas spécial du signal rectangulaire (impulsion).

celui de droite qui conduit tout en bloquant l'autre) à chaque impulsion. La fréquence du signal carré est donc moitié celle de l'impulsion. Le flip-flop n'affecte pratiquement pas le fonctionnement du relaxateur car le point de prélèvement de l'impulsion est à basse impédance. Ce flip-flop ne peut directement attaquer un haut-parleur ; c'est la raison pour laquelle on a intercalé un émetteur-suiveur.

Pour commander la fréquence du circuit on peut utiliser un potentiomètre R_p , comme dans la figure 15b.

Arrivé à ce stade, il est préférable d'effectuer la commande de fréquence par l'un des circuits figure 14a, b ou c. La figure 15c montre comment on relie le transistor T_c de sortie du convertisseur au relaxateur.

D'éventuelles petites retouches permettent d'optimiser la stabilité de l'ensemble en température et en tension-batterie.

Cette combinaison permet d'expérimenter le jeu sur fil résistant avec effet de mémoire, le timbre produit rappelant celui de beaucoup d'orgues électroniques. En effet, la majorité des orgues électroniques modernes utilisent des flip-flop pour la création des sons ; ceci s'explique par le fait que ces circuits se prêtent par excellence à une intégration poussée : il n'y a pas de condensateurs de forte valeur, le circuit est apériodique et se comporte de la même façon quelle que soit la

fréquence ; il n'y a donc pas de réglages à faire en fonction de la fréquence.

Il est donc tout à fait possible de remplacer ce flip-flop en composants discrets par un circuit intégré comportant par exemple 4 flip-flop en cascade (diviseur par 16, tel que le SN 74 (L) 93). La série 74L est en technologie TTL et a l'avantage d'une faible consommation (low-power). On peut également faire appel à des circuits COS/MOS, série CD 4000 ou 74C, dont la consommation est pratiquement nulle. L'avantage de plusieurs flip-flop par note au lieu d'un seul réside dans le fait que l'on peut mélanger et doser les sorties pour obtenir des timbres indépendants de la fréquence ; on peut également effectuer des opérations logiques sur les signaux avec des portes logiques : à diodes, avec des NAND, NOR, AND, OR, EXOR, etc. On arrive ainsi à obtenir une grande variété de timbres (qui peuvent également comporter plusieurs harmoniques d'ordre pair).

A tout cela on peut rajouter des filtres passifs (ou actifs éventuellement) pour créer des formants. L'action de ces filtres sur le contenu harmonique d'un son est différente pour les différentes notes : on les appelle filtres réactifs.

Maints articles ont déjà décrit en détail de tels circuits. Ceux qui désirent expérimenter en même temps dans ce domaine trouveront facilement dans d'anciens numéros du Haut-Parleur les circuits

qui leur conviennent ; nous ne nous y attarderons pas ici, car notre projet de mini-orgue a pour objet de résoudre les problèmes qui, bien que les plus importants, sont généralement négligés ou passés sous silence. La figure 16 rappelle les caractéristiques de quelques formes d'onde.

Remarquons toutefois que l'emploi de circuits permettant de créer des timbres de tout genre nécessite en général un préamplificateur d'adaptation approprié entre la sortie et le haut-parleur. La sortie de ce préamplificateur peut également être branchée sur l'entrée d'une installation haute-fidélité bien sûr. Il suffit de feuilleter quelques précédents numéros du Haut-Parleur pour trouver ce que l'on cherche. L'adaptation à notre mini-orgue, en respectant quelques règles de bon sens, ne doit pas poser de problèmes. La recherche des modifications de certaines valeurs d'éléments assurant une bonne adaptation est un excellent exercice pratique.

L'amplificateur en CI, TBA 915 (12 V ; 2 mA repos ; 500 mW dans 20Ω) est très intéressant avec des piles (alimentation séparée !).

L'orgue-jouet le plus simple, susceptible de satisfaire les besoins modestes de nombreux lecteurs, s'obtient en combinant par exemple les schémas des figures 10a (stabilisation de tension), 14a ou 14b (« clavier » en fil résistant plus mémoire + conversion exponentielle) et 15b ou 15c

(oscillateur/relaxateur plus sortie directe sur haut-parleur). Avec un minimum de 5 transistors on a ainsi déjà un jouet exempt des défauts de tous les autres jouets proposés à ce jour. En rajoutant 3 ou 4 transistors on obtient une stabilité excellente, si ce point est considéré important.

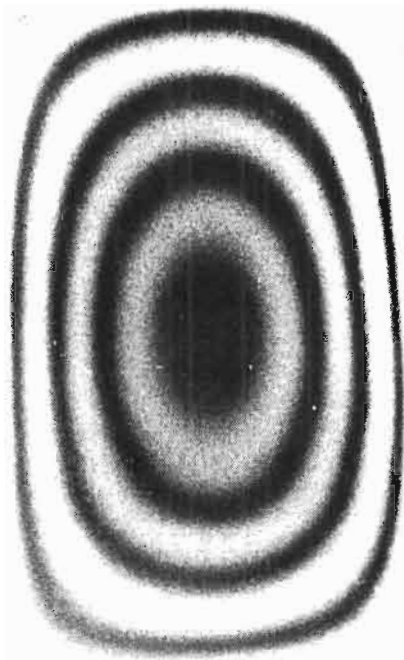
Ayant réalisé un mini-orgue selon les principes décrits, l'expérimentateur exigeant trouvera probablement le besoin d'aller un peu plus loin : rajouter un circuit de commande d'enveloppe (amplitude du signal en fonction du temps).

Dans sa version la plus générale un tel circuit comporte d'une part un générateur d'allure d'enveloppe et d'autre part un multiplicateur : dans ce dernier on multiplie le signal très basse fréquence, fonction du positionnement de quelques potentiomètres suivant l'allure désirée, par le signal audio. Le résultat est alors que le signal audio est modulé en amplitude, par exemple comme nous l'avons vu au début de notre article où la figure 3f en était l'illustration (l'étendue de son spectre de fréquences non harmoniques, est plus limitée que celle d'une sinusoïde apparaissant et disparaissant abruptement : le son est plus agréable et plus « musical »).

Puisque notre projet de mini-orgue néglige volontairement l'aspect des formes d'onde de tout genre, question suffisamment souvent traitée de façon abondante dans d'autres articles, nous nous limiterons ici à un seul signal audio : le signal carré issu du flip-flop. Dans ce cas le modulateur d'amplitude (multiplicateur) peut être simplifié considérablement : un écrêteur suffit car celui-ci ne distord pas l'allure d'un signal rectangulaire. Bien entendu, le signal très basse fréquence, représentatif de l'enveloppe désirée, devra toujours être généré pour commander l'écrêteur.

(à suivre)

G.J.J. ARIANE



LES LASERS



Marc FERRETTI

PAS D'ECOUTE TELEPHONIQUE

AVEC...

LES FIBRES OPTIQUES

L'HOMME a de tout temps utilisé des moyens optiques pour communiquer avec ses proches : les premiers écrivains, tel l'historien grec Polybius qui vécut entre 205 et 125 années avant notre ère, mentionnèrent déjà l'emploi de signaux visuels, de drapeaux et de fumées. Les communications navales par drapeaux et codes lumineux furent développées du seizième siècle. En 1875, la marine américaine commençait à expérimenter des signaux à lampes électriques ; Rankine, en 1916, mit au point un système de communication par porteuse optique modulée au moyen d'un miroir vibrant... vingt ans après, en 1935, l'armée allemande commençait à exploi-

ter une version améliorée du système de Rankine : ce fut le « Lichtsprecher ». De son côté, l'U.S. Navy réalise en

1944 une lampe à vapeur de césium pouvant être modulée en amplitude aux fréquences vocales.

Certes, les techniques utilisant les ondes radioélectriques hertziennes ont jusqu'à maintenant supplanté large-

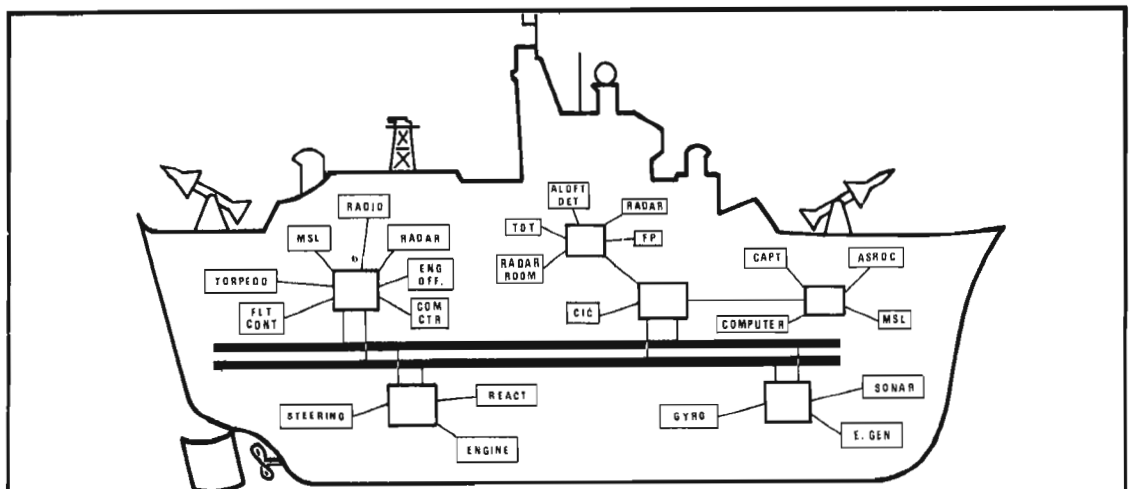


Fig. 1. - L'US Navy a étudié les possibilités d'emplois de circuits optiques au sein de ses bâtiments pour rendre plus fiables et plus sûres les communications. Plusieurs informations de même nature seraient regroupées selon un intérêt logique, puis multiplexées et transmises aux postes de commande par des lignes optiques.

ment les procédés optiques, car elles permettent de diffuser des informations dans toute l'étendue de l'espace terrestre ou extra-terrestre, quelles que soient les conditions météorologiques. Toutefois l'usage de plus en plus répandu des ondes radio électriques a provoqué progressivement un véritable encombrement de l'éther. L'apparition du laser a suscité des espoirs immenses : grâce à sa longueur d'onde très courte et à sa grande directivité, le laser est capable de véhiculer une très grande quantité d'informations et de désencombrer l'espace radioélectrique.

**« FIBER-OPTICS
EXCITES
THE MILITARY »**

De grands projets ont donc vu le jour pour câbler villes et campagnes au moyen des fibres optiques et qui véhiculeraient des signaux optiques émis par un système à laser. La « révolution technologique » apportée par l'optique dans le domaine des télécommunications pourrait se produire au début des années 1980 (1)... lorsque les matériels actuellement utilisés auront été pleinement amortis.

Les activités militaires sont bien moins astreintes aux contraintes économiques que les activités civiles ; les critères de choix d'une technologie ne sont d'ailleurs absolument pas les mêmes. Dans le civil, on recherche la rentabilité optimale ; une technologie trouve un débouché militaire si elle apporte une fiabilité et une sécurité d'emploi accrues, par exemple. C'est justement le cas des fibres optiques qui, lorsqu'elles sont utilisées pour les communications à bord

(1) D'ailleurs, et c'est presque un dicton moderne : « il vaut toujours mieux remettre une révolution technologique à 1980... mieux préparés, les secteurs économiques concernés seront alors plus rentables ».

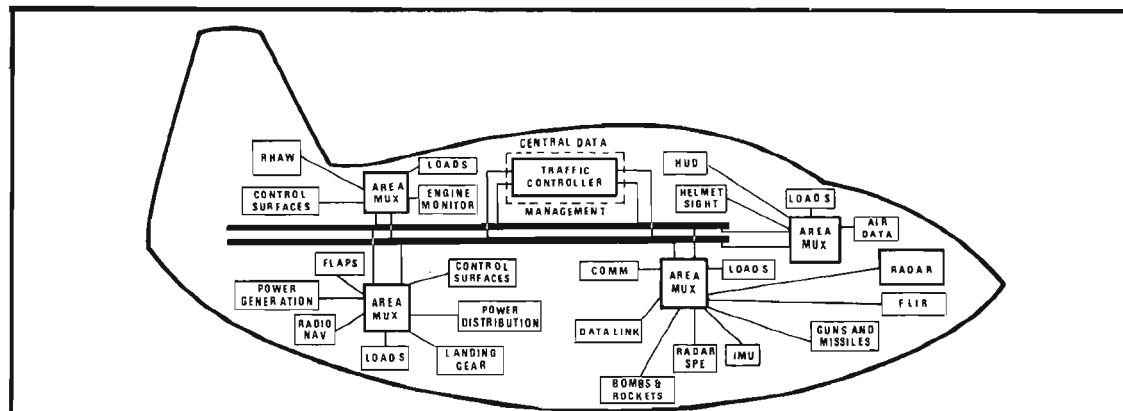


Fig. 2. - L'US Navy développe aussi des systèmes de communications par fibres optiques pour ses avions. Les informations relatives à la navigation, à la veille radar, aux postes de combat, au fonctionnement de l'avion..., sont transférées, après multiplexage, par lignes optiques, aux centres de décision de l'appareil.

d'avions ou de navires, respectent entièrement le secret des informations transmises. Il n'est pas possible d'écouter une conversation téléphonique par fibres optiques. Il n'est pas possible, non plus de brouiller une transmission par fibres optiques. Et comme ces fibres sont constituées de verres, elles sont peu sensibles aux radiations, et en particulier aux effets d'une explosion nucléaire. Ajoutez à ces qua-

lités, les caractéristiques physiques des fibres optiques (elles sont légères, bon marché relativement, et suffisamment performants), et vous comprendrez l'intérêt militaire qui leur est porté : « fibres-optics excites the military », « les fibres optiques excitent les militaires », titrait l'an passé la revue américaine Electronics.

Aux qualités « militaires » des fibres optiques, s'ajoutent

de nombreux avantages pour les télécommunications. En particulier, la bande passante est considérablement accrue : un câble de 300 mètres de longueur a une bande passante de 200 MHz s'il s'agit d'un câble-optique, ou de 20 MHz s'il s'agit d'un câble coaxial en cuivre, ou encore de 1 MHz seulement par les paires de fils en torton. Grâce à cette grande capacité de transport des informations (qui circule-

TABLEAU 1			
LES AVANTAGES COMPARÉS DES FIBRES OPTIQUES ET DES CÂBLES ÉLECTRIQUES			
	Fibres optiques	Coaxial	paires de fil en torton
Faible coût	X		X
Résistance aux températures inférieures à 300 °C	X	X	X
Résistance aux très hautes températures (jusqu'à 1 000 °C)	X		
Résistance aux vibrations	X	X	X
Faible taux de diaphonie	X	X	
Suppression totale de diaphonie	X		
Résistance aux brouillages	X		
Isolement électrique	X		
Suppression du danger de court-circuit	X		
Insensibilité aux parasites	X		
Insensibilité à l'indiscrétion	X		
Capacité en bande passante d'une liaison de 300 m de longueur	200 MHz et plus	20 MHz	1 MHz

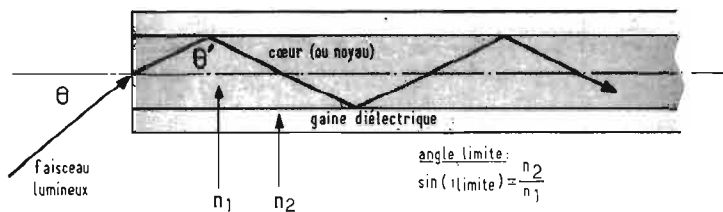


Fig. 3. - Comment fonctionne une fibre optique ? Lorsqu'on injecte un pinceau lumineux dans une fibre optique, le pinceau chemine suivant une trajectoire en zig-zag due à une succession de réflexions totales. D'après la loi de Descartes, l'incidence du pinceau sur l'interface cœur-gaine doit être supérieure à un angle limite θ_{lim} pour qu'il y ait réflexion totale.

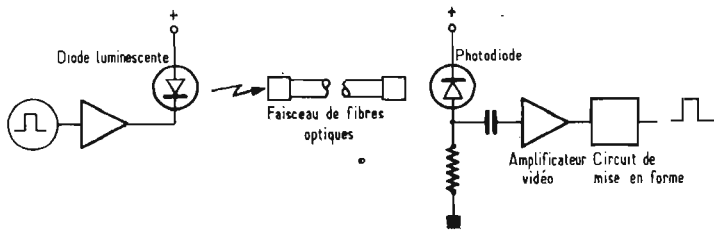


Fig. 5. - Un système typique de communications par fibres optiques.

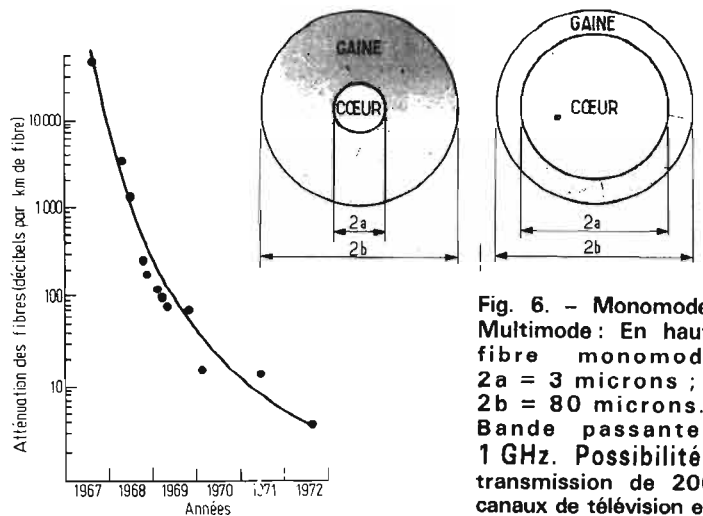


Fig. 4. - Evolution des performances des fibres optiques : l'atténuation de la lumière lors de sa transmission est une caractéristique essentielle des fibres optiques. Corning Glass Works a réalisé récemment des fibres optiques dont l'atténuation est de 2 dB/km.

Fig. 6. - Monomode-Multimode : En haut, fibre monomode $2a = 3$ microns ; $2b = 80$ microns. Bande passante : 1 GHz. Possibilité : transmission de 200 canaux de télévision en noir et blanc sur une même ligne de transmission-obstacle. Prix actuel élevé. En bas : Fibre multimode ; $2a = 50$ microns ; $2b = 80$ microns. Bande passante : 100 MHz.

ront sous forme binaires), les signaux seront multiplexés au sein d'un seul câble optique, au lieu d'utiliser de nombreux fils en cuivre. Ces fils en cuivre doivent être blindés, tandis que les câbles optiques n'en présentent guère l'utilité : de toutes ces considérations, il résulte un gain de poids notable ; un câble électrique de 6 kg sera par exemple remplacé par une liaison optique ne pesant pas plus d'une demi-livre !

Le « Naval Electronics Laboratory Center » N.E.L.C. de San-Diego s'intéresse vivement aux utilisations des fibres optiques pour les communications au sein même des avions. Dans la réalisation des avions militaires modernes, on fait appel à des nouveaux matériaux pour les structures, tels que les composites en plastique renforcé de graphite et de bore ; ces structures non-métalliques sont plus perméables aux ondes radioélectriques que les anciennes structures métalliques, de sorte qu'il est indispensable, dans les systèmes de communications classiques de réaliser un blindage électromagnétique consé-

quent autour des câbles de cuivre ; résistant aux brouillages et aux interférences non-désirées, les fibres optiques ne nécessitent pas de telles protections dans les nouveaux avions.

Le premier banc volant d'un système de communications optiques sera un avion de type A-7D de l'U.S. Navy, les fibres utilisées seront « à moyennes pertes » (atténuation des signaux compris entre 100 et 500 décibels par kilomètre de câble optique).

En fait, comme l'a souligné tout récemment D.J. Albares du N.E.L.C. des applications potentielles existent, pour les fibres optiques dans quasiment tous les « environnements militaires », à bord d'avions, comme sur mer ou sur terre, l'U.S. Navy envisage de les introduire dans un chasseur léger VFAX qui sera utilisé dès 1980. Les fibres optiques sont déjà utilisées dans des navires militaires, tels que le croiseur « Little Rock » où elles véhiculent des messages téléphonés, ainsi que sur le porte-avions « Kitty Hawk » où les fibres transmettent des émissions de télévision en circuit fermé.

Des bâtiments rapides de surface (hydrofoils et navires sur coussin d'air) ainsi que des sous-marins pourraient aussi être équipés de fibres optiques ; Boeing envisage d'installer des liaisons optiques dans des missiles.

Les systèmes de télécommunications installés par l'U.S. Navy comprennent, outre le faisceau de fibres, un émetteur de lumière susceptible d'être modulé (diode électroluminescente) et un récepteur (photodiode). Les fibres utilisées sont du type « multimode ». Dans cinq années, selon les spécialistes de l'U.S. Navy, des fibres de type « monomode » seront employées et l'on fera appel à une classe de composants optiques entièrement nouvelle, celle des circuits optiques intégrés. Les informations seront alors transportées dans les fibres optiques, tandis que les différentes fonctions (émission, modulation, multiplexage, démultiplexage, amplification, réception) seront remplies par les circuits optiques intégrés. De tels équipements devraient ouvrir la voie vers des bandes

passantes extrêmement élevées (1 GHz et plus).

Certes toutes les technologies optiques, développées encore pour les besoins militaires, peuvent trouver des applications civiles : les communications optiques pour ordinateurs ou banques de données sont deux applications envisagées à moyen terme... on les utilisera aussi partout où l'on désire assurer le secret des informations industrielles et financières.

Marc FERRETI

ON LIRA AVEC INTÉRÊT...

« The outlook in communications »

par F.M. Mims

Laser Focus, Septembre 1974.

« Les fibres optiques, horizon 1980 pour les télécommunications »

par R. Gaudry

Défense Nationale, Décembre 1973.

« Transfer of information on naval vessels via fiber optics transmission lines »

par H.F. Taylor

rapport NELC/TR/1763 du Naval Electronics Laboratory Center (San Diego).

ELECTRONIQUE AUTOMOBILE



plus sûres, moins polluantes

L'AUTOMOBILE est condamnée à un mariage de raison avec l'électricité : le moteur à combustion interne ne peut se passer de l'étincelle électrique qui, éclatant aux bougies, déclenche les explosions dans les cylindres.

Et pourtant il y eut, aux âges héroïques, l'allumage « par brûleur », dans lequel un tube de porcelaine, chauffé par une flamme extérieure, enflammait le mélange explosif.

Entre 1920 et 1925, la sécurité que donnent des phares puissants apparut nécessaire et les automobiles reçurent des batteries d'accumulateurs. Bientôt la magnéto à

aimants permanents fut remplacée par une dynamo à électro-aimants qui rechargeait la batterie : dès lors, se posait le problème de la régulation de celle-ci.

On voit apparaître vers 1925 le démarrage électrique, et vers 1935 il était si généralisé que les marques d'automobiles ne se vantaient même plus de le posséder. Mais ce dispositif consommait beaucoup de courant puisqu'en pointe, il nécessitait 150 ampères. Simultanément paraissait le « delco », distributeur tournant commercialisé par le constructeur américain Dayton Electric Laboratories Co dont le sigle devint bientôt un nom générique.

Alors sont intervenus les phares-code, les veilleuses, les feux de position, les flèches de signalisation, les avertisseurs, l'éclairage intérieur, les essuie-glaces automatiques, puis après la guerre, les radios de bord et divers gadgets permettant d'obtenir, à bord, un peu plus de confort, comme les allume-cigares.

LES SEMICONDUCTEURS SOUS LE CAPOT

L'électronique, dans l'automobile, ne fit son apparition qu'au début des années 60 ; le premier allumage transistorisé fut installé en 1963, mais son utilisation ne commença vraiment à s'étendre qu'avec

la mise en service en 1967 par General Motors, d'un régulateur de tension à circuit intégré.

L'allumage électronique a pris aujourd'hui une place importante aux Etats-Unis car il présente des avantages indéniables : absence de distribution et de vis platinées conventionnelles, tension d'étincelle indépendante de la vitesse et du départ à froid ; l'allumage électronique permet en outre de réaliser une économie d'essence d'environ 13 %. Quelques chiffres témoignent de la percée de l'allumage électronique : son marché était de 12,2 millions de dollars en 1972, 28 millions de dollars en 1973 et devrait atteindre 90 millions en 1977.

L'emploi des régulateurs de tension est largement répandu aux Etats-Unis ; selon le LEAD (Laboratoire d'Electronique et d'Automatique Dauphinois), ils représentent en 1972 un chiffre d'affaires de 42 millions de dollars et de 44,1 millions de dollars en 1973 ; leur marché devrait passer à 54 millions de dollars en 1977.

C'est Chrysler qui, dans ces deux domaines a fait figure de pionnier, puisque dès 1970, toutes ses voitures possédaient déjà un régulateur. Les autres constructeurs ont, bien entendu, suivi.

Le marché de l'injection électronique est encore faible : en 1972, il n'était que de 1 million de dollars, et en 1973 de 1,5 million. Il devrait atteindre 8 millions en 1977.

L'injection, c'est la « diététique » des moteurs : avec elle, ils ne sont ni gavés, ni privés et reçoivent la juste quantité qui leur est nécessaire. Le moteur n'est jamais suralimenté et l'économie réa-

lisée est notable. Les procédés les plus modernes d'injection font appel à un calculateur électronique qui reçoit en permanence des informations sur les différents paramètres intéressant le fonctionnement du moteur (vitesse de rotation, charge, pression atmosphérique, température de l'eau de refroidissement, accélération demandée par le conducteur de la voiture), les interprète pour commander le temps d'ouverture des injecteurs (entre 2,5 millisecondes au ralenti et 9,2 millisecondes à pleine charge) afin que le moteur reçoive la quantité d'essence nécessaire et suffisante à son bon fonctionnement. Sur la DS 21, les avantages de l'injection électronique sont multiples : augmentation de la puissance du moteur de près de 20 % (139 ch SAE à 5 500 tr/mn contre 115 ch SAE pour la DS 21 à carburateur), souplesse d'utilisation accrue (circulation sans à-coups à bas régime, le moteur étant utili-

sable au ralenti sur tous les rapports), départs faciles (utilisation immédiate du moteur froid), économie de carburant (consommation DIN à 110 km/h de 10,31 pour la DS 21 à injection électronique et de 11,21 pour la DS 21 à carburateur), enfin pollution atmosphérique moindre.

DEUX AUTRES ATOUTS : LA CONDUITE ASSISTÉE...

Parallèlement un autre créneau permet à l'électronique d'obtenir de plus larges ouvertures : il s'agit des aides à la conduite, avec les centrales de clignotement, les limiteurs et les indicateurs de régime du moteur, la signalisation adaptative (l'éclairage des feux et l'inclinaison des faisceaux varient suivant tel ou tel facteur de commande). A noter aussi toute une série d'indicateurs : l'indicateur de dépassement de vitesse maximale, l'indicateur de pression

et de température des fluides (eau du radiateur, huile du moteur, air des pneumatiques), l'indicateur de fermeture des portes, du coffre, du capot... D'ailleurs la présentation de toutes les informations relatives au fonctionnement du véhicule, au conducteur peut aussi subir l'assaut de l'électronique : toutes sortes d'affichage (affichage à tube cathodique, à tube à plasma...) sont d'ailleurs en cours d'étude.

A quelques exceptions près, une transmission automatique comprend essentiellement quatre ensembles de mécanismes : un accouplement hydrocinétique entre moteur et boîte (convertisseur de couple, coupleur), un mécanisme planétaire à plusieurs rapports de vitesse en marche avant (généralement 3), une combinaison d'embrayage et de freins réalisant les liaisons nécessaires à l'obtention de chacun des rapports et, en dernier lieu, un automatisme contrôlant les passages de

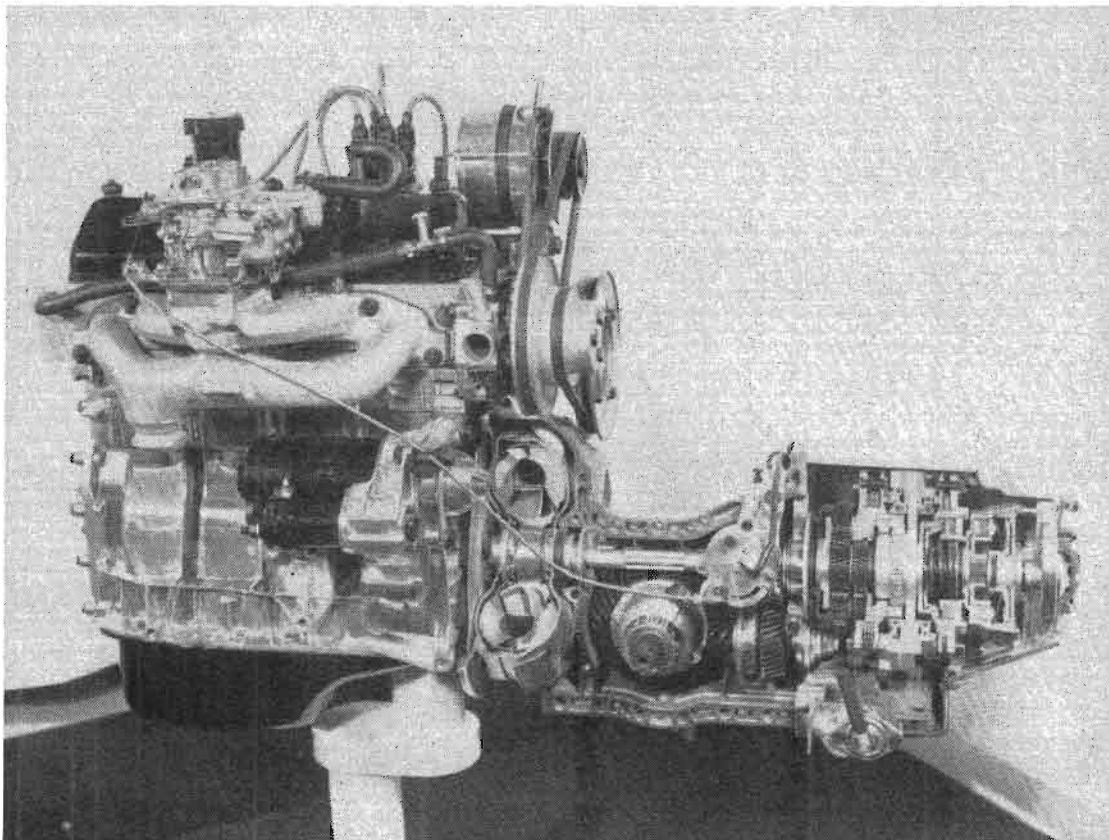


Photo 1. - Renault a été l'un des premiers constructeurs à utiliser l'électronique pour le contrôle d'une transmission automatique.

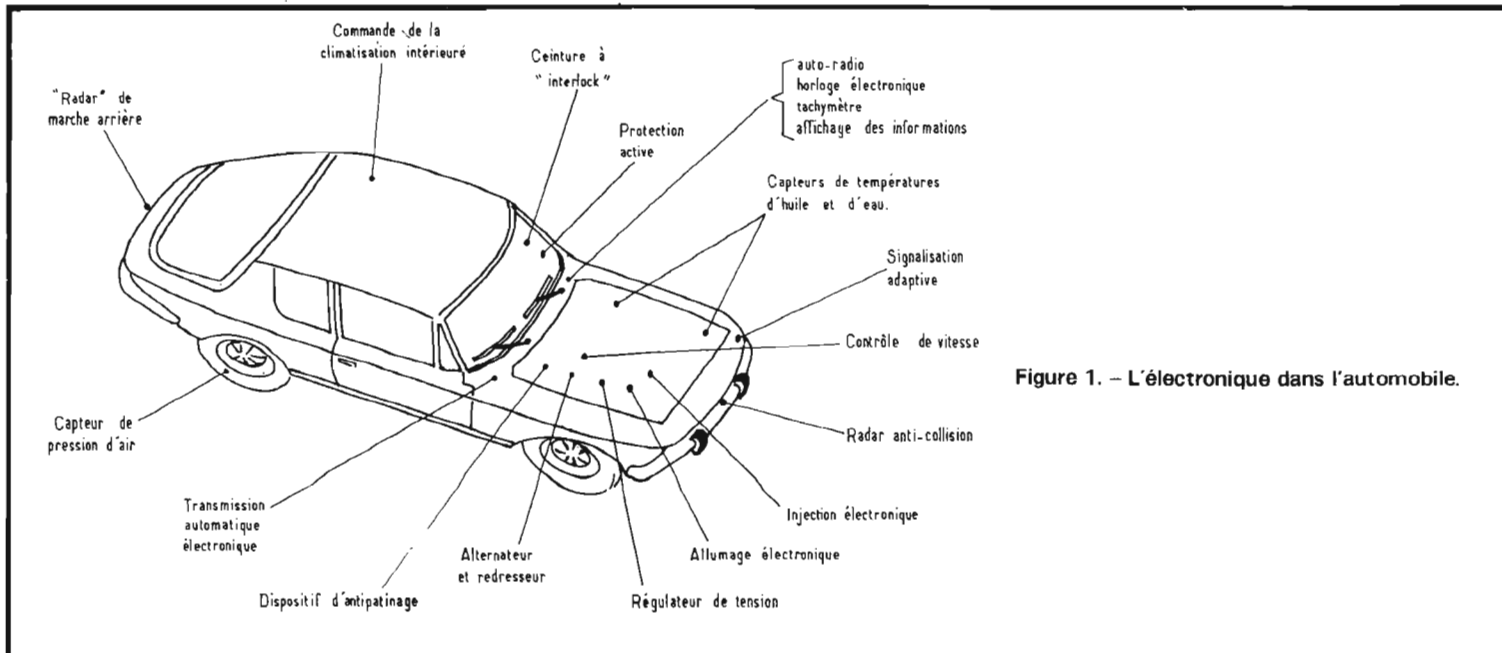


Figure 1. — L'électronique dans l'automobile.

vitesse. L'ensemble assure au moins trois fonctions, celles de détection des paramètres d'entrée, de contrôle et de commande. Les fonctions de détection et de contrôle sont, en général, assurées par des dispositifs hydrauliques, mais peuvent aussi être exécutées par un ensemble électronique. Rapidité de réponse incomparable, précision et fidélité sont à mettre entre autres avantages, à l'actif d'un tel automatisme électronique dont l'une des premières versions a équipé certains modèles des automobiles Renault.

... ET LA SÉCURITÉ

Lorsqu'on évalue les qualités d'une automobile, on doit faire la distinction entre sécurité active et sécurité passive.

La sécurité active englobe tout ce que le projecteur a conçu pour une conduite, une manœuvre, une perception sûres et pour réduire au maximum la fatigue du conducteur : la tenue de route du véhicule intervient à un degré élevé dans la sécurité active ; celle-ci dépend également dans une large mesure de la « sécurité de perception » : les conditions de visibilité, les phares, les feux, les rétroviseurs, la couleur du véhicule, les essuie-glaces, le dégivrage de la lunette arrière...

Le terme de sécurité « passive » comprend toutes les caractéristiques de construction d'une automobile qui doivent empêcher, ou tout au moins amoindrir des blessures lorsque l'accident lui-même est inévitable.

L'électronique peut inter-

venir à divers degrés dans la sécurité d'un véhicule. Ainsi, pour mieux freiner, le freinage électronique permet d'adapter, à chaque instant, le couple de freinage au couple d'adhérence disponible au niveau de la liaison pneu-sol ; l'électronique effectue un

véritable calcul donnant, à chaque instant l'état dynamique des roues ; la commande des freins est automatiquement réglée en fonction de cette indication.

A ces dispositifs électroniques d'antidérapage s'ajoutent des systèmes électroniques capables de prévenir les effets d'un choc lorsque celui-ci s'avère inévitable : on a affaire alors à toutes sortes de radars à micro-ondes, voire même des sonars ou des systèmes optiques à laser qui détectent la présence d'un obstacle devant le véhicule et qui déclenchent extrêmement rapidement la mise en place d'un système d'immobilisation du conducteur et des passagers sur les sièges, juste avant que le choc ne se produise : ceintures tombantes, genouillères, éventuellement sac gonflable.

Néanmoins, avant que ces types de protection active ne soient commercialisés, la ceinture de sécurité va encore évoluer. Pour pouvoir démarrer et rouler, il faudra avoir préalablement bouclé sa ceinture, sans quoi « l'interlock » empêchera tout fonctionnement du moteur. Le système « interlock » est déjà en place dans les voitures américaines... le sera-t-il bientôt en Europe ?

Marc Ferretti

POUR TOUS VOS TRAVAUX MINUTIEUX UNIVERSAL IV

Cette loupe a été étudiée et expérimentée pour les divers travaux effectués dans les industries électroniques : bobinage, câblage, soudure, assemblage et vérifications diverses.

- Optique de grossissement 4X, composée de 2 lentilles aplanétiques.
- Grand champ de vision (90 mm de large x 210 mm de long).
- Distance de travail variant de 16 à 30 cm sous la lentille.
- Aucune déformation d'image.
- Adaptation à toutes les vues (avec ou sans verres correcteurs) et rigoureusement sans fatigue.
- Eclairage en lumière blanche masquée par un déflecteur.
- Manipulation extrêmement libre (rotation, allongement).
- Mise au point rigoureuse.
- Indispensable pour l'exécution de tous travaux avec rendement et qualité.

CONSTRUCTION ROBUSTE
Documentation gratuite sur demande

ÉTUDES SPÉCIALES SUR DEMANDE

JOUVEL OPTIQUE, LOUPES DE PRÉCISION

BUREAU EXPOSITION et VENTE
89, rue Cardinet, PARIS (17^e)
Téléphone : CAR. 27-56

USINE : 42, avenue du Général-Leclerc
91-BALLANCOURT
Téléphone : 498-21-42

GALLUS

POUR LES MODELISTES PERCEUSE MINIATURE DE PRÉCISION

(nouveau modèle)

Indispensable pour tous travaux délicats sur BOIS, METAUX, PLASTIQUES

Fonctionne avec 2 piles de 4,5 V ou transformateur 9/12 V. Livrée en coffret avec ou de 11 outils permettant d'effectuer tous les travaux usuels de précision : percer, poncer, fraiser, affûter, polir, scier, etc., et coloriser pour 2 piles de 1,5 V (franco 100,00) **95,00**

Autre modèle, plus puissant avec 1 jeu de 15 outils **144,00**

Prix (franco 150,00)

Accessoire pour ces deux modèles : support permettant l'utilisation en perceuse verticale (position verticale) et touret miniature (position horizontale) (franco 44,50) 39,00

Boîte avec mandrin (franco 39,50) 34,00

Notice contre enveloppe timbrée

Unique en France et à des prix compétitifs : toutes pièces détachées MECCANO et MECCANO-ELEC en stock (Livre avec prix contre enveloppe timbrée)

TOUT POUR LE MODELE REDUIT
(Train - Avion - Bateau - Auto - R/C)

Toutes les fournitures : bois, tubes colles, bandes, peintures, vis, écrous, rondelles, etc.

CATALOGUE GENERAL 1975
franco Métropole contre 10 F en timbres
Outre-Mer et Etranger : franco 15 F

RENDEZ-NOUS VISITE - CONSULTEZ-NOUS

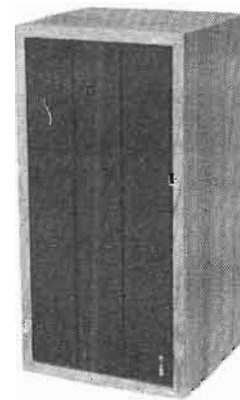
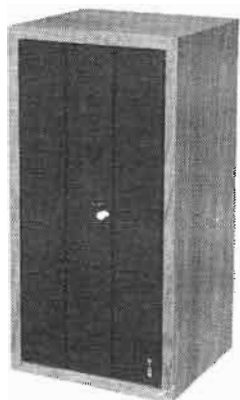
CENTRAL-TRAIN

81, rue Réaumur - 75002 PARIS
C.C.P. LA SOURCE 31.666.95

En plein centre de Paris, face à « France-Soir »
M^o Sentier et Réaumur-Sébastopol
Tél. : 236-70-37 et 231-31-03
Ouvert du lundi au samedi de 9 à 19 h

EXCEPTIONNELLEMENT
* * * magasin ouvert les 7, 14 et 21 décembre de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 18 h.

SELECTION DE CHAINES HIFI



CHAINE NATIONAL

CHAINE NATIONAL SA 5400X

Cette chaîne comprend :
 — un tuner amplificateur National SA 5400X,
 — une platine tourne-disque Akai AP001,
 — deux enceintes acoustiques Siare B3X,
 — une platine de magnétophone Akai GXC38D.

Le tuner amplificateur National SA 5400X :

Partie tuner.

Gammes : PO - FM.
 Sensibilité : $2 \mu\text{V}/300 \Omega$ avec un rapport signal/bruit de 30 dB.
 Distorsion harmonique stéréo : 0,7 %.
 Rapport signal/bruit : 53 dB (stéréo).
 Séparation stéréo : 37 dB.
 Sensibilité AM : $30 \mu\text{V}$.

Partie amplificateur.

Puissance : $2 \times 20 \text{ W}/8 \Omega$ (de 20 à 20 000 Hz) $4 \times 7 \text{ W}/8 \Omega$
 Distorsion harmonique : 0,8 % à 1 000 Hz.
 Réponse en fréquences : 10 Hz à 50 Hz (-3 dB).
 Rapport signal/bruit : phono : 50 dB - aux. : 80 dB.
 Sensibilité des entrées : phono : $2,5 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$ - aux. : $180 \text{ mV}/40 \text{ k}\Omega$ - mic. : $3 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$.
 Dimensions : 409 x 136 x 337 mm.

La platine tourne-disque Akai AP001 :

Platine manuelle, plateau en aluminium moulé de 300 mm de diamètre et d'un poids de 1,1 kg - entraînement par courroie - moteur synchrones à 4 pôles.
 Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/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 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.

La platine de magnétophone Akai GXC38D :

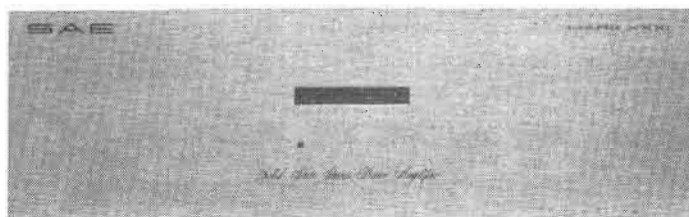
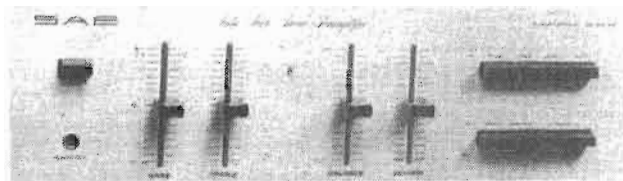
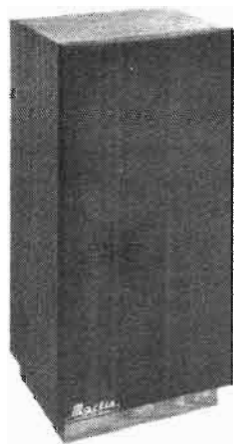
Platine à cassette équipée

d'une tête GX en verre et cristal de ferrite. Système Dolby déconnectable. Sélecteur de bande au chrome. Système d'enregistrement automatique - arrêt automatique en fin de bande. Compteur 3 chiffres.

— nombre de têtes : 2.
 — nombre de pistes : 4,
 — nombre de moteurs : 1
 Pleurage et scintillement : < 0,12 %.

Bande passante : 30 à 18 000 Hz $\pm 3 \text{ dB}$ (chrome);
 30 à 16 000 Hz $\pm 3 \text{ dB}$ (low noise).

Distorsion à 1 000 Hz < 2 %.
 Rapport signal/bruit : > 58 dB avec Dolby ; > 50 dB sans Dolby.
 Taux d'effacement : 70 dB.
 Niveau de sortie : $0,78 \text{ V}/100 \Omega$.
 Dimensions : 410 x 111 x 222 mm.



CHAÎNE SAE

CHAÎNE SAE MARK 30-31

Cette chaîne comprend :

- un amplificateur SAE Mark 30,
- un préamplificateur SAE Mark 31,
- une platine tourne-disque Thorens TD145,
- deux enceintes Martin Superlab.

Le préamplificateur SAE Mark 30 :

Réponse en fréquence : entrée haut niveau : +0,25 dB, de 10 Hz à 100 kHz. Entrée PU : ± 1 dB de 20 Hz à 20 kHz.

Distorsion harmonique : $< 0,03$ % (pour sortie 2,5 V).
Distorsion d'intermodulation : $< 0,03$ %.

Rapport signal/bruit : PU : 72 dB pour 10 mV.

L'amplificateur SAE Mark 31 :

Puissance nominale : 2 x 50 W/8 Ω .

Puissance max. : 2 x 70 W.

Distorsion harmonique : $< 0,1$ % (pour 2 x 50 W).

Distorsion d'intermodulation : $< 0,1$ % (pour 2 x 50 W).

Réponse en signaux rectangulaires : temps de montée : 2 μ s.

Facteur d'amortissement : 150.

La platine Thorens TD145 : Système d'entraînement par courroie.

Moteur 16 pôles synchrone à vitesse lente, système d'embrayage incorporé pour un démarrage sans vibrations. Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.

Plateau en alliage non magnétique.

Régularité de vitesse : 0,06 %. Niveau de bruit : -45 dB (non pondéré) - 65 dB (pondéré).

Arrêt automatique : système électronique à vitesse : commande l'arrêt du moteur et le relèvement du bras lecteur.

Dimensions : 440 x 340 x 140 mm.

L'enceinte acoustique Martin Superlab :

Enceinte 3 voies.

Équipement : 1 boomer de 30 cm à suspension pneumatique - 1 médium de 12,5 cm à suspension acoustique - 1 tweeter à pavillon.

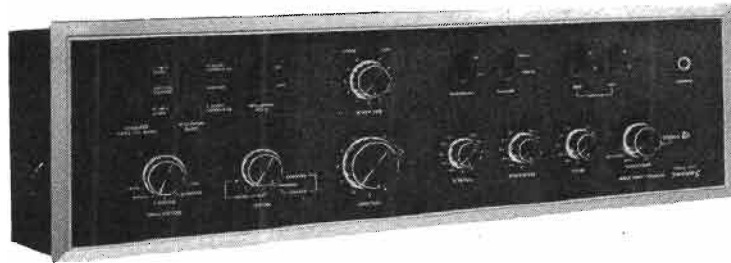
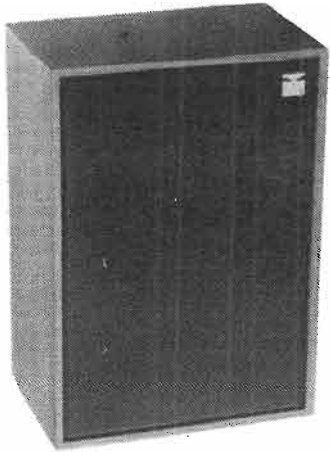
Puissance max. : 55 W.

Bande passante : 32 à 18 000 Hz.

Impédance : 8 Ω .

Potentiomètre de réglage pour aigu et médium.

Dimensions : 600 x 360 x 250 mm.



CHAINES SANSUI

A - CHAINE SANSUI AU7500

Cette chaîne comprend :

- un amplificateur Sansui AU7500,
- une platine tourne-disque Thorens TD145,
- deux enceintes acoustiques Martin Laboratory MK2 ou 3A Allegretto.

L'amplificateur Sansui AU7500 :

Puissance : 2 x 40 W/8 Ω.
Distorsion harmonique : < 0,1 %.
Distorsion d'intermodulation : < 0,1 %.
Réponse en fréquence (phono) : 30 à 15 000 Hz ± 0,5 dB.
Entrées : phono : 2,5 mV/50 kΩ - micro : 2,5 mV/50 kΩ - aux. : 100 mV/50 kΩ - magnétos : 100 mV/50 kΩ.
Dimensions : 140 x 440 x 322 mm.

La platine Thorens TD145 (voir chaîne SAE Mark 30).

L'enceinte acoustique Martin Laboratory MK2 :

Enceinte à 3 voies.
Équipement : 1 boomer de 25 cm à suspension pneumatique - 1 médium de 12,5 cm - 1 tweeter à pavillon.
Puissance max. : 50 W.
Bande passante : 34 à 18 000 Hz.
Impédance : 8 Ω.

Potentiomètre de réglage : aigu et médium.

Dimensions : 540 x 310 x 250 mm.

L'enceinte acoustique 3A Allegretto :

Enceinte 3 voies équipée d'un boomer de 25 cm.
Courbe de réponse : 40 Hz à 20 000 Hz.
Puissance nominale : 40 W.
Distorsion harmonique : < 1,5 %.
Dimensions : 630 x 315 x 260 mm.

B - CHAINE SANSUI 661

Cette chaîne comprend :

- un tuner amplificateur Sansui 661,
- une platine tourne-disque Thorens TD 166,
- deux enceintes acoustiques Kef choral on 3A Apogée.

Le tuner-amplificateur Sansui 661 :

Partie tuner.
Gammas : PO - FM.
Sensibilité FM : 2,2 μV.
Distorsion harmonique : 0,7 % (stéréo).

Rapport signal/bruit : 60 dB.

Partie amplificateur.

Puissance : 2 x 20 W/8 Ω.
Distorsion harmonique : Rapport signal/bruit : 70 dB (phono).
Courbe de réponse : 15 à 30 000 Hz (+ 1, - 2 dB).
Diaphonie : 45 dB (phono).
Entrées : phono : 2,5 mV/50 kΩ - aux. :

100 mV/50 kΩ - magnéto : 100 mV/50 kΩ.
Dimensions : 444 x 135 x 300 mm.

La table de lecture Thorens TD166 :

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 tours/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 Kef-Chorale :

Puissance : 30 W.

Bande passante : 35 à 40 000 Hz.

Impédance : 8 Ω.
Équipement : 2 haut-parleurs.
Dimensions : 470 x 281 x 221 mm.

Notre Courrier Technique



Par A. RAFFIN

RR - 7.17 - M. J.-G. Bouchet, 42 St-Paul-de-Verzelin.

1) Les marques citées dans votre lettre existent toujours. Mais il est inutile d'écrire aux firmes directement, à moins que vous soyez professionnel (ce que nous ne pensons pas); il faut nécessairement passer par l'intermédiaire d'un revendeur de votre région, dépositaire de la marque.

2) Les tubes 6 C 5 et 6 K 7 n'ont pas d'autres immatriculations. On peut encore en trouver par exemple chez « Radio Tubes » 40, boulevard du Temple, 75011 Paris.

Naturellement, ces tubes peuvent être aussi remplacés par des types plus modernes tels que EC 92 et EF 89 (respectivement) en procédant notamment au changement du support.

3) Les transistors et le circuit intégré que vous nous citez sont extrêmement courants et se trouvent partout; il est donc inutile de chercher des correspondances éventuelles.

4) Concernant le montage d'un interphone, vous pouvez vous reporter aux diverses descriptions déjà publiées dans nos revues:

Haut-Parleur N° 1128, 1152, 1366, 1425; Radio Plans N° 257, 271, 283, 301.

RR - 7.18 - M. Amar Sassi, Ouled Djellal (Algérie).

Notre rubrique « Courrier Technique » est ouverte à tous nos lecteurs, abonnés ou non; vous pouvez donc parfaitement nous consulter.

Hélas, nous ne pouvons pas vous faire parvenir le schéma du magnétophone Hornyphon type WM 4300 A, car nous ne le possédons pas.

C'est au fournisseur qui vous a vendu cet appareil qu'il conviendrait de réclamer ce schéma.

RR - 7.19 - M. Gaston Frenet, 13 Marseille.

1) Nous n'avons décrit aucun montage de contrôleur universel à affichage numérique réalisable par l'amateur dans notre revue.

D'après son catalogue, la Librairie Parisienne de la Radio ne semble pas, non plus, avoir d'ouvrage traitant de ce sujet.

2) Les transistors MAN 7 (ou M 4N 7) et DL 747 ne figurent pas dans nos documentations. Il doit s'agir d'immatriculations propres à leur constructeur, et non normalisées.

RR - 7.20 - M. Marcel Marc, N'Djamena (Tchad).

Nous ne disposons pas du schéma de récepteur Zénith Royal 3 000-1.

Quant au transistor type 121-350, il ne figure pas dans nos documentations; il doit

d'ailleurs s'agir là d'un simple marquage industriel, d'un chiffre-repère propre au constructeur de l'appareil, et non d'une immatriculation.

RR - 7.21 - M. Fabrice Hammer, 09 Prat-Boirepoux.

Vos questions sortent du cadre de la présente rubrique.

En ce qui concerne les impédances des circuits LC (parallèle et série) et celles des circuits RC, veuillez vous reporter à un Cours de Radio; consultez par exemple nos Cours Élémentaire et Cours Moyen de Radiotechnique (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

Pour les impédances d'antennes, calculs, mesures, etc., veuillez vous reporter à l'ouvrage l'Émission et la Réception d'Amateur (même librairie).

RR - 7.22 - M. Alain Picard, 93 Clichy-sous-Bois.

1) D'après les indications portées en anglais sur la plaque de votre appareil, il doit s'agir d'un analyseur portatif d'allumage de moteur automobile.

Malheureusement, nous n'avons pas le schéma de cet appareil à notre disposition.

2) Les caractéristiques du tube cathodique 3 JP 1 ont été

publiées à la page 126 de notre numéro 1149.

RR - 7.23 - M. Philippe Gachnang, 2300 La Chaux-de-Fonds (Suisse).

D'après vos explications, il nous semble que le montage que vous avez réalisé est correct; toutefois un petit schéma eût été préférable... notamment pour que nous comprenions bien le système de commutation que vous avez fait.

D'autre part, sur le potentiomètre, ou les potentiomètres, vous avez un fil de masse; ce fil peut donc être prolongé par du fil ordinaire. Mais en ce qui concerne les deux autres fils, il faut obligatoirement employer du fil blindé, le blindage étant par ailleurs relié à la masse.

RR - 7.24 - M. Jean-Louis Berger, 51 Epervain.

Il est certain que la réception en « ondes moyennes » de la B.B.C. sur 206 et 247 m, par exemple, reste assez problématique... surtout en ville où le niveau parasite est élevé.

Vous ne nous précisez pas comment est faite la liaison entre l'antenne extérieure (fouet) et l'appartement; est-ce du fil isolé ordinaire ou du câble blindé? s'agit-il d'une antenne avec préamplificateur, ou non?

A toutes fins utiles, vous pourriez vous reporter à la description faite dans notre numéro 1322 (page 90).

RR - 7.25 - M. Serge DURCY, 92 Villeneuve-la-Garenne.

Puisque vous disposez du N° 1433 du Haut-Parleur, la solution de votre problème est extrêmement simple... Il vous suffit d'adopter le montage du filtre à 3 voies faisant l'objet de la figure 11, page 231.

En ce qui concerne la réalisation des bobinages par vos propres soins, veuillez vous reporter au texte de la page 232 et à l'abaque de la figure 16.

Ce filtre à 3 voies présente sensiblement des fréquences de recouplement qui conviennent aux haut-parleurs à votre disposition. En fait, comme cela est exposé dans le texte de l'article cité ci-dessus, les

fréquences de recouplement des deux haut-parleurs de voies voisines doivent se juxtaposer à - 3 dB. Il ne faut pas prévoir une juxtaposition sur une large bande de fréquence (presque 5 octaves entre boomer et médium, comme vous l'indiquez dans votre lettre).

RR - 7.26 - F. M. Laurent WEILL, 75 Paris.

1) En ce qui concerne l'amplificateur BF décrit à la page 199 du N° 1478, c'est l'entrée 6 pour microphone à haute impédance qu'il conviendrait d'utiliser. Mais, si le branchement de plusieurs guitares est à envisager, il serait nécessaire de prévoir une boîte de mixage à l'avant de cet amplificateur, boîte de mélange qui comporterait autant d'entrées à haute impédance qu'il y a de guitares.

2) Le transformateur d'alimentation peut être du type 2 x 30 V (au lieu de 2 x 28); la différence ne peut pas apporter de conséquences graves.

3) Pour tous autres renseignements concernant cet appareil, fourniture de matériel, etc., veuillez vous adresser directement à l'auteur, M. B. Duval, 2, rue Clovis-Hugues, 93200 Saint-Denis.

4) Les caractéristiques du transistor FET canal N, type 2N5248 sont les suivantes : Pd = 360 mW; BV gss = 30 V; Ig max = 10 mA; g fs = 3,5 m. mhos à 6,5 m. mhos. Ce transistor est notamment fabriqué par National Semiconductors et Texas Instruments. Son brochage est représenté sur la figure RR - 7.26.

Le transistor FET canal type 2N5163 est fabriqué par National Semiconductors; mais il présente des caractéristiques sensiblement différentes : Pd = 200 mW max.; BV dss = 25 V; BV gss = 25 V; Ig = 50 mA; g fs = 2 m. mhos à 9 m. mhos.

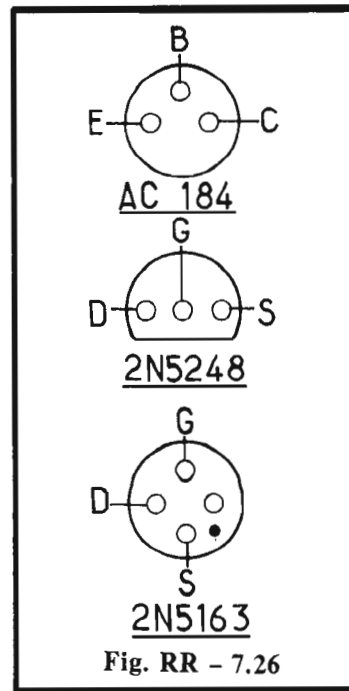


Fig. RR - 7.26

Son brochage est représenté sur la figure RR - 7.26.

5) Le transistor SFT 584 peut être remplacé par le type AC 184; il s'agit d'un transistor PNP et son brochage est représenté sur la figure RR - 7.26.

6) La qualité d'un transistor est absolument indépendante de son type de boîtier (plastique ou métallique).

RR - 7.27 - M. MORLIER, 35 Rennes.

1) Il est possible que le galvanomètre normalement prévu pour tester les piles sur votre radio-récepteur puisse être utilisé comme indicateur d'accord sur FM. Pour en être certain, il faudrait connaître la sensibilité de ce galvanomètre (déviations totales pour quelle intensité?).

Le montage qu'il serait alors possible d'envisager est celui qui a été représenté en A, figure 5, page 336, N° 1478.

2) **Temporisateur, N° 1482, page 313.**

a) Thyristors équivalents : BTY 79/400 R ou BT 109/500 R (de la R.T.C.).

b) Secondaire du transformateur d'alimentation : 12 V efficaces.

c) R6 = potentiomètre 500 Ω linéaire.

d) Cellules photo-résistantes équivalentes : LDR 03/05 S; RPY 18, 19 ou 20 (de la R.T.C.).

3) L'alimentation représentée à gauche de la figure 11, page 210, n° 1478, peut parfaitement être équipée d'un filtrage électronique du genre de celui faisant l'objet de la figure 8, page 169 du n° 1486. Chaque condensateur de 4 700 μF du premier schéma doit être remplacé par les éléments C5, C6, R10 et Q1 du second schéma. En d'autres termes, le circuit de filtrage électronique doit être reproduit deux fois.

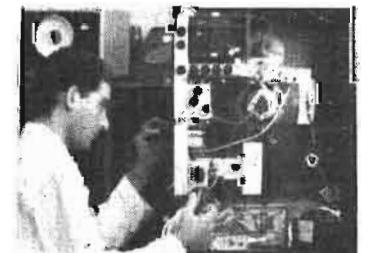
4) En ce qui concerne le circuit intégré régulateur de tension SFC 2824 RC, veuillez consulter la Thomson-CSF Division Sescosem, 101, boulevard Murat - 75016 Paris, ou à un radio-électricien dépositaire de cette firme dans votre ville.

● **ACHETER**
● **VENDRE**
● **ÉCHANGER**
VOTRE MATÉRIEL
ÉLECTRO-ACOUSTIQUE
C'EST SI SIMPLE
EN PASSANT UNE
PETITE ANNONCE
DANS

LE HAUT-PARLEUR

SAP - 43, rue de Dunkerque
PARIS-10^e 285-04-46

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
Documentation sur demande HRB

BON (à découper et à adresser à l'Institut France Electronique)
NOM : _____
ADRESSE : _____
CITY : _____

infra

RR - 7.28 - M. Thierry GUYOT, 75 Paris.

Nous vous confirmons les termes de la réponse référence RR - 3.43 publiée dans le N° 1507.

Il n'y a pas de circuit de protection particulier à intercaler ; il suffit d'employer un triac capable de tenir très largement les surtensions éventuelles.

RR - 7.29 - M. Daniel PIRET, 38 Grenoble.

1) Nous comprenons mal le sens de votre première question. Nous pensons qu'il s'agit d'utiliser le secteur de distribution électrique en guise d'antenne pour un radio-récepteur (?) S'il s'agit bien de cela, nous vous déconseillons totalement de poursuivre votre projet... l'amélioration de la qualité des émissions de radio serait illusoire

et, par contre, la captation des parasites serait considérablement accrue !

2) Il est certainement possible, moyennant quelques modifications, de prévoir une prise pour antenne-auto sur un récepteur qui n'en comporte pas. Mais pour que nous puissions en juger, et dans l'affirmative vous indiquer ce qu'il convient de faire, il importe tout d'abord de nous faire parvenir le schéma du récepteur actuel.

RR - 7.30 - M. Bernard CORROLLER, 49 Cholet.

Il existe une différence sensible entre le système Dolby et le D.N.L. Il ne nous est pas possible de développer un tel sujet dans le cadre restreint de cette rubrique. Nous vous prions de bien vouloir vous reporter à nos publications suivantes dans lesquelles ces sujets sont traités : Hi-Fi 1328 (page 57) ; 1341 (page 110) ;

1373 (page 86) ; Electronique Professionnelle 1353 (page 29) ; Haut-Parleur 1349 (page 99) ; 1370 (page 120) ; 1420 (page 153) ; 1482 (page 243).

Les dispositifs de réduction du bruit de fond des enregistrements magnétiques (Dolby et autres) sont souvent intéressants ; mais, pour répondre à votre question, il ne s'agit pas là de dispositifs **absolument** obligatoires.

RR - 7.31 - M. Francis LUSSLIN, 94 Le Perreux.

La solution que vous avez adoptée pour réduire la tension de 12 V de votre accumulateur à 6 V pour l'alimentation du mini-cassette, à savoir l'intercalation d'une simple résistance en série, ne pourrait donner satisfaction que si la consommation du mini-cassette était constante. Or, vous l'avez constaté vous-même, lors des rebobinages accélérés, l'intensité consom-

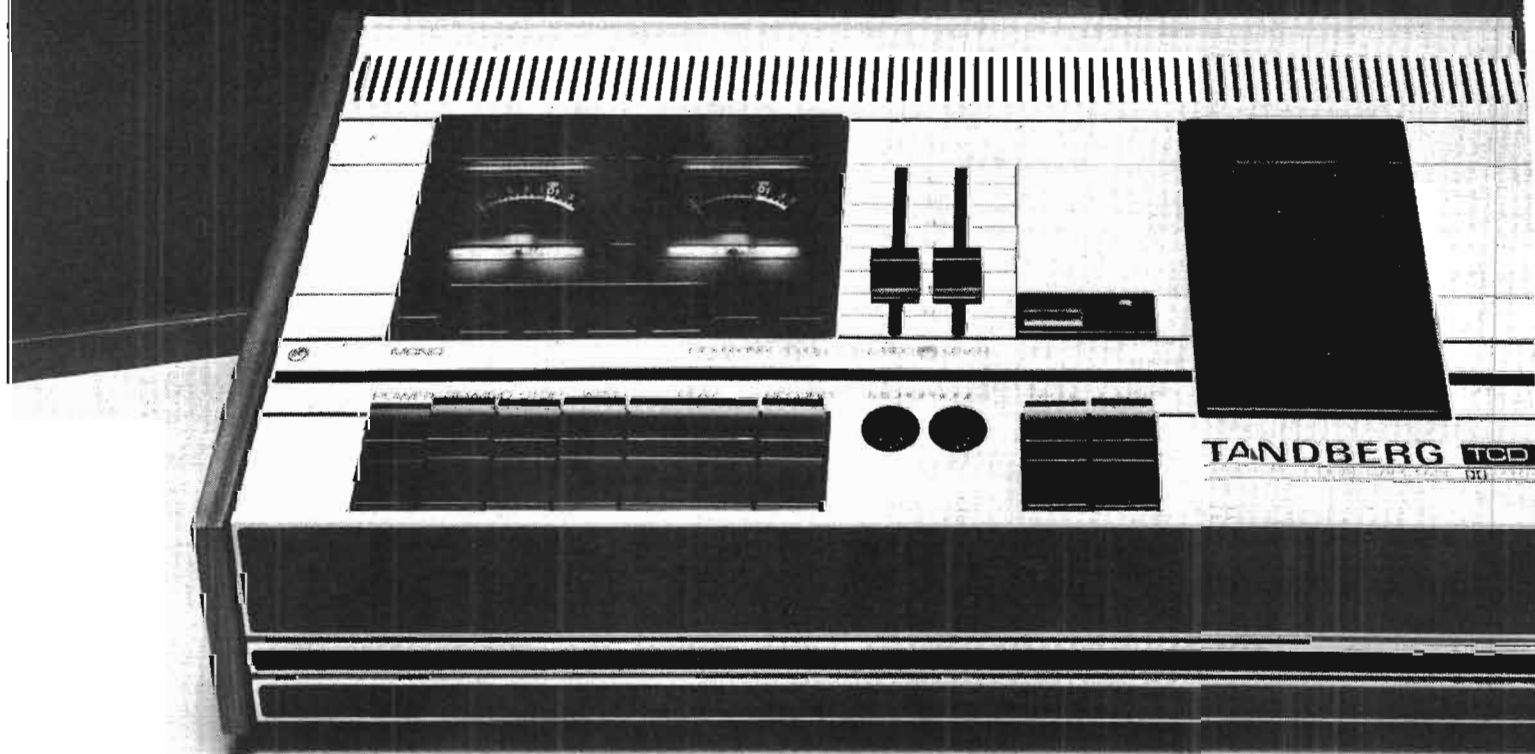
mée augmente notablement, et de ce fait, la chute de tension provoquée devient excessive.

La solution réside dans l'emploi d'un réducteur de tension stabilisée à semi-conducteurs. Nous vous demandons de bien vouloir vous reporter à la réponse RR - 2.25 - F, publiée à la page 225 du N° 1351, dans laquelle le schéma de montage d'un tel réducteur est représenté. Dans votre cas (alimentation sous 6 V), utilisez une diode zener type BZX 87/C 6 V 2 (de la R.T.C.).

RR - 7.32 - M. J. WASER, 78 Noisy-le-Roi.

Sur votre petit récepteur AM/FM japonais, la transformation de la gamme PO en gamme GO représente certainement un travail difficile et délicat. Il faudrait pouvoir vous procurer un bobinage

Hi-Fi Tandberg: performances



oscillateur GO (qui serait monté à la place de l'oscillateur PO) et un bobinage d'accord GO (qui serait monté à la place du bobinage d'accord PO sur la ferrite d'antenne). Il est donc nécessaire de trouver des bobinages aux dimensions convenables ou correspondantes. Malheureusement, nous n'avons pas connaissance de la vente de tels bobinages dans le commerce de détail, et il faudrait probablement avoir recours à des bobinages récupérés sur un autre récepteur.

●

RR - 7.33 - M. André ROBERT, 95 Taverny.

1) Pour que nous puissions juger si les modifications que vous envisagez d'effectuer sur votre magnétophone sont possibles, l'idéal serait que nous puissions examiner votre appareil. Cela étant malheureusement hors de question, il faudrait au moins nous

en communiquer son **schéma**. Mais d'ores et déjà, les modifications envisagées nous semblent relativement complexes et assez peu rentables, compte tenu du type de l'appareil.

2) Nous ne pouvons pas vous répondre en ce qui concerne les modules Sinclair; il aurait fallu nous en indiquer le ou les types, car il en existe de nombreux.

3) Les branchements normalisés pour fiches DIN ont été publiés à la page 60 du N° 1201 et à la page 160 du N° 1300.

●

RR - 7.34 - M. Robert TAYEB, 67 Strasbourg.

Les tubes Telefunken types EBF 15, ECH 11, EL 11, pourraient respectivement être remplacés par les tubes plus récents suivants: EBF 89, ECH 81, EL 84. Cependant, il faudrait changer les supports (montage de sup-

ports 9 broches miniatures type noval) et vraisemblablement modifier la valeur de certaines résistances (circuits de cathodes, d'écrans, etc.).

Quant au remplacement du tube EAA 11, il n'y a aucune difficulté; il suffirait de monter deux diodes Germanium type AA 119.

●

RR - 7.35 - M. Laurent MARECHAL, 08 Charleville-Mézières.

En ce qui concerne l'installation complémentaire d'une antenne de télévision sur votre immeuble, il importe de savoir si le bâtiment B (de votre dessin) ne forme pas un obstacle pour la réception de TV Luxembourg. Nous sommes amenés à nous poser cette question par le fait que les bâtiments C et B, très hauts, possèdent de telles antennes, alors que le bâtiment A où vous résidez (bien

moins haut et situé entre les deux autres) n'en possède pas.

De toute manière, nous ne pensons pas que vous soyez autorisé à installer vous-même une telle antenne; dans le cas de logements collectifs, c'est à la société de gérance qu'il incombe de faire procéder à de telles installations.

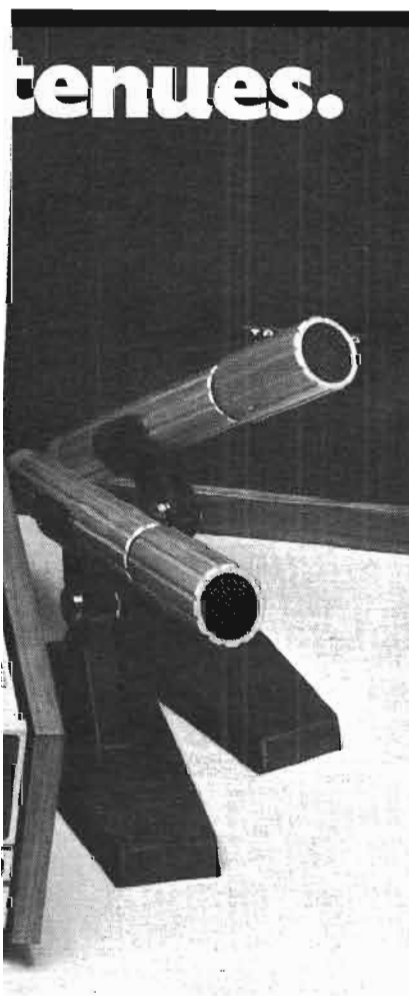
●

RR - 7.36 - M. R. Besson, 69 Decine.

Des systèmes d'anti-voil pour voiture, à liaison radio à l'appartement, ont été décrits dans les N°s 260 et 318 de notre revue Radio-Plans.

Toutefois, nous ne pensons pas que ce soit des montages de ce genre que vous recherchez. D'après ce que nous croyons comprendre dans votre demande, il faudrait construire un classique dispositif anti-voil actionnant le klaxon (et les phares), la liai-

tenues.



Platine TCD 310 stéréo à cassettes. Ses caractéristiques sont autant de performances garanties.

Caractéristiques supérieures aux normes Haute Fidélité.

3 moteurs (1 à hystérésis pour l'entraînement de la bande et 2 à courant continu pour le défilement rapide).

Système de défilement de la bande par 2 cabestans pour réduire le pleurage et le scintillement au minimum.

Système Dolby* commutable.

2 têtes magnétiques de haute qualité.

Rapport signal/bruit: 63 dB (IEC, A curve, 3% distorsion).

2 vu-mètres très lisibles.

Réglage du niveau par potentiomètres linéaires.

*Dolby: marque déposée, Dolby Laboratories Inc. USA.

Commutateur pour bandes à faible souffle ou bandes au dioxyde de chrome.

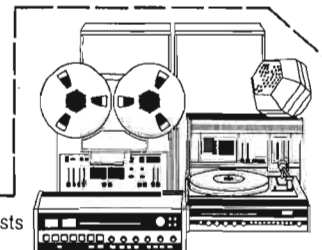
Arrêt automatique en fin de bande pour la sécurité des cassettes.

Mixage en mono.

Contrôle électronique.

Utilisable en position verticale.

Prix constaté: 2.770 F.



Nous tenons à votre disposition, gratuitement, les résultats intégraux des tests effectués par la presse professionnelle.

Bon à retourner à Tandberg France S.A. - 1, rue Jean-Perrin, 93150 Le Blanc-Mesnil.

Je souhaite recevoir, sans engagement de ma part, le dossier complet du TCD 310 stéréo à cassettes.

Veuillez me faire parvenir également, votre brochure générale sur la gamme Hi-Fi Tandberg 1975.

Nom: _____

Prénom: _____

Adresse: _____

Joindre 3 timbres à 0,80 F pour frais d'envoi.

HI-FI FAMILY
TANDBERG

hi-fi, magnétophones, ampli-tuners, enceintes.

HP 75

son entre l'anti-voil proprement dit et le klaxon pouvant être coupée par un relais monté à la sortie d'un récepteur de radio-commande. Ce récepteur serait contrôlé à distance par un émetteur situé dans l'appartement.

En conséquence, un classique ensemble émetteur et récepteur de radio-commande monocanal pourrait convenir ; mais cela suppose que le dit récepteur soit laissé en permanence sous tension.

RR - 7.37 - F - M. Roger DESMAREST, 69 Bron.

Caractéristiques et brochage du tube tétrode d'émission VHF type 4 CX 250 B.

Chauffage 6 V 2,6 A ; S = 12 mA/V ; Pa max. = 250 W ; F max = 500 MHz ; autre immatriculation = 7203.

Ampli HF classe C/CW :
 $V_a = 2\ 000\ V$; $V_{g1} = -90\ V$; $V_{g2} = 250\ V$; I_a

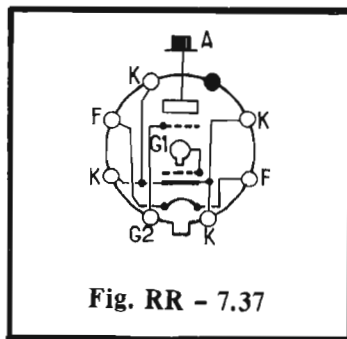


Fig. RR - 7.37

$= 250\ mA$; $I_{g2} = 30\ mA$; $I_{g1} = 11\ mA$; $W_{g1} = 1\ W\ hf$; $P_u = 400\ W\ hf$.

Ampli HF classe C mod. A + G2 :
 $V_a = 1\ 500\ V$; $V_{g1} = -100\ V$; $V_{g2} = 250\ V$; $I_a = 200\ mA$; $I_{g2} = 31\ mA$; $I_{g1} = 6\ mA$; $W_{g1} = 0,7\ W\ hf$; $P_u = 235\ W\ hf$.
 Brochage : voir figure RR - 7.37.

RR - 7.38 - M. Roger MALBRUNOT, 69 Lyon (6e)
 vient d'acheter quelques cassettes de musique pré-enregistrées du type « dolbylisé » et nous fait part de sa décep-

tion vis-à-vis des résultats obtenus : énormément trop aigües et basses considérablement affaiblies.

En principe, une cassette « dolbylisée » doit être reproduite avec un magnétophone comportant le décodeur-correcteur Dolby (soit incorporé à l'appareil, soit sous forme de dispositif séparé connexe).

Si le magnétophone lecteur, ou la chaîne BF de reproduction faisant suite, comporte des réglages séparés de graves et d'aigües, une solution consiste à **atténuer** la reproduction des aigües et à **pousser au maximum** le réglage des graves. On obtient aussi une amélioration de la reproduction ; mais généralement cela n'est pas encore suffisant, notamment en ce qui concerne le niveau des graves.

En conséquence, lors de l'achat d'une cassette pré-enregistrée, il convient d'ouvrir l'œil afin de s'assurer s'il s'agit d'un enregistrement

« dolbylisé » ou non. Lorsqu'il y a eu « dolbylisation », cela est indiqué (généralement en anglais) sur le « programme » placé dans la boîte contenant la cassette.

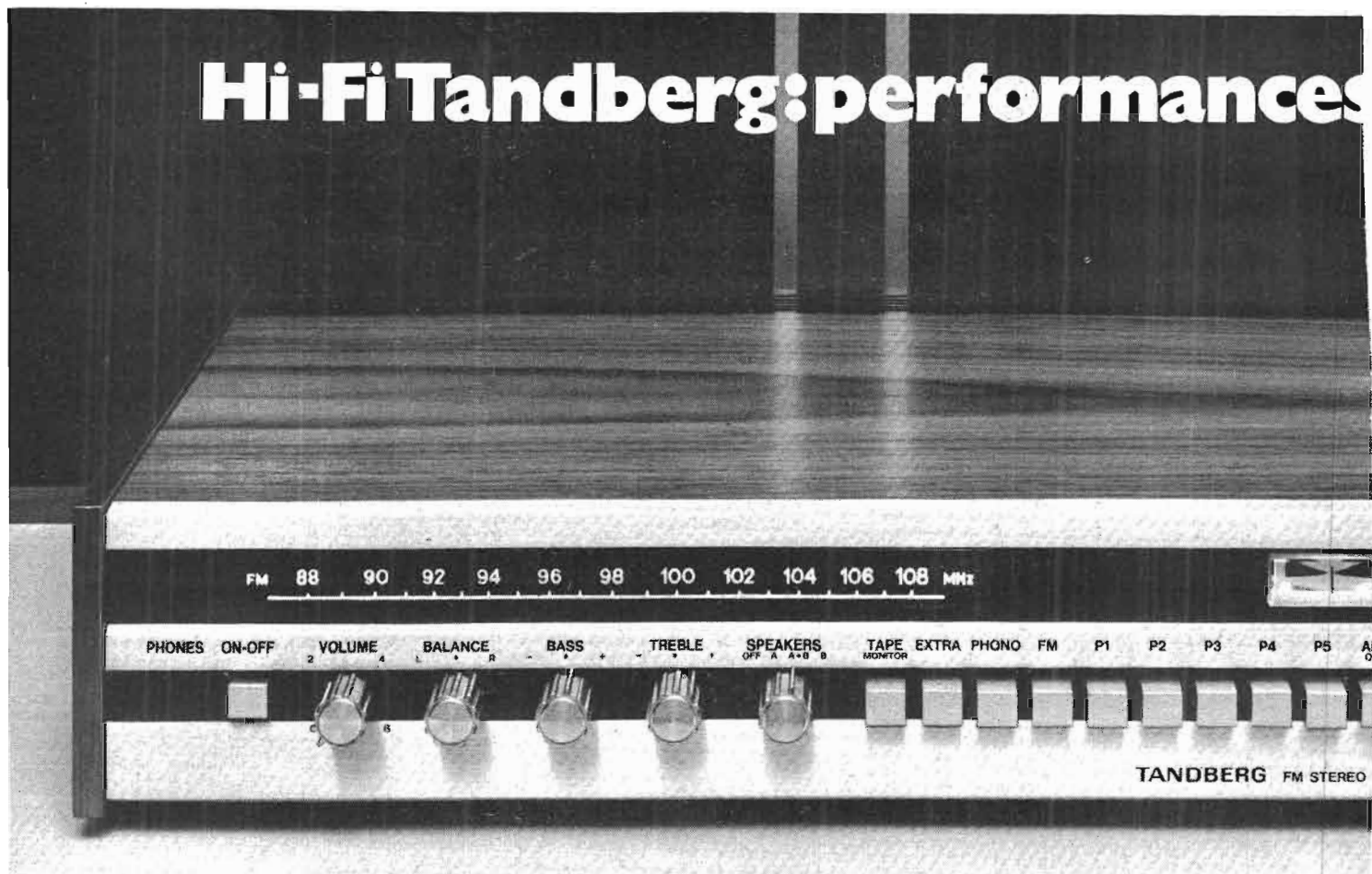
RR - 7.39 - F - M. Christophe POUJOL, 63 Clermont-Ferrand.

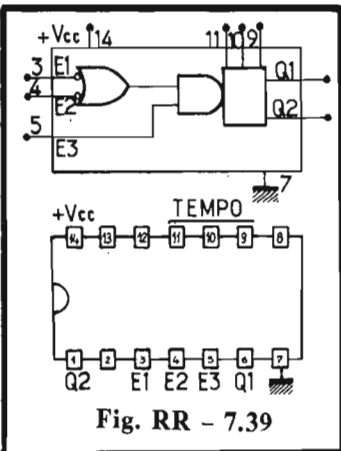
Caractéristiques et brochage du circuit intégré type GFB 74121 de la R.T.C.

Multivibrateur monostable. Brochage : voir figure RR - 7.39. Autres immatriculations = SN 74121 N ; FJK 101.

Caractéristiques principales : tension d'alimentation (+ Vcc) = $5\ V \pm 5\ %$; sortie garantie (par sortie) ≥ 10 ; immunité statique min. 0,4 V ; puissance moyenne consommée = 90 mW (typ.) ; température ambiante de fonctionnement = de 0 à 70 °C ; boîtier XD 14, TO116.

Hi-Fi Tandberg: performances





b) Une résistance de temporisation de $2\text{ k}\Omega$ est intégrée entre les cosses 9 et 11 ; elle peut être mise en service en connectant la broche 9 à 14 (+ Vcc).

c) Pour des largeurs d'impulsions variables, une résistance externe variable doit être connectée entre 9 et 14.

d) Pour des largeurs d'impulsions précises et répétitives, il faut connecter une résistance externe entre 11 et 14 (la broche 9 n'étant pas utilisée).

e) Une temporisation précise est assurée avec des valeurs de capacité de 10 pF à $10\text{ }\mu\text{F}$ et de résistances de $2\text{ k}\Omega$ à $40\text{ k}\Omega$.

Pour des rapports cycliques ne dépassant pas 67 %, la résistance interne de temporisation peut être utilisée seule. Des rapports cycliques atteignant 90 % peuvent être obtenus par l'utilisation d'une résistance externe de $40\text{ k}\Omega$. Il est possible d'obtenir des

rapports cycliques plus élevés si l'on tolère une certaine imprécision dans la répétition des largeurs d'impulsions (R et C de valeurs plus importantes).

2) Nous ne disposons pas du schéma du récepteur VHF type R 15, pas plus que celui de son alimentation. Nous ne pouvons pas non plus vous renseigner quant aux performances de cet appareil.

RR - 8.01 - M. Jean-Claude BERNARDON, 92 Antony, nous demande :

1) L'adresse d'un vendeur possédant encore des transistors OC 44 et OC 45 ;

2) Le schéma du récepteur VHF type R 15, ainsi que de son alimentation.

1) Les transistors OC 44 et OC 45 ne sont plus fabriqués depuis bien longtemps. Toutefois, l'un comme l'autre peut se remplacer par les types actuels suivants : AF 126, AF 132, AF 137, AF 196. Le type AF 126 est le plus courant en France et vous pourrez vous le procurer chez n'importe quel revendeur détaillant.

RR - 8.02 - M. Michel JUCHET, 13 Marseille, nous demande où il pourrait se procurer un transistor AFY 19 nécessaire à un ensemble de radio-commande qu'il désire réaliser.

Le transistor AFY 19 n'est plus fabriqué actuellement. Si votre ensemble de radiocommande est destiné à fonctionner dans la bande 27 MHz, vous pourriez remplacer ce transistor par le type BC 369 (de la R.T.C.).

Ampli-tuner TR 200. Ses caractéristiques sont autant de performances garanties.

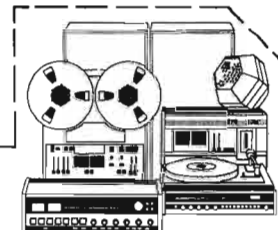
Ampli-tuner Stéréo FM haute fidélité.
Tuner FM - fréquence: 87,5 à 108 MHz.
5 stations pré-réglées.
Sensibilité du tuner FM $1\text{ }\mu\text{V}$.
Puissance de sortie $2 \times 20\text{ watts}$ sur 4 ohms à 1% de distorsion.
Bande passante: 20 - 35 000 Hz.
Indicateur d'accord par aiguille.



Combiné ampli-tuner platine tourne-disque TR 200C.

Touche "Muting" pour supprimer le souffle entre les stations.
Commutateur "Loudness" pour relever les graves et les aigus à faibles niveaux.
Touche monitor.
Préamplificateur pour tourne-disque avec tête magnétique.
Entrée pour phono, magnétophone et auxiliaire.
Prise pour casque d'écoute stéréo.
Équipé pour recevoir 4 enceintes.
Prix constaté: 1.881 F.

Enceinte: TL 1520
Courbe de réponse: 50 à 20 000 Hz.
2 voies: 1 woofer 17,8 cm, 1 tweeter 5,1 cm.
Puissance de sortie: 30 watts.
Impédance: 4 ohms.
Prix indicatif: 650 F.



Nous tenons à votre disposition, gratuitement, les résultats intégraux des tests effectués par la presse professionnelle.

Bon à retourner à Tandberg France S.A. - 1, rue Jean-Perrin, 93150 Le Blanc-Mesnil.

- Je souhaite recevoir, sans engagement de ma part, le dossier complet de l'ampli-tuner - TR 200
 Veuillez me faire parvenir également votre brochure générale sur la gamme HI-FI Tandberg 1975.

Nom: _____
Prénom: _____
Adresse: _____

Joindre 3 timbres à 0,80 F pour frais d'envoi.

HI-FI FAMILY
TANDBERG

hi-fi, magnétophones, ampli-tuners, enceintes.

préamplificateur — compresseur — et « bip » de fin d'émission

DANS une station d'amateur, surtout pour le trafic en DX, le compresseur de modulation est un dispositif annexe d'une grande utilité. En fait, l'établissement d'un bon QSO lointain est non seulement tributaire d'une bonne qualité de modulation, mais aussi et surtout de l'efficacité de cette dernière, que ce soit en AM ou en SSB.

D'autre part, il est difficile à un opérateur de parler avec un volume sonore constant ; tout comme il est peu agréable de parler avec les lèvres collées au microphone. Ces deux inconvénients sont supprimés par l'emploi d'un préamplificateur-compresseur microphonique ; il est alors possible de parler plus « confidentiellement », à une distance quelconque (voire variable) du microphone, et le niveau de modulation de sortie demeure toujours constant et maximal. Ce dispositif permet donc d'augmenter l'efficacité de l'émetteur et de mieux passer dans le QRM (comme s'il s'agissait d'une station nettement plus puissante).

Dans le même boîtier, et parallèlement à ce premier dispositif, nous en incorporons un second que nous avons nommé « bip » de fin d'émission... et qui est surtout apprécié et employé en VHF.

Dans la majorité des contacts DX, il y a souvent une relative difficulté à garder la liaison audible pendant tout le QSO. Cela est généralement dû à la propagation, notamment sur les fréquences sensibles à celle-ci : telles que les VHF. Ces changements de propagation qu'ils soient brusques ou très lents, permettent quelquefois de très bons contacts ; par contre, ces mêmes changements sont souvent la cause de la perte du correspondant. En outre, sur VHF, lors de la réception de stations faibles, il faut compter avec le souffle qui parfois empêche de bien discerner la fin des messages.

Pour pallier ce trafic difficile et pour y remédier quelque peu, nous avons vu apparaître « sur l'air » un petit appareil délivrant un signal sonore en fin d'émission (bip). De tous les gadgets dont peut être garnie une station notam-

ment pour le trafic VHF, celui-ci doit sans aucun doute être classé parmi les plus utiles et efficaces, principalement lors de liaisons difficiles ou gênées par le souffle.

Nous ne dissimulerons pas que des dispositifs de ce genre ont déjà été décrits dans nos colonnes ; nous les avons modifiés et adaptés pour l'élaboration du montage complet décrit ici, et que nous employons avec toute satisfaction à notre station. Néanmoins, bien que réunis dans le même boîtier, les deux dispositifs font évidemment l'objet de circuits bien séparés (bien que comportant quelques interconnexions) ; cela veut dire que l'OM pourra, à son goût, réaliser l'un ou l'autre, ou l'un et l'autre, sans problème.

SECTION « PRÉAMPLIFICATEUR COMPRESSEUR »

On voudra bien se reporter à la figure 1 représentant l'ensemble du montage, préamplificateur-compresseur à la partie supérieure et

« bip » de fin d'émission dans la partie inférieure.

Examinons tout d'abord le circuit du préamplificateur-compresseur. Son rôle consiste donc à fournir des signaux BF d'amplitude sensiblement constante, malgré d'importantes variations à l'entrée ; de plus il doit transmettre une large bande de fréquences de façon linéaire, avec un taux de distorsion harmonique réduit et avoir un temps de réponse bref vis-à-vis des variations possibles des signaux appliqués à l'entrée (variations pouvant atteindre un rapport de 100).

Il s'agit d'un préamplificateur contre-réactionné de façon que la contre-réaction diminue le gain lorsque le signal d'entrée augmente, et augmente le gain lorsque la valeur du signal d'entrée diminue. La prise microphone J_1 permet de transmettre le signal au préamplificateur-compresseur lorsque le commutateur S_1 a + b est en position haute. En position basse de ce commutateur, l'action du préamplificateur-compresseur est éliminée et les signaux se retrouvent directe-

ent à la prise de sortie J₃. Lorsque le préamplificateur-compresseur est en service les signaux sont appliqués au potentiomètre d'entrée Pot. 1 (lequel est amené avec l'interrupteur d'alimentation S₂); le réglage de ce potentiomètre sera exposé ultérieurement. Les

signaux microphoniques aboutissent sur la porte d'un transistor à effet de champ Q₁, lequel présente une impédance d'entrée élevée et procure une protection efficace contre le bruit de fond. On peut considérer l'impédance d'entrée comme étant de l'ordre de 500 k Ω ; cette dis-

position permet l'emploi de microphones de tous types et de toutes grandeurs d'impédance (de 200 Ω à 500 k Ω).

Le signal est ensuite amplifié par le circuit intégré IC 1, puis il est dirigé vers le potentiomètre de réglage du niveau de sortie Pot. 2, après avoir traversé R₂₂ et C₁₉, éléments

filtrant les fréquences élevées du registre sonore.

Par ailleurs, une fraction du signal BF de sortie est prélevée par le pont diviseur de résistances R₁₇ et R₁₈, puis est canalisée sur l'amplificateur composé des transistors Q₃-Q₂, circuit à gain variable inséré en contre-réaction en

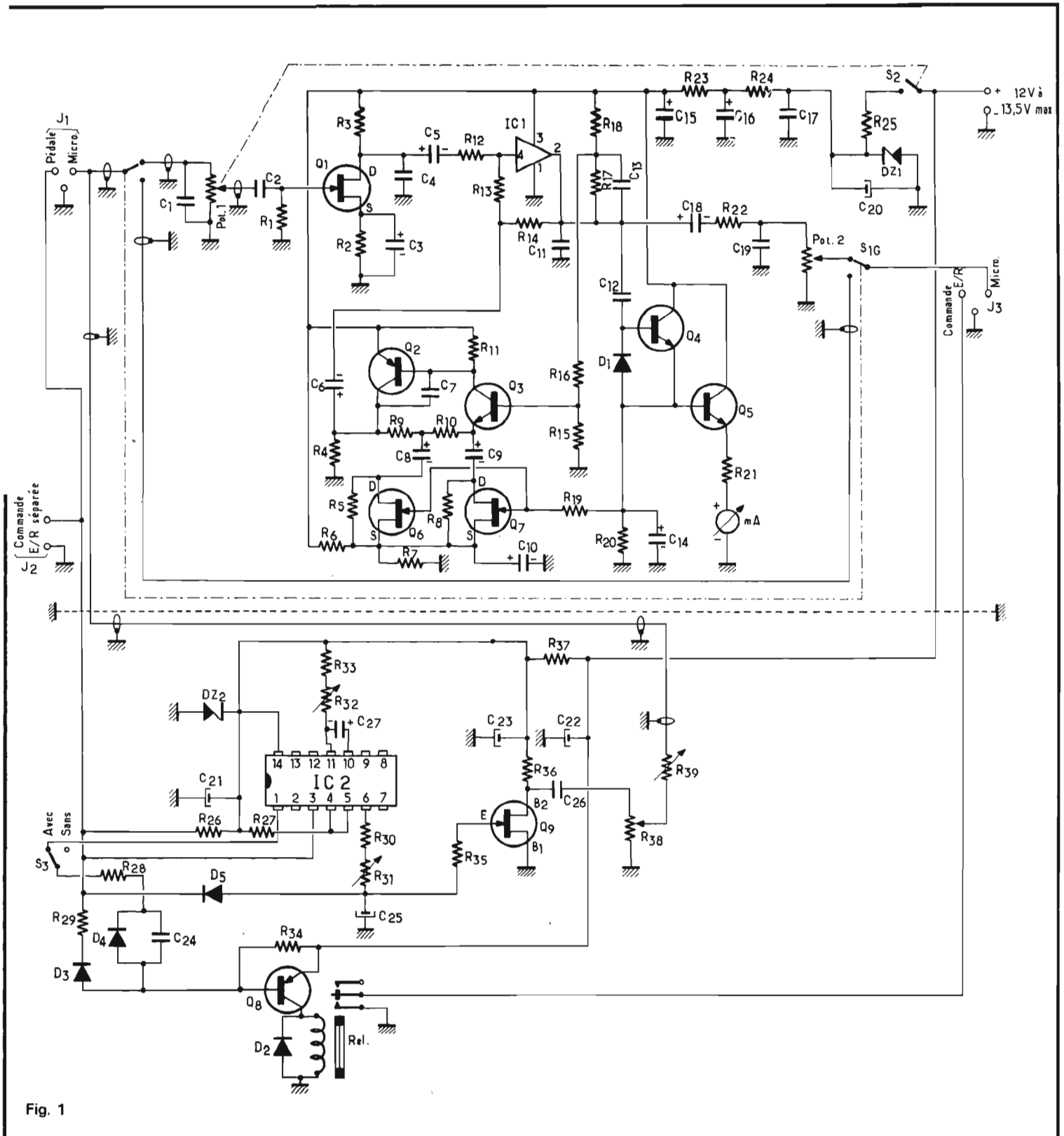


Fig. 1

opposition de phase et disposé entre la sortie et l'entrée du circuit intégré IC 1 par l'intermédiaire du condensateur C_6 .

Le gain de l'amplificateur de contre-réaction est rendu variable par l'emploi des transistors Q_6 - Q_7 disposés en série avec les condensateurs C_8 - C_9 et dont l'impédance dynamique varie en fonction de la tension de polarisation leur étant appliquée et provenant de la sortie de IC 1. En effet, le signal de commande prélevé par l'intermédiaire du condensateur C_{12} est appliqué à la diode D_1 et au transistor Q_4 (ensemble formant un redresseur); puis la tension continue variable obtenue est appliquée sur les portes des transistors Q_6 - Q_7 , ce qui provoque la variation de leur résistance interne.

Le réseau R_{20} , C_{14} détermine la constante de temps de retour au repos du système; avec une résistance R_{20} de 470 k, on a un délai de deux secondes.

Le transistor Q_5 sert d'amplificateur de courant continu pour le galvanomètre (1 mA), indicateur de l'entrée en action et de l'efficacité de la compression.

Pour un signal d'entrée passant de 0 à 0,4 mV, le signal de sortie passe de 0 à 60 mV; pour toute augmentation supérieure de l'amplitude du signal d'entrée (c'est-à-dire au-dessus de 0,4 mV) le système de compression entre en action et nivèle l'amplitude du signal de sortie à 60 mV. C'est ainsi que pour des signaux d'entrée de 1 mV, 10 mV, 60 mV, le niveau de sortie demeure constant à 60 mV.

Les caractéristiques générales du dispositif sont les suivantes :

Distorsion harmonique = 0,1 % en zone linéaire; 1,5 % en zone de compression.

Sensibilité de la compression = 300 μ V environ.

Gamme de compression > 45 dB.

Impédance d'entrée = 500 k Ω .

Impédance de sortie = 5 k Ω maximum (ce qui permet le

branchement et l'adaptation facile du dispositif à l'entrée de tout appareil présentant une impédance comprise entre 200 Ω et 500 k Ω , ou davantage).

L'alimentation générale nécessite une tension de 12 V. Elle peut être obtenue, soit à partir d'une batterie de piles, soit au moyen d'une alimentation auxiliaire à partir du secteur, soit enfin par prélèvement d'un courant continu de 12 à 13,5 V sur le transceiver faisant suite.

La mise en service et les réglages de cette première section s'effectuent de la façon suivante: le microphone est connecté à la prise J_1 ; la prise J_3 est reliée à l'entrée microphonique du transceiver (par fil blindé). Par ailleurs, l'alimentation est raccordée et appliquée par la fermeture de l'interrupteur S_2 du potentiomètre Pot. 1.

Tout d'abord le commutateur S_1 est placé en position basse (dispositif hors service). Parler devant le microphone et ajuster le gain de modulation de l'équipement faisant suite afin d'obtenir un niveau convenable. Placer les deux potentiomètres Pot. 1 et Pot. 2 en position minimum, puis basculer le commutateur S_1 en position haute (dispositif en service). Tout en parlant au microphone, tourner lentement le potentiomètre Pot. 1 jusqu'à ce que l'on observe un début de déviation de l'aiguille du galvanomètre « mA ». Ensuite, tourner le potentiomètre Pot. 2 jusqu'à

l'obtention du même niveau de modulation déterminé précédemment sur l'appareil faisant suite.

Les réglages sont ainsi terminés et quel que soit le volume sonore de la voix de l'opérateur, la compression agira et la profondeur de modulation pour le transceiver sera constante et maximale.

CARACTERISTIQUES DES ELEMENTS

Potentiomètres

Pot. 1 = 1 M Ω log. avec interrupteur linéaire.

Pot. 2 = 5 k Ω log. avec interrupteur linéaire.

Axes sortis pour commande extérieure.

Résistances (sauf indication particulière, toute résistance d'une puissance de 0,25 W; tolérance ± 5 %).

R_1 = 470 k Ω .

R_2 = 3,9 k Ω .

R_3 = 4,7 k Ω .

R_4 = 6,8 k Ω .

R_5 = 47 k Ω .

R_6 = 10 k Ω .

R_7 = 6,8 k Ω .

R_8 = 47 k Ω .

R_9 = 6,8 k Ω .

R_{10} = 6,8 k Ω .

R_{11} = 4,7 k Ω .

R_{12} = 4,7 k Ω .

R_{13} = 10 k Ω .

R_{14} = 270 k Ω .

R_{15} = 6,8 k Ω .

R_{16} = 4,7 k Ω .

R_{17} = 10 k Ω .

R_{18} = 180 Ω .

R_{19} = 47 k Ω .

R_{20} = 470 k Ω .

R_{21} = 1,8 k Ω .

R_{22} = 4,7 k Ω .

R_{23} = 100 Ω .

R_{24} = 100 Ω .

R_{25} = 120 Ω 2 W

Condensateurs

C_1 = 270 pF céram.

C_2 = 0,1 μ F.

C_3 = 100 μ F/15 V.

C_4 = 1 nF céram.

C_5 = 1 μ F/15 V.

C_6 = 10 μ F/15 V.

C_7 = 100 pf céram.

C_8 = 10 μ F/15 V.

C_9 = 10 μ F/15 V.

C_{10} = 100 μ F/15 V.

C_{11} = 4,7 nF céram.

C_{12} = 10 nF céram.

C_{13} = 100 pF céram.

C_{14} = 10 μ F/15 V.

C_{15} = 470 μ F/15 V.

C_{16} = 470 μ F/15 V.

C_{17} = 10 nF céram.

C_{18} = 1 μ F/15 V.

C_{19} = 4,7 nF céram.

C_{20} = 470 μ F/15 V.

Semiconducteurs

DZ 1 = diode Zener (12 V) type BZY 95 - C_{12} .

D_1 = 1 N914 ou BAV19.

Q_1 = Q_6 = Q_7 = 2 N5486; MPF102.

Q_2 = BC159; BC179; BC419; BC559.

Q_3 = Q_4 = Q_5 = BC108, BC130, BC172, BC183, BC208, BC238, BC408, BC548, 2 N3565.

IC 1 = MFC4010 A (de Motorola). Brochage, voir figure 2.

SECTION « BIP » DE FIN D'EMISSION

Cette section occupe donc la partie inférieure de la figure 1.

Le principe du montage comporte trois éléments principaux :

— un monostable, donnant la durée du signal sonore;

— un oscillateur basse fréquence, à transistor unijonction, générant la note de ce signal;

— un étage de commande du relais de commutation.

Le cœur du dispositif est essentiellement un circuit

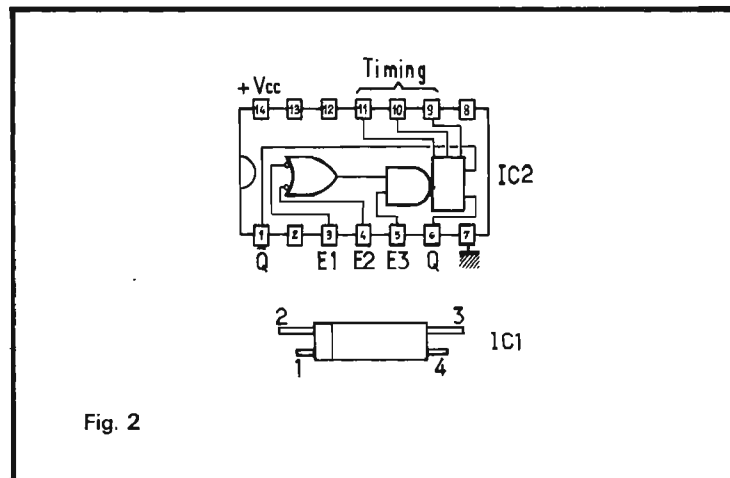


Fig. 2

ntégré monostable (IC 2) du type GFB 74121 (ou SN74121 N) dont le brochage et la logique sont représentés sur la figure 2.

Ce type de circuit intégré possède un niveau continu de déclenchement qui est indépendant du temps de transition de l'impulsion d'entrée. Les possibilités d'entrée permettent de choisir le déclenchement, soit sur le front positif, soit sur le front négatif de l'impulsion d'entrée, et permettent l'inhibition. Ce circuit dispose de sorties complémentaires donnant, soit une impulsion positive, soit une impulsion négative, pouvant être calibrée en durée entre 40 nanosecondes et 40 secondes (grâce à une résistance et à une capacité branchées extérieurement).

E_1 et E_2 sont des entrées de déclenchement sur front négatif. Le monostable est déclenché lorsque E_1 , ou E_2 , ou les deux, évoluent du niveau haut vers le niveau bas (E_3 restant au niveau haut).

E_3 est une entrée de déclenchement sur front positif, pour fronts de montée lents ou détection du niveau (trigger de Schmitt). Le monostable est déclenché lorsque E_3 évolue du niveau bas vers le niveau haut (E_1 et E_2 restant à l'état bas).

Examinons maintenant le fonctionnement de l'ensemble :

1) A la mise sous tension générale, les différents circuits sont au repos, à savoir : le transistor Q_8 est bloqué, donc le relais est en position réception ; l'oscillateur UJT (Q_9) est mis hors de fonctionnement par l'intermédiaire du circuit intégré monostable, la sortie Q étant à 0.

2) Lorsque l'on commute sur émission (pédale du microphone fermée en J_1 ou interrupteur de commande E/R séparée en J_2) : le transistor Q_8 est saturé et le relais passe en position travail ; l'oscillateur UJT est toujours hors de fonctionnement grâce à la diode d'aiguillage D_5 ; le circuit intégré IC 2 reçoit un

top à l'entrée, mais celui-ci est sans effet puisque les niveaux sont déjà pré-conditionnés.

3) Lorsque le contact de pédale est réouvert, le circuit intégré reçoit un nouveau top ; celui-ci fait basculer les sorties Q et \bar{Q} pendant un temps fixé par l'ensemble $R_{32} + C_{27}$ de temporisation. Sur la sortie Q, un niveau 0 apparaît. Ce niveau permet de laisser le transistor Q_8 en conduction (position émission) pendant le même temps défini ci-dessus. Simultanément, le circuit intégré ne faisant plus opposition au fonctionnement de l'UJT, cet oscillateur se déclenche ; puisque nous sommes toujours en position « émission », le signal sonore est donc directement transmis par l'intermédiaire du modulateur de l'émetteur.

En résumé, la commutation « émission-réception » est effectuée, soit par la pédale alliée au microphone (connecteur J_1), soit par un interrupteur simple (connecteur J_2). Lorsque cette commutation est fermée, l'émetteur de l'UJT est à la masse ; l'oscillateur ne peut donc fonctionner. Simultanément, on conditionne le transistor Q_8 dont le fonctionnement a été exposé ci-dessus. Lorsque l'on passe de position « émission » en position « réception », cela provoque une rupture de contact nécessaire et suffisante pour déclencher le circuit monostable. La sortie Q préalablement à 0 passe à un niveau haut ; l'aiguillage à diode de l'UJT étant lui-même à 1, celui-ci oscille à la fréquence déterminée par le condensateur C_{25} et la résistance ajustable R_{31} .

La sortie Q passe de 1 à 0 (niveau bas) ; ce changement de niveau suit de quelques nanosecondes le niveau bas déjà imposé à l'entrée du transistor Q_8 . Celui-ci n'a donc pas le temps de modifier son courant collecteur qui, pendant un moment, laisse le relais en position émission.

Tout cela se déroule pendant le temps déterminé par le circuit de temporisation R_{32}

+ C_{27} (temps généralement fixé entre 1 et 2 secondes). Lorsque ce temps est écoulé, un nouveau changement d'état se produit à la sortie du monostable ; ceci entraîne le blocage du transistor de commutation Q_8 (passage en réception) et la mise hors fonctionnement du transistor Q_9 (arrêt de l'oscillation BF).

Le montage prévoit également un interrupteur S_3 ; lorsqu'il est fermé, il permet le fonctionnement normal que nous venons de décrire. Lorsqu'il est ouvert, le circuit monostable n'influence plus le transistor de commutation Q_8 qui fonctionne alors directement au rythme de la commande « émission-réception » (pédale ou interrupteur). Cette disposition permet, si on le désire, le passage d'émission à réception sans la transmission du « bip » de fin de message.

Une diode D_2 est placée en parallèle sur la bobine du relais pour préserver le transistor Q_8 des impulsions négatives dues au coefficient de surtension de ce bobinage.

Le potentiomètre R_{38} et la résistance R_{39} (ajustables par tournevis) permettent le réglage du niveau BF du « bip » injecté sur l'entrée microphonique, ainsi que l'adaptation des impédances. Approximativement, la résistance R_{39} est réglée à une valeur correspondant sensiblement à l'impédance du microphone ; ensuite on ajuste le potentiomètre R_{38} pour obtenir un niveau sonore suffisant pour le « bip ».

L'ensemble de l'appareil comportant les deux dispositifs que nous venons d'examiner est monté dans un boîtier métallique aux dimensions suivantes : profondeur 140 mm, largeur 140 mm, hauteur 70 mm.

Chaque circuit est réalisé sur sa propre plaquette, chaque plaquette étant séparée par un écran métallique de blindage. A l'arrière, nous avons le connecteur d'alimentation et le connecteur J_2 . A l'avant, nous avons le poten-

tiomètre d'entrée Pot. 1 (jumelé avec S_2), le potentiomètre de sortie Pot. 2, le connecteur d'entrée microphonique J_1 , le galvanomètre « mA », l'inverseur S_1 et l'interrupteur S_3 .

CARACTERISTIQUES DES ELEMENTS

Résistances

$R_{26} = 2,4 \text{ k}\Omega$.

$R_{27} = 2,4 \text{ k}\Omega$.

$R_{28} = 2,4 \text{ k}\Omega$.

$R_{29} = 2,2 \text{ k}\Omega$.

$R_{30} = 8,2 \text{ k}\Omega$.

$R_{31} = 22 \text{ k}\Omega$ ajustable (fréquence « note »).

$R_{32} = 22 \text{ k}\Omega$ ajustable (délai)

$R_{33} = 4,7 \text{ k}\Omega$.

$R_{34} = 330 \Omega$.

$R_{35} = 220 \Omega$.

$R_{36} = 4,7 \text{ k}\Omega$.

$R_{37} = 160 \Omega$.

$R_{38} = 100 \text{ k}\Omega$ (potentiomètre ajustable).

$R_{39} = 100 \text{ k}\Omega$ (résistance ajustable).

Condensateurs

$C_{21} = C_{23} = 22 \mu\text{F}/15 \text{ V}$.

$C_{22} = 470 \mu\text{F}/15 \text{ V}$.

$C_{24} = 33 \text{ nF}$ céram.

$C_{25} = 1,5 \mu\text{F}/15 \text{ V}$.

$C_{26} = 0,33 \mu\text{F}$.

$C_{27} = 47 \mu\text{F}/15 \text{ V}$.

Relais (Rel.)

type 300 à 500 $\Omega/12 \text{ V}$.

Semiconducteurs

$D_2 = D_3 = D_4 = D_5 =$
1 N914 ou BAV19.

DZ2 = diode Zener 5 V
type BZX 61/C 5 V1.

$Q_8 = 2 \text{ N}4028$, ou 4029, ou 4030, ou 4031, ou 4032, ou 4033 ; BC287, BCW45, BC160, BC303.

$Q_9 = 2 \text{ N}2646$ ou 2 N2647.
IC 2 = monostable, types : SFC4121 E ; SN74121 N ; GFB74121.

Roger A. RAFFIN
F 3 AV

EXTENSION DE LA MÉMOIRE

RAM 146 → RAM 585

A PRÈS avoir réalisé la mémoire RAM 146 décrite dans le Haut-Parleur numéro 1503 du 8 mai 1975 nous avons eu connaissance de l'apparition sur le marché des composants de nouveaux circuits intégrés dont la capacité est quatre fois égale à celle des mémoires C1101 A utilisées pour le premier appareil.

Les C1101 A sont des mémoires 256 x 1 BIT alors que les 2102 (toutes deux commercialisées sous cette référence par INTEL, distributeur Tekelec-Airtronic) sont des mémoires 1024 x 1 BIT. A partir d'un schéma de principe sensiblement identique à la RAM 146 en utilisant le même nombre (4) de circuits mémoires, nous disposons d'une capacité de 1024 x 4 = 4096 BITS soit 585 caractères RTTY complets (voir article précédent).

Les mémoires 2102 possèdent un avantage supplémentaire par rapport aux 1101, elles ne nécessitent qu'une seule tension d'alimentation + 5 V au lieu du + 5 V - 9 V ce qui est appréciable.

Il n'est pas possible de procéder à un remplacement pur et simple des 1101 sur le circuit imprimé car, en dehors du fait que deux circuits TTL (un 7476 et un 7404) doivent être ajoutés, les entrées et les sorties ne se situent pas aux mêmes endroits bien qu'il s'agisse d'un boîtier DIL 16 pattes également.

Les 1101 sont composées de 16 rangées et de 16 colonnes, les 2102 de 32 rangées et 32 colonnes, il faut donc à ces dernières un compteur 5 BITS sur les entrées rangées et colonnes au lieu de 4 pour les 1101.

Ce compteur 5 BITS peut être réalisé en partant des

7493 utilisés au départ et en divisant par deux la période du signal sur la sortie D.

Les quatre premiers BITS sont fournis par les 7493, le cinquième est obtenu en sortie d'un diviseur par deux réalisé à l'aide d'un demi 7476. Comme il faut un compteur cinq BITS pour les rangées

et un autre pour les colonnes, le circuit 7476 est utilisé en totalité.

Autre problème, les informations en sortie de la mémoire ont la même polarité que celles appliquées à l'entrée, or avec les 1101 nous utilisons la sortie inverse disponible sur ce type de circuit,

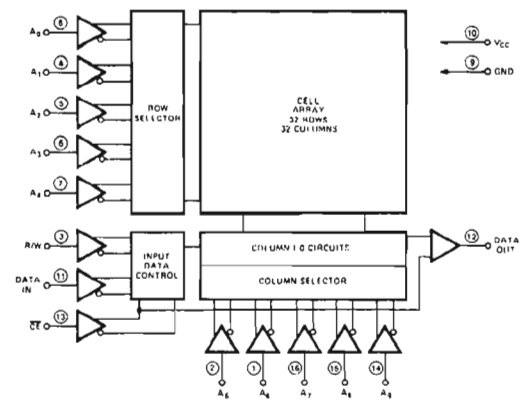
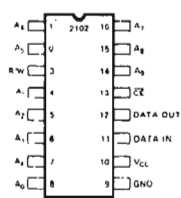
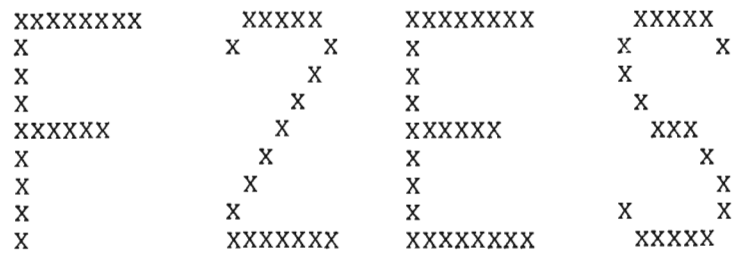


Fig. 2 - Brochage et schéma bloc de la mémoire 2102.



CETTE LONGUEUR DE MESSAGE PEUT ETRE TRANSMISE AVEC LA MEMOIRE RAM 585 QUI EST UNE TRANSPOSITION DE LA RAM I46 DECRIE PRECEDEMENT ET DONT LA CAPACITE EST TROP FAIBLE

Fig. 3. - Exemple de message mis en mémoire et répété trois fois.

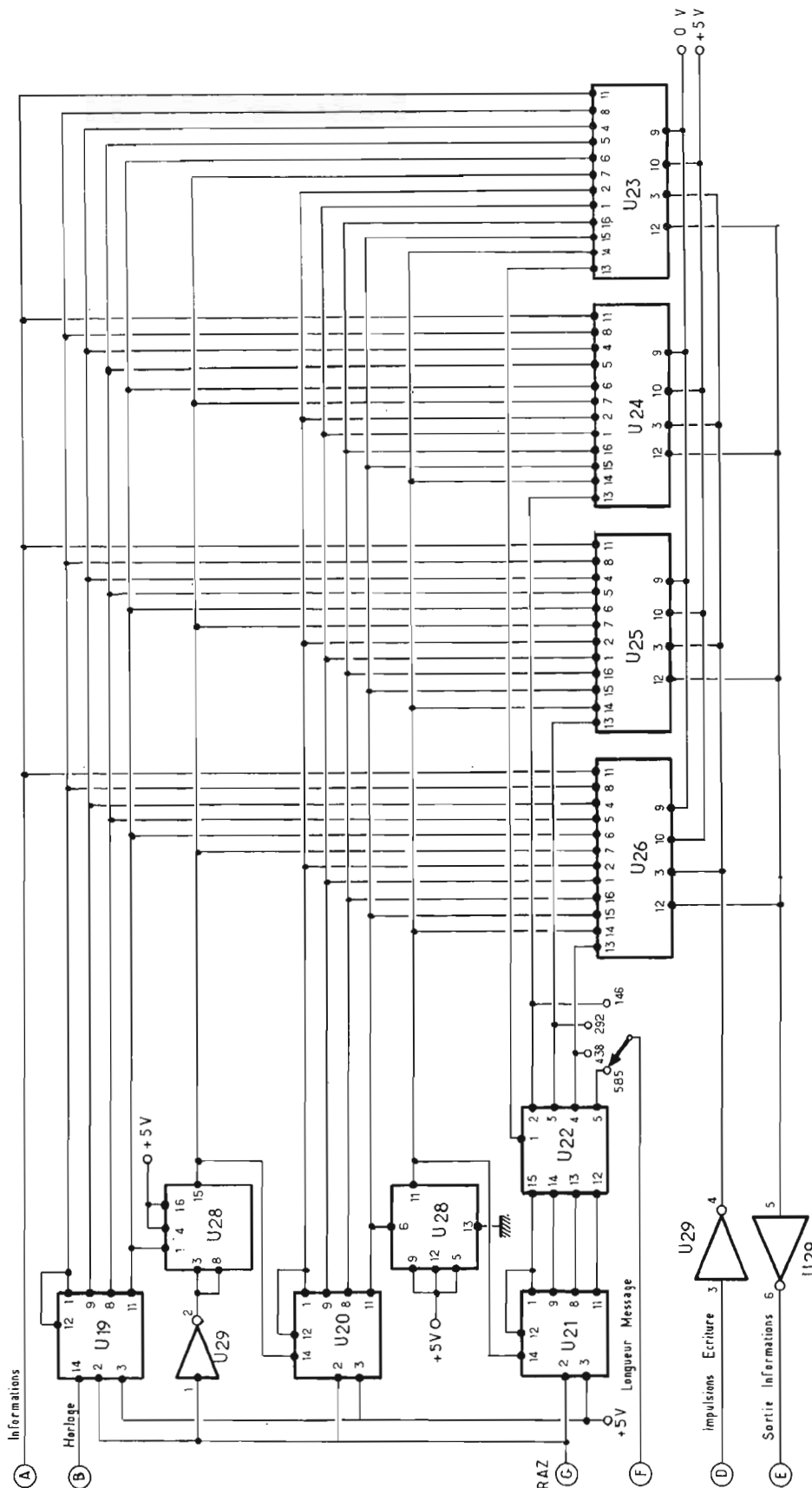


Fig. 1 - Circuits Mémoire de la RAM 585.

il a donc fallu prévoir un inverseur du type 7404. Ce circuit n'est pas utilisé seulement pour cette fonction puisque les impulsions d'écriture et de lecture sont de signe inverse (dans ce cas toutefois il est possible de supprimer la porte 4.5.6 de U₁₃ et d'appliquer le signal en sortie 8 de U₁₃ sur le point D). Enfin, il est nécessaire d'inverser le signal de remise à zéro (RAZ) appliqué aux 7493, le 7476 demandant un niveau 0 sur son entrée clear pour que sa sortie Q soit à 0 au début d'un comptage.

Pour le reste nous n'avons rien modifié, le fonctionnement de cette mémoire se révélant parfait dans toutes les conditions. Pour les essais, nous avons supprimé les quatre 1101A et monté les circuits intégrés supplémentaires sur des supports à wrapper installés sur un circuit standard percé au pas de 2,54 mm (fabrication MECACEL). Les liaisons ont été réalisées en wrapping sans attention particulière pour le passage des fils et les connexions nécessaires entre ce circuit et le circuit imprimé d'origine ne mesuraient pas moins de 20 cm. Aucun problème de couplage parasite ne nous est apparu au cours des essais.

Il semble donc possible, sans difficulté, soit de modifier le circuit imprimé s'il n'a pas encore été réalisé, soit de monter les circuits intégrés supplémentaires sur un circuit « appendice » dont les liaisons avec le circuit d'origine seront effectuées soit par des fils soit par l'intermédiaire des supports de circuits intégrés prévus initialement (ceci

Nomenclature de la figure 1

- U₁₉ - U₂₀ - U₂₁ = SN 7493
- U₂₂ = SN 7442
- U₂₃ - U₂₄ - U₂₅ - U₂₆ = mémoires 2102 (INTEL)
- U₂₈ = SN 7476
- U₂₉ = SN 7404.

Pour une
**FORMATION
TECHNIQUE**

**RIEN NE VAUT UNE ECOLE SPECIALISEE UNIQUEMENT
DANS LES CARRIERES TECHNIQUES**

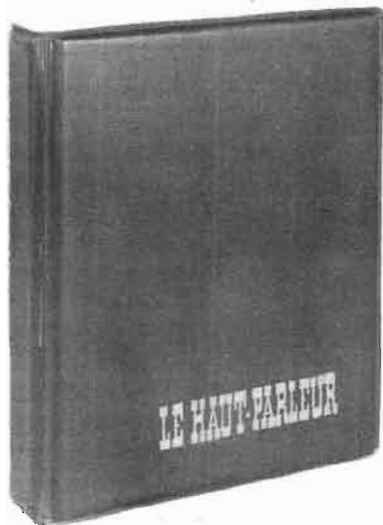
Electronique, Informatique, Electricité, Automobile, Radio, Télévision, Méca-
nique, Travaux du Bâtiment, Aviation, Chimie, etc...

**Demandez la brochure gratuite n°160 des préparations à
distance EXCLUSIVEMENT TECHNIQUES à :**

**Ecole Technique Moyenne et Supérieure de Paris :
94, rue de Paris. 94220 CHARENTON**

**ORGANISME PRIVE REGI PAR LA LOI DU 12.7.71, SOUMIS
AU CONTROLE PEDAGOGIQUE DE L'ETAT**

**CE MAGNIFIQUE
PORTE-CASSETTES
VOUS EST OFFERT**



**POUR TOUT ABONNEMENT
OU REABONNEMENT AU HAUT-PARLEUR
FRANCE : 125 F ETRANGER : 190 F**

**LE HAUT-PARLEUR
SERVICE ABONNEMENTS
2 à 12, rue de Bellevue 75019 PARIS**

***HAUTE FIDELITE - VIDEO
■ KITS et COMPOSANTS ELECTRONIQUES**

**HIFI un professionnel
JEAN COUDERT
au service de l'amateur exigeant**

*** 85 — ■ 180 bd. de la MADELEINE
06000 NICE tel: (93) 87.58.39**

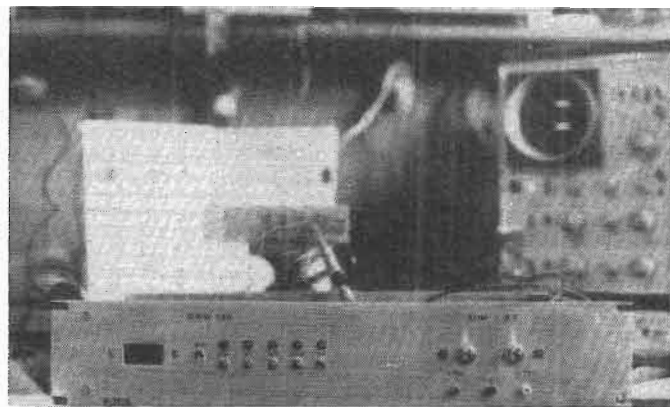


Fig. 4 - La RAM 146 montée dans un tiroir 19 pouces. La place disponible a été utilisée pour loger une alimentation + 5 V - 2 A et - 12 V, 2 A utilisable pour d'autres montages.



Fig. 5 - Circuit « appendice » des mémoires 2102.

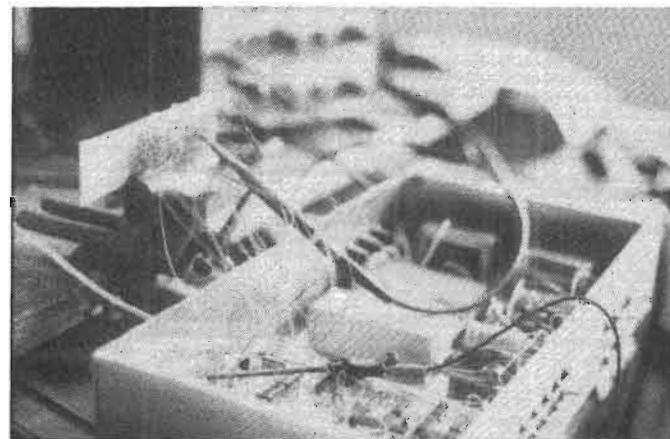


Fig. 6 - Montage sur table de la RAM 585 à partir de la RAM 146.

est effectivement réalisable pour la quasi totalité des liaisons, les quelques liaisons supplémentaires pouvant être effectuées au moyen de fils courts équipés de connecteurs monobroche).

Nous pensons qu'il s'agit d'une amélioration intéressante qui ne pourra que satisfaire les utilisateurs déjà nombreux de cette mémoire, aussi

nous sommes prêts à envisager la fourniture en kit de cet appendice ou de l'ensemble à ceux de nos lecteurs qui en feraient la demande à l'auteur directement ou par l'intermédiaire de cette revue.

J.-Cl. PIAT

LE VENT ET LES ANTENNES

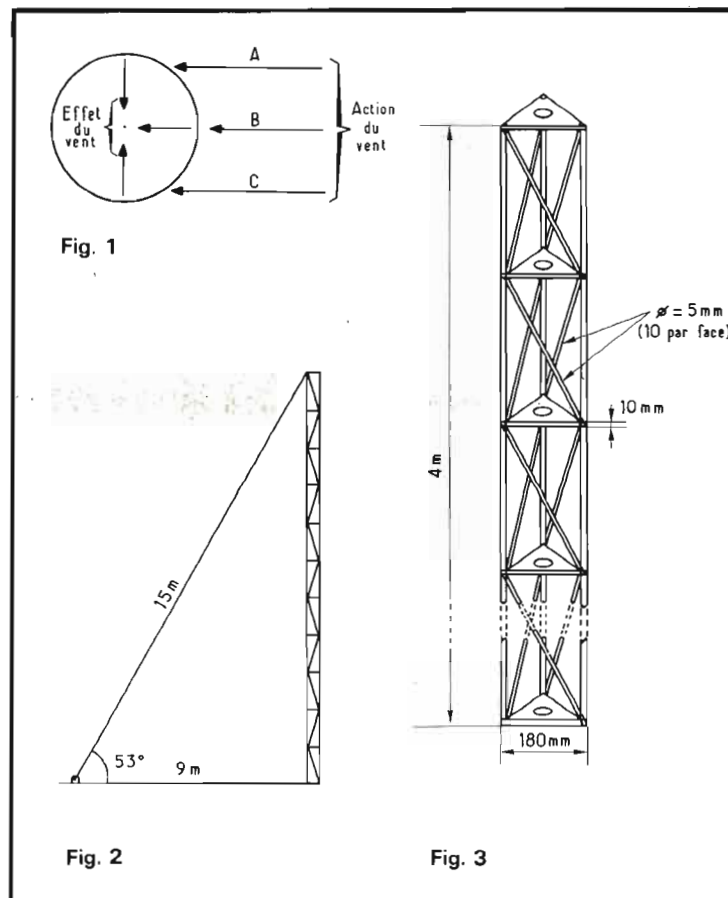
LORSQU'UN amateur réalise sa station ou l'équipe, il est toujours confronté, dans la phase finale, au problème de l'antenne chargée de rayonner l'énergie de l'émetteur. Si nous laissons de côté les antennes filaires tendues entre deux cheminées, deux arbres, voire deux mâts, c'est que le rôle du vent sur un fil est très faible, sinon négligeable. Par contre, des installations modernes d'antennes dirigées rotatives s'effectuent de plus en plus au sommet de mâts métalliques ou de pylônes d'acier. La conception et le montage d'une telle installation destinée à supporter un aérien doit en outre tenir compte de la résistance aux éléments naturels et en particulier au vent. Cette question importante n'a pas, à notre connaissance, fait l'objet du moindre développement dans des revues spécialisées et pourtant une parfaite assimilation est nécessaire pour établir le projet d'une telle installation. C'est probablement parce que l'amateur qui en fait les frais ne se pose aucune question à ce sujet et se fie entièrement à l'installateur. C'est aussi sans doute parce que les mouvements de l'air qui portent le nom de « vent » ne trouvent place pour aucune analyse dans nos revues techniques, qui ont bien d'autres sujets à traiter.

Ayant trouvé dans « Ham-Radio » (août 1974), sous la plume de J. Nagle (K4KJ), une étude très documentée sur la question de la résistance au vent d'un pylône, pouvant conduire à la réalisation totale de toute installation, nous en avons fait une traduction adaptée. Le problème des haubans est également abordé. En fait, le calcul de la poussée du vent est assez sim-

ple. On commencera par déterminer la surface développée des éléments du pylône et de la ou des antennes qu'il supporte et on distinguera deux cas, selon que l'installation est maintenue ou non par des haubans. Pour une meilleure compréhension du raisonnement à conduire et des calculs à entreprendre, nous procéderons à partir d'un exemple pratique.

CALCUL DE LA SURFACE DEVELOPPEE

Par ce terme, il faut comprendre la surface équivalente à l'ombre projetée des éléments constituant la tour, le mât ou le pylône à l'étude. Si ces éléments sont plats, la surface développée est équivalente à la surface réelle. Il n'en est pas de même pour une tige de section cylindrique. Observons pour nous en convaincre le schéma de la figure 1 qui représente un barreau soumis à l'action du vent. La plus grande force s'applique en B sur la partie axiale, cependant que les vecteurs A et C agissent d'autant moins qu'ils sont plus près de la tangente avec le cercle. Par ailleurs, leur résultante étant d'amplitude égale et de direction opposée s'annule. Seul le vecteur B se traduit par une force horizontale, appliquée au barreau et on démontre mathématiquement que cette force est proportionnelle à la surface projetée et non à la surface réelle exposée au vent. En réalité, la pression du vent sur un cylindre d'un diamètre donné n'est que les 2/3 de celle exercée sur une surface plate de même largeur, ce qui revient à dire qu'en fait ce sont seulement les 2/3 de la surface projetée qui sont à prendre en compte.



Venons-en maintenant à un cas pratique : soit un mât de 12 m, du type très répandu maintenant (Leclerc, Portenseigne, etc.) dont une section de 4 mètres est représentée figure 2. Ainsi qu'on peut le voir, l'ensemble est à section triangulaire de 18 cm de côté. Les arêtes du prisme sont constituées par des barreaux cylindriques de 20 mm de diamètre entretoisés par des éléments de 36 cm de long et 5 mm de diamètre et par des parties triangulaires équilatérales de 18 cm de côté et 1 cm d'épaisseur. La surface projetée de chaque élément cylindrique principal est donc : $2 \times 400 = 800 \text{ cm}^2$. Chaque face comportant deux montants identiques, on arrive pour deux nervures à $800 \times 2 = 1600 \text{ cm}^2$. A cela s'ajoute la surface des entretoises, soit 11 éléments de 18 cm de long et 1 cm de large d'une part, et 10 tiges de 38 cm de long et 5 mm de diamètre d'autre part, ce qui se traduit par une surface (réelle ou projetée), additionnée, de :

$$(18 \times 1 \times 11) + (38 \times 0,5 \times 10) = 388 \text{ cm}^2$$

La surface équivalente d'une face est donc de :

$$800 + 388 = 1188 \text{ cm}^2$$

ou $0,1188 \text{ m}^2$ pour un élément de 4 m

Le facteur de correction de 2/3 étant appliqué, on trouve

finallement une surface corrigée, approximative, de :

$$\frac{0,1188 \times 2}{3} = 0,0792 \text{ m}^2$$

que nous arrondirons à $0,08 \text{ m}^2$ pour alléger les calculs qui suivront.

Mais le mât à section triangulaire comportant une troisième arête et ses entretoises, il convient d'en tenir compte et d'appliquer le facteur de correction de 1,5 au résultat précédent, soit finalement une surface équivalente, présentée au vent de : $0,08 \times 1,5 = 0,12 \text{ m}^2$ pour un élément de 4 mètres.

FORCE RESULTANT DE L'ACTION DU VENT

Le problème est maintenant de déterminer quelle force développe le vent sur une surface donnée, de manière à en déduire l'effort supporté par le pylône pris comme exemple.

La pression du vent P en kilogrammes par mètre carré s'exprime par la formule :

$$P = 0,0075 V^2$$

dans laquelle V représente la vitesse en kilomètres/heure. On remarque que cette pression est proportionnelle au carré de la vitesse. En appliquant la troisième loi de Newton (action et réaction), cette formule exprime également la

résistance opposée par l'air à la pénétration d'un objet se mouvant à une vitesse donnée. C'est le cas, pour imager notre propos, d'une voiture en mouvement. Supposons un véhicule lancé à une vitesse de 60 km/heure et présentant une surface frontale de $2,5 \text{ m}^2$. Pour vaincre la résistance de l'air, supposé parfaitement calme, il doit développer une force de :

$$0,0075 \times 60 \times 60 \times 2,5 = 67,5 \text{ kg}$$

Supposons que la vitesse passe à $60\sqrt{2} = 85 \text{ km/h}$, la force de pénétration passe à :

$$0,075 \times 85 \times 85 \times 2,5 = 135 \text{ kg}$$

c'est-à-dire le double.

Il est facile de vérifier que si la vitesse du véhicule double, la force nécessaire à la pénétration quadruple. C'est ce qui explique que le rendement d'une voiture est supérieur aux vitesses moyennes et que la consommation augmente considérablement aux vitesses élevées.

Mais revenons à notre problème qui est notablement différent dans la pratique puisque, s'agissant du vent, on ne peut naturellement pas agir sur sa vitesse mais seulement résister à ses effets. Notre projet devra évidemment tenir compte de la vitesse des vents les plus violents soufflant dans la région. Une bonne valeur à laquelle on pourra se tenir dans toute la France, sauf peut-être dans les zones côtières, est une vitesse de pointe de 160 km/h qui présente déjà une bonne marge de sécurité. La charge du vent à cette vitesse exceptionnelle qui correspond à une forte tempête, mais dont on ne peut pas exclure le risque au moins une fois l'an, sous nos latitudes, est très voisine de 200 kg par mètre carré ($P = 0,0075 \times 160 \times 160 = 192 \text{ kg}$, exactement).

Si nous revenons à notre problème pratique, énoncé plus haut et arrêté au calcul de la surface à prendre en considération, nous déduisons que notre pylône, par section de 4 mètres, doit pouvoir sup-

porter une poussée horizontale de pointe de : $200 \times 0,12 = 24 \text{ kg}$, soit en supposant une répartition uniforme sur toute la longueur, une charge de :

$$24 : 4 = 6 \text{ kg par mètre}$$

Comme nous avons arrêté notre projet à un mât de 12 mètres, c'est à une force horizontale de $6 \times 12 = 72 \text{ kg}$ que l'ensemble de la tour sera soumis.

Si, pour des raisons de simplicité, nous avons choisi de dresser ce pylône sans haubans, il faut maintenant voir quelle va être l'effet de cette force qui tend à le renverser et déterminer les moyens propres à en assurer la stabilité.

En physique, une force qui a pour résultat le déplacement d'un objet prend le nom de **moment** et se définit par le produit de la force par la distance. Cette nouvelle notion s'exprime en kg/m ou en dynes/cm. Le calcul appliqué à une unité de 12 mètres de haut peut sembler délicat. En réalité, on démontre que, la force étant uniformément répartie sur la longueur, elle se traduit par le même moment que si la même force était appliquée uniquement en un point situé à moitié de la hauteur. Le moment M dans notre cas particulier sera :

$$M = 72 \times 6 = 432 \text{ kg/m}$$

C'est le moment déployé par l'action du vent sur la seule tour dans les circonstances les plus défavorables. Il n'est pas tenu compte de l'antenne. Supposons que celle-ci soit une Yagi 144 ou 432 MHz. La surface projetée, calculée comme précédemment, l'aérien perpendiculaire à la direction du vent, est négligeable. Mais il n'en va pas de même avec une antenne pour bandes décimétriques à plusieurs éléments. C'est encore un cas extrême : nous avons choisi la Hy-Gain 203 BA (3 éléments 14 MHz) pour prendre place avec son rotator en haut du pylône. Sa surface projetée, y compris le rotator est de $0,29 \text{ m}^2$, sur laquelle, à 160 km/h, se développe une force supplémen-

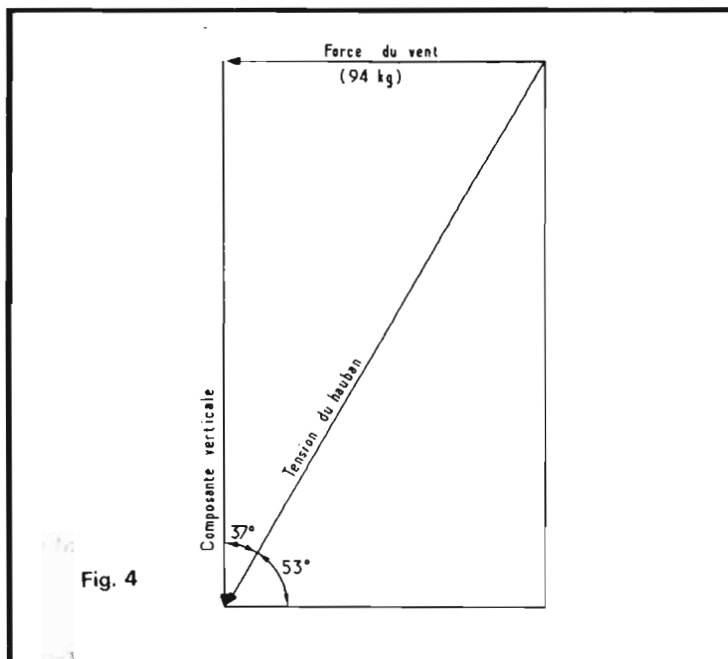


Fig. 4

taire de $200 \times 0,29 = 58$ kg qui produit un moment de $58 \times 12 = 696$ kg/m.

Cette dernière valeur s'additionne à celle déterminée pour le pylône pour donner finalement :

$$432 + 696 = 1128 \text{ kg/m}$$

Ceci peut être assimilé à une force de 1128 kg appliquée à 1 mètre du sol, à une force moitié moindre appliquée deux fois plus haut, à une force de 188 kg appliquée à mi-hauteur ou enfin de 94 kg appliquée au sommet, mais toujours dans le cas extrême d'un vent soufflant à 160 km/h. Il est évident que la fondation à réaliser, combinée à la résistance du sol, doit pouvoir s'opposer à la rotation du pylône autour de sa base.

HAUBANNAGE D'UN PYLÔNE

Le haubannage d'un pylône est souhaitable, toutes les fois qu'on dispose d'un espace suffisant mais il n'est pas certain que cette solution de sécurité soit toujours conciliable avec l'esthétique... voire les goûts du reste de la famille, ce qui, hélas, ne passe pas toujours par une analyse mathématique. Reprenons notre exemple précédent d'un pylône de 12 mètres et imaginons (fig. 3) un hauban fixé au sommet et prenant attache à 9 mètres du pied. La longueur de ce hauban se calculera par le théorème de Pythagore comme étant égale à

$$\sqrt{12^2 + 9^2} = 15 \text{ m}$$

L'angle au sol étant égal à :

$$\tan. \frac{40}{30} = 53^\circ \text{ environ}$$

Lorsque le vent est constant en direction, un seul hauban est nécessaire. Pour des raisons de simplicité, nous nous en tiendrons à cette hypothèse. Une telle disposition annule la force du vent au sommet mais la reporte vers la partie inférieure du pylône dont l'effort se trouve réduit à supporter le poids de l'antenne et ses propres structures ainsi que l'effort de ten-

sion du hauban. Puisque les deux extrémités sont maintenues, on peut donc admettre que leur effort est sensiblement divisé par deux en ce qui concerne le seul pylône, soit $72 : 2 = 36$ kg. La partie concernant l'antenne et son rotateur se rapporte uniquement au sommet du mât, soit 58 kg supplémentaires et donc 94 kg pour le sommet et 36 kg pour la base. La tension du hauban peut être calculée au moyen du vecteur de la figure 4 dans laquelle la composante horizontale est la force du vent soit 94 kg. Cette tension est égale à :

$$F_h = \frac{94}{\sin. 37^\circ}$$

Comme $\sin. 37^\circ = 0,6$ (arrondi)

$$F_h = 94 : 0,6 = 156,66 \text{ kg}$$

L'effort supplémentaire sur la tour, résultant de la présence du hauban, est :

$$F_v = \frac{94}{\tan. 37^\circ}$$

Comme $\tan. 37^\circ = 0,75$ (arrondi)

$$F_v = 94 : 0,75 = 125,33 \text{ kg}$$

En d'autres termes, pour un vent soufflant à 160 km/h, l'effort imposé au hauban sera de 156,66 kg et la charge supplémentaire imposée au pylône (dans le sens vertical) sera de 125,33 kg, c'est-à-dire une charge supérieure au poids d'un pylône classique. On remarquera qu'à des haubans plus longs correspond une charge, sur le pylône, inférieure. Si l'on arrivait à un hauban horizontal, la charge supplémentaire sur le pylône serait nulle. Par contre, le hauban supporterait intégralement la charge au vent.

Nous avons supposé un seul hauban, on s'en souvient, pour des raisons de simplicité. On peut estimer qu'avec deux haubans similaires, l'effort demandé à chacun serait moitié moindre. Mais ce n'est pas si simple. Prenons un cas très typique, fréquemment rencontré parce que judicieux

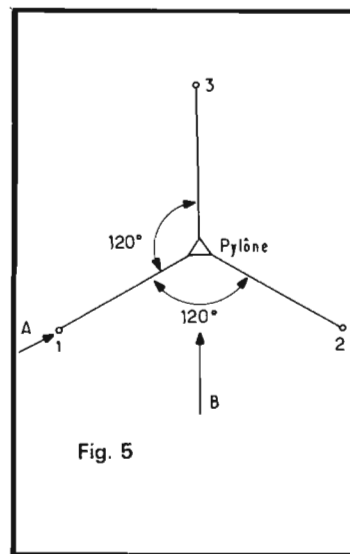


Fig. 5

(fig. 5). Notre pylône est stabilisé par 3 haubans écartés l'un de l'autre de 120° . Supposons que le vent souffle dans la direction A, c'est-à-dire celle du hauban N° 1, les haubans 2 et 3 sont totalement inefficaces et nous retrouvons le cas précédent. Si, par contre, le vent souffle dans le sens B, le hauban N° 3 ne sert à rien et la force du vent, appliquée au sommet (94 kg), est compensée par la tension des deux haubans, chacun supportant $94 : 2 = 47$ kg. La force horizontale dans le sens de chaque hauban est

$$F_h = \frac{47}{\cos 60^\circ} = 94 \text{ kg}$$

(en effet, $\cos 60^\circ = 0,5$).

Dans la pratique, l'emploi de haubans augmentant la charge au sol, le massif de béton qui sert de base au pylône doit être renforcé d'autant. Par contre, il est évident qu'un pylône haubanné résiste mieux à la tempête.

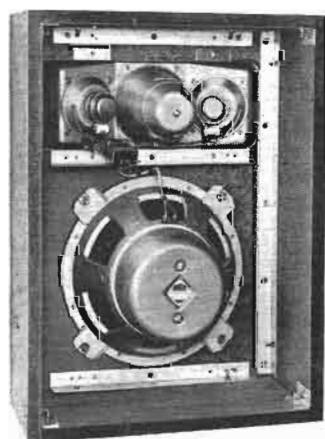
Pour conclure, nous attirons bien l'attention du lecteur sur le fait que les chiffres considérables et quelque peu effrayants correspondent à une situation tout à fait extrême. Les vents d'une telle violence sont extrêmement rares chez nous et ne se produisent, à la limite, que par pointes brèves. Ce qui est tout de même rassurant.

G 3037 ○○○

Que votre ampli soit faible (I W, 5) ou puissant



la célèbre combinaison



vous assure un rendement inégalé, avec une excellente musicalité et encaisse sans effort

30 WATTS EFFICACES

4 Haut-Parleurs :

- . 1 Boomer 300 mm
- . 1 Médium à compression
- . 2 Tweeters 100 mm

Monté dans une armature en aggloméré qui s'habille aisément de bois ou de tissu (facilement agrafable).

Dimensions : 600/450/200 mm

Livrable en 4 et 8 ohms, à un prix . . . agréable.

Bon à découper -----

NOM _____

Adresse _____

désire recevoir 1 documentation

SIMET

société internationale de matériel électronique et technique
26, rue Etienne Marcel 75002 PARIS Tél. 508.40.46 et 41.44

deno

Robert PIAT (F3XY)