6 f
LIIe ANNÉE - N° 1606 - DU 23 JUIN 1977

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

ISSN 0337-1883

ARGUS DE L'OCCASION

SON TÉLÉVISION RADIO ÉLECTRONIQUE

- RÉALISATIONS
- BANCS D'ESSAI
- INITIATION A L'ÉLECTRONIQUE
- Sommaire détaillé page 3

Centre de Contrôle Hi-Fi RCS-X 1000.

SETTON
Towards perfection

SUISSE : 3 FS • ITALIE: 1000 L • ESPAGNE: 125 PTS • CANADA: 1,25 $ • ALGÉRIE: 6 DIN • TUNISIE: 600 MIL

avec

power

diffusion

un équipement disco de qualité pour un mini-budget

discothèque... soirée privée... audiovisuel... sonorisation d'ambiance...

oir pages 8 et 9

power *diffusion* **Mixage MPK 502, Equalizer TPK 310 et Ampli APK 240 S.**

Documentation et tarif sur demande à
COMEL - 6, rue R. Dubost
92230 Gennevilliers - Tél. 793.65.12

Pour la Belgique : DELTA EQUIPMENT
Rue de Calevoët 112-1180 Bruxelles
Tél. 376.60.35

LE HAUT-PARLEUR

sommaire

Exemplaire complet.

JOURNAL HEBDOMADAIRE

Fondateur : J.-G. POINCIGNON
Directeur de la publication : A. LAMER
Directeur : H. FIGHIERA
Rédacteur en chef : A. JOLY

LE HAUT-PARLEUR HEBDOMADAIRE

couvre tous les aspects de l'électronique avec ses éditions spécialisées :
(1) LE HAUT-PARLEUR Vulgarisation avec l'argus de l'occasion.
(2) LE HAUT-PARLEUR SONO Light-Show Musique. La sonorisation des orchestres et des salles de spectacle.
(3) LE HAUT-PARLEUR Edition Générale Vulgarisation. Son Télévision Radio Electronique Audiovisuel.
(4) LE HAUT-PARLEUR Electronique Pratique.

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

Direction-Rédaction :
2 à 12, rue Bellevue - 75019 PARIS
C.C.P. PARIS 424 19

ABONNEMENT D'UN AN COMPRENANT :

46 numéros avec en supplément
2 numéros spécialisés
Haut-Parleur Spécial Audiovisuel
Haut-Parleur Spécial Radiocommande

FRANCE..... 160 F
ETRANGER..... 225 F

ATTENTION ! Si vous êtes déjà abonné, vous faciliterez notre tâche en joignant à votre règlement soit l'une de vos dernières bandes-adresse, soit le relevé des indications qui y figurent.
✦ Pour tout changement d'adresse joindre 1 F et la dernière bande.

SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS RADIO-ÉLECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES
Société anonyme au capital de 120 000 F
2 à 12, rue Bellevue - 75019 PARIS
Tél. : 200.33.05

Page

B.F. Technique générale – HiFi

- La HiFi pratique : Correction acoustique par bande d'octave – Analyseur en temps réel **SHURE M 615 AS** – Correcteur par octave **SHURE SR 107**.. 129
- La table de lecture **LENCO 830 DD** 141

Radio T.V. – Technique générale

- Haut-parleurs de luxe pour voitures : JENSEN TRIAXIAL - PIONEER 165 23
- L'autoradio PHILIPS AC 860 26
- Mesures et vérification des tuners FM..... 145

Electronique – Technique générale

- TEXAS INSTRUMENTS : Vers la calculatrice du futur..... 20
- Détermination des éléments utilisés dans les montages..... 62
- La distorsion d'intermodulation transitoire..... 109
- Pour en savoir plus sur la contre-réaction et la stabilité..... 111
- Les nouveaux systèmes de transmission téléphonique des images : Téléphonie et visiophonie..... 131
- La télédistribution : LES ISSAMBRES 140

Réalisations

- Pédales d'effets très spéciaux : Double trémolo et modulateur en anneau . 40
- Récepteur de contrôle pour signaux horaires..... 46
- Etude et réalisation d'amplificateurs mono/stéréo..... 49
- Chenillard programmable antiparasité et indéfiniment extensible..... 99
- Réalisez le plus simple des contrôleurs de circuits 105
- Pour vos montages alimentés sur piles : Un testeur de décharge..... 107

- **L'Argus des appareils d'occasion**..... 67

Mesure – Service

- A propos des capacimètres numériques : Mesure des capacités par les phénomènes de charge des condensateurs..... 58
- En kit : Le distorsiomètre HEATHKIT IM 5258 114

Divers

- Info Nouveautés 16
- Boîte d'expérimentation **PHILIPS** 137
- Courrier technique..... 147
- Petites annonces..... 155

Copyright - 1977
Société des Publications radioélectriques et scientifiques

Dépôt légal : 3e trimestre 77
N° éditeur : 366
Distribué par « Transport Presse »

OJD DIFFUSION · PUBLICITÉ 1976
Commission Paritaire N° 56 701

PUBLICITE

Pour la publicité et les petites annonces, s'adresser à la

SOCIETE AUXILIAIRE DE PUBLICITE
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS
Tél. : 285.04.46 (lignes groupées) C.C.P. Paris 3793-60

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

MARTEC UNE NOUVELLE SOCIÉTÉ SUR LE MARCHÉ DES MICROPROCESSEURS ET DE LA MICROPROGRAMMATION

La société MARTEC (Marketing et Technique) dont l'activité principale à l'heure actuelle est la distribution des produits MOSTEK, a été créée en février dernier.

Installée à Boulogne, elle se destine à l'étude de marchés et au développement des ventes de matériel de technique avancée dans le domaine de l'électronique tels que mémoires, microprocesseurs, composants périphériques.

Pour M. J. Lambert, directeur de MARTEC, la distribution de MOSTEK en France devrait faciliter la pénétration de la société dans le marché de la micro-informatique. Les résultats du premier trimestre sont déjà très encourageants.

Le lancement récent du microprocesseur « monochip » 3870 par MOSTEK devrait accélérer encore la progression de MARTEC d'ici la fin de l'année.

En liaison avec MOSTEK, MARTEC organise régulièrement des séminaires en particulier sur les microprocesseurs F8 et Z80 que fabrique, en seconde source, MOSTEK.

Dans l'optique de proposer à sa clientèle une gamme homogène de produits, MARTEC prendra au cours de l'année de nouvelles représentations ou distributions de marques.

RECTIFICATIF

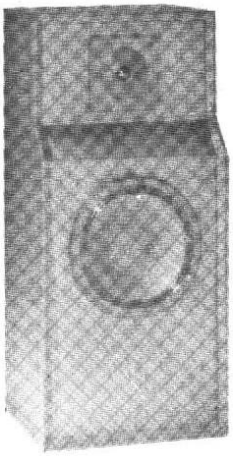
Dans le numéro 1602, page 67, la légende de la figure 8, se rapportant à la construction d'une enceinte acoustique à partir d'éléments Siare, comporte :

- Une erreur : C1 = C2 = 12 μF et non pas 2 μF.
- Un oubli : C3 = C4 = 2,2 μF.

Que nos lecteurs veuillent bien nous en excuser.

CABASSE

Cabasse vient de mettre au point une nouvelle enceinte, le Brick, qui est caractérisé par le fait que c'est une enceinte à deux haut-parleurs dont l'un, le haut-parleur d'aigu, est à dôme. De plus, l'enceinte, elle-même, a été spécialement étudiée pour une très bonne mise en phase acoustique des haut-parleurs graves et aigus.



EQUIPEMENT

Haut-parleur grave : 21020 / 21 cm / cône / 21K16

Induction : 1,10 teslas ; flux : 0,54 milliwebers ; poids : 0,900 kg ; suspension ; sandwich vinylique ; bobine mobile : 26 mm de diamètre ; puissance : 40 W ; gamme de fréquence : 45 à 10 000 Hz

Haut-parleur aigu : 3000 / 2,5 cm / dôme / DOM3

Induction : 1,75 teslas ; flux : 0,39 milliwebers ; poids : 1,420 kg ; bobine mobile : 20 mm de diamètre ; puissance : 20 W ; gamme de fréquence : 4000 à 20 000 Hz.

Filtre passif : f_T 6500 Hz/20480.

CARACTÉRISTIQUES

Puissance admissible : 40 W (DIN 45573)

Efficacité (bruit blanc) : 93 dB pour 1 W mesuré à 1 m

Réponse en fréquence : 70-20 000 Hz ± 4 dB

Impédance nominale : 4 ou 8 Ω.

PHILIPS

La nouvelle chaîne compacte hifi SX 6967 possède pour la partie tuner deux gammes d'ondes, la FM et les GO. Son amplificateur a une puissance de sortie de 2 + 25 watts, avec 4 sorties haut-parleurs et 2 sorties pour ambiophonie. La table de lecture est équipée d'une tête magnétique.

Le magnétophone dispose de deux limitateurs de bruits (DNL et DOLBY), l'arrêt de la cassette est automatique en fin de bande.

Notre couverture

SETTON Centre de contrôle Hi-Fi RCS-X 1000

Le RCS-X 1000 Setton, un nouveau concept Hi-Fi : la commande à distance de l'amplification et de la réception sur une chaîne Hi-Fi.

A conception nouvelle, présentation inédite : un pupitre et une boîte noire reliés par un câble multiconducteur plat. Le pupitre comporte toutes les commandes ; le câble, conçu pour se loger sous les tapis et moquettes, conduit à la boîte noire ; celle-ci contient tous les circuits qui peuvent être séparés des commandes, les connecteurs, d'entrée et de sortie, l'alimentation générale et les circuits de protection.

Quant aux performances du RCS-X 1000, elles sont remarquables :

Partie pré-ampli :

— distorsion totale : 0,03 %
— réponse en fréquence :
- phono (RIAA) 20 Hz à 20 KHz
- entrées linéaires 10 Hz à 50 KHz

— rapport signal/bruit :
- phono 70 dB
- entrées haut niveau 90 dB

Partie F.M. :

— bande de fréquences 87,5 à 108,5 MHz
— sélectivité à 300 KHz 71 dB
— distorsion (1 KHz stéréo) 0,2 %
— rapport signal/bruit 72 dB (mono) 65 dB (stéréo)

SETTON & Company - 88, av. du Gal Leclerc - 92100-BOULOGNE BILLANCOURT

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

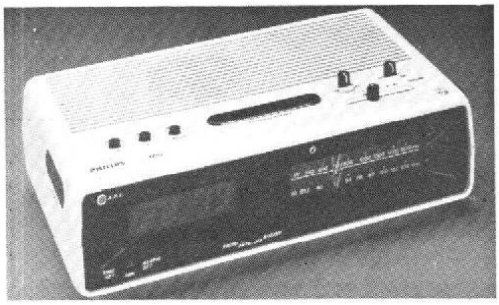
Radio
Sensibilité : en AM : 7,0 μV pour 26 dB S/N. En FM : 2,0 μV pour 26 dB S/N.
Sélectivité : en FM : 58 dB à 300 kHz.
Performances FM : distorsion < 0,2 % pour déviation de 40 kHz. Atténuation fréquence pilote : > 40 dB à 19 et 38 kHz. Diaphonie : > 40 dB à 1 000 Hz.

Table de lecture
2 vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.
Fluctuations totales : < 0,14 %.
Ronronnement : – 40 dB (DIN A), – 60 dB (DIN B).

Magnétophone cassette
Utilisable avec cassettes Fe_2O_3 et CrO_2.
Fluctuations totales : < 0,2 %.
Rapport signal/bruit : > 55 dB avec bande CrO_2 ; avec Dolby : > 62 dB avec bande CrO_2.

Amplificateur
Puissance de sortie : 2 x 25 W efficaces sur 4 ohms D < 1 %. Distorsion < 0,1 % pour 2 x 20 W efficaces
Courbe de réponse : 30 à 25 000 Hz ± 1,5 dB
Rapport signal/bruit : > 70 dB
Diaphonie : > 40 dB à 1 000 Hz
Dimensions : H. 152 x L. 640 x P. 420 mm.

Le radio réveil AS 462 a un cadran horaire à affichage digital. Le réglage de l'intensité lumineuse de ce cadran est automatique. Un signal avertisseur prévient de l'heure correcte après une interruption de secteur.

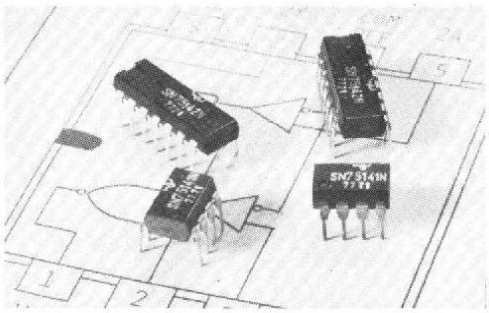


CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

Gammes d'ondes : GO et FM
Antennes : cadre ferrite pour GO, fil incorporé pour FM
Haut-parleur : diamètre 7,5 cm ; impédance 8 ohms
Puissance électrique : (± 1 dB : D = 10 %) 500 mW en régime sinusoïdal continu
Consommation : 8 watts maxi
Pendule : électronique. Affichage digital. Chiffres de 13 mm
Dimensions : 280 x 85 x 160 mm.

NOUVEAUX RÉCEPTEURS DE LIGNE TEXAS INSTRUMENTS

Ces nouveaux produits, désignés SN 55/75 141, SN 55/75 142 et SN 55/75 143, ont été développés pour être utilisés dans les applications à lignes partagées ou à bus de données. Ils disposent d'une ou plusieurs tensions de référence, ajustables de 1,5 à 3,5 volts dans le but d'accroître la marge d'immunité au bruit du système ; leur sensibilité est de ± 100 mV et ils ne nécessitent qu'une seule source d'alimentation de 5 volts ; les entrées d'échantillonnage ainsi que les sorties sont compatibles avec la TTL ; le courant d'entrée est inférieur à 100 microampères (haute impédance d'entrée).



Le SN 55/75 141 est un double récepteur de ligne avec une seule broche pour la tension extérieure de référence, commune aux deux circuits. La commande d'échantillonnage est aussi commune aux deux récepteurs. L'étage d'entrée de chaque circuit est protégé par des diodes de blocage pour éviter la surcharge de la ligne en cas de suppression de l'alimentation.

Le SN 55/75 142 est un double récepteur de ligne équipé de deux broches séparées pour les tensions extérieures de référence. Il dispose également d'une référence interne de 2,5 volts.

Le SN 55/75 143 est identique au SN 55/75 142. De plus il est équipé d'une protection des étages d'entrée en cas de suppression de l'alimentation.

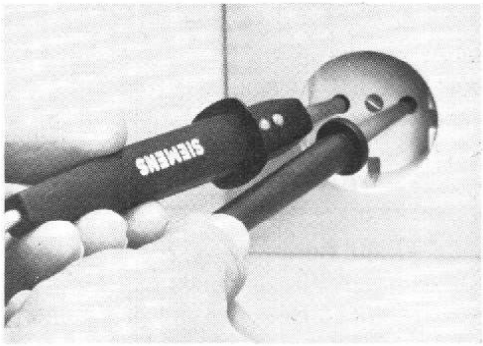
Les dispositifs SN 55141, SN 55142 et SN 55143 sont donnés pour fonctionner de – 55 °C à 125 °C ; ils sont disponibles en boîtier enfichable en céramique. Les dispositifs SN 75141, SN 75142 et SN 75143 fonctionnent de 0 à 70 °C ; ils sont présentés en boîtier enfichable en céramique ou en plastique.

THERMISTANCES CTP POUR CONTRÔLEURS DE TENSION

Les diodes luminescentes remplacent les lampes fluorescentes.

Pour contrôler rapidement la phase, on se contentait jusqu'ici d'un tournevis à manche jaune transparent doté d'une lampe fluorescente. Siemens présente un testeur de tension avec thermistance CTP incorporée convenant pour 4,5 à 380 V et capable de différencier la tension continue de la tension alternative grâce à deux diodes électroluminescentes. A l'encontre des contrôleurs de phase classiques dont les applications sont limitées à la tension secteur et à la basse tension, ce nouveau testeur indique également la polarité.

Le contrôleur de tension présenté par Siemens comporte deux bornes noires reliées par un fil de 60 cm de long. Deux manchons rouges en matière plastique ne laissent apparaître que les points de contrôle dénudés. L'une des bornes comporte une thermistance CTP en céramique spécialement conçue dans ce but (P 5330 - B 405) mise en série avec deux diodes électroluminescentes montées tête-bêche, thermistance qui limite rapidement la valeur maximale du courant de contrôle, quelle que soit la tension.



Lorsque les deux diodes émettent de la lumière, la tension observée est alternative. La plage couverte va de 4,5 à 380 V et les caractéristiques de la thermistance CTP rendent toute résistance série superflue, résistance qui était indispensable dans les contrôleurs de phase à lampe fluorescente pour assurer l'adaptation aux diverses gammes de tension. En outre, le nouveau testeur est en mesure d'indiquer la polarité d'une tension : une diode est affectée du signe plus, l'autre du signe moins, ce qui permet de détecter plus rapidement les erreurs lors des mesures électriques sur les voitures..

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

ACCÉLÉROMÈTRE POUR ENVIRONNEMENTS SÉVÈRES

Bruel et Kjaer présente un nouvel accéléromètre qui a les caractéristiques nécessaires pour faire face aux conditions d'environnement peu favorables rencontrées sur de nombreuses machines industrielles.

Spécialement conçu pour l'installation permanente dans les systèmes de surveillance des vibrations aux points critiques d'une chaîne de production, le 8310 peut tolérer une température permanente montant jusqu'à 400 °C et d'importantes doses de radiations nucléaires sans modification notable de ses caractéristiques. Sa sortie symétrique isolée élimine les problèmes de boucle de masse et les difficultés souvent présentées par les interférences électromagnétiques lorsqu'on opère au voisinage de grosses machines électriques. Il est entièrement scellé et doté d'un câble intégré de 3 m de long, à gaine d'acier inoxydable, ce qui garantit un fonctionnement sans problèmes, même dans les pires conditions de poussière et d'humidité.

Cet accéléromètre existe également, sous la référence 8308, avec un connecteur à fiche au lieu du câble intégré. Les deux accéléromètres ont une sensibilité Uni-Gain de 1 pC/ms^{-2} (10 pC/g) ± 2 % et une fréquence de résonance de 30 kHz, ce qui donne une gamme de fréquence utile de 1 Hz-10 kHz (limite à + 10 %).

COMMUTATEURS ROTATIFS À CLE

La société Lorlin, représentée par Bicel, qui commercialisait déjà des commutateurs rotatifs à clé, vient de créer un nouveau modèle à sécurité accrue, c'est-à-dire, équipée d'une clé Kaba dont le nombre de possibilités différentes est supérieure au million.

En outre, on peut désormais obtenir une version à deux circuits, deux positions (réf. KS 51 S) ayant un ressort de rappel, c'est-à-dire que la deuxième position n'est établie qu'en maintenant la clé et que celle-ci ne peut donc se retirer qu'à la position repos.

SUPPORTS DE COMPOSANTS

Jermyn annonce la sortie d'une gamme de supports de composants conçue pour le montage mécanique d'une vaste gamme de produits à sorties axiales en mode horizontal ou vertical. Ils offrent une protection contre l'échauffement du soudage et les courts-circuits dus à la proximité de composants environnants.

En position verticale, ils réduisent la place prise par un circuit imprimé d'environ 44 %.

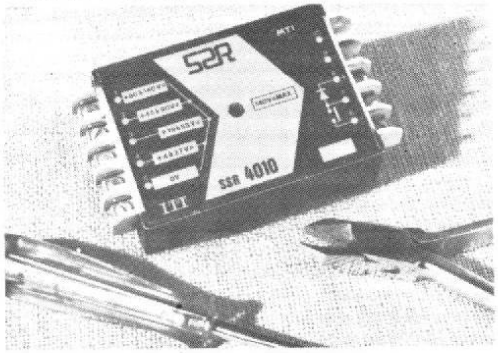
Tous ces supports de composants possèdent des trous d'insertion facile et acceptent toute forme de broche.

Ils sont en polyester moulé, matériau pouvant fonctionner à 150° C et compatible avec la température de surface de résistance fonctionnant dans des conditions de dissipation thermique maximale.

NOUVEAU RELAIS STATIQUE CONTINU / CONTINU

La Division Relais MTI à Meaux, lance un nouveau relais statique le SSR 4010.

En voici les caractéristiques principales :
Circuit de sortie :
Tension d'utilisation : 140 V = max
Courant maxi permanent : 8 A
Charge selfique L/R : 50 ms
Rigidité diélectrique d'essai : Entrée/sortie : 1 500 V ≃ eff ou = ; Entrée sortie /Boitier : 2 200 V≃ eff.
Températures ambiantes : – 20°C + 70 °C



En ce qui concerne son raccordement, ce relais est prévu à visser par cavalier ou à clips 6,3 par élimination du cavalier.

Son encombrement est de 102 x 72 x 26 mm.

SONY RADIO-CASSETTE CF270 L

LE CF 270 L est équipé d'une radio à 4 gammes : FM/GO/PO/OM. Enceinte à deux voies dont le HP grave mesure 16 cm et le HP aigu, 5 cm ; elle procure des graves riches et profonds et des aiguës claires et nettes.

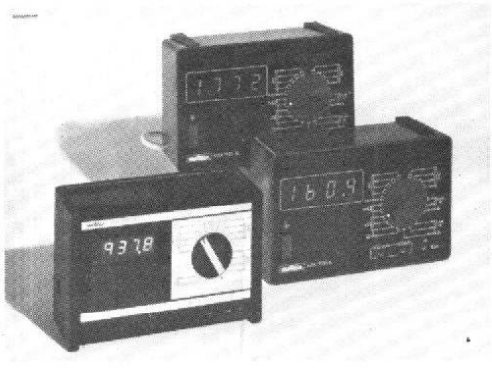
— Moteur CC à servocommande procurant une excellente précision de la vitesse de bande.
— Puissance de sortie de 3 watts.
— Système d'enregistrement par un seul bouton.
— Commutateur permettant l'écoute de la radio au lit.
— Ecoute agréable aux faibles niveaux grâce au commutateur d'enveloppe sonore.
— Commandes séparées de tonalité grave et aigüe.
— Arrêt instantané par le bouton de pause, sans déconnecter le bouton de mode.
— Mise hors-circuit automatique pour arrêter le mécanisme en fin de bande dans les modes d'enregistrement et de lecture.
— Avance et retour rapide.
— Commande automatique du niveau d'enregistrement Sony-O-Matic recherchant le niveau optimum.
— Microphone électrostatique électret incorporé.
— Compteur de bande à 3 chiffres.
— Indicateur de niveau d'enregistrement / syntonisation / durée des piles.
— Double alimentation électrique.

DEUX NOUVEAUX MULTIMETRES NUMERIQUES METRIX

La division Instrumentation Metrix à Annecy, membre du G.I.E. Instruments et Composants ITT, annonce la sortie de deux nouveaux multimètres numériques, les modèles MX 708 et MX 737.

Le MX 708 offre une **précision de base de 0,1 %,** contre 0,5 % pour le MX 707, dont il possède par ailleurs, la présentation

et les qualités : 2 000 points, mesures de 100 μV = à 1 2 00 V =, de 5 mV $\simeq$ à 600 V $\simeq$, de 100 mΩ à 20 mΩ, de 10 μA $\simeq$ à 10 A $\simeq$ (20 A $\simeq$ pendant 30 s), grands afficheurs LED 16 mm, regroupement des entrées, commandes et affichages sur la plus grande face pour une grande clarté et simplicité d'emploi, boîtier qui ne dérape pas sur la table lorsqu'on manœuvre le commutateur, protection statique 220 V $\simeq$ sur tous les calibres Ω sans fusible.



Le MX 737. Multimètre portatif de précision à **10 000 points,** il est alimenté par accumulateurs NiCd. Instrument portatif, et par conséquent soumis à un environnement bien plus agressif qu'un multimètre de table, il a été conçu pour rester opérationnel en toutes circonstances.

Son boîtier comporte un pare-chocs en acier gainé de mousse à peau, souple (il peut tomber d'une table sans dommage). La protection en Ω a été portée à 380 V $\simeq$, sans fusible. Le shunt universel à 3 calibres est logé dans un tiroir amovible, de telle sorte que le chemin des courants et surintensités accidentelles ne traverse en aucun cas les circuits et commutateur de l'instrument lui-même. Cette disposition permet par ailleurs, un échange rapide des 3 fusibles, dont 10 rechanges sont fournies pour chaque modèle.

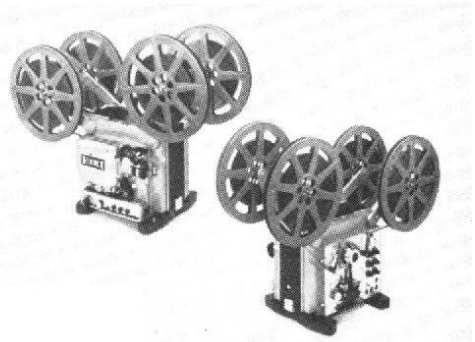
Avec une **précision de base de 0,05 %,** le MX 737 couvre une étendue de mesure de 100 μV $\simeq$ à 1 000 V = de 500 μV $\simeq$ à 700 V $\simeq$, de 100 mΩ à 10 MΩ, de 100 μ A $\simeq$ à 10 A $\simeq$. En plus des accessoires classiques (sondes HT et THT, pinces ampèremétriques, shunts, etc...) le MX 737 peut être complété d'un tiroir faibles courants (100 nA à 10 mA) et, disponibles prochainement, d'un tiroir dB pour télécommunications (+ 10 à - 70 dB, 400 à 3 500 Hz), d'une sonde de température et d'une sonde de mémorisation automatique.

NOUVEAUX PROJECTEURS 16 mm DOUBLE BANDE CHEZ EIKI

La technique d'enregistrement, de report et de projection **double bande** n'est pas nouvelle et si elle n'est pas toujours très connue de tous ceux qui s'intéressent au 16 mm, elle est en tout cas utilisée par tous les professionnels.

Depuis deux ans, Eiki a sorti une ligne de projecteurs **double bande,** en relation avec ses projecteurs, ou adaptables.

Les « adaptateurs » et les « projecteurs compacts » **double bande** sont maintenant équipés de la nouvelle platine B qui se caractérise par une nouvelle unité de préamplification aux performances élargies et d'un système de régulation mécanique (débiteur) d'un type nouveau assurant une stabilité de vitesse encore supérieure et un taux de fluctuation réduit. Ces platines prennent la dénomination **DB1 type B** pour le modèle **lecture seule** et **DB2 type B** pour le modèle **lecture et enregistrement.**



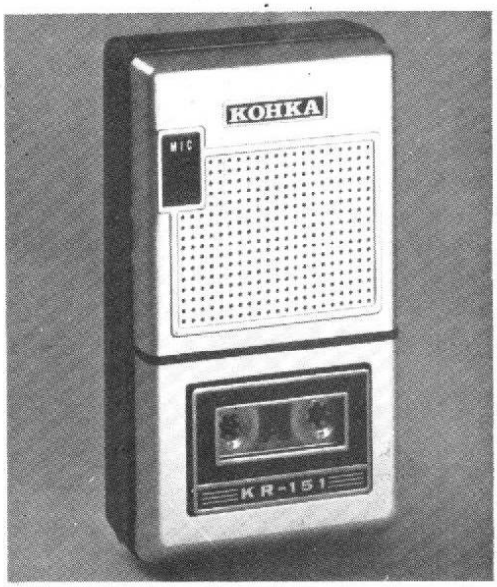
Le projecteur Xénon EX 2000 A est maintenant livrable en version « compact » (monobloc) équipé de l'une ou l'autre des deux platines double bande décrites ci-dessus.

DICTAPHONE DE POCHE KOHKA

Kohka était déjà connu par ses petites caméras Super 8. Il vient de lancer un dictaphone de poche.

CARACTÉRISTIQUES

Dimensions : 123 x 72 x 30 mm
Microphone : incorporé, prise pour micro extérieur
Enregistrement : à régulation automatique du niveau
Poids (complet) : 325 grammes, complet en état de marche
Prise pour écouteur individuel : fournie avec l'appareil
Cassette : micro-cassette standard
Autonomie : 30 minutes (15 minutes sur chaque face)

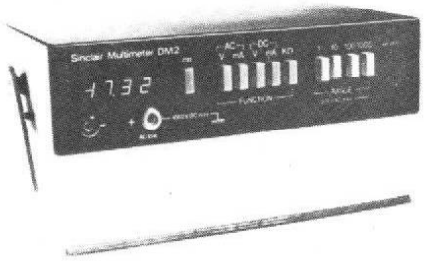


Puissance de sortie : 100 mW
Haut-parleur : 80 ohms incorporé ; prise pour H.-P. extérieur
Alimentation : 1 pile 9 volts UCAR 1222 ou équivalent
Livré avec étui de protection.

SINCLAIR

Tekelec-Airtronic vient de se voir confier la représentation de la firme britannique Sinclair.

Spécialisée dans la fabrication de calculatrices de poche et de téléviseurs miniatures, Sinclair présente sur le marché un multimètre numérique : DM2.



Malgré son prix, il offre un grand nombre d'avantages : affichage LED 8 mm, polarité automatique et dépassement, précision 0,3 % ± I digit, 5 fonctions.

Cet appareil existe en version alimentation par piles, batterie ou alimentation secteur.

TEXAS INSTRUMENTS : vers la calculatrice du futur...

LA calculatrice électronique évoluerait-elle ? Ce qui est certain, c'est que les calculatrices sont de plus en plus sophistiquées, la calculatrice simple à quatre opérations disparaît pour faire progressivement plâce à des modèles avec mémoire, pourcentage, parfois l'extraction automatique des racines, bref, des calculatrices qui deviennent réellement utilisables pour 90 % des opérations de la vie courante.

Le taux d'équipement maximal est encore loin d'être atteint en France ou il est d'environ 20 % des foyers alors que les Etats-Unis en sont pratiquement arrivés à un taux de saturation. Maintenant l'évolution se fait vers une calculatrice plus complexe, une calculatrice adaptée à des besoins bien spécifiques.

Texas Instruments présentait récemment dans le monde entier sa nouvelle politique en matière de calculatrice et à cette occasion montrait les produits les plus marquants de sa nouvelle gamme, une gamme qui couvre tous les domaines d'utilisation. En plus de cette gamme de calculatrices, Texas confirme sa position dans le domaine de la montre électronique en présentant des produits d'un prix très abordable, en allongeant la durée des piles dans un rapport de 1 à 2, en introduisant les indicateurs à cristaux liquides.

Texas lance également un système de télécommunications dans la « bande des citoyens » autorisée aux Etats-Unis, un système possédant 40 canaux, piloté par deux micros-ordinateurs, autorisant des appels sélectifs, aux réglages pilotés par l'électronique, bref utilisant au maximum les possibilités de synthèse et de perfectionnement que permet l'électronique, à condition que les quantités produites soient suffisantes pour rendre le produit accessible. Ici, nous avons même un affichage digital du TOS ! Fonctionnant en BLU, en MA, filtrage par dispositifs CCD (couplage de charges). Il pourrait être adapté au marché français en réduisant le nombre des canaux à 12 et en réduisant la puissance à 3 W. Son usage serait alors exclusivement professionnel, et pratiquement réservé aux médecins qui pourraient ainsi rester en contact permanent avec leur cabinet. Un perfectionne-

ment inimaginable il y a quelques années.

Passons à la calculatrice qui, comme nous allons le voir évolue. Quelques échantillons représentatifs ont été présentés, la gamme est en réalité plus vaste, des modèles intermédiaires assurant la continuité entre les petits et les gros modèles.

Première catégorie de produits, les calculatrices aux chiffres verts. TI 1025 et 1050. Alimentée par piles 9 V ou alimentation externe secteur, cinq fonctions plus mémoire, racine carrée et système complet d'arithmétique en mémoire pour la TI 1050.

L'extra plat est pratique, nous connaissons les produits japonais, cette fois Texas présente une 1750 dont l'autonomie est de 2 000 heures. Bien entendu, l'affichage est confié à des cristaux liquides. Pour 175 F vous aurez la mémoire dynamique à quatre touches, les calculs de taxe de remise, de taux d'intérêt, de racine carrée et de pourcentage.

Ces modèles sont d'un type classique mais marquaient l'entrée de la firme dans une catégorie de produits réservée à d'autres. Avec la 1680, nous trouvons un intérêt supplémentaire. Le gros défaut des calculatrices est de ne pas disposer de la mémoire que constitue l'imprimante d'une calculatrice à papier. Une solution intermédiaire a été trouvée par Texas qui propose là la calculatrice à marche arrière. Cette marche arrière permet de revenir sur les calculs et éventuellement de rectifier les erreurs. Le constructeur n'indique malheureusement pas la capacité de la mémoire de marche arrière.

Nous mentionnerons deux calculatrices pour programmeurs, la première est hexadécimale (multistandard !), elle effectue la conversion suivant trois bases de numération : héxadécimal, octal et décimal. Elle peut aussi effectuer des opérations logiques bit à bit, les opérations arithmétiques quels que soient les codes utilisés, même mélangés, représentent les nombres négatifs en code complémentaire à deux, possèdent une touche complément à un pour les ordinateurs utilisant ce type d'arithmétique.

La SR 57 est spécialement étudiée pour les débutants en programmation. Elle dispose de huit mémoires adressables à usage multiple, peut stocker jusqu'à 150 touches de fonction grâce à 50 pas combinés de programme, est conçue autour d'un MOS LSI équivalent à 30 000 transistors. Pas avant, pas arrière pour la relecture, etc., etc., pour moins de 500 F.

Photo B. – Deux touches inconnues sur cette calculatrice : BST et RPL. La marche arrière pour rectifier une erreur de calcul.

Nous en arrivons à la grande nouveauté de la présentation, les calculatrices programmables par modules.

Les cartes magnétiques permettaient déjà de satisfaire l'exigence d'introduction d'un programme complexe et spécifique. Des bibliothèques de programme autorisaient de multiples et complexes opérations.

La bibliothèque de programme a pris maintenant la taille d'un morceau de sucre. Texas annonce une révolution technologique dans le domaine de la calculatrice de poche programmable. Il y a en effet de quoi être étonné. Chaque module est un petit sucre noir qui s'installe dans un compartiment à l'arrière de la calculatrice. C'est en fait un circuit intégré, une mémoire type ROM qui comporte 25 programmes. Le contenu de chaque mémoire étant de 5 000 pas de programme.

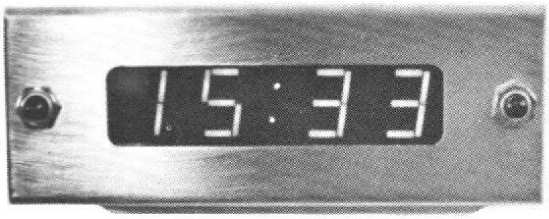
Les calculatrices, TI 58 et 59, sont livrées chacune avec un module contenant 25 programmes de base. Les programmes couvrent de nombreuses applications en mathématique, statistiques, finances, des bibliothèques optionnelles de statistiques, de topographie, de navigation aérienne et maritime sont disponibles dès maintenant. TI 58 et 59 diffèrent par leur capacité de stockage, 480 pas de programme ou 60 registres mémoire pour la 58, 960 et 100 pour la 59. Cette dernière dispose en outre d'un lecteur de cartes magnétiques pouvant contenir chacune 480 pas de programme. L'introduction des données est simple, l'adressage très souple se fait en mode direct, indirect et par label pour l'adressage des pas de programme.

Les deux calculatrices fonctionnent avec la notation algébrique directe ce qui permet d'introduire des équations de la manière dont elles sont écrites. Disposent de neuf niveaux de parenthèses.

Ce qui nous paraît le plus intéressant dans ces calculatrices est incontestablement le système de module. Il devient ainsi possible de réaliser plus simplement qu'avec des cartes magnétiques des programmes en grande série, la programmation étant réalisée une fois pour toutes par masque, exactement comme pour un générateur de caractères. Quelques précautions sont à prendre au niveau de la manipulation des modules qui sont sensibles (modérément toutefois) aux

Photo A. – La plus puissante de la famille, la TI 59. Le petit module du bas est une bibliothèque de 4000 bits... La TI 59 dispose aussi d'un lecteur de cartes magnétiques.

UNE PRÉCISION "QUALITÉ PROFESSIONNELLE"

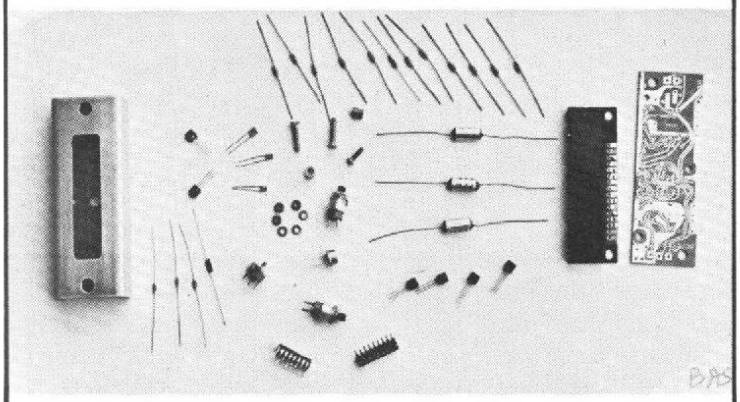


MONTRE DE BORD A QUARTZ **LJM**

FONCTIONNE EN PERMANENCE BRANCHEE SUR LE CIRCUIT ELECTRIQUE DE VOTRE VOITURE

— Boîtier en acier inox brossé : 105 x 38 x 19 mm.
— Afficheur digital rouge : 12,7 mm.
— Mise à l'heure par boutons poussoirs.
— Cycle de 24 heures.
— Montage simple sur tableau de bord par 2 vis.
— Alimentation 12 V continu.
— Raccordement direct aux circuits.
— Allumage de l'afficheur commandé par la clé de contact : consommation 80 mA.
— Afficheur « éteint » : consommation 4 mA.
— Fiabilité exceptionnelle par réduction du nombre de composants et de connections.
— Précision donnée par un Quartz calibration A.

PRIX (MONTEE, REGLEE, GARANTIE 6 MOIS) **342 F**
ET SI VOUS VOULEZ LA MONTER VOUS-MEME...



PRIX EN KIT COMPLET (avec notice) .... **265 F**
PRIX EN KIT SANS BOITIER (avec notice) .. **242 F**
composants testés par nos soins
Prix spéciaux par quantité - Nous consulter

VENTE SUR PLACE :
LJM électronique
15-17, rue E. Chauvière
75015 PARIS - Tél. : 579.35.48
- Tél. : 578.75.62

VENTE PAR CORRESPONDANCE : MEME ADRESSE
Expédition à réception de paiement à la commande. Envoi contre remb. : 30 % à la commande et + 5 F frais. Frais d'emballage et de port en sus : 9 F.

Notice de montage sur demande contre 2 F en timbres

Photo C. – L'aide aux programmateurs. La machine de conversion hexadécimal / octal / décimal, dispose aussi de fonctions logiques.

charges statiques. En particulier, il faut arrêter la machine entre chaque changement de module, ce qui décharge les mémoires internes et interdit les calculs en chaîne à partir de plusieurs modules (passage de programmes spécifiques d'un module à celui d'un autre). Le non respect de l'arrêt de la calculatrice peut entraîner une destruction du circuit.

Point important de cette présentation, les prix. La calculatrice programmable est offerte à moins de 900 F pour la plus simple, moins de 2 000 pour la TI 69.

Les modules bibliothèques de programme seront commercialisés, avec leur livre d'instruction (plus cher que le module) environ 400 F, c'est-à-dire sensiblement le même prix qu'une bibliothèque à cartes magnétiques.

Enfin, pour mieux exploiter ces calculatrices nous avons une nouvelle imprimante thermique, rapide, silencieuse qui sait aussi tracer des courbes. Le bloc s'adapte sur les TI 58 et 59 ainsi que sur les anciennes SR 52 et 56. La vitesse d'impression est de 60 caractères par seconde soit trois lignes par seconde.

Voilà de quoi faire rêver beaucoup de gens. La calculatrice électronique revêt un aspect plus fonctionnel. Elle n'a pourtant pas terminé son évolution, il faut attendre, d'après ce que nous avons pu voir une amélioration de la calculatrice, dans divers sens comme la maniabilité, la puissance, l'adaptation aux tâches complexes, dans un rapport de deux à trois, si toutefois il est possible de chiffrer cette amélioration. Nous approchons une limite asymptotique, et la calculatrice à quatre opérations et six chiffres, sans virgule est maintenant bien loin, et pourtant, elle coûtait presque le prix d'une calculatrice programmable d'aujourd'hui...

Légende photo de titre. – Texas aborde le domaine de la communication avec ces appareils. Le boîtier que l'on voit ici, c'est le micro. Il possède un clavier de fonction, des systèmes d'appel sélectif, 40 canaux dans la C.B. Commercialisation en France début 78.

Haut-parleurs de luxe pour voitures :

• JENSEN TRIAXIAL
• PIONEER 165

CE n'est pas exactement un banc d'essai comparatif que nous faisons là, mais une présentation de deux formules de haut-parleurs un peu spéciaux, spécialement étudiés pour être installés dans des voitures. Si les haut-parleurs peuvent être qualifiés de modèles de luxe, ou de haut de gamme, cela ne les empêchera pas de pouvoir être installés dans n'importe quelle voiture.

L'apparition d'amplificateurs de forte puissance du type « booster » entraîne l'obligation de disposer de haut-parleurs capables d'absorber une puissance relativement importante. Les postes autoradios ont, en général une puissance de sortie qui ne dépasse pas quelques watts, de 3 à 5, ce qui n'oblige pas l'achat de haut-parleurs plus puissants. La puissance dans une voiture n'est pas un impératif, le « bruit » délivré par l'installation auto-radio (ou lectrice de cassette) ne devant pas dépasser le bruit du moteur. L'oreille est un précieux auxiliaire pour le passage des vitesses ou la détection du « petit bruit », la musique masque ces bruits.

Outre leur situation dans le haut de la gamme, pour leur prix notamment, nous avons remarqué un point commun à ces transcucteurs ; ce point commun, c'est un circuit magnétique qui pèse 20 onces. Une once valant 28,35 grammes, cela nous fait un circuit magnétique de 560 grammes environ. Les deux constructeurs insistent sur le poids élevé de leur équipage magnétique, celui de Pioneer ayant d'ailleurs l'air nettement plus important que celui de Jensen (proportions différentes).

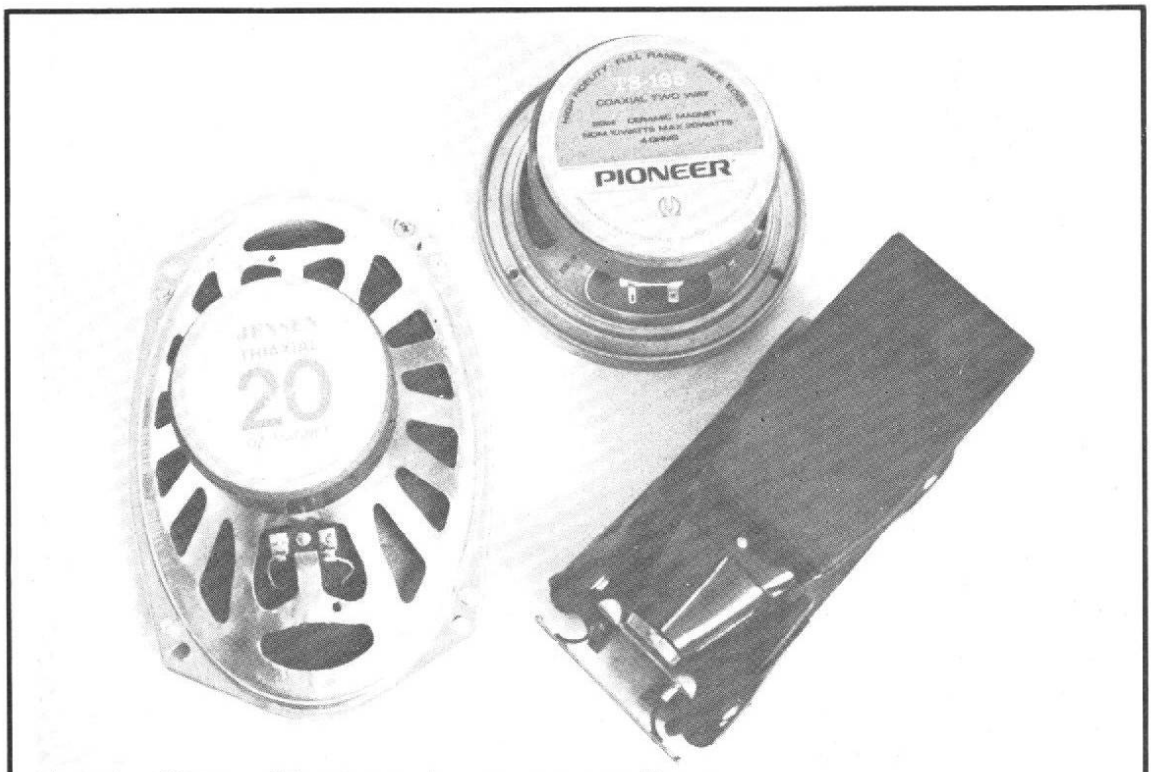


Photo A. – 20 onces d'aimant, pour Jensen comme pour Pioneer.

PIONEER 165

C'est un haut-parleur circulaire de 158 mm de diamètre. Sa membrane est dite à battements libres, ce qui se manifeste physiquement par une suspension périphérique en tissu. Cette suspension a adopté un profil semi-circulaire, la matière est très souple et ne joue pratiquement aucun rôle de ressort (excepté un rôle dynamique). Cette membrane est suspendue sur deux disques ondulés (spiders). Le premier occupe une place traditionnelle, il est collé sur le circuit magnétique ; le second est placé au-dessus et fixé sur le circuit magnétique du haut-parleur d'aigu.

La suspension périphérique sert à éviter le passage de l'air.

Si les bords étaient réellement libres, une fuite se produirait à la périphérie de la membrane, fuite qui serait bruyante et qui empêcherait la charge correcte par le baffle de montage. Ce dernier est constitué par la portière de la voiture.

La structure du haut-parleur est représentée figure 1. Nous avons, pour les deux haut-parleurs, deux aimants. Le haut-parleur d'aigu possède un petit aimant ticonal indépendant. Ce haut-parleur est monté en parallèle sur le premier ; un condensateur de 4,7 μF se charge de filtrer l'excès de grave qui attaquerait inutilement son équipage mobile.

Le haut-parleur est équipé d'un aimant céramique de 11 centimètres de diamètre, un diamètre important par rapport à celui du haut-parleur. L'importance de cet aimant est justifiée par la présence d'un double entrefer.

La membrane de la section de basse est en papier pressé, sa couleur est beige, la petite membrane du tweeter est noire et en papier, le cache-noyau est en aluminium embouti. Cette seconde membrane est suspendue par un disque de tissu raide, la fréquence de résonance du tweeter devant raisonnablement être supérieure à celle du haut-parleur de basses.

Le 165 de Pioneer est livré par paire avec un enjoliveur métallisé du plus bel effet. Une esthétique classique pour une voiture, un peu voyante si ce type de haut-parleur doit être installé, bien visible dans un bâteau ou une caravane, à moins que l'on ne désire impressionner.

Le haut-parleur se monte par l'avant, des vis et des écrous spéciaux sont livrés ainsi que des câbles qui se montent (détrempage assuré) sans soudure. Le cache vient se placer au-dessus du saladier du haut-parleur, il dépasse de 18 mm environ alors que le haut-parleur exige une profondeur de 55 millimètres à partir de la face de montage.

JENSEN TRIAXIAL

Les haut-parleurs Jensen pour voiture sont diffusés depuis peu en France. Le meilleur de la gamme est un modèle à trois voies, ce qui peut sembler étrange pour une voiture. Il y en avait à deux voies, pourquoi pas trois ?.

C'est un haut-parleur de 6 pouces sur 9 donc élliptique, ce qui nous fait 15 centimètres sur 22. Une surface de membrane importante. Trois éléments séparés sont montés dans un saladier en deux pièces. Le saladier classique reçoit la membrane du haut-parleur de grave. Cette membrane est en papier moulé de couleur noire, la suspension en mousse plastique se caractérise par une couleur bleue, Jensen aime bien les suspensions de couleur vive ; une caractéristique que l'on trouvait déjà pour les enceintes HiFi. Le saladier est en tôle d'acier traité (zinc), une formule classique, celui de ce haut-parleur est particulièrement rigide. Le haut-parleur de grave dispose d'un aimant constitué de deux disques de ferrite superposés. La superposition de deux ferrites est une formule peu fréquente, la perméabilité de la ferrite est faible, on préfère en général, augmenter la section pour éviter une saturation génératrice de pertes. Ici, la ferrite utilisée est une Syntox 6, une marque déposée. Jensen doit sans doute avoir intérêt à superposer ses ferrites.

La suspension intérieure est confiée à un tissu traité et ondulé. Rien de nouveau de ce côté. Nous préciserons que le constructeur utilise une bobine d'un grand diamètre, ce qui augmente la surface et permet au haut-parleur de supporter 25 W.

Par dessus la membrane de grave, nous trouvons un autre chassis solidaire du premier. Une plaque dorée, perforée transparaissant au travers de sa grille de protection. Un cadre intérieur supporte un haut-parleur de médium à aimant céramique et un second haut-parleur, appelé « sweeter » par Jensen et qui se charge de la partie la plus haute du spectre. Ce haut parleur « solide » tire l'énergie mécanique d'excitation de sa membrane d'un disque de céramique piézoélectrique. Nous avons retrouvé un tweeter Motorola sans chambre de compression.

Le haut-parleur piézo est directement monté en parallèle sur le tout, alors que celui de médium dispose d'un condensateur qui évite de trop amples mouvements de membrane.

Le Triaxial 6 x 9 de Jensen exige un montage par l'intérieur, ce qui obligera à démonter la garniture de la voiture ; une profondeur de 9,5 centimètres doit être disponible pour l'encastrement. Très bien pour les grosses américaines...

Ce haut-parleur est livrable en kit avec les grilles de protection (sobres) du fil, des vis, des écrous. Le raccordement se fait par cosses ; attention à la mise en place des haut-parleurs, un point rouge repère l'un des pôles de la bobine mobile.

PIONEER OU JENSEN

Si votre budjet est limité, vous prendrez le Pioneer (710 F TTC le Kit), si vous

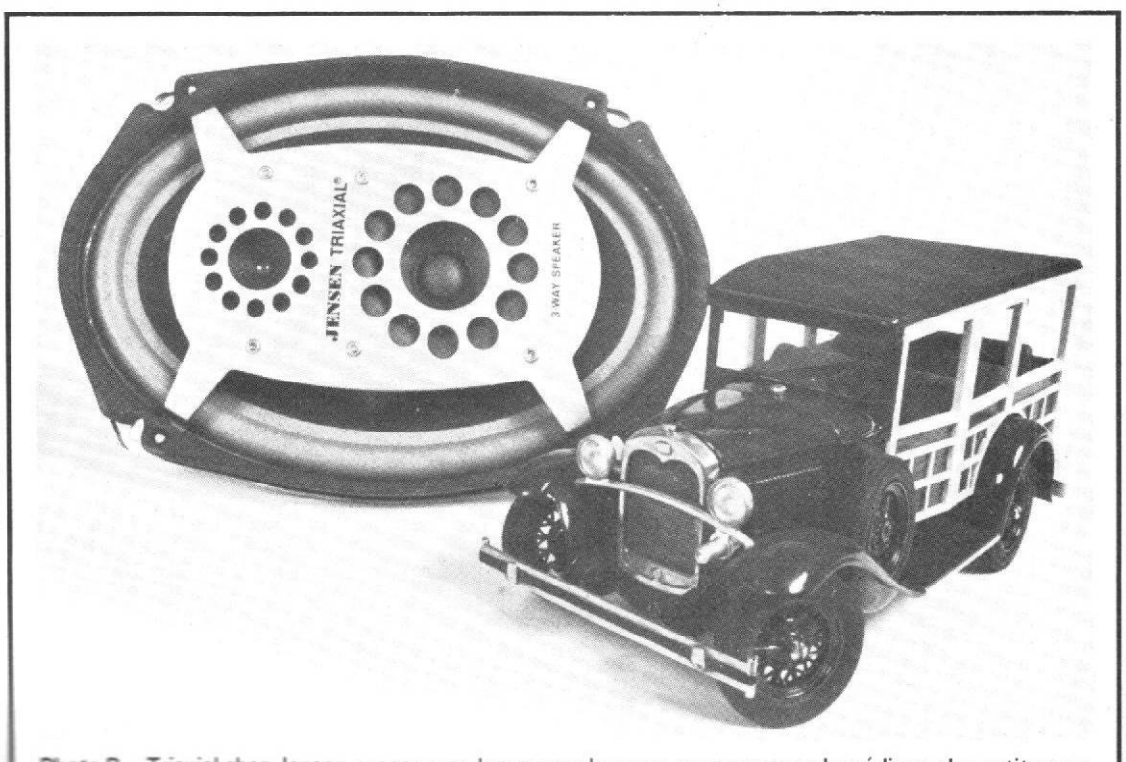


Photo B. – Triaxial chez Jensen, grosse membrane pour le grave, moyenne pour le médium, plus petite pour l'aigu. Plaque support auxiliaire pour les petits haut-parleurs.

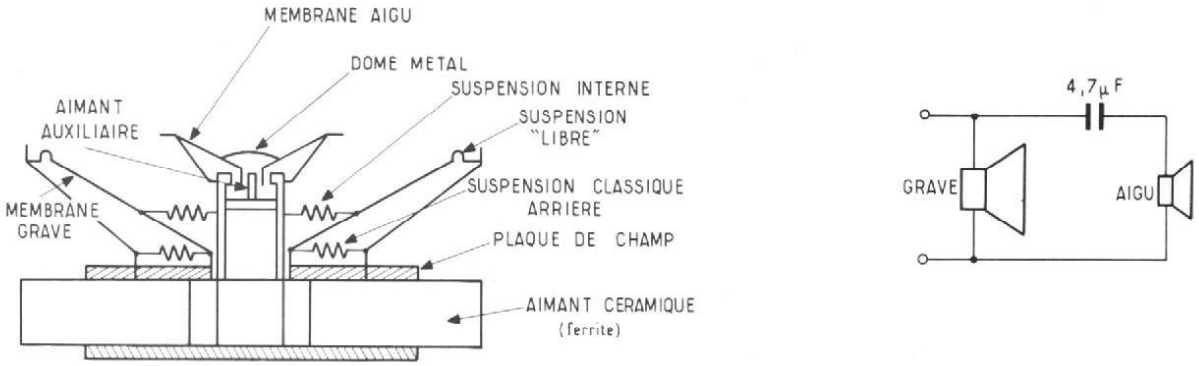


Fig. 1. – Principe du haut-parleur Pioneer coaxial.

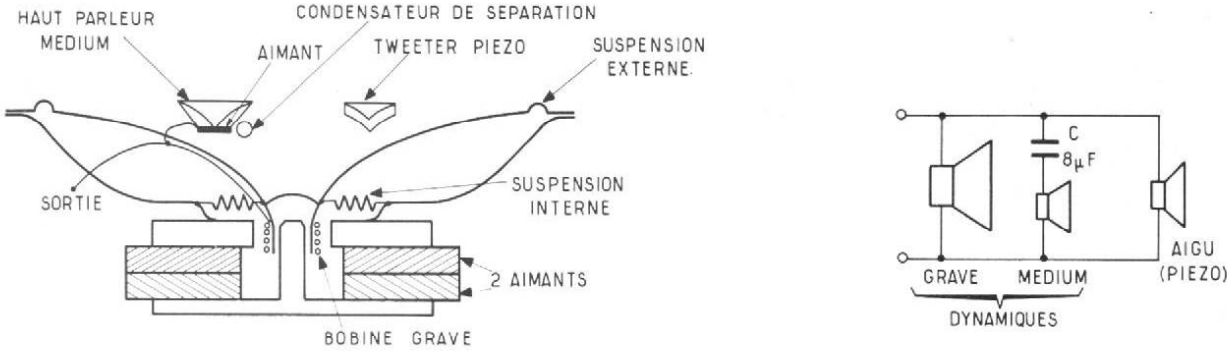


Fig. 2. – Principe du haut-parleur Jensen triaxial.

avez les moyens : le Jensen (1250 F TTC le Kit). La qualité de ce dernier est meilleure mais, si on se met à considérer un rapport qualité/prix, on se rend compte que l'égalité se rétablit.

Sur le plan rendement, nous avons voulu nous rendre compte de l'efficacité des aimants de 20 onces. Nous avons placé ces haut-parleurs à côté l'un de l'autre, et avons mis à côté un haut-parleur auto de Siare à l'aimant nettement plus modeste. Ce que nous avons constaté, c'est que la différence n'est pas sensible du tout. Les trois haut-parleurs essayés donnent sensiblement le même niveau sonore. Des mesures plus complètes au banc ou en voiture, avec montage réel (nous n'avons pas encore de voiture spécialement équipée pour ce type d'essais) permettrait peut-être de mieux mettre en évidence l'intérêt d'un gros aimant. Ce qui compte, c'est le flux magnétique au niveau de la bobine, un très gros aimant donne, avec un large entrefer, le même flux qu'un petit dans un entrefer étroit.

La haut-parleur de voiture exige un entrefer assez large étant données les contraintes externes que doit subir le transducteur : humidité, châleur, chocs, vibrations ; c'est ce qui explique sans doute, nous ne sommes pas très affirmatifs, la taille impressionnante de ces aimants.

Si vous avez une Rolls-Royce, offrez-vous une chaîne digne de ce nom, vous savez maintenant que vous pouvez disposer de haut-parleurs à large bande. La HiFi commencerait-elle à s'installer dans les voitures ?

E.L.

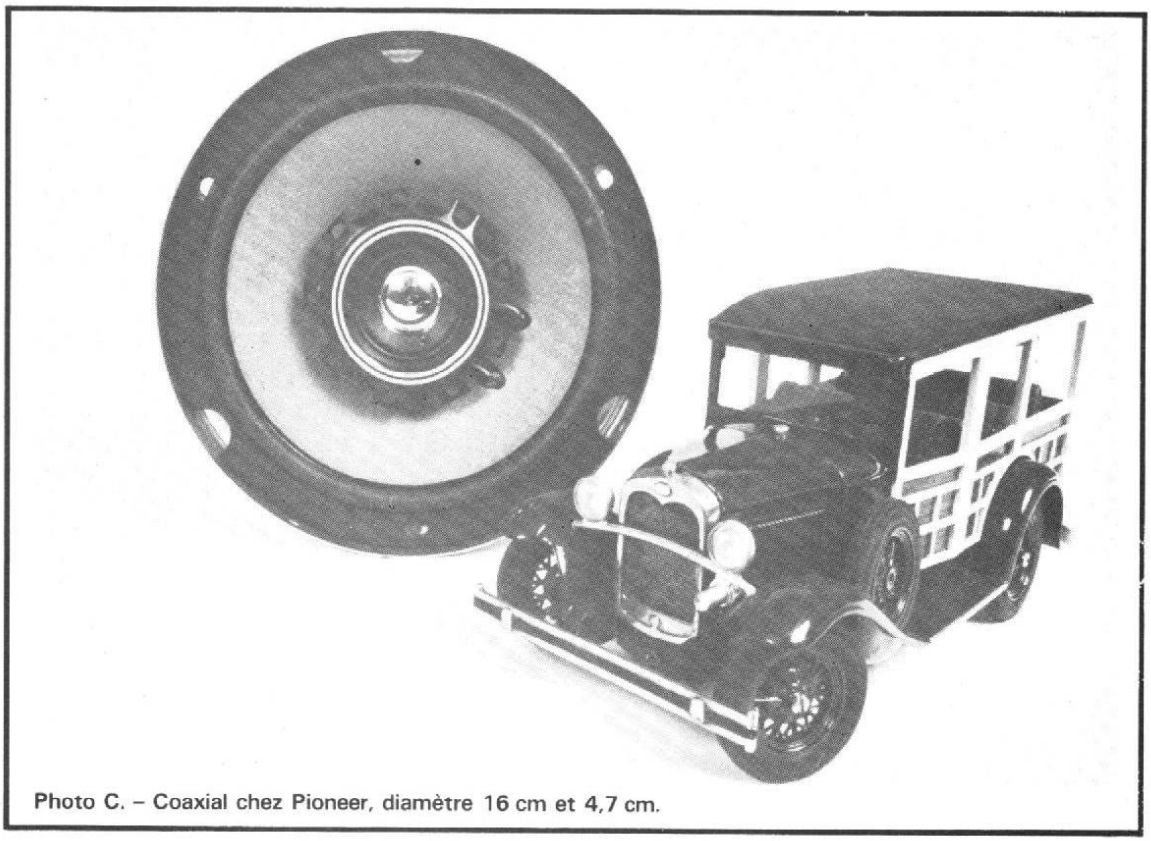


Photo C. – Coaxial chez Pioneer, diamètre 16 cm et 4,7 cm.

L'autoradio

PHILIPS AC 860

LES postes autoradio ne sont plus ce qu'ils étaient. Ils évoluent en tendant vers une qualité toujours supérieure. Ils conservent pourtant certaines constantes qui sont la puissance de sortie qui n'excède pas souvent les 3 à 4 W par canal et ont un encombrement sensiblement constant en dépit de la multiplication des performances et des dispositifs assurant la qualité de l'écoute.

Le récepteur à lecteur de cassettes intégré Philips 860 est un appareil à trois gammes équipé du « Turnolock », un système de préréglage de station à accès séquentiel. Il est stéréophonique et peut recevoir la modulation de fréquence codée multiplex. Comme les conditions de réception ne sont pas toujours très bonnes et que parfois, nous devrions dire souvent la réception est entachée de parasites, le constructeur a installé un système d'élimination des parasites qui se caractérisent par des fronts raides. Le décodeur stéréophonique fait appel à la technique de l'asservissement de phase, le magnétophone possède un moteur commandé par un circuit intégré spécial. Pas de circuit intégré pour l'amplificateur à fréquence intermédiaire en modulation de fréquence ou d'amplitude, des transistors discrets. Une concession pourtant au modernisme dans la conception, l'utilisation d'un amplificateur FI à filtres céramiques et amplificateurs périodiques, une technique répandue depuis fort longtemps en HiFi mais qui est beaucoup plus récente pour l'autoradio.

L'autoradio 860 est présenté dans un module au format DIN, une norme qui est de plus en plus évoquée lorsque l'on parle d'autoradio. Cela nous conduit à un appareil qui n'est pas trop encombrant et qui peut se monter dans la plupart des voitures les plus récentes, certaines d'entre-elles ayant, à la construction, reçu un emplacement destiné à cet effet.

Le cadran est bien entendu minuscule, il sera très utile, au moment du changement des stations préréglées. L'aiguille est jaune et se voit bien. Un bouton poussoir permet de choisir ces stations, cette recherche est cyclique, il faut passer par toutes les stations pour trouver celle correspondant à la position préréglée précédente. Ce n'est pas toujours très rapide mais cela permet d'écouter des stations auxquelles on n'aurait pas pensé, au détriment des autres, c'est vrai. Cadran et fenêtre de repérage « Turnolock » sont éclaircis.

Trois stations pour les grandes ondes, une pour les ondes moyennes et deux pour la MF c'est satisfaisant, chacun n'écoute que rarement plus de stations. Sur chaque gamme la recherche manuelle est possible mais entraîne la perte du réglage de la station préréglée. Ce réglage s'obtient très simplement en tirant sur le bouton de recherche des stations ce qui a pour effet d'embrayer le variomètre.

La partie radio est concentrée sur la droite du poste, à titre de commande auxiliaire on trouve une touche mono/stéréo indispensable lorsqu'on s'éloigne des émetteurs, ce qui est fréquent en voiture (utile aussi pour aller sous les tunnels) (évite les commutations automatiques intempestives). Un voyant stéréo existe, sa présence est normale, on le trouve aussi sur les tuners HiFi. Lorsque la

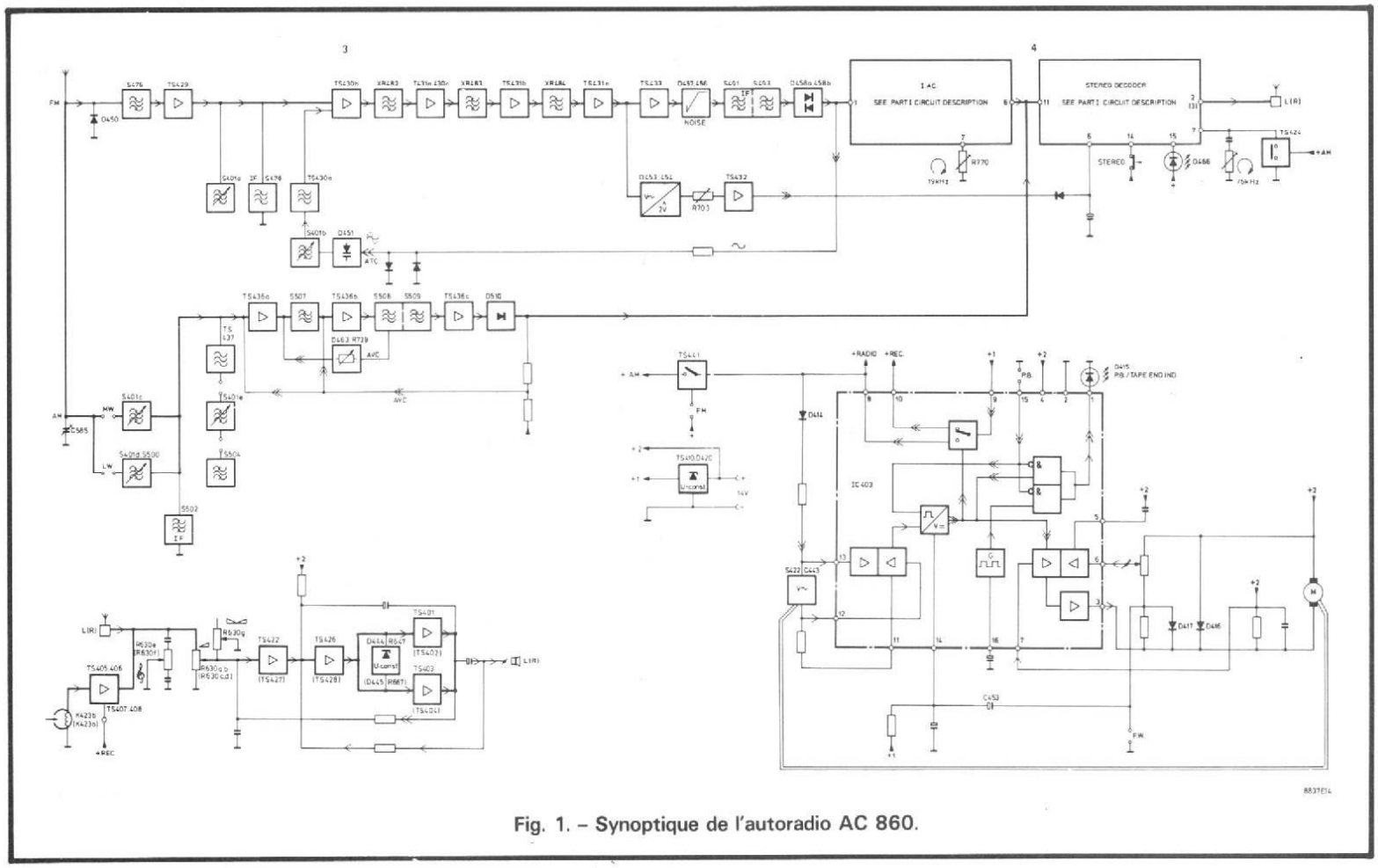


Fig. 1. – Synoptique de l'autoradio AC 860.

fonction stéréo est en service, nous avons une commutation automatique et progressive de stéréo en mono lorsque le champ HF diminue.

Le magnétophone est à cassette, l'introduction de la cassette est frontale, l'appareil « mange » la cassette présentée dans le bon sens (elle refuse dans le cas contraire). La fonction lecture est assurée automatiquement dès l'introduction de la cassette, à la fin de cette dernière, nous avons une commutation automatique sur la radio tandis q'une diode rouge s'allume pour indiquer la fin. Nous n'avons pas de réjection automatique, pour attirer le regard ; la diode clignote, il convient alors d'enfoncer la touche d'éjection pour éviter la déformation du cabestan.

L'avance et le retour rapides disposent chacun d'un verrouillage, ce n'est pas très fréquent, la lecture reprendra automatiquement une fois que la touche d'éjection aura été légèrement enfoncée.

L'amplificateur est commandé par les boutons de gauche, nous trouvons une commande de volume associée à un interrupteur général, une commande de timbre et une d'équilibre entre voies, une commande plus utile dans une voiture que dans une chaîne HiFi, en général plus symétrique.

L'appareil est protégé par un boîtier de tôle galvanisée recouverte, extérieurement d'une peinture vermiculée. Le 860 est livré avec une série d'accessoires de montage, des prises DIN pour les haut-parleurs, des cosses, des rondelles, un antiparasite avec fusible, les boutons et la face avant, tout ce qu'il faut pour assurer le montage.

ETUDE DU SCHEMA

Les techniques utilisées ici sont relativement complexes, le schéma de principe devient aussi compliqué que celui d'une chaîne HiFi. Le constructeur dispose d'un manuel de service complet dont nous avons extrait synoptique et schémas détaillés. Nous avons en outre sur ces notices des détails sur les circuits intégrés spéciaux étudiés par Philips (ils sont au catalogue de RTC).

La présence du synoptique permet de faire un parallèle entre le circuit réel et les fonctions, le synoptique est ici particulièrement détaillé et pratiquement tous les transistors y sont représentés par leur référence.

Nous distinguerons plusieurs parties qui sont le tuner MF avec sa tête de sélection, son ampli FI, le suppresseur de parasites à circuit intégré, le décodeur stéréophonique, le tuner MA dont la conception est nettement plus classique, les circuits amplificateurs de puissance et audio en général et enfin la commande du moteur d'entraînement.

Le bobinage d'entrée est protégé par une diode au germanium qui limite l'amplitude des tensions dues à des parasites ou à la présence d'un émetteur, les voitures risquant d'aller rouler au voisinage d'émetteur. Le premier transistor est monté en base commune. Le bobinage d'entrée est à large bande, celui de collecteur est accordé par son inductance. Le circuit accordé série C 533 S 478 est réglé sur la fréquence intermédiaire TS 430 b est un convertisseur, il reçoit une tension HF de l'oscillateur TS 430 a. Le circuit accordé de l'oscillateur reçoit une tension d'un filtre céramique XR 482, ce filtre céramique n'est pas, contrairement aux habitudes prises avec les appareils HiFi précédé d'un filtre éliminant les résonances parasites intervenant à des fréquences tombant en dehors de la bande passante du filtre solide. Nous avons toute une série d'amplificateurs apériodiques séparés par un élément filtrant. Les trois filtres FI sont repérés d'un point de même couleur signifiant qu'ils sont accordés sur la même fréquence. La

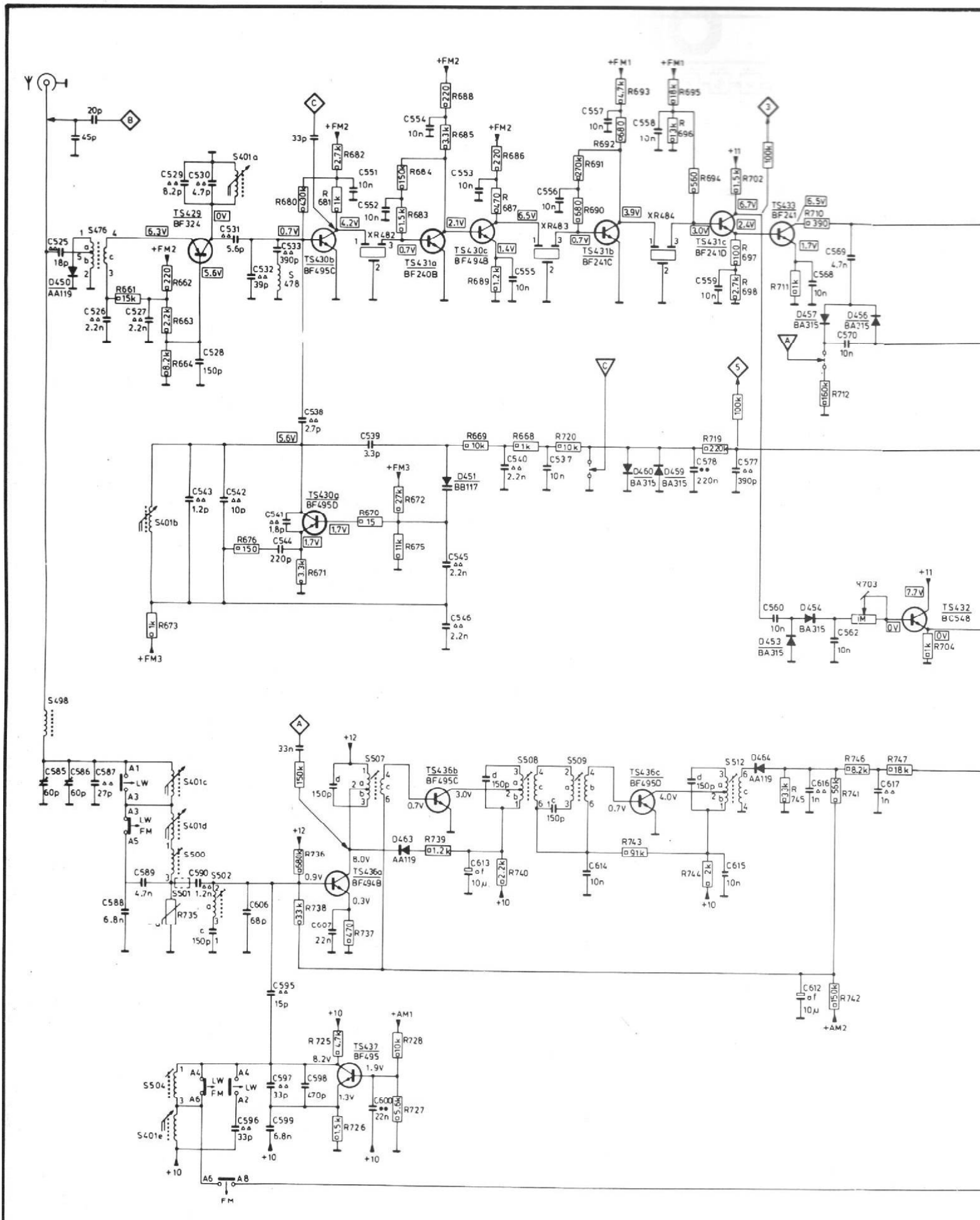
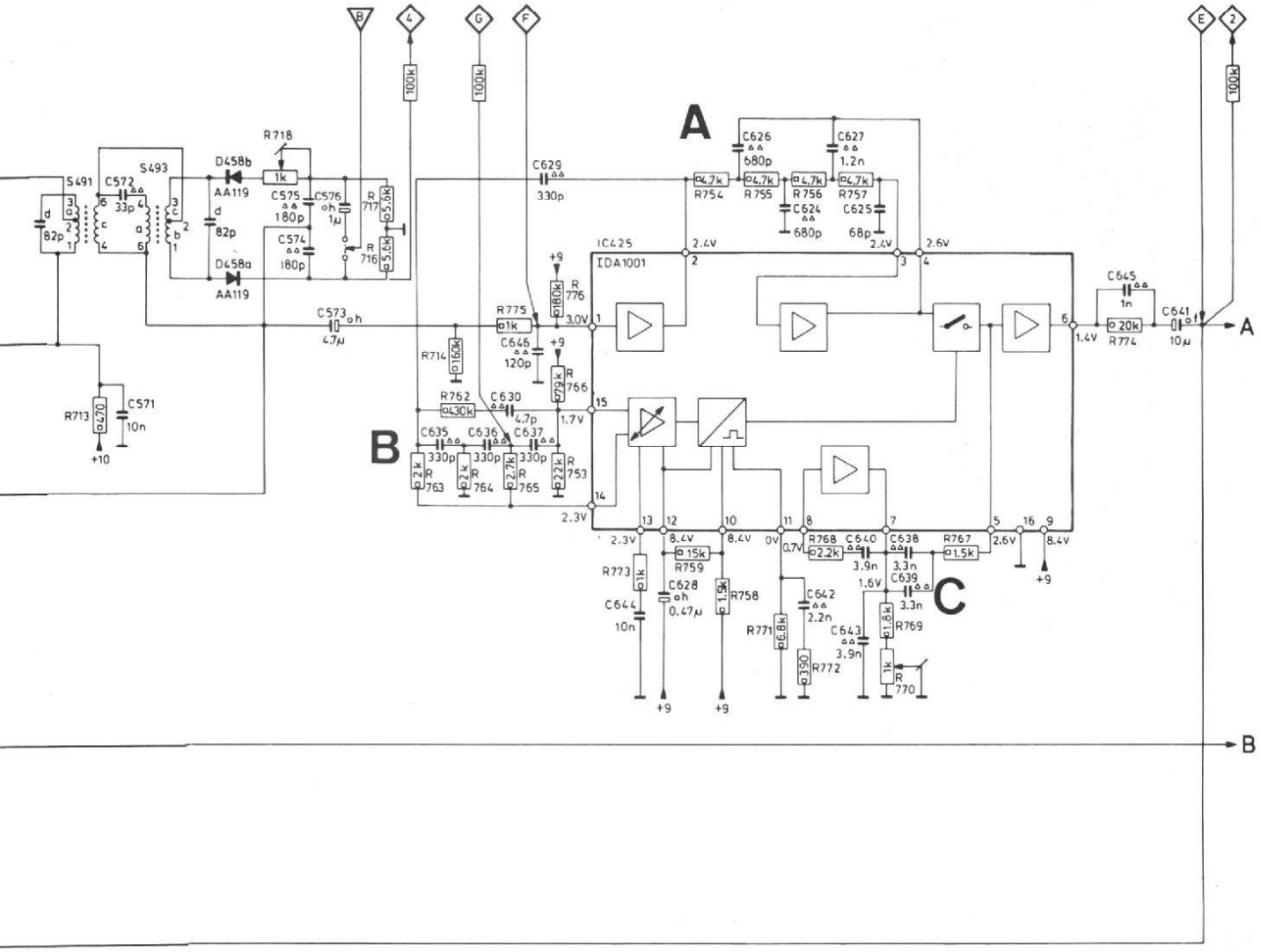
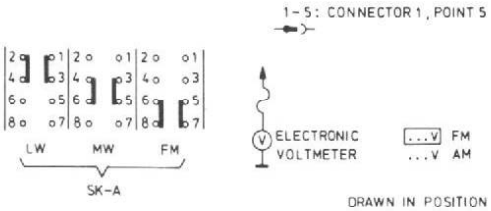
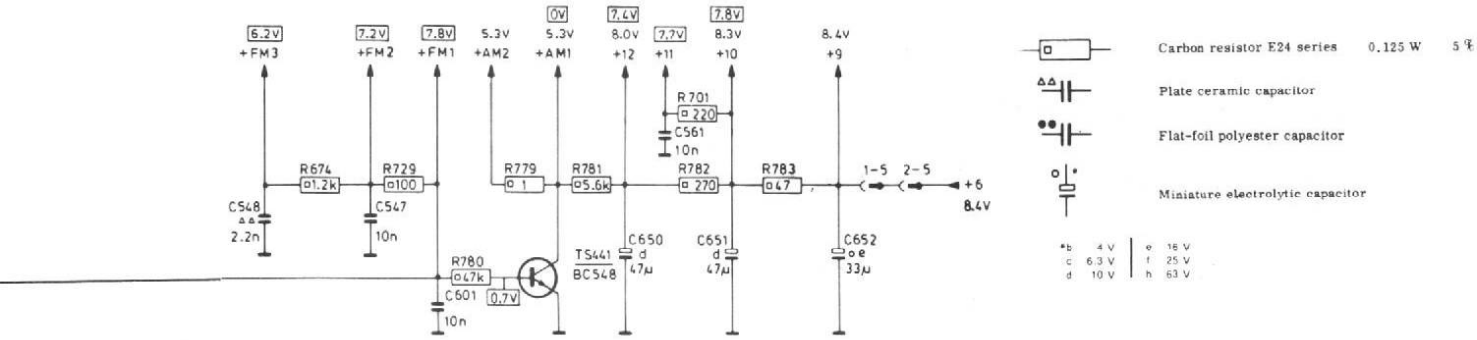
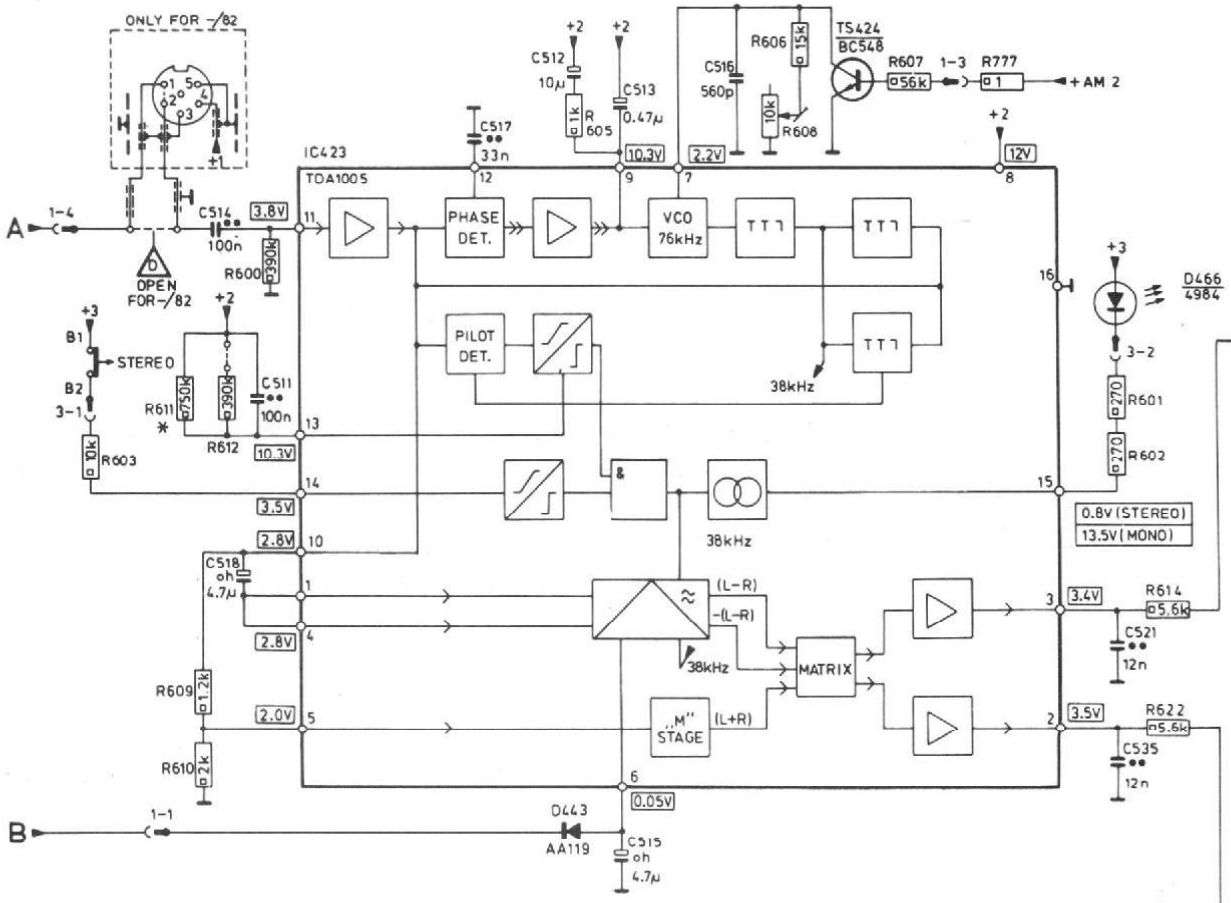


Fig. 2. – Schéma de principe de l'autoradio AC 860. Section radio.


A
B
C
IC425
IDA1001
S491
S493
C572
33p
82p
D458b
AA119
D458a
R718
1k
C575
180p
C576
1μ
C574
180p
R717
5.6k
R716
C573
4.7μ
R713
470
C571
10n
+10
C629
330p
R754
4.7k
R755
R756
R757
C626
680p
C627
1.2n
C624
680p
C625
68p
R775
1k
C646
120p
R776
180k
R714
160k
R762
430k
C630
4.7p
R766
79k
C635
330p
C636
330p
C637
330p
R763
2k
R764
2k
R765
2.7k
R753
22k
C645
1n
R774
20k
C641
10μ
R773
1k
C644
10n
R759
15k
C628
0.47μ
R758
1.5k
R771
6.8k
C642
2.2n
R772
390
R768
2.2k
C640
3.9n
C638
3.3n
C639
3.3n
R767
1.5k
C643
3.9n
R769
1.8k
R770
1k
+9
100k


1-5: CONNECTOR 1, POINT 5
LW
MW
FM
SK-A
ELECTRONIC VOLTMETER
...V FM
...V AM
DRAWN IN POSITION MW


6.2V +FM3
7.2V +FM2
7.8V +FM1
5.3V +AM2
0V 5.3V +AM1
7.4V 8.0V +12
7.7V +11
7.8V 8.3V +10
8.4V +9
R674 1.2k
R729 100
R779 1
R781 5.6k
R782 270
R783 47
R701 220
C561 10n
C548 2.2n
C547 10n
R780 47k
C601 10n
0.7V
TS441 BC548
C650 d 47μ
C651 d 47μ
C652 e 33μ
1-5 2-5
+6 8.4V
Carbon resistor E24 series 0.125 W 5%
Plate ceramic capacitor
Flat-foil polyester capacitor
Miniature electrolytic capacitor
b 4 V
c 6.3 V
d 10 V
e 16 V
f 25 V
h 63 V



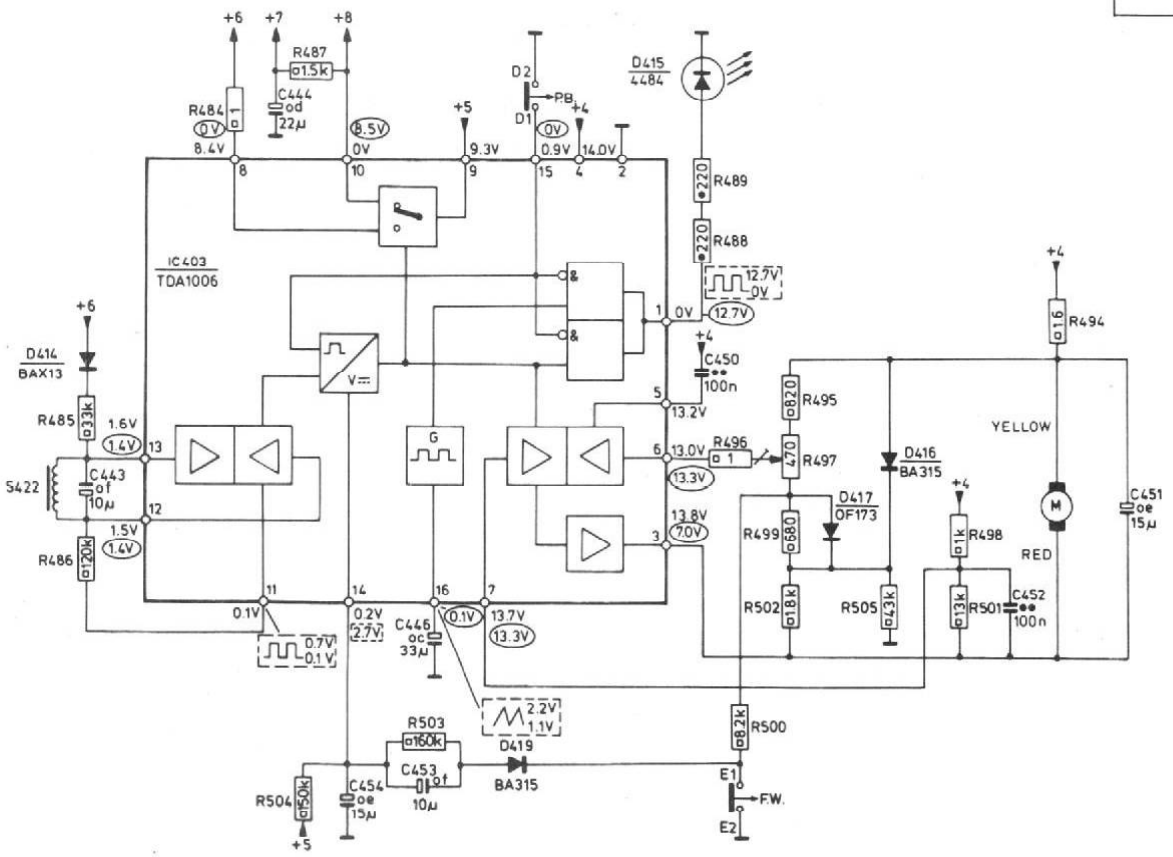
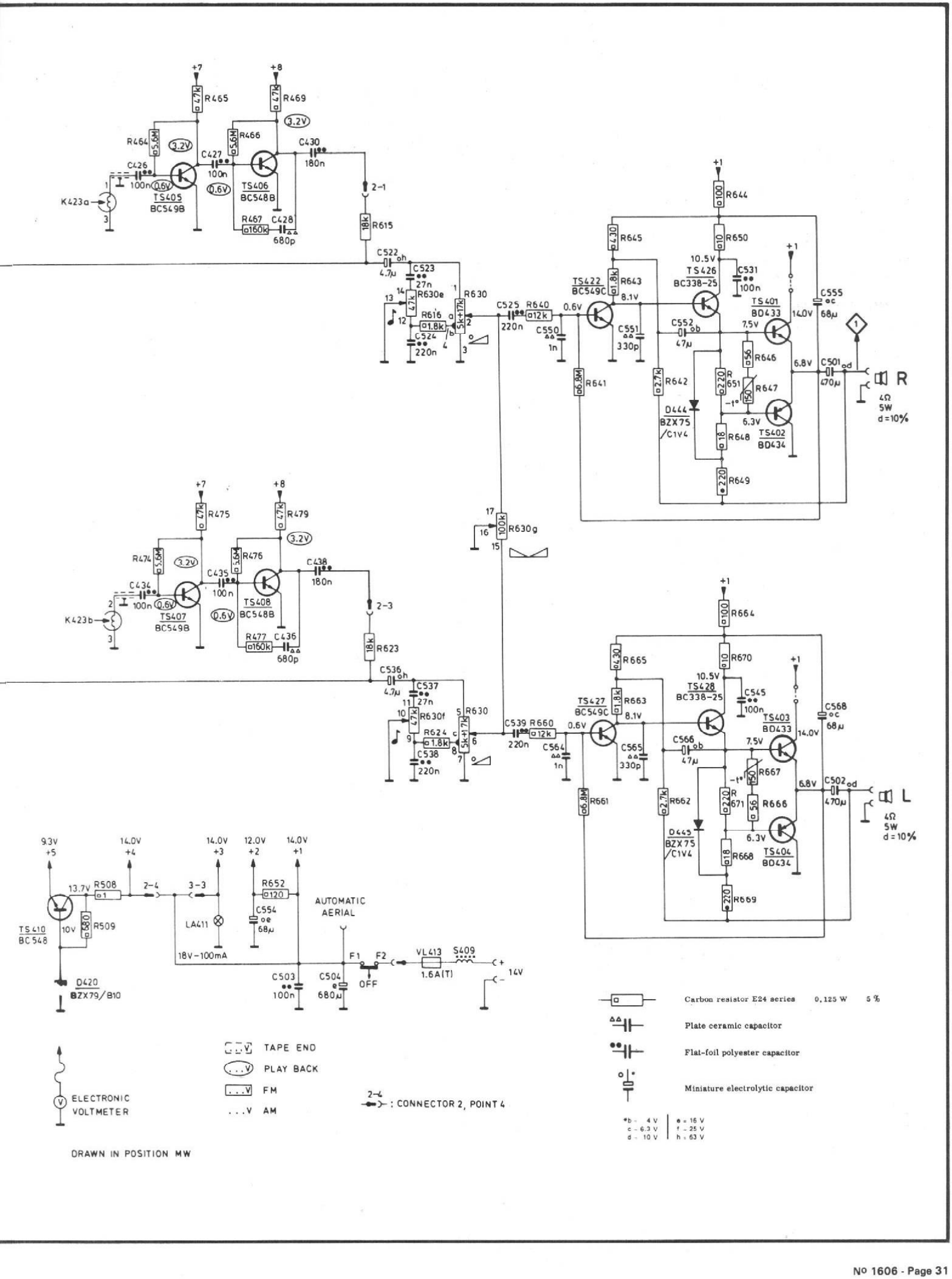


Fig. 3. – Synoptique de l'autoradio AC 860. Section audio et moteur.



R465
R469
R464
R466
C426
C427
C430
100n
180n
TS405
BC549B
TS406
BC548B
K423a
R467
C428
680p
R615
C522
C523
27n
R630e
R630
R616
C524
220n
C525
R640
220n
C550
1n
TS422
BC549C
R643
R645
R644
R650
TS426
BC338-25
C531
100n
C551
330p
C552
47µ
TS401
BD433
C555
68µ
R646
R647
R651
R641
R642
D444
BZX75
/C1V4
R648
TS402
BD434
R649
C501
470µ
R
4Ω
5W
d=10%
R475
R479
R474
R476
C434
C435
C438
TS407
BC549B
TS408
BC548B
K423b
R477
C436
680p
R623
C536
C537
R630f
R630
R624
C538
220n
R630g
C539
R660
220n
C564
1n
TS427
BC549C
R663
R665
R664
R670
TS428
BC338-25
C545
100n
C565
330p
C566
47µ
TS403
BD433
C568
68µ
R667
R661
R662
R671
R666
D445
BZX75
/C1V4
R668
TS404
BD434
R669
C502
470µ
L
4Ω
5W
d=10%
9.3V
+5
14.0V
+4
14.0V
+3
12.0V
+2
14.0V
+1
13.7V
R508
R652
TS410
BC548
R509
LA411
C554
68µ
AUTOMATIC
AERIAL
18V-100mA
F1
F2
VL413
S409
1.6A(T)
14V
OFF
C503
100n
C504
680µ
D420
BZX79/B10
TAPE END
PLAY BACK
FM
AM
ELECTRONIC
VOLTMETER
2-4 : CONNECTOR 2, POINT 4
DRAWN IN POSITION MW
Carbon resistor E24 series 0,125 W 5 %
Plate ceramic capacitor
Flat-foil polyester capacitor
Miniature electrolytic capacitor
*b - 4 V
c - 6.3 V
d - 10 V
e = 16 V
f = 25 V
h = 63 V

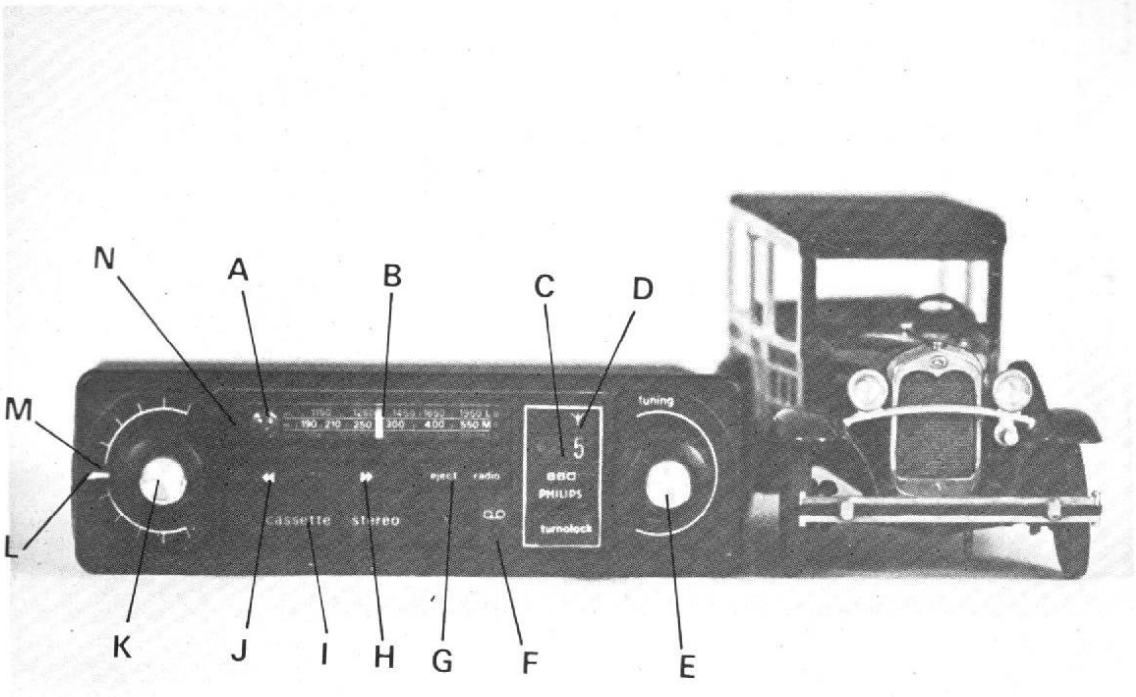


Photo A :
A) Voyant stéréo
B) Aiguille de recherche des stations
C) Stations préréglées
D) Réglage d'accord d'antenne
E) Accord manuel
F) Voyant du magnétophone (clignote en fin de bande)
G) Touche d'éjection
H) Avance rapide verrouillable
I) Introduction de la cassette, fermeture par volet
J) Retour rapide verrouillable
K) Volume
L) Correcteur de timbre
M) Balance
N) Touche mono pour la MF.

tension de sortie du collecteur de TS 431 c est détectée par deux diodes qui donnent une tension continue dont l'amplitude dépend de la valeur de la tension d'antenne. Les deux diodes D 457 et D 456 sont montées en écrêteuse.

Le discriminateur de fréquence est un détecteur de rapport. La tension de sortie part sur les diodes D 460/D 459 qui assurent une limitation de l'excursion de la commande automatique de fréquence. La tension audio attaque le circuit intégré de limitation des parasites.

LIMITEUR DE PARASITES

Le principe de limitation des parasites est déjà connu, si vous avez parcouru les articles sur les derniers auto radio de Blaupunkt et de Pioneer, vous aurez vu comment était réalisée cette fonction. Nous retrouvons ici des principes très proches.

Le signal arrive sur la borne 1 du circuit intégré TDA 1001. A la sortie de cet étage amplificateur, nous avons un filtre A du type passe-bas du quatrième ordre dont la fréquence de coupure est de 60 kHz. Ce filtre joue également un rôle de retardateur, il retarde le signal de 2 à 3 μs, c'est l'équivalent des lignes à retard que nous avions trouvées sur les autres appareils, lignes réalisées à partir de selfs et de capacités. De l'autre côté du filtre, les composantes de haute fréquence sont dirigées sur le filtre B qui est un passe-haut dont la fréquence de coupure est, aussi, de 60 kHz. Le spectre stéréophonique s'étend de 50 Hz à 53 kHz, les composantes dont la fréquence est supérieure à 60 kHz seront les transitoires des parasites.

Les parasites sont envoyés sur un amplificateur à commande automatique de gain interne (non représentée) qui agit en fonction du niveau moyen de parasites et permet d'enlever les parasites les plus importants (si le signal est trés parasité, le dispositif éliminerait pratiquement tout). Les parasites détectés vont alors commander un interrupteur placé sur le trajet du signal audio. Le réseau C se charge de mettre en mémoire le signal pour le maintenir à son niveau pendant l'ouverture de l'interrupteur qui éliminera ainsi le parasite. Le circuit installé entre 7 et 8 se charge de régénérer le 19 kHz pour ne pas perturber le fonctionnement du décodeur stéréophonique.

MODULATION D'AMPLITUDE

La modulation d'amplitude est confiée à un circuit à transistors ; quatre de ces composants sont utilisés ici. Ils sont associés à des circuits LC.

TS 437 est l'oscillateur, TS 436 a le mélangeur, D 463 assure une variation de sélectivité en présence d'une émission puissante, TS 436 a et b sont soumis de la part de la tension d'anode de D 464 à une commande automatique de gain. La tension audio est dirigée vers l'entrée du décodeur stéréophonique.

DÉCODEUR STÉRÉOPHONIQUE

Nous avons ici, ce qui est assez rare, le détail des composants internes du décodeur stéréophonique. C'est un circuit à verrouillage de phase. L'oscillateur interne travaille à 76 kHz. Il est suivi de bascules qui délivrent du 38 kHz et du 19 kHz. Cette dernière fréquence est envoyée vers un comparateur de phase qui la compare avec le pilote. Le comparateur de phase délivre une tension qui est filtrée par les éléments de la borne 9 du circuit intégré. Un détecteur de fréquence pilote associé à un circuit allume un voyant et autorise le fonctionnement du démodulateur en présence de la fréquence pilote et si la touche est bien en position stéréophonie.

En modulation d'amplitude, une tension positive est envoyée sur la base de TS 424 qui met hors service l'oscillateur, ce qui évite de produire des interférences audibles en entraîne le passage du signal monophonique au travers du

décodeur. Dans le circuit intégré, un circuit de matricage commandé par les bascules assure le décodage. Sur l'entrée B, nous disposons d'une tension dont l'amplitude est fonction du niveau de la HF ; cette tension commande le démodulateur et assure un mélange lorsque la tension HF est trop faible. A la sortie des deux voies, nous trouvons les circuits classiques de désaccentuation.

La tension radio (audio) rejoint alors les sorties des préamplificateurs de lecture, c'est-à-dire les entrées des circuits amplificateurs.

CIRCUITS AMPLIFICATEURS

Les circuits de préamplification sont simples, deux transistors par voie, une contre-réaction sélective assure la correction nécessaire ; il est difficile de trouver un montage plus simple.

A l'entrée nous avons un circuit de corrections grave/aigu associé à une prise du potentiomètre de niveau (sorte de correction physiologique). Le potentiomètre de balance ajuste l'équilibre des tensions de sortie des deux voies.

Les amplificateurs sont des push-pull à symétrie complémentaire. Le driver est alimenté au travers du haut-parleur pour bénéficier d'une alimentation à courant constant, un système proche du bootstrap. Ce système a l'inconvénient de faire passer un peu de courant continu dans le haut-parleur. Si ce dernier est en série avec un condensateur que vous n'avez pas vu, il y a de fortes chances pour que ces amplificateurs ne fonctionnent pas. La stabilisation thermique, importante pour un appareil fonctionnant à l'intérieur d'un véhicule est assurée par diode et thermistance.

MOTEUR

L'alimentation du moteur est assurée par un circuit intégré relativement nouveau. Ce circuit assure l'alimentation du moteur par une tension variable. La tension d'erreur est prise sur le potentiomètre R 497, cette tension tient compte du courant consommé par le moteur et de la tension d'alimentation.

Elle est comparée à la tension d'alimentation par l'intermédiaire de R 498 et R 501. S 422 capte le mouvement de la bobine réceptrice par l'intermédiaire de l'aimant d'une friction à hystérésis. Lorsque la rotation cesse, l'électronique interrompt l'alimentation du moteur, un oscillateur interne G attaque l'une des portes ET pour faire clignoter la diode LED. Pour l'avance rapide, un commutateur élimine la tension d'erreur, le moteur est alors alimenté au maximum possible.

RÉALISATION

Les techniques utilisées sont intéressantes sur le plan théorique. Pour la pratique, nous trouvons un châssis rigide tantôt en aluminium pour refroidir les transistors de puissance, tantôt en acier pour la mécanique et sa rigidité. Les circuits imprimés sont beaucoup plus épais que ceux que l'on avait l'habitude de trouver chez ce constructeur, ils sont particulièrement bien fixés. La densité des composants est très élevée, les composants sont montés serrés les uns contre les autres. La soudure des circuits imprimés est réalisée au bain, la qualité des opérations est très bonne dans l'ensemble. Pour la mécanique, nous avons un moteur à courant continu entraînant par courroie de section carrée un volant de laiton tourné. Ce volant a reçu un cabestan, fine aiguille d'acier rectifié collé sur le volant. Avance rapide et retour rapide sont commandés par pignons de nylon. Une formule robuste évitant le glissement de pièces les unes sur les autres.

Le système d'accord « Turnolock » est simple et efficace. La touche de sélection fait tourner un barillet portant six vis. Chacune peut être entraînée en rotation par la commande d'accord, elle prend alors une longueur donnée. Le variomètre s'appuie sur l'extrémité de la vis, ce qui détermine sa position. Le système est moins brutal que celui à butée blocable. La rapidité du réglage est très intéressante et l'appareil ne subit pas de trop grandes contraintes. Un bon présage pour la durée de vie.

MESURES

La puissance de sortie mesurée avec une tension d'alimentation de 14 V est de

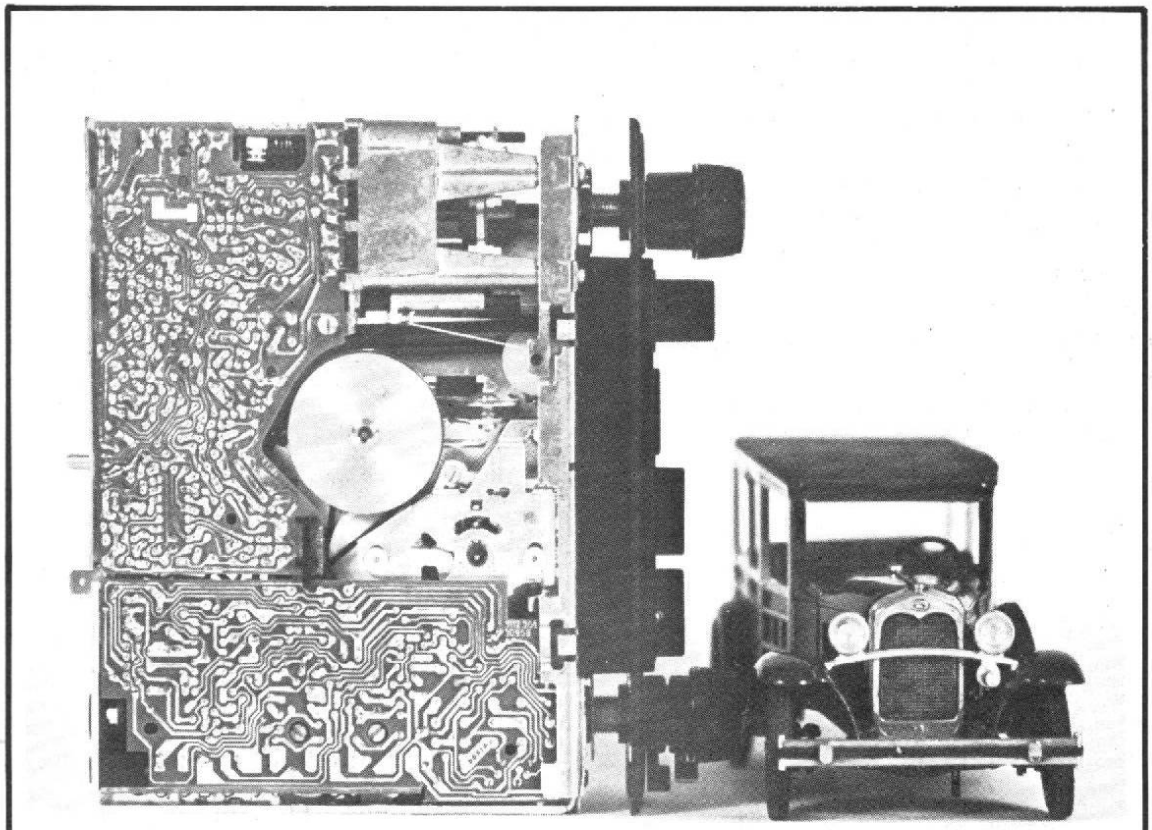


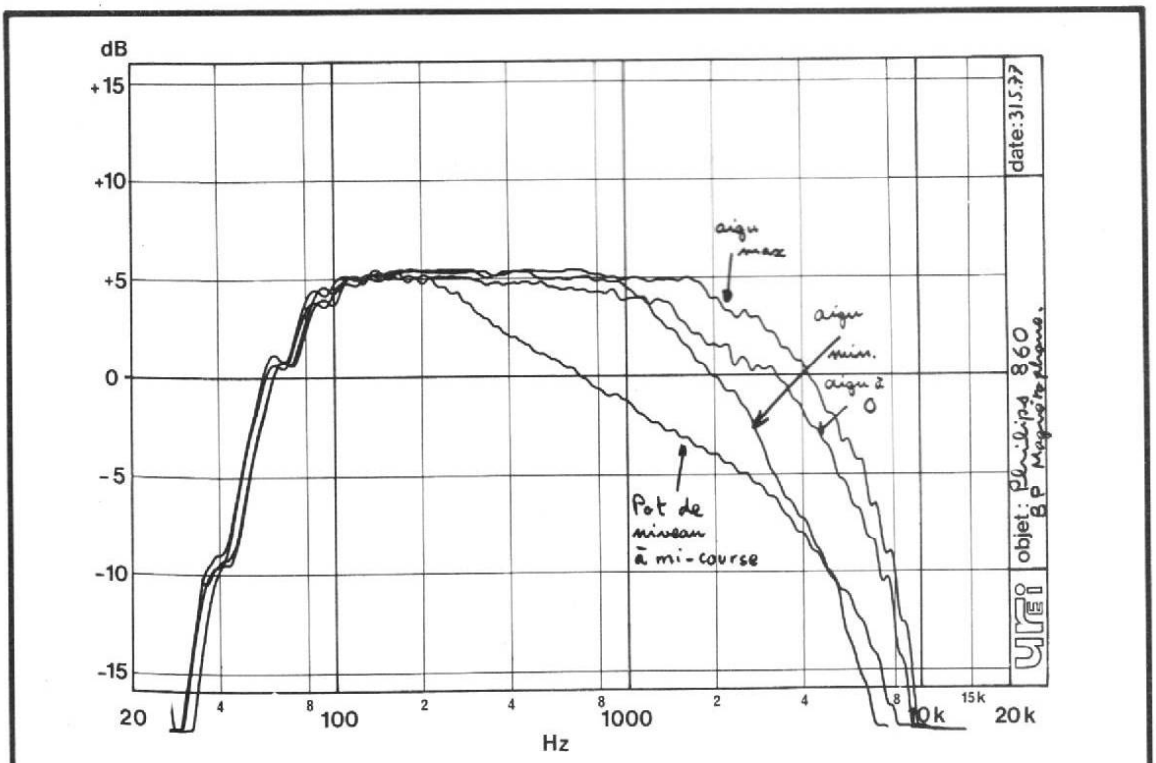
Photo B. – Structure interne de l'autoradio, au centre, le volant d'inertie, en haut, le variomètre, on voit ici la concentration des composants sur le circuit.

3,8 W par canal, une valeur classique. Sur 12 V, la puissance de sortie diminue pour passer à 2,5 W par canal.

Le taux de distorsion de la partie audio est de 4 % à pleine puissance, il passe à 2 % pour des puissances plus faibles ; cette distorsion tient compte de celle apportée par le ruban magnétique. On pourra s'attendre à avoir un taux de distorsion plus faible sur la radio.

Le taux de pleurage et de scintillement est de 0,45 % en mesure non pondérée, il passe à 0,2 % avec la pondération. L'écart de vitesse constaté est de 2 %, l'erreur de vitesse étant positive. La variation de vitesse avec la tension d'alimentation est très faible, il faut descendre au-dessous de 7 V pour que la vitesse diminue.

La bande passante mesurée sur bande magnétique enregistrée sur un autre magnétophone à large bande (20 kHz) est représentée sur la courbe. Nous avons affiché également l'influence du correcteur de timbre, une influence qui se fait sentir dans l'aigu. En fonction du niveau affiché sur le potentiomètre, nous avons une évolution de la courbe de réponse. Il ne faut pas déduire de ces courbes les qualités d'écoute de l'appareil, l'atténuation des fréquences élevées pouvant aussi être interprétée comme une remontée des graves.



Courbe 1. – Courbe de réponse du magnétophone de l'autoradio.

CONCLUSIONS

Si vous voulez disposer de la radio en modulation de fréquence et de la stéréo aussi bien sur le magnétophone que sur la radio, si vous aimez avoir un préréglage de stations sans pour autant disposer d'une usine à gaz, d'une installation monstrueuse, le 860 de Philips peut figurer parmi les appareils qui vous intéresseront. L'utilisation de composants classiques ou destinés à le devenir sont des éléments rassurants pour le service, d'autre part le réseau de distribution est international, un autre élément positif. Sur le plan puissance, nous retrouvons une valeur classique, suffisante pour beaucoup de gens.

E.L.

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

Gammes d'ondes :
GO : 2000-1154 m (150-260 kHz)
PO : 577-187 m (520-1605 kHz)
FM : 87,5-104 MHz.

Semi-conducteurs :
3 x IC, 28 transistors et 20 diodes.

Circuits :
En AM : HF : 1 + 1 ; FI : 1 + 2 + 1.
En FM : HF : 1/2 + 1 + 1 ;

Fréquences intermédiaires :
AM : 460 kHz
FM : 10,7 MHz.

Puissance de sortie sur H.P. 4 Ω :
2 x 5 watts (± 1 dB – D ⩽ 10 %).

Vitesse de défilement de la bande :
4,75 cm/s.

Fluctuations :
Max. ± 0,3 %.

Rapport signal/bruit :
Meilleur que 45 dB.

Tension d'alimentation :
Batterie 12 volts - négatif à la masse.

Dimensions :
180 x 43 x 135 mm.

Raccordements :
Alimentation : douille baïonnette sur paroi arrière + cordon rouge avec fusible tubulaire et self incorporés.
Masse : fiche mâle 6,35 mm sur paroi arrière.
Antenne : douille sur paroi arrière.
H.P. : prises DIN sur paroi arrière.
Fiche d'alimentation antenne électrique sur paroi arrière.

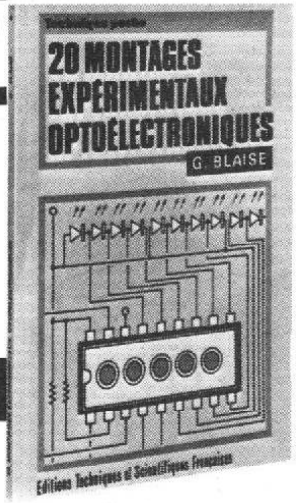
Accessoires livrés avec l'appareil :
Plaque décorative, boutons et petit matériel de fixation.

Autres accessoires livrés séparément :
Antenne
Haut-parleurs
Matériel de déparasitage
Support
Musicassettes
Coffret de rangement cassettes : réf. CCH5
Potentiomètre mélangeur : réf. EN 9795 pour raccordement de 2 haut-parleurs supplémentaires.

Editions Techniques et Scientifiques Françaises

ESF

NOUVEAUTES : Collection Technique Poche



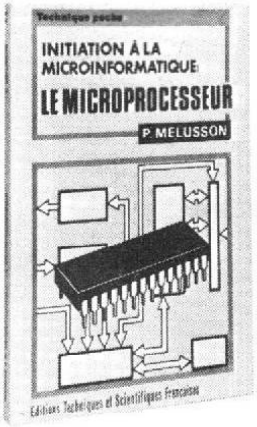
20 montages expérimentaux optoélectroniques

par G. BLAISE

Ce livre s'adresse à tous les techniciens, amateurs ou professionnels s'intéressant à l'optoélectronique et ses applications. Ils y trouveront un chapitre d'initiation générale et toute une série de montages, à la fois spectaculaires, instructifs, sérieux et utiles.
Les dispositifs analysés ont été étudiés par les meilleurs spécialistes mondiaux en la matière.

Sommaire :

Généralités sur le fonctionnement des semi-conducteurs optoélectroniques - Générateur d'impulsions - Discrimination des tensions - Un oscilloscope sans tube cathodique - Affichage linéaire avec des LED - Appareil pour la vérification des connexions par CI logiques - Luxmètre logarithmique - Opérateurs logiques optoélectroniques - Discriminateur à diodes LED et CI logiques - Avertisseur optoélectronique sélectif - Circuits de détection et d'affichage analogique - Indicateur de charge pour accumulateurs - Indicateurs à diodes LED - Isolateur optique pour oscilloscope - Isolation par coupleurs optoélectroniques - Convertisseurs lumière/fréquence linéaire - Isolation optique très poussée - Régulateur de tension optoélectronique - Commande automatique de lampes d'éclairage - Appareil de vérification et ohmmètre à CI 555.
Un ouvrage de 112 pages, format 11,7 × 16,5, couverture pelliculée - 59 figures. Prix : 19 F.



Initiation à la microinformatique LE MICROPROCESSEUR

par P. MELUSSON

Grâce au développement des technologies « LSI » des circuits intégrés, il apparaît maintenant possible de bénéficier dans le domaine « Grand Public » de réalisations jusque là réservées aux ordinateurs coûteux et volumineux.

— Le microprocesseur a pu ainsi faire son apparition. Il devient la pièce maîtresse d'un microordinateur de conception économique, son système comportant, en outre, des circuits intégrés de fonctions complexes (mémoires et circuits d'interface) sous un faible volume.

— Ce principe même de réalisation conduit à des possibilités d'applications rentables dans tous les domaines autres que ceux jusqu'à présent réservés à l'informatique. Citons à titre d'exemple : « Les télécommunications, le radar, les transmissions HF, les automatismes industriels, l'optoélectronique et la signalisation électrique, l'électro-ménager, l'automobile, la télévision, la radio médicale, la radiophonie, etc.

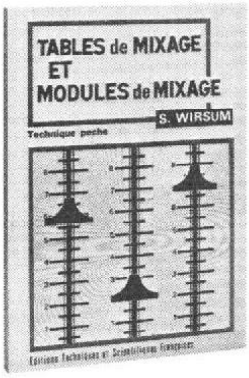
— Il devenait alors indispensable que soit édité cet ouvrage d'INITIATION A LA MICROINFORMATIQUE ET AU MICROPROCESSEUR afin que les techniciens, les ingénieurs et même plus simplement les curieux scientifiques puissent être à même de suivre et d'acquérir les bases ce cette nouvelle technique.

Un volume broché de 13 6 pages, format 11,7 × 16,5, sous couverture pelliculée - 80 figures. Prix : 27 F.

30 MONTAGES ELECTRONIQUES D'ALARME *par F. Juster*

Un volume de 120 pages, format 12 × 16,5 - Couverture pelliculée - 102 schémas. Prix : 19 F.

Un ouvrage qui intéressera tous ceux qui désirent se protéger contre les vols, les incendies, les gaz et les eaux, c'est-à-dire... tout le monde.
Cet ouvrage technique et pratique, est de lecture facile. Il s'adresse aux amateurs et aux professionnels de l'électronique désirant s'initier et, éventuellement, construire eux-mêmes des appareils électroniques d'alarme, pour la prévention contre toutes les nuisances dont le nombre augmente constamment.
Ce livre décrit avec tous les détails, des appareils électroniques basés sur divers principes : optiques, thermiques, mécaniques, chimiques. Tous les appareils sont du type miniature et utilisent des transistors et des circuits intégrés de technique ultra-moderne.
D'autre part, les utilisateurs non techniciens, pourront, grâce à ce livre, se faire une idée précise sur le choix des appareils commerciaux qu'ils désireraient faire installer chez eux.



Volume de 144 pages, sous couverture pelliculée, format 12 × 16,5 - 78 schémas. Prix : 27 F.

TABLES de MIXAGE et MODULES de MIXAGE

par Siegfried WIRSUM

Traduit de l'allemand par A. CORDAY

Ce petit livre contient l'essentiel de tous les problèmes concernant les appareils de mixage.
Grâce aux descriptions claires et détaillées de l'auteur, les amateurs pourront réaliser eux-mêmes, et à bon compte, des appareils analogues aux prestigieux appareils professionnels, objets de leur convoitise.

Extrait du sommaire :

Sources de signaux. Connexions. Fonctionnement des tables de mixage. Petites tables. Modules. Eléments spéciaux des tables de mixage. Alimentations batteries et secteur. Stéréophonie.

En vente à la LIBRAIRIE PARISIENNE de la RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 Paris

Conditions de vente par correspondance : jusqu'à 100 F : 15 % de la commande + 3 F Rdé facultatif ; au-dessus de 100 F : taxe fixe : 18 F Rdé obligatoire.

LIGHT-SHOW MUSIC

EDITION SPECIALISEE DU :

HAUT-PARLEUR

POUR LE TECHNICIEN, LE MUSICIEN, L'AMATEUR, LE PROFESSIONNEL...

BANCS D'ESSAI sur le matériel :
Amplis-préamplis - micros - baffles - colonnes - consoles - régies - mixage - effets spéciaux - jeux de lumière - INFORMATIONS, CONSEILS PRATIQUES, CRITIQUES - TOURNEES ET GALAS.

SPECIMEN GRATUIT SUR SIMPLE DEMANDE AU "HAUT-PARLEUR" 2 à 12, RUE DE BELLEVUE - 75019 PARIS

PEDALE d'effets très spéciaux double trémolo, et MODULATEUR en anneau

Des pédales d'effets pour guitares électriques et autres instruments, il y en a des centaines, pour ne pas dire des milliers. La liste est longue mais se résume à quelques effets comme la distorsion, un écrêtage personnalisé par les concepteurs ou « sustain » une compression de dynamique, le « oua-oua » qui est un filtre sélectif dont on fait balader la fréquence avec le pied, le phasing qui déphase les composantes du spectre les unes par rapport aux autres etc.

Le trémolo est une fonction qui consiste à moduler en amplitude le son de l'instrument. Ce que nous vous proposons ici, ce n'est pas un trémolo comme les autres. Il est double. Celà signifie que nous aurons deux oscillateurs travaillant à très basse fréquence. Ces deux oscillateurs ne travailleront pas rigoureusement à la même fréquence, pour des raisons de tolérance des composants. Un battement se produira entre ces deux fréquences une fois que les tensions de sortie des deux oscillateurs aurons été mélangées. La résultante sera alors envoyée dans un modulateur qui effectuera la modulation d'amplitude nécessaire à l'obtension d'un trémolo. Ici, le trémolo sera tout à fait différent. Voilà déjà de quoi mettre l'eau à la bouche. Avec certaines fréquences des oscillateurs, on obtient une variation du son de la guitare électrique qui se rapproche de la modulation du phasing avec les déphasages en moins. Le double trémolo est donc la première fonction de la pédale.

Nous avons un modulateur, pourquoi ne pas aller plus loin. Notre modulateur, c'est un circuit intégré appelé modulateur équilibré. C'est un modulateur intégré qui est prévu pour d'autres tâches que celles que nous lui avons confiées. Il sert en effet à équiper des étages HF qui travaillent à des fréquences aussi élevées que 200 MHz. Il peut servir d'amplificateur symétrique, de convertisseur/oscillateur, de multiplieur, de démodulateur MA ou MF, il peut aussi servir d'inverseur de phase.

Le modulateur équilibré possède la propriété de pouvoir fabriquer une modulation

avec suppression de la fréquence porteuse. Une modulation d'amplitude classique donne naissance à un signal composite comportant une fréquence porteuse et deux bandes latérales situées de part et d'autre (si la fréquence de modulation est sinusoïdale).

Dans le cas du trémolo, nous avons une fréquence porteuse qui est le signal de la guitare et une fréquence de modulation qui est celui envoyé par les deux oscillateurs. Cette modulation se fait à très basse fréquence et l'oreille perçoit uniquement la variation d'amplitude. Aux fréquences de modulation élevées, nous avons un changement du type de modulation et le son commence à être transformé. La figure 1 donne une forme approximative des signaux.

Le modulateur d'amplitude classique délivre une tension de sortie lorsque la tension de modulation est nulle. Avec le modulateur équilibré convenablement polarisé, la porteuse disparaît complètement s'il n'y a pas de tension de modulation, et réciproquement. Pas de porteuse, pas de signal ; pas de tension de modulation, pas de signal, nous avons une multiplication 0 x porteuse = 0 et 0 x signal de modulation = 0). Notre circuit est un circuit de multiplication.

Le modulateur équilibré donnera dans le cas qui nous intéresse un signal amputé de sa porteuse. Nous aurons donc uniquement les deux bandes latérales. Suivant la fréquence de l'oscillateur et la hauteur des notes jouées sur l'instrument, on obtiendra des sons qui auront l'enveloppe du signal de la guitare (attaque rapide suivie d'une décroissance plus lente) et une hauteur qui sera celle déterminée par la combinaison des deux bandes latérales : F mod – F porteuse et F mod + F porteuse. La conclusion la plus intéressante à tirer est que ces fréquences ne sont pas harmoniques du tout et que l'instrument de musique deviendra très délicat à manipuler, les notes jouées étant complètement fausses (nous avons une addition de deux fréquences « progression arithmétique » alors que la progression d'une gamme se fait par une progression géométrique). Rassurez-vous, en choisissant convenablement les fréquences, vous obtiendrez des sons proches de ceux des synthétiseurs qui, eux aussi, contiennent des modulateurs en anneau parfois réalisés de cette façon. (EMS par exemple).

La synthèse de sons d'instruments à percussion métallique fait appel à des modulateurs en anneaux capables de créer des sons qui ne sont pas harmoniques. Avec la guitare, nous pourrons synthétiser des sons de cloche, la chute du signal de la guitare étant relativement longue. En réglant manuellement l'amortissement de la guitare, on obtiendra une percussion plus sèche.

ETUDE DU SYNOPTIQUE

Nous avons voulu concevoir une boîte de trafic de son assez simple. La multiplication des fonctions est possible mais aurait entraîné une complication de l'appareil et des difficultés de manipulation. Nous avons limité les commandes à trois potentiomètres, un inverseur de fonction et un interrupteur au pied. Une diode électroluminescente donne quelques indications utiles pour savoir si la pédale est alimentée. Dans le cas où il n'y a pas d'alimentation, l'interrupteur au pied permet de passer directement le son de l'instrument.

Les deux oscillateurs sont représentés sur la figure 2 par 01 et 02. Ils sont tous deux commandés par un unique potentiomètre P 1, à deux pistes. Chacune commande la constante de temps de l'un des oscillateurs. Il est aussi possible d'utiliser pour cette commande un potentiomètre à double commande qui permet de régler séparément chaque fréquence. Nous avons préféré ajouter ici un potentiomètre de commande de battement. Ce potentiomètre sert à désaccorder l'un des deux oscillateurs par rapport à l'autre. L'oscillateur 01 dispose d'une commande de fréquence qui change le condensateur d'accord lorsque l'appareil est utilisé en modulateur en anneau.

La tension de sortie des oscillateurs est triangulaire (presque), il s'agit en fait de portions d'exponentielles, celles de la charge et de la décharge d'un condensateur au travers d'une résistance. Pour donner à ces tensions une forme plus proche de la sinusoïde, nous avons utilisé des écrêteurs à diodes, diodes montées tête-bêche. A la sortie de l'oscillateur 02, nous avons la mise à la masse de la tension de sortie de l'oscillateur 02 pour le fonctionnement en modulateur en anneau. Un amplificateur effectue le mélange des tensions de modulation et sert également d'adaptation d'impédance. Un potentiomètre de niveau ajuste la valeur de la tension qui va être envoyée sur l'une des entrées du modulateur équilibré.

La seconde entrée de ce modulateur reçoit la tension audio issue de la guitare ou de l'instrument qui sera branché à l'entrée de l'appareil. Le modulateur en anneau ayant la particularité de supprimer ce qui est envoyé à son entrée, nous avons ajouté un système de polarisation variable qui déséquilibre le modulateur et permet de laisser passer une

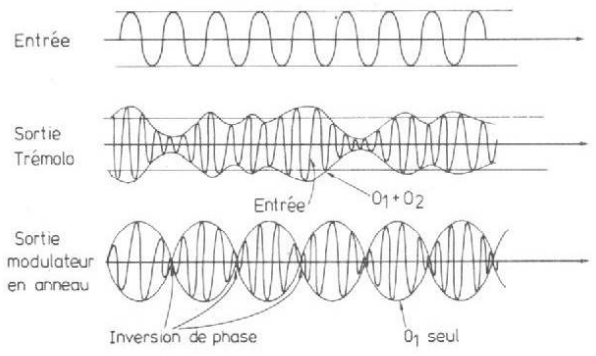


Fig. 1. – Diagramme du traitement des signaux audio. En haut, le signal d'entrée, en bas, ceux de sortie.

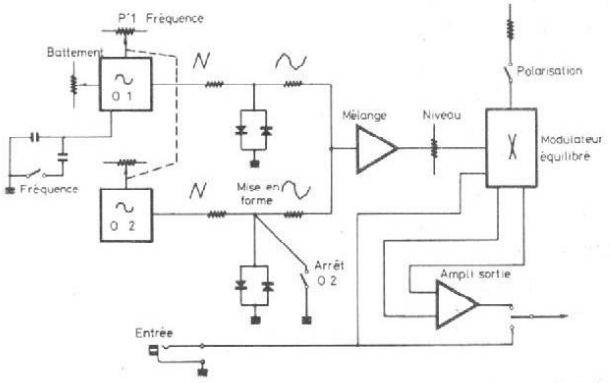


Fig. 2. – Synoptique de la pédale.

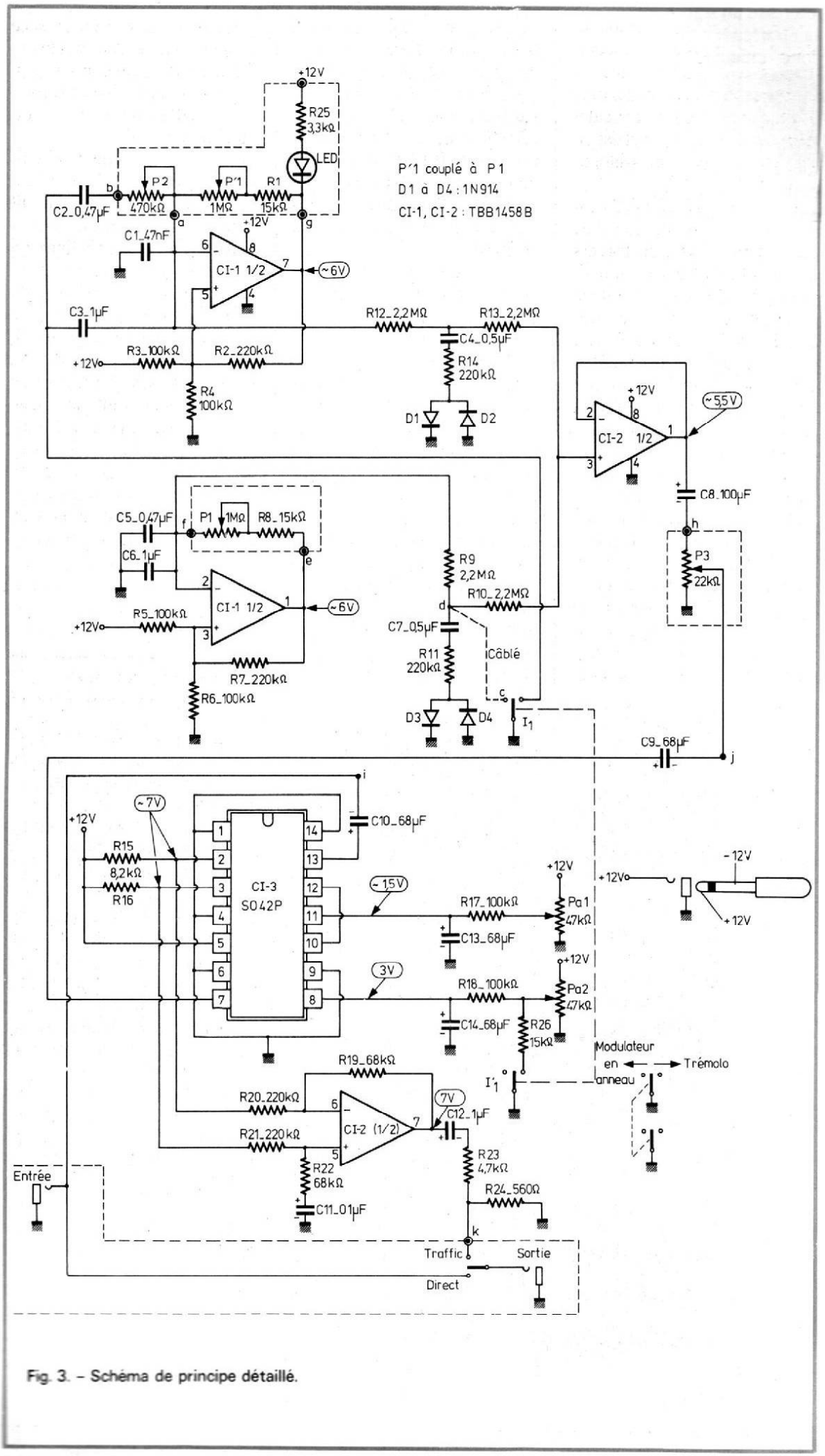


Fig. 3. – Schéma de principe détaillé.

fraction du signal d'entrée lorsque la pédale sera utilisée en trémolo.

Les deux sorties du modulateur sont envoyées sur un amplificateur opérationnel qui effectue une sommation et sert à faire sortir le signal sous faible impédance. Un inverseur placé en sortie et commandé au pied aiguille soit la tension du modulateur soit la tension directe de l'instrument.

SCHEMA DE PRINCIPE

Le schéma peut paraître un peu complexe pour une pédale d'effet. En réalité, la réalisation est relativement simple étant donné que les amplificateurs opérationnels utilisés sont doubles et se présentent comme un boîtier à 8 pattes, deux étant réservées à l'alimentation.

Plusieurs des éléments, potentiomètres et résistances associées, diode Led et sa résistance, inverseur direct/effet, prises d'entrées, ne sont pas installés sur la plaquette. Par contre, nous avons mis l'inverseur de fonction directement sur le circuit imprimé. Le câblage, dont nous donnerons le plan un peu plus loin, est relativement simple.

Les deux oscillateurs sont obtenus à partir d'amplificateurs opérationnels montés en trigger. La sortie des amplis est reliée à l'entrée positive pour assurer la réaction. La sortie est reliée par une résistance variable à un condensateur qui se charge ou se décharge suivant la tension de sortie. La réaction positive appliquée sur les entrées non inverseuses fait basculer l'amplificateur. Chaque basculement entraînant soit la charge soit la décharge du condensateur.

L'amplitude des signaux triangulaires dépend du rapport des résistances du pont

de polarisation des entrées non inversées et de la valeur de la résistance sortie/entrée, R 2 ou R 7. La sortie des amplis est tantôt au plus, tantot au moins, nous avons alors un pont diviseur fixant le potentiel des bornes 5 et 3 des circuits de CI 1. Sur les sorties du circuit intégré, nous avons des signaux rectangulaires (proches du carré), la sortie de l'ampli de haut (borne 7) est reliée à une diode LED qui bat la mesure. On pourra brancher de façon similaire une autre diode sur le second circuit, cette diode sera utile au moment des réglages et pour indiquer, de loin, le mode de fonctionnement.

Le réglage « fin » de l'oscillateur du haut nécessaire à l'obtention d'un battement est confiée à un condensateur relié en série avec une résistance variable. Un moyen simple de modifier la fréquence relative en conservant une commande unique pour P 1 et P'1 (important pour les faibles valeurs de P'1 et P1).

Un contact de l'inverseur U 1 met à la masse le condensateur C 3 et l'association RC, P 2/C 2. La tension de sortie de l'oscillateur est la tension en dents de scie prise aux bornes du condensateur de l'oscillateur. Nous sommes obligés de ne pas trop charger ce condensateur, ce qui explique la forte valeur adoptée pour les résistances R 9, R 10, R 12 et R 13. Les diodes D 1 à 4 servent à écrêter le signal, nous avons un condensateur qui élimine l'influence de la composante continue et évite d'avoir à polariser les diodes. Nous retrouvons, pour l'oscillateur R2, le système de l'interrupteur à contact à la masse pour éliminer le second oscillateur. Cette technique permet d'avoir quatre commutations différentes à partir d'un double inverseur (à condition que les commutations soient compatibles, il n'est en effet pas possible de ne mettre que deux contacts à la masse à la fois.)

Le mélange se fait par résistances, R 10 et R 13, le circuit intégré C 12, premier ampli, se charge de remplir la fonction d'adaptateur d'impédance. A sa sortie, on trouve le mélange des tensions des deux oscillateurs, ou, lorsqu'un seul est en service une tension triangulaire écrêtée.

Le condensateur C 8 élimine la composante continue qui pourrait passer au travers du potentiomètre. Ce condensateur n'aurait pas été utile si la tension de l'électrode positive du condensateur C 9 avait été à une tension supérieure à la tension de sortie du circuit intégré. Dans le cas présent, sans C 8, la tension du curseur du potentiomètre P 3 aurait varié entre 0 et 5,5 V et le condensateur C 9 aurait été mal polarisé. Le circuit modulateur équilibré est sensible à un déséquilibre, l'inversion d'un condensateur provoque le passage d'un courant de fuite néfaste à l'équilibre du modulateur. P 3 permet d'ajuster le niveau de modulation en faisant varier le niveau de la tension des oscillateurs. Avec les valeurs adoptées ici, nous avons une possibilité de surmodulation du trémolo, cette surmodulation produit un effet (involontaire) de modulation en anneau, cet effet peut d'ailleurs être utilisé, toutes les audaces sont permises.

Le modulateur en anneau est monté suivant le schéma donné, deux circuits de deux polarisations annexes permettent de régler l'annulation de la tension de modulation et de la tension à moduler.

Les condensateurs C 14 et C 13 servent au découplage des entrées. Un pôle de l'inverseur I 1 sert à mettre une résistance de polarisation auxiliaire. Cette résistance crée un déséquilibre volontaire du circuit qui permet de faire passer une partie de la modulation pour la fonction trémolo. La valeur de la résistance détermine la valeur de la tension qui passera en absence de modulation. Elle sera éventuellement ajustée pour produire le même niveau sonore que la pédale soit en service ou qu'elle ne le soit pas.

La seconde partie du circuit intégré C 12 sert d'amplificateur différentiel, ce circuit n'est pas indispensable mais il permet d'améliorer la linéarité du montage pour lui faire accepter des tensions de modulation plus fortes. La tension de sortie est disponible sous faible impédance, nous avons ajouté un pont de résistances qui ramène le gain au gain unité. La sortie directe sur l'amplificateur opérationnel permet de disposer d'une tension plus importante capable d'attaquer directement un amplificateur de puissance.

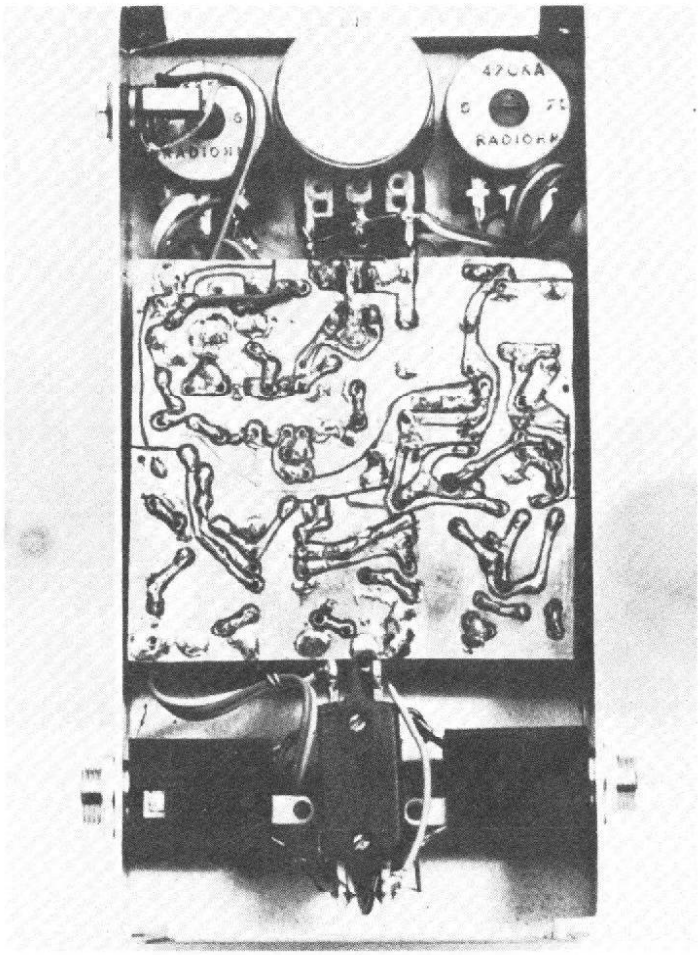


Photo A. – Vue interne de la pédale, circuit imprimé monté.

REALISATION

Figures 4 et 5, nous proposons le schéma de réalisation du circuit imprimé et l'implantation des composants. L'interrupteur de commutation de fonction, interrupteur à levier, est un inter double de Secmé, la découpe du circuit imprimé devra être adaptée à l'interrupteur dont vous disposez. Le circuit imprimé n'est pas très lourd et pourra ainsi être directement fixé par l'interrupteur. Nous avons réalisé le circuit imprimé de notre pédale suivant la méthode de gravure mécanique (mini-perceuse avec fraise sphérique). Un support de stratifié papier phénolique convient, on lui préférera le verre époxy d'un plus bel aspect, plus robuste mais plus cher.

Nous avons utilisé des condensateurs au tantale pour une partie des fonctions, ils sont indispensables pour les condensateurs d'entrée, C 9 et C 10, leur faible courant de fuite ne modifiant pas la polarisation du modulateur. Pour les autres condensateurs, on

pourra utiliser des condensateurs chimiques.

Les condensateurs des oscillateurs seront au polycarbonate, ou au Mylar, les modèles MKM de Siemens, particulièrement petits, permettent de réaliser un appareil de taille réduite. (Nous avons utilisé ce type de condensateur). Ils ont en outre l'avantage d'avoir des tolérances réduites : 5 %. Tous les autres composants sont classiques. L'interrupteur au pied est un modèle prévu pour ce type d'appareil, c'est un inverseur câblé. L'alimentation externe est stabilisée, la variation de la tension d'alimentation provoque une modification du point de fonctionnement du modulateur, d'ou une réduction de la réjection de la « Porteuse ». On pourra utiliser un circuit intégré régulateur 12 V à trois pattes genre TDB 7812 T associé à quatre diodes et deux condensateurs.

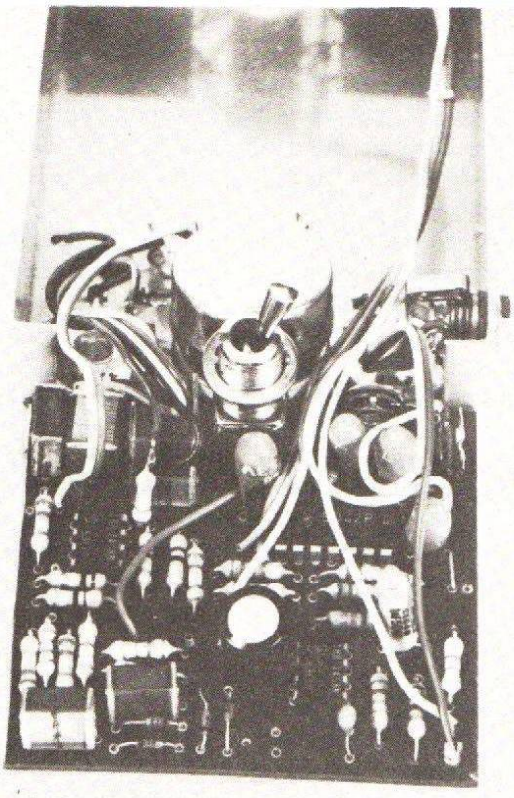


Photo B. – Circuit imprimé de la pédale, les fils sont assez longs pour permettre de séparer le circuit de la boîte.

La figure 6 donne le câblage de la pédale, ce câblage est réalisé à partir de câbles non blindés. Nous avons représenté le câblage de l'inverseur au pied (entre les deux prises d'entrées et de sortie). Si les bornes de votre inter sont différentes, sondez-les à l'Ohmmètre ou à la sonnette. Dans une position, le signal doit passer d'une prise à l'autre, dans l'autre, il passe au travers des circuits.

L'électronique a été logée dans un coffret Teko en aluminium de 27 mm de haut, 142 de long et de 72 de large. Ces coffrets sont assez robustes pour ce genre de montage.

REGLAGES

Trois réglages sont à effectuer. Le premier (facultatif) est celui du battement zéro entre les oscillateurs 01 et 02. On

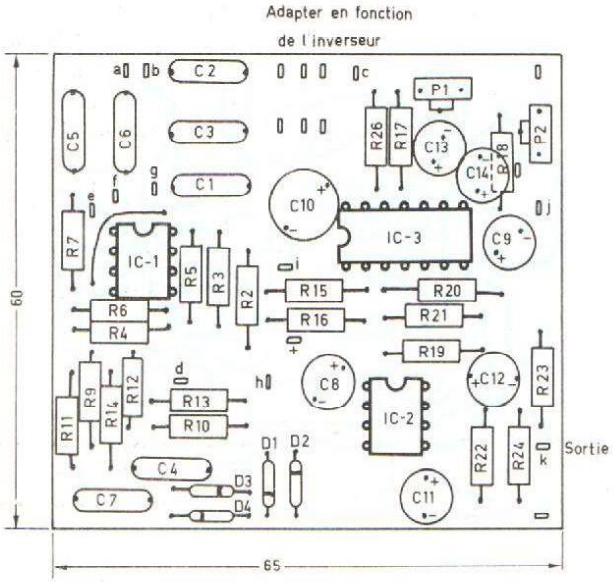


Fig. 4. – Circuit imprimé.

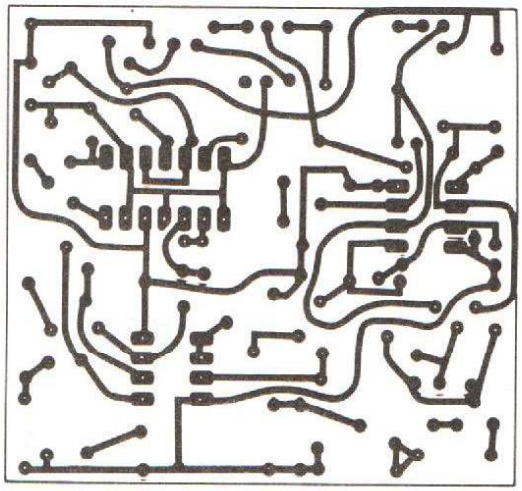


Fig. 5. – Implantation des composants.

Liste des composants

Résistances 1/4 W 5 % à couche.

R_1, R_8, R_{26} : 15 kΩ
R_3, R_4, R_5, R_6, R_{17}, R_{18} : 100 kΩ
R_2, R_7, R_{11}, R_{14} : 220 kΩ
R_9, R_{10}, R_{12}, R_{13} : 2,2 MΩ
R_{15}, R_{16} : 8,2 kΩ
R_{19}, R_{22} : 68 kΩ
R_{23} : 4,7 kΩ
R_{24} : 560 kΩ
R_{25} : 3,3 kΩ

Condensateurs

C_1 Mylar 0,047 µF 100 V
C_2, C_5, C_4, C_7 Mylar 0,47 (ou 0,5) µF 100 V
C_3, C_6 Mylar 1 µF 100 V
C_8 chimique 100 µF 6 V.
C_9 Tantale goutte 68 µF 6 V.
C_{10} Tantale goutte 68 µF 6 V
C_{11} Mylar 0,1 µF 100 V.
C_{12} chimique 1 µF 20 V (ou tantale).
C_{13}, C_{14} chimiques 68 où 100 µF 6 V (ou tantale)
Diodes D_1 à D_4 : 1 N 914 ou autre (Silicium)
1 Diode LED
Circuits intégrés
2 x TBB 1458B Siemens.
1 x So42P Siemens

P_1 : potentiomètre double rotatif 2 x 1 MΩ linéaire.
P_2 : potentiomètre simple rotatif 1 x 470 kQ linéaire.
P_3 : potentiomètre simple rotatif 22 kΩ linéaire.
1 inverseur double à main.
1 inverseur simple au pied.
2 prises jack 6,35 mn, coffret etc.

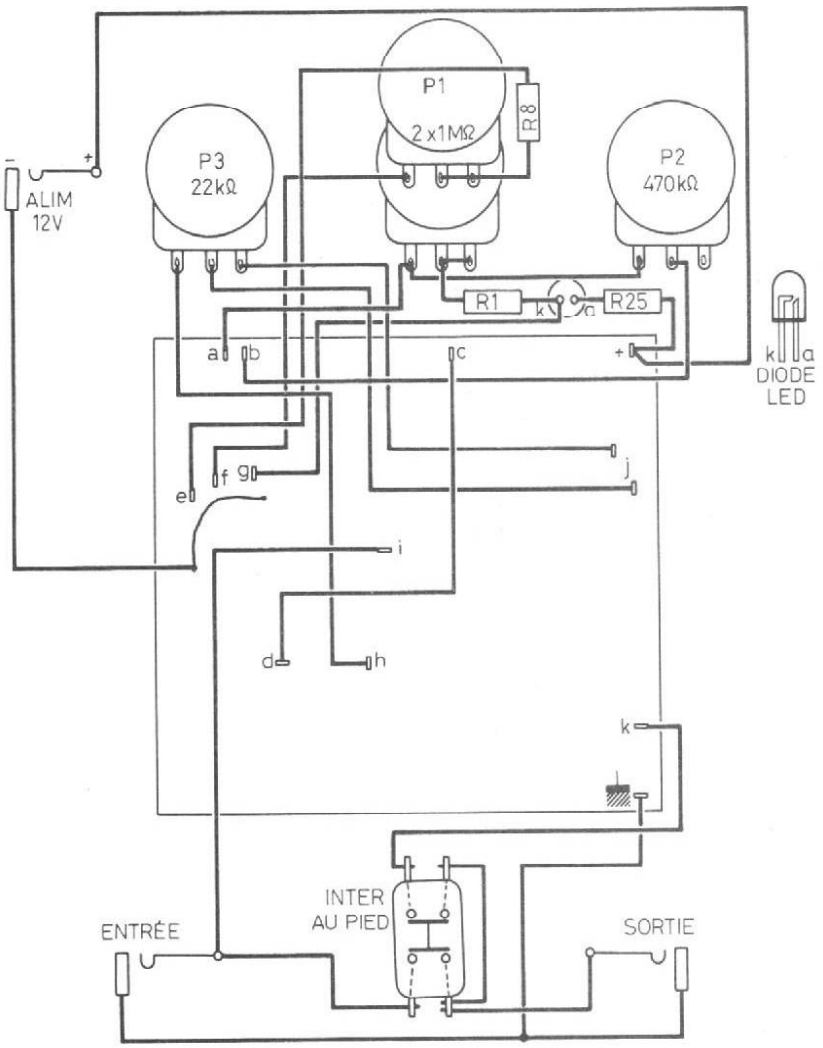


Fig. 6. – Raccordement du circuit, des potentiomètres et des prises.

placera le potentiomètre P 2 au minimum de résistance et, en ajoutant, soit sur C3, soit sur C 6 un condensateur qui sera soudé en parallèle, on règlera la fréquence pour obtenir le synchronisme entre les oscillateurs. De toute façon, les pistes des potentiomètres ne sont pas rigoureusement identiques, les tolérances de fabrication existent et créeront des battements parasites à rattraper par C 2.

Les deux autres réglages par contre sont indispensables. Les deux potentiomètres Pa 1 et Pa 2 (repérés par P 1 et P 2 sur le plan d'implantation du circuit) règlent la réinjection des signaux.

Pour régler Pa 1, on injecte à l'entrée jack de la pédale (préalablement alimentée) une tension sinusoïdale ou non de fréquence quelconque. On ajuste ensuite la position du curseur pour annuler le signal, le curseur de P 3 doit préalablement être mis au minimum.

Pour le réglage de Pa 2, on procède de la même façon. Cette fois, il n'y a pas de signal d'entrée jack. On mettra par contre le potentiomètre P 3 au maximum et l'inverseur en position modulateur en anneau (02 à la masse). Le réglage de Pa 2 consiste à supprimer la tension de sortie de la pédale. Ces réglages sont à reprendre de temps en temps si nécessaire, le modulateur est assez sensible aux déséquilibres. Si l'appareil est correctement réalisé, la réjection est excellente et atteint 55 dB. Le bruit devient presque inaudible.

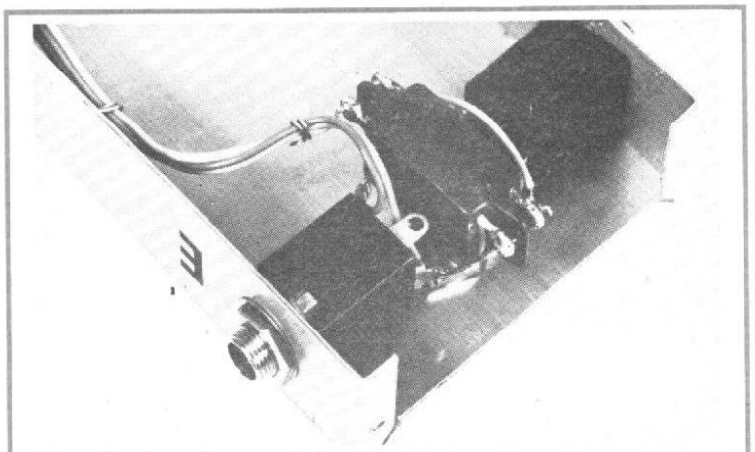


Photo C. – Les prises entrée / sortie et l'interrupteur de commande au pied.

MODIFICATIONS

La version proposée est une version tout ou rien dans le sens où nous avons un interrupteur au pied pour la mise en service de la pédale. Une commande progressive peut être souhaitée. Nous pouvons avoir, par exemple, une commande de P 3 par pied. En modulateur en anneau, P 3 servira de commande d'expression. En trémolo, nous aurons un trémolo réglable. On peut aussi remplacer l'inverseur de mise en service de la pédale par un potentiomètre qui commanderait le mélange signal direct/signal traité. D'autres gammes de fréquences peuvent être envisagées pour les oscillateurs, pour abaisser la fréquence du trémolo, on agira sur les condensateurs.

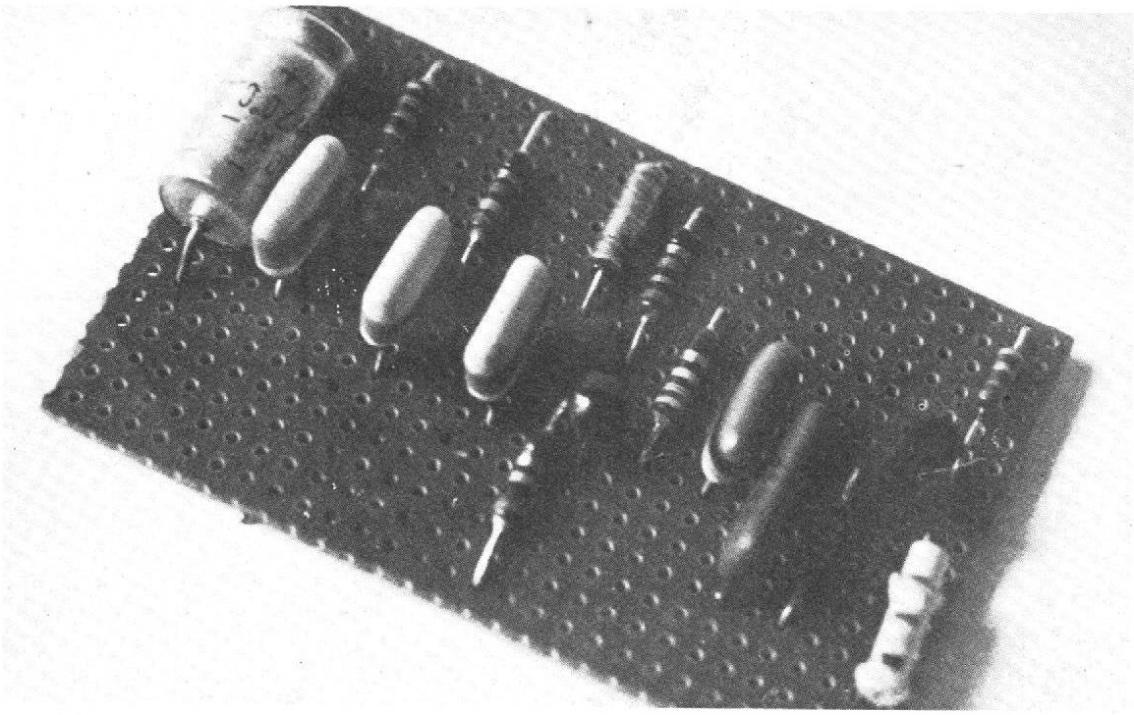
L'utilisation d'un inverseur de fonction plus complexe permettrait de supprimer le potentiomètre P 3 lors du fonctionnement en modulateur en anneau, cette fonction exige en effet la pleine tension de l'oscillateur 01.

CONCLUSIONS

Trois circuits intégrés qui ne coûtent pas trop cher, une alimentation 12 V régulée, un peu de patience, voilà un schéma qui décuplera les possibilités d'un instrument de musique traditionnel (et électrifié). Nous n'expliquerons pas les commandes, nous vous laissons le soin de découvrir leur efficacité et les combinaisons qui donneront votre personnalité à votre instrument. A vos fers à souder et à vos instruments... de musique.

Etienne LEMERY

RECEPTEUR DE CONTROLE



POUR EMISSIONS de signaux horaires

LES émetteurs de signaux horaires travaillant sur ondes très longues sont utilisables soit comme références de fréquence, soit pour la commande par asservissement d'horloges de toute sorte. Certains diffusent même des messages codés permettant la commande d'horloges dont la mise à l'heure se fait de façon entièrement automatique. Avant de réaliser une telle installation, on a avantage à s'assurer de la qualité de réception qu'on peut obtenir en un lieu donné, à localiser d'éventuelles sources de perturbation, et d'effectuer quelques essais quant à l'orientation optimale de l'antenne de ferrite.

Le petit récepteur à réaction, décrit ci-dessous, permet d'entreprendre ces expériences, et ce pour des émetteurs de signaux horaires se trouvant à une distance de plus de 500 km. Travaillant sur la gamme de 45 à 90 kHz, ce récepteur capte également d'autres émissions télégraphiques. Sa particularité réside dans le fait qu'il ne demande ni alignement, ni mise au point.

SCHEMA DU RECEPTEUR

Pour rendre facile la réalisation du récepteur, on l'a conçu pour fonctionner avec une antenne de ferrite à enroulement unique, sans prise. Pour l'adaptation, on a donc dû prévoir un transistor à effet de champ (T_1, fig. 1) dans l'étage d'entrée. Ce transistor attaque T_2, dont le rôle est essentiellement celui d'un démodulateur. Grâce à C_6, on maintient le gain en HF de T_2 suffisamment faible, pour que la tension prélevée au curseur de R_6, et réinjectée dans le circuit

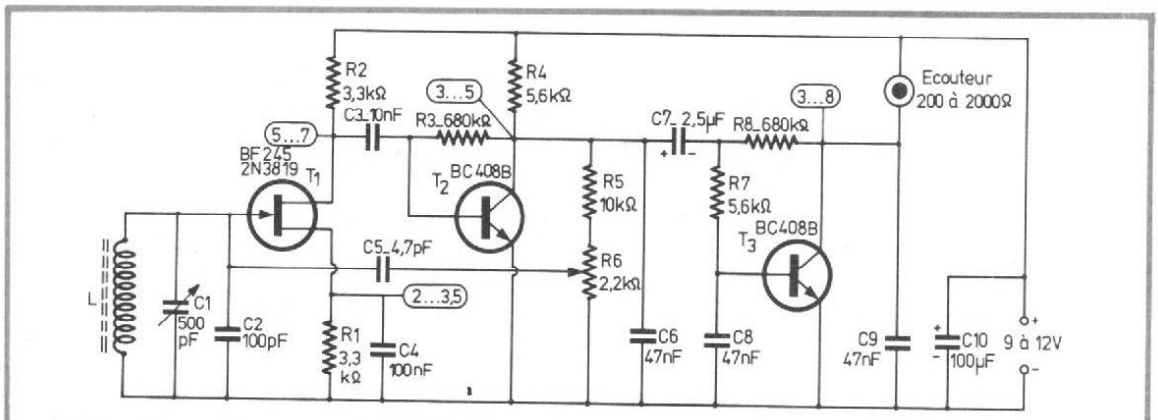


Fig. 1. – Couvrant la gamme de 45 à 90 kHz, ce récepteur à réaction capte les émetteurs de signaux horaires se trouvant à 400 ou 500 km, avec une intensité qui permettrait même une écoute par haut-parleur.

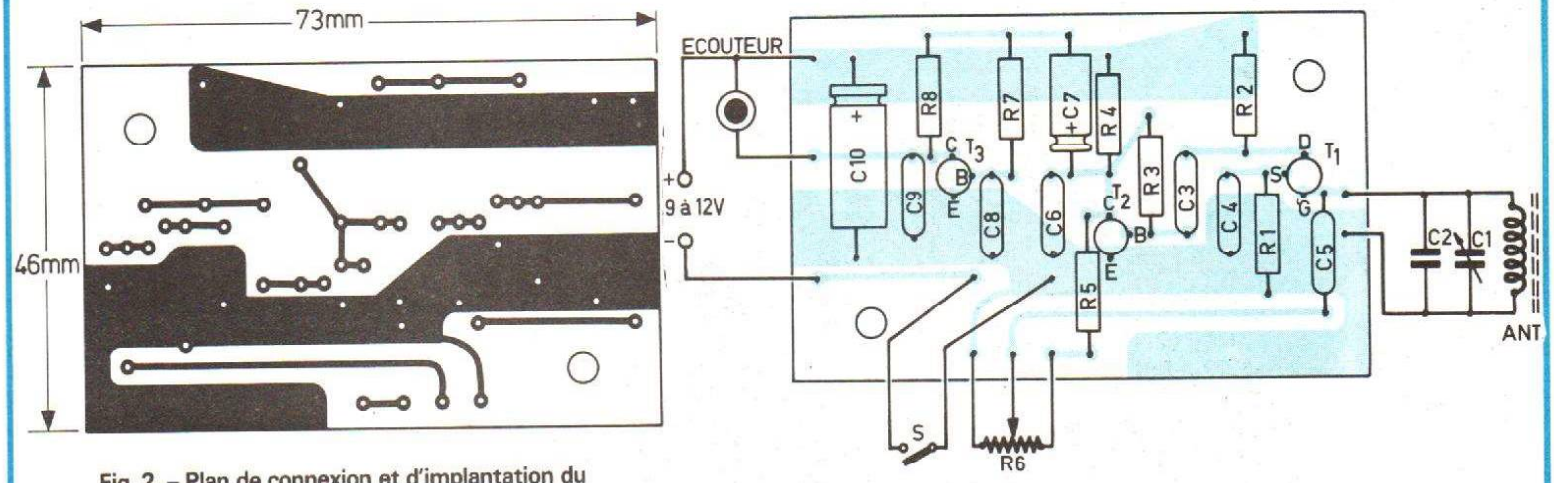


Fig. 2. – Plan de connexion et d'implantation du récepteur de la figure 1, vu du côté cuivre.

d'entrée via C_5, soit tout juste suffisante pour entretenir des oscillations, quand R_6 se trouve ajustée à mi-course environ. En agissant sur le condensateur d'accord (C_1), on pourra s'arranger pour que ces oscillations se produisent à une fréquence qui diffère de 1 kHz environ de celle de l'émetteur télégraphique qu'on veut capter. On observera alors un battement entre les deux fréquences que l'étage de démodulation (T_2) fait apparaître sous forme de fréquence audible.

Les résidus HF que le signal démodulé contient encore, sont éliminés par le filtre R_7, C_8, puis le signal est amplifié par T_3 qui se trouve chargé par l'écouteur. On a avantage à utiliser un écouteur de conception ancienne, avec membrane en tôle. Une telle membrane possède un effet de résonance vers 1 kHz. Eventuellement, on peut choisir C_9 de façon que cette résonance mécanique coïncide avec la résonance électrique qui est déterminée par C_9 et l'inductance de la bobine de l'écouteur. Ce phénomène de résonance aide l'oreille à séparer des sons de différente hauteur, c'est-à-dire les signaux horaires qu'on désire suivre, des signaux télégraphiques émis par des stations de fréquence voisine. Dans certains cas, l'écart entre deux stations, voisines en fréquence, n'est que de quelques centaines de hertz.

Le montage décrit est également utilisable sur d'autres bandes de fréquences, à condition qu'on diminue C_6 proportionnellement à la fréquence centrale de la gamme. En manœuvrant R_6, on constate que la réaction (naissance des oscillations) s'établit de façon très progressive, ce qui fait que ce type de récepteur peut également capter des émissions modulées en amplitude, dans d'assez bonnes conditions. L'effet de rayonnement parasite qu'on observe généralement dans le cas des récepteurs à réaction, est très réduit dans le cas présent. En effet, la faible valeur de C_5 ne permet qu'une réinjection d'énergie très réduite, dans le circuit d'entrée.

REALISATION DU RECEPTEUR

La figure 2 reproduit la platine imprimée qui à été utilisée pour la maquette du récepteur. Le montage est suffisamment peu critique pour que d'autres formes de réalisation soient possibles (barette de cosses). Il convient, toutefois, d'éviter toute capacité de câblage excessive entre le collecteur de T_2 et le circuit d'entrée. La capacité entre deux cosses voisines d'une barette pouvant atteindre 2 pF, il faut, le cas échéant, réduire C_5 en conséquence.

L'utilisation d'un bâtonnet de ferrite d'une longueur de 140 mm (diamètre 10 mm, ferroxcube 3 D 3 ou Sifferit M 25, à fentes longitudinales) permet de loger l'appareil dans un boîtier « Teko », modèle P 3. En bobinant suivant les indications de la figure 3 (trois enroulements de plusieurs couches de spires jointives, 450 spires de fils divisé de 20 brins de 0,05 mm, sous soie), on arrive à des facteurs de qualité compris entre 300 et 350, dans la gamme de 45 à 90 kHz. Le bâtonnet de

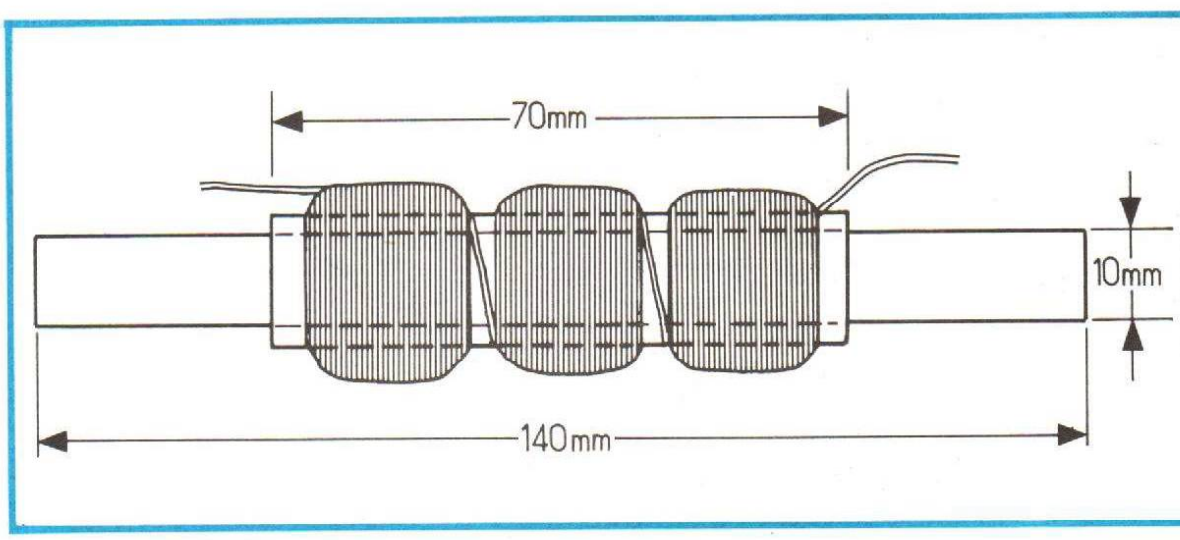


Fig. 3. – Le bobinage de l'antenne de ferrite, subdivisé en trois enroulements, se trouve supporté par un tube d'isolant ou par un manchon qu'on peut se fabriquer à l'aide d'une bande de papier calque.

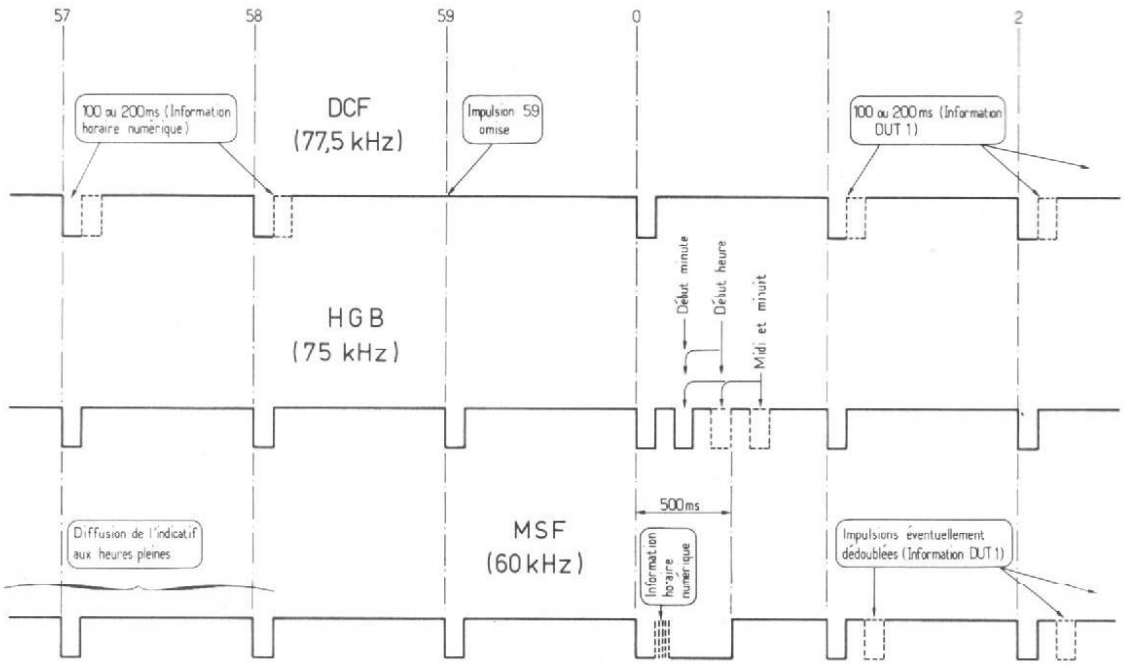


Fig. 4. – Diagramme impulsionnel des signaux horaires émis par les stations DCF (Allemagne, près de Frankfort), HGB (Suisse, près de Genève) et MSF (Grande-Bretagne, près de Coventry).

ferrite est à fixer au fond du boîtier, en haut, de façon qu'il se trouve à une distance d'au moins 4 cm de la platine d'aluminium, du boîtier, ainsi que de tout autre pièce métallique. La platine imprimée est suffisamment légère pour qu'on puisse, au lieu d'utiliser les trous de fixation indiqués dans la figure 2, assurer cette fixation uniquement par le potentiomètre (R_6) qu'on soude, d'une part, sur le circuit imprimé, et qu'on visse, d'autre part, sur la platine frontale du boîtier. Comme l'appareil ne consomme que 5 mA sous 9 V, l'alimentation peut être assurée par une pile de taille très réduite.

Si on désire étalonner le cadran de C_2, à l'aide d'un générateur HF (couplé au bâtonnet de ferrite par une boucle), il faut entreprendre cet étalonnage pour une position bien définie de R_6, car ce potentiomètre de réaction agit légèrement sur la fréquence de réception. On choisira cette position de façon que la réaction se trouve établie sur toute l'étendue du cadran, sans qu'on observe, pour autant, ce hurlement d'accrochage violent qui risque de se produire, aux fréquences élevées de la gamme, quand on ajuste R_6 sur un taux de réaction trop important. On pourra ensuite repérer cette position d'étalonnage sur le cadran de R_6.

EXPERIENCES DE RECEPTION

Lors de la mise en service du récepteur, on constatera immédiatement que la gamme des ondes très longues se trouve surchargée d'émissions de toute sorte, si bien qu'on entendra, sur certains réglages de C_2, plusieurs sons de battement en même temps. On arrivera, cependant, bientôt à reconnaître les émissions de signaux horaires par leur cadence lente et régulière.

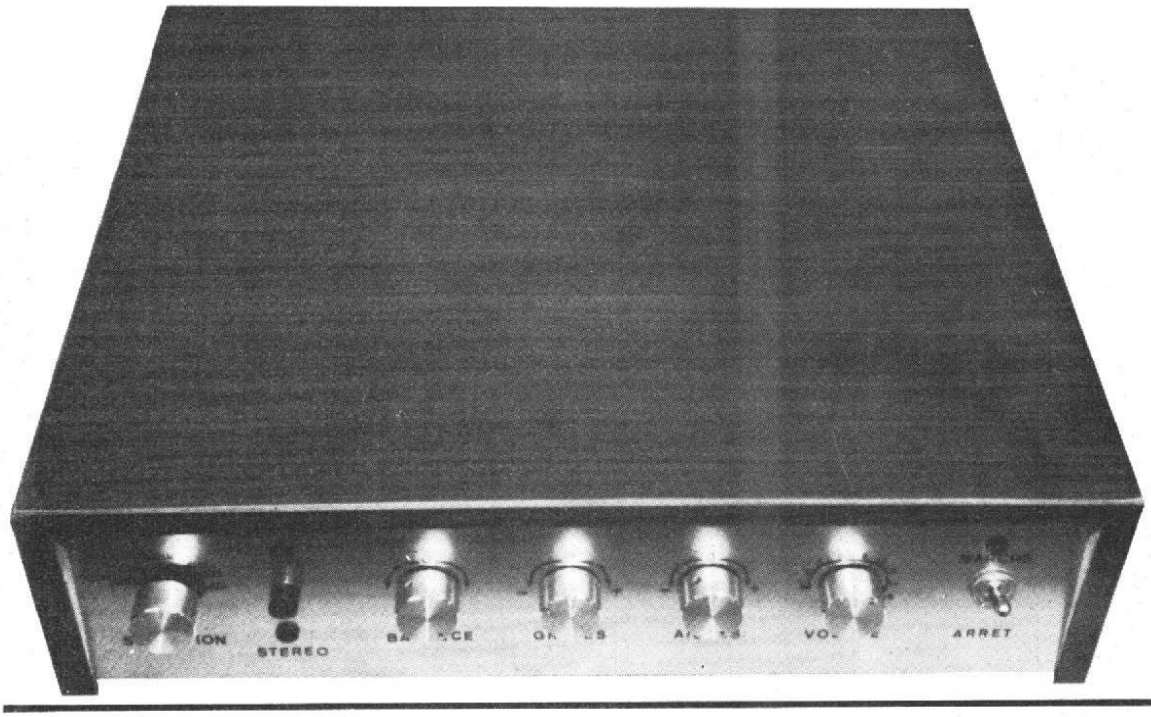
Si on ne dispose pas de générateur HF pour étalonner le cadran ou pour déterminer les fréquences reçues par comparaison, on peut identifier les divers émetteurs de signaux horaires par leurs codes respectifs. C'est notamment pour le repérage des minutes pleines (ainsi que des heures pleines) que chaque émetteur diffuse un « programme individuel ». La figure 4 donne les diagrammes impulsionnels entre les secondes 57 et 2, pour les trois émetteurs européens de signaux horaires qui sont susceptibles d'être reçus, en France, d'une façon exploitable. L'information DUT 1, mentionnée dans la figure 4, permet d'établir une relation entre la valeur numérique de l'heure, et l'angle de rotation de la terre ; elle n'a donc un intérêt que pour les astronomes.

Le récepteur de contrôle permet, notamment, de comparer l'incidence des perturbations sur la réception des divers émetteurs de signaux horaires. Il peut s'agir là d'émetteurs voisins en fréquence, ou de perturbations industrielles dont la source peut, ou non, se trouver dans une direction identique à celle de l'émetteur. Souvent, on constatera que la réception est moins perturbée dans les villes à réseau souterrain de distribution d'électricité, que dans les localités où ce réseau est aérien. Fréquemment, l'orientation optimale ne sera pas celle qui correspond à la direction exacte de l'émetteur, mais celle pour laquelle le taux de perturbation devient minimal, et ce n'est pas forcément une orientation horizontale du bâtonnet de ferrite qui permettra d'obtenir la meilleure réjection des perturbations industrielles.

Cependant, il faut remarquer que la sélectivité du récepteur de contrôle est nettement plus faible que celle d'un récepteur qu'on utilisera pour un asservissement d'horloge. Le récepteur de contrôle permettra donc une réception exploitable, si, pendant au moins une semaine d'observations, on ne constate jamais de brouillage complet pendant plus de 10 mn et si, le reste du temps, les signaux émergent du niveau de perturbations de façon nettement perceptible.

H. SCHREIBER

Etude et réalisation d'amplificateurs mono - stéréo à circuits intégrés



GENERALITES

IL existe actuellement sur le marché un certain nombre de circuits intégrés permettant de réaliser des amplificateurs BF de qualité HiFi relativement faciles à construire et à mettre au point par tout amateur un tant soit peu averti. Encore faut-il connaître les principales caractéristiques de ces CI ainsi que les possibilités que ceux-ci offrent dans les divers montages proposés par les fabricants ; malheureusement il existe encore très peu de montages pratiques de ce genre car il faut, non seulement disposer d'un schéma éprouvé, mais encore d'un plan de câblage et de montage suffisamment explicite si l'on ne veut pas passer des heures, et même des jours entiers à effectuer des montages d'essai avant d'arriver à un ensemble rationnel sans être sûr au bout du compte de conduire à bien une réalisation plus complexe qu'il ne paraît à première vue.

Les montages que nous allons proposer dans la suite de cet article ont été très longuement étudiés et ce n'est qu'après plusieurs modifications et essais divers que nous avons décidé d'écrire cet article, pensant que ces réalisations pourraient intéresser de nombreux lecteurs.

Tout d'abord les divers ensembles que nous nous proposons d'étudier sont construits autour de circuits intégrés proposés par la firme National Semi-conducteur à un prix très raisonnable. Il s'agit de LM 382 (15 F environ) pour le préampli et de LM 378 (35 F environ) pour l'ampli de puissance permettant d'obtenir facilement deux fois 6 W avec une distorsion inférieure à 1 % à la puissance maximum avec une bande passante de 30 Hz à 25 kHz environ. Pour des puissances supérieures nous ferons appel à des transistors de sortie dont le prix est de 6 à 7 F pièce ce qui nous permettra d'atteindre une puissance réelle de 2 fois 16 W sur 4 Ω pour un prix nettement compétitif comme nous le verrons à la fin de cette étude.

Les circuits intégrés utilisés ici sont présentés tous deux en boîtier DIL 14 broches, les détails de brochage sont donnés sur les figures 1 et 2 ; voici leurs principales caractéristiques :

LM 382 – Double préampli avec compensation et protection interne des circuits, ten-

sion d'alimentation 9 à 40 V maximum,
Résistance d'entrée : entrée plus 100 kΩ, entrée moins 200 kΩ
Résistance de sortie : 150 Ω
Bande passante : 15 MHz pour gain + 1, 75 kHz pour un gain linéaire de 40 dB minimum
Tension d'entrée maximum : 300 mV efficaces pour fonctionnement linéaire
Puissance maximum dissipée : 800 mW
Courant moyen : 10 mA
Réjection à F = 1 kHz : 120 dB
Séparation des canaux à F = 1 kHz : 60 dB
Distorsion harmonique pour gain 60 dB à F = 1 kHz : 0,1 %
Tension équivalente de bruit sur entrée ouverte, sortie chargée par 600 Ω de F 100 Hz à 10 kHz : 0,8 μV
LM 378 – Amplificateur Stéréo 2 x 4 W mono : 8 W
Tension d'alimentation 35 V maximum
Température de fonctionnement : 0 à 70 °C
Température de jonction : 150° maximum, 300° pendant 10 s maximum.
Protection interne en température, stabilisation de tension incorporée et limitation interne en courant.
Courant total d'alimentation : à P = 0 W 15 mA, à P = 1,5 W par canal 400 mA.
Distorsion : inférieure à 5 % pour une puissance de 5 W par canal avec charge de 8 ou 16 Ω ; distorsion inférieure à 0,25 % pour une puissance de 50 mW par canal à F = 1 kHz ; 0,07 % à 1 kHz pour une puissance de 1 W par canal et 0,1 % à 1 kHz pour 2 W par canal.
Tension d'offset 15 mV.
Impédance d'entrée : 3 MΩ
Gain 90 dB à RS = 0 Ω
Séparation des canaux avec 250 μF entre broche 1 et masse à F = 1 kHz : 70 dB
Réjection : mêmes conditions à F = 120 Hz : 70 dB
Courant maximum : 1,5 A.
Tension équivalente de bruit sur l'entrée avec RS 600 Ω entre 100 Hz et 10 kHz = 3 μV.

MONTAGES TYPES

Sur la figure 1 nous voyons différents montages types du CI LM 382. En A, le montage proposé correspond à la correction NAB, la sensibilité d'entrée est de 1 mV environ ce qui permet d'attaquer ce préampli avec une tête de lecture de magnétophone, le gain est d'environ 40 dB à 1 kHz.

En B, nous avons un montage à gain linéaire, C_1 et C_2 fixent le gain de l'ensemble ; avec C_1 seul le gain est de 55 dB, avec C_2 seul le gain est de 40 dB et avec C_1 plus C_2 le gain est de 80 dB.

En C, le montage proposé correspond à la correction RIAA ce qui permet d'attaquer les entrées avec un PU à tête magnétique, la sensibilité est de 2 à 3 mV avec un gain de 40 dB à 1 kHz.

Les trois schémas que nous venons d'examiner ne comportent qu'une partie du CI ; la deuxième est identique et correspond aux chiffres entre parenthèse portés sur les schémas.

La figure 2 nous donne deux montages types du circuit intégré LM 378, le schéma A correspond à un amplificateur mono de 8 W utilisant les deux parties du CI

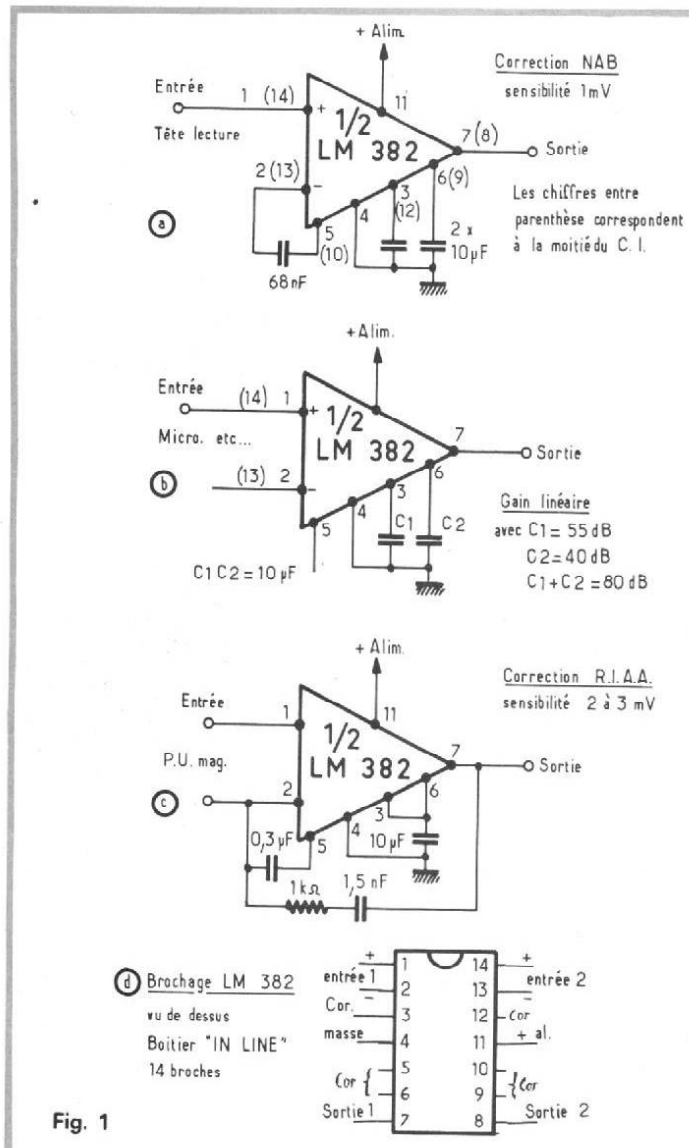


Fig. 1

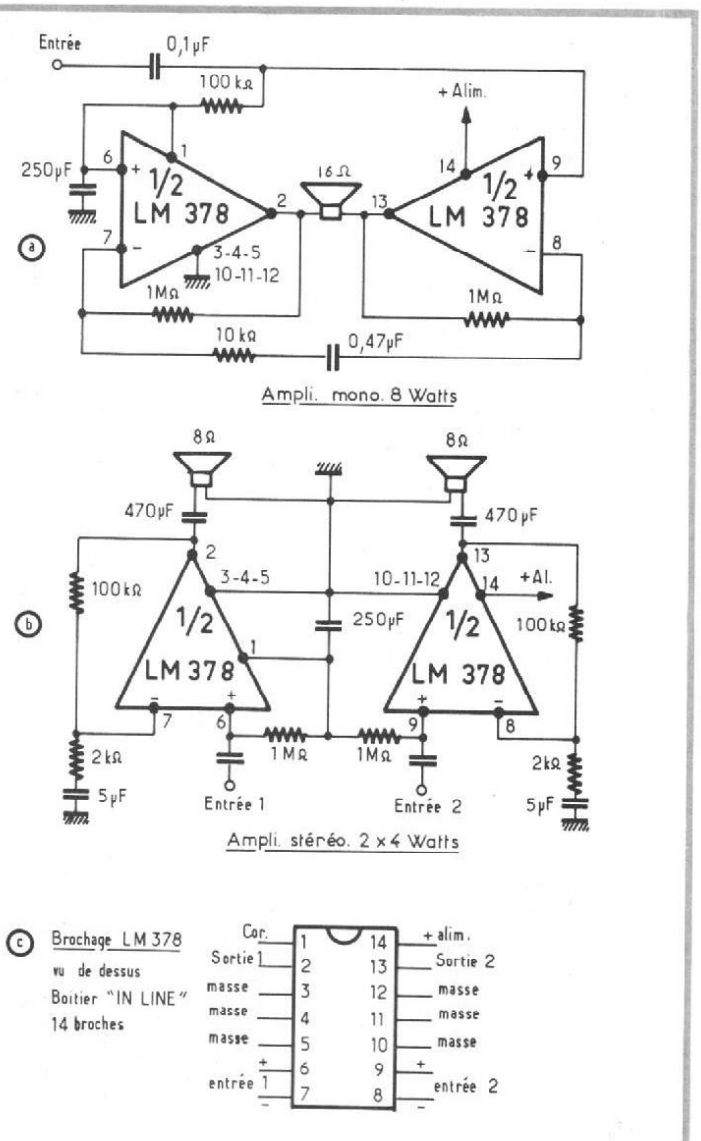


Fig. 2

et la figure B correspond à un amplificateur stéréo de 2 x 4 W. Les impédances de sortie sont respectivement de 16 Ω dans le premier cas et de 9 Ω dans le second, le gain est d'environ 35 dB dans les deux cas.

MONTAGES PRATIQUES

AMPLIFICATEUR 2 x 6 W

Sur le schéma de la figure 3 nous trouvons un amplificateur complet d'électrophone permettant d'obtenir en sortie une puissance de 2 x 6 W efficaces sur charge de 16 Ω.

Les signaux provenant du tourne-disque sont appliqués directement sur les entrées du CI LM 382 ; dans le cas d'utilisation d'une cellule magnétique, la sensibilité est de 3 mV environ sur 50 kΩ ; si le tourne-disque est équipé d'une cellule céramique dont la sensibilité est de 60 mV environ les signaux sont appliqués sur les entrées du CI après atténuation dans le réseau de résistance 1 MΩ - 47 kΩ - 100 kΩ, ce qui porte d'une part la résistance d'entrée à environ 1 MΩ, et d'autre part amène les signaux au même niveau que précédemment.

Les signaux après amplification et correction selon les normes RIAA par le CI LM 382 sont appliqués au réseau correcteur de tonalité du type Baxandall bien connu, nous trouvons ensuite le potentiomètre de balance qui permet d'équilibrer et de doser le niveau de signal appliqué sur chaque voie par l'intermédiaire des potentiomètres de gain à commande unique à la suite desquels nous trouvons deux CI LM 378 montés en amplificateurs de puissance. La puissance a été limitée à 2 fois 6 W, bien qu'il soit possible théoriquement d'atteindre 8 W par canal ; pour cela il faudrait d'abord porter la tension d'alimentation à 30 V, mais cela au prix d'une distorsion qui augmente très rapidement, de plus les CI chauffent et la puissance de sortie diminue en conséquence ce qui en fait perdre tout le bénéfice. A ce sujet, bien que le constructeur n'ait pas prévu de radiateur de refroidissement pour les LM 378 il sera bon d'en prévoir un de dimensions suffisantes, ceci afin d'éviter un échauffement assez important des LM 378 qui, comme nous venons de le dire, risque de faire baisser la puissance de sortie dans le cas ou l'on ferait fonctionner l'ensemble au maximum de puissance pendant un certain temps, cela en raison de la protection interne en température. Le radiateur commun aux deux LM 378 pourra être découpé dans une cornière en alu en forme de U de 3 mm d'épaisseur et de 4 à 5 cm de large sur une longueur de 14 cm environ correspondant à la largeur du circuit imprimé. Il sera maintenu en place sur les CI à l'aide de 3 vis fixées au circuit imprimé et modérément serrées. Afin d'améliorer la diffusion de la chaleur vers les radiateurs on pourra enduire le dessus des CI et le dessous du radiateur d'une couche de graisse aux silicones. Les figures 4 à 7 donnent les plans de câblage du préampli et de l'ampli et n'appellent aucune explication particulière ; un condensateur de 22 à 47 pF représenté sur le schéma sera ajouté en cas d'accrochage, lors des essais nous avons constaté une oscillation provoquant un accrochage sur l'un des ampli alors que l'autre fonctionnait parfaitement bien que manifestant parfois des tendances à l'accrochage. Un simple condensateur de 22 pF placé sur la ligne de contre réaction entre masse et le point 10 kΩ - 0,47 μF suffit à supprimer cette instabilité.

La bande passante de l'ensemble est d'environ 25 kHz avec une distorsion inférieure à 1 % à la puissance maximum de 6 W par canal.

Nous n'avons pas prévu de coffret spécial pour cet ensemble, chacun pourra le monter

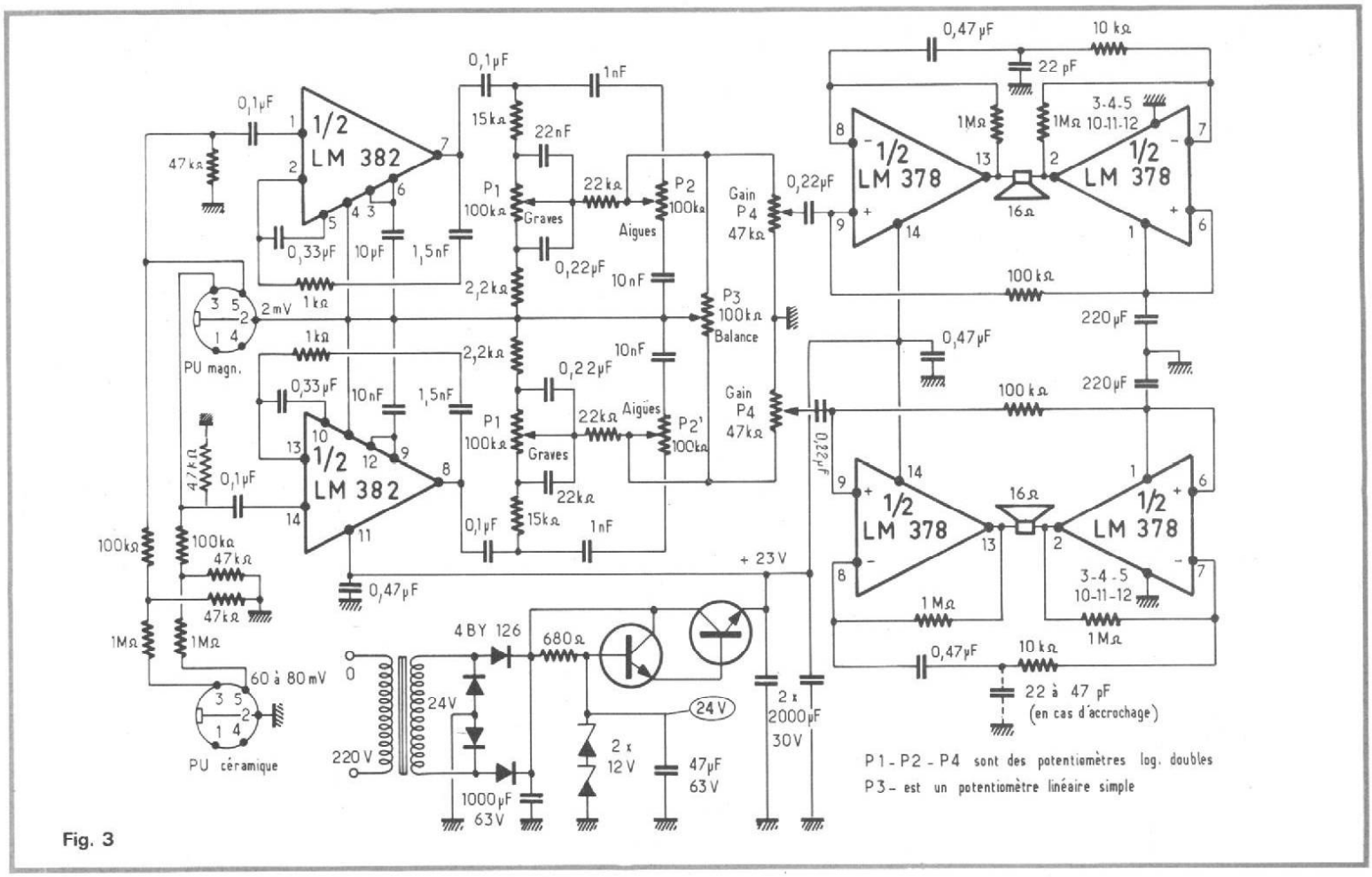


Fig. 3

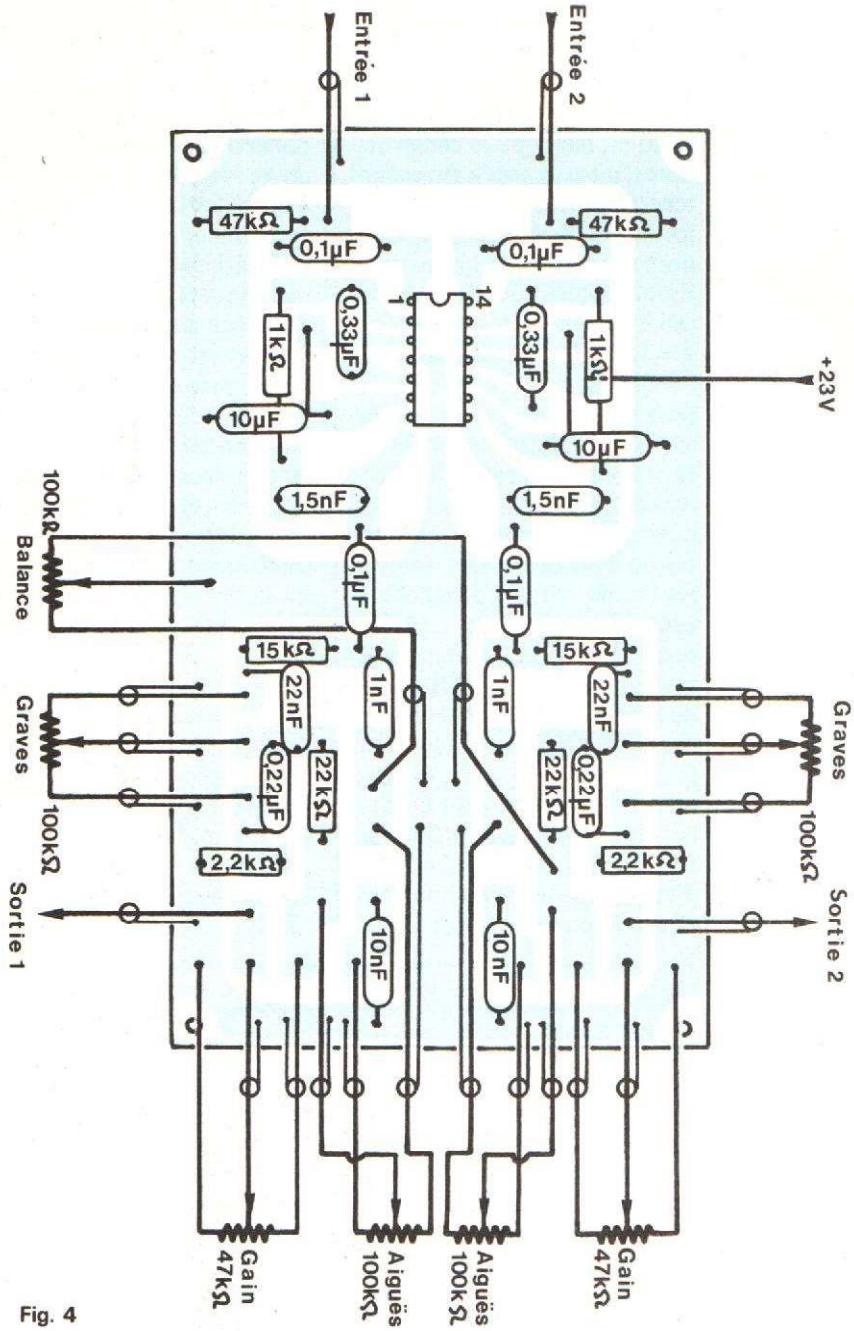


Fig. 4

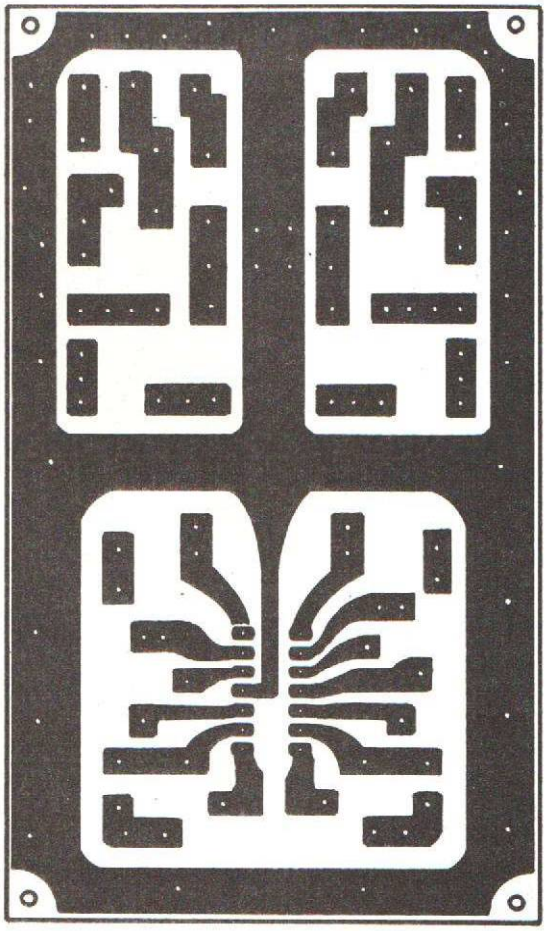


Fig. 5

suivant sa convenance, soit dans le même coffret que la platine tourne-disque, soit dans un petit coffret séparé. Nous verrons d'ailleurs dans la deuxième partie de cet article l'étude d'un coffret dont chacun pourra s'inspirer au besoin.

Enfin, pour terminer, l'alimentation qui est classique dans ses grandes lignes ; tout d'abord un transfo nous fournit 24 V sous 1 A, puis après redressement par 4 diodes BY 126 montées en pont nous trouvons un circuit de filtrage et de régulation à transistors ce qui nous permet d'obtenir en sortie une tension énergiquement filtrée et stabilisée de 23 V et ce, quel que soit le débit demandé à l'ensemble. Ce circuit est nécessaire car en l'absence de signal à l'entrée de l'amplificateur le débit est presque nul et la tension en sortie du redresseur dépasse 30 V. Nous n'avons pas établi de plan de câblage pour l'alimentation, celui-ci est laissé à l'initiative de chacun ; on pourra d'ailleurs également se reporter à celui prévu dans la deuxième partie de cet article.

En conclusion que dire de ce petit amplificateur, et bien que pour une somme n'excédant pas 200 F pour l'ensemble des composants, on dispose malgré tout d'un ampli d'une qualité exceptionnelle comparable sur bien des points à des réalisations industrielles d'un prix nettement supérieur.

AMPLIFICATEUR MONO-STEREO 2 x 16 W

Il est bien évident que l'ensemble que nous venons de décrire dans la première partie de cet article ne satisfera pas ceux qui désirent un amplificateur HiFi de performances plus poussées permettant d'écouter plusieurs sources de

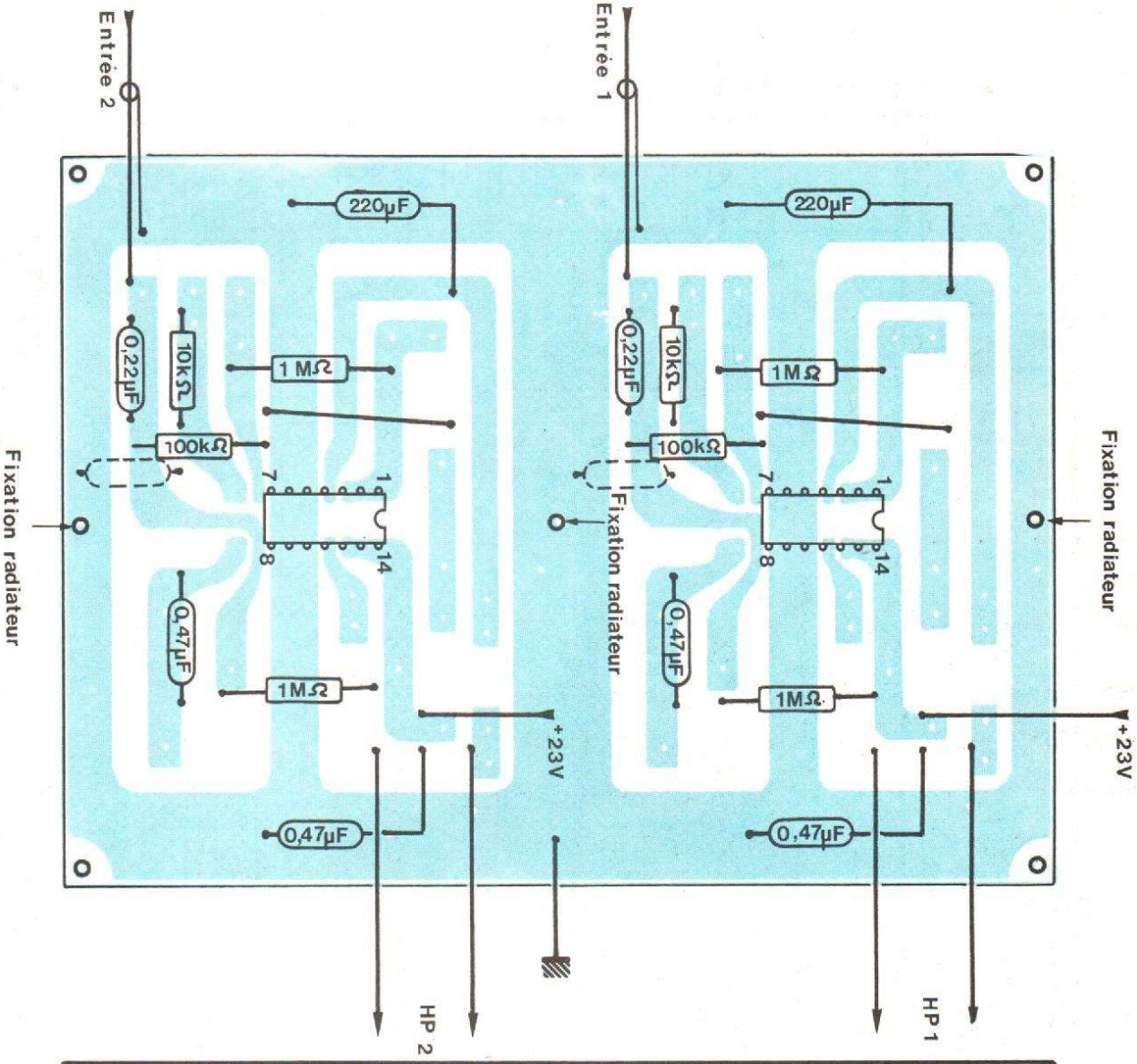

Fixation radiateur
+23V
220µF
1MΩ
0,22µF
10kΩ
100kΩ
0,47µF
1MΩ
0,47µF
HP 1
Entrée 1
Fixation radiateur
220µF
1MΩ
0,22µF
10kΩ
100kΩ
0,47µF
1MΩ
+23V
0,47µF
HP 2
Entrée 2
Fixation radiateur

Fig. 6

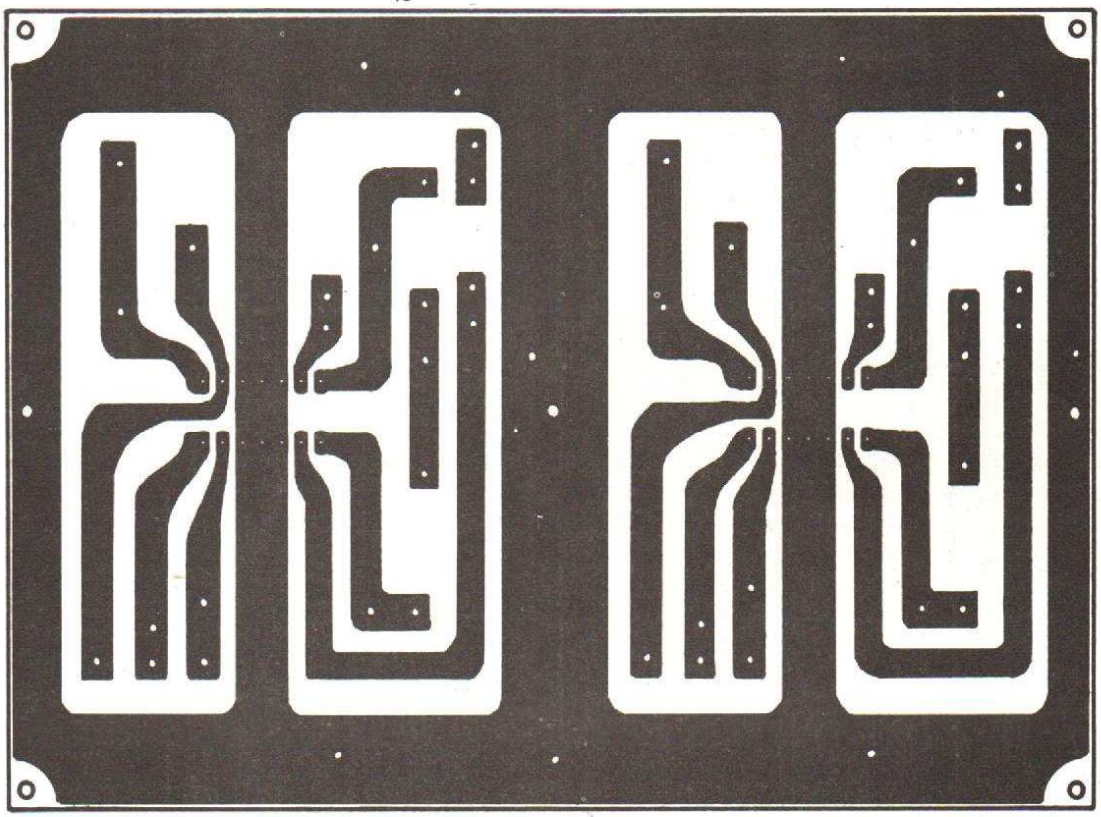


Fig. 7

signaux, tourne-disque, magnétophone, tuner AM ou FM etc.

Pour ces derniers nous allons entreprendre maintenant l'étude complète d'un ensemble HiFi mono-stéréo capable de délivrer 2 x 16 W efficaces sur charge de 4 Ω.

1) LE PREAMPLI

Ici nous avons également fait appel au circuit intégré LM 382 mais un problème particulier se pose. Comme nous souhaitons pouvoir attaquer ce préampli avec différentes sources il nous faudra prévoir des réseaux de correction pour chacune d'elles, NAB pour magnétophone, RIAA pour tourne-disque et linéaire pour micro et autres. Si l'on examine attentivement les schémas de la figure 1 l'on s'aperçoit que les corrections à apporter nécessitent au minimum 4 commutations par canal si l'on veut respecter les corrections prévues par le constructeur, ceci nous oblige à prévoir un commutateur de 8 galettes à 5 ou 6 positions, ou tout au moins à 4 galettes, 2 circuits par galette 4 à 5 positions par circuit ; tout ceci suivant le nombre d'entrées dont nous voudrons disposer. On pourrait bien entendu simplifier les commutations en combinant les corrections, mais ceci ne nous amène pas très loin et de plus la courbe des différents réseaux risque d'en être sensiblement modifiée. On pourrait choisir un autre CI tel le LM 381, mais après une étude sérieuse il apparaît que les corrections à apporter sont au moins aussi complexes que sur le LM 382, ceci bien entendu si l'on veut respecter intégralement les corrections définies par le constructeur ; si l'on se contente d'approximations, il est bien évident que l'on peut arriver à un nombre de commutations réduit de moitié.

En définitive nous avons préféré opter pour une troisième solution qui consiste à utiliser plusieurs circuits intégrés, chacun d'eux ayant son propre réseau de correction fixe suivant sa fonction, NAB, RIAA ou linéaire. Ceci ne peut qu'être avantageux puisque l'on supprime de ce fait la plupart des commutations ainsi que les différentes liaisons vers le commutateur qui risquent toujours d'apporter des perturbations. En fait, les seules commutations à effectuer se situent au niveau de l'alimentation et de la sortie des CI comme on peut le voir sur la figure 8. On pourrait objecter le prix supplémentaire à payer, mais si l'on considère que le prix d'un LM 382 est de 15 F environ et celui des quelques composants passifs supplémentaires, tels que condensateurs et résistances ne doit pas dépasser une dizaine de francs, l'économie réalisée sur le commutateur nous ramène pratiquement au même résultat.

Donc pour les raisons que nous venons de citer nous utilisons 3 circuits intégrés pour le préampli ; voyons maintenant comment les choses se passent. Tout d'abord nous trouvons 4 fiches DIN standard à 5 broches ce qui nous permet 8 entrées différentes, toutes les fiches DIN d'entrées et de sorties sont câblées de façon identique afin de pouvoir effectuer toutes les combinaisons possibles de connexion avec un minimum de câbles de liaison. En 3 et 5 nous avons les entrées basse

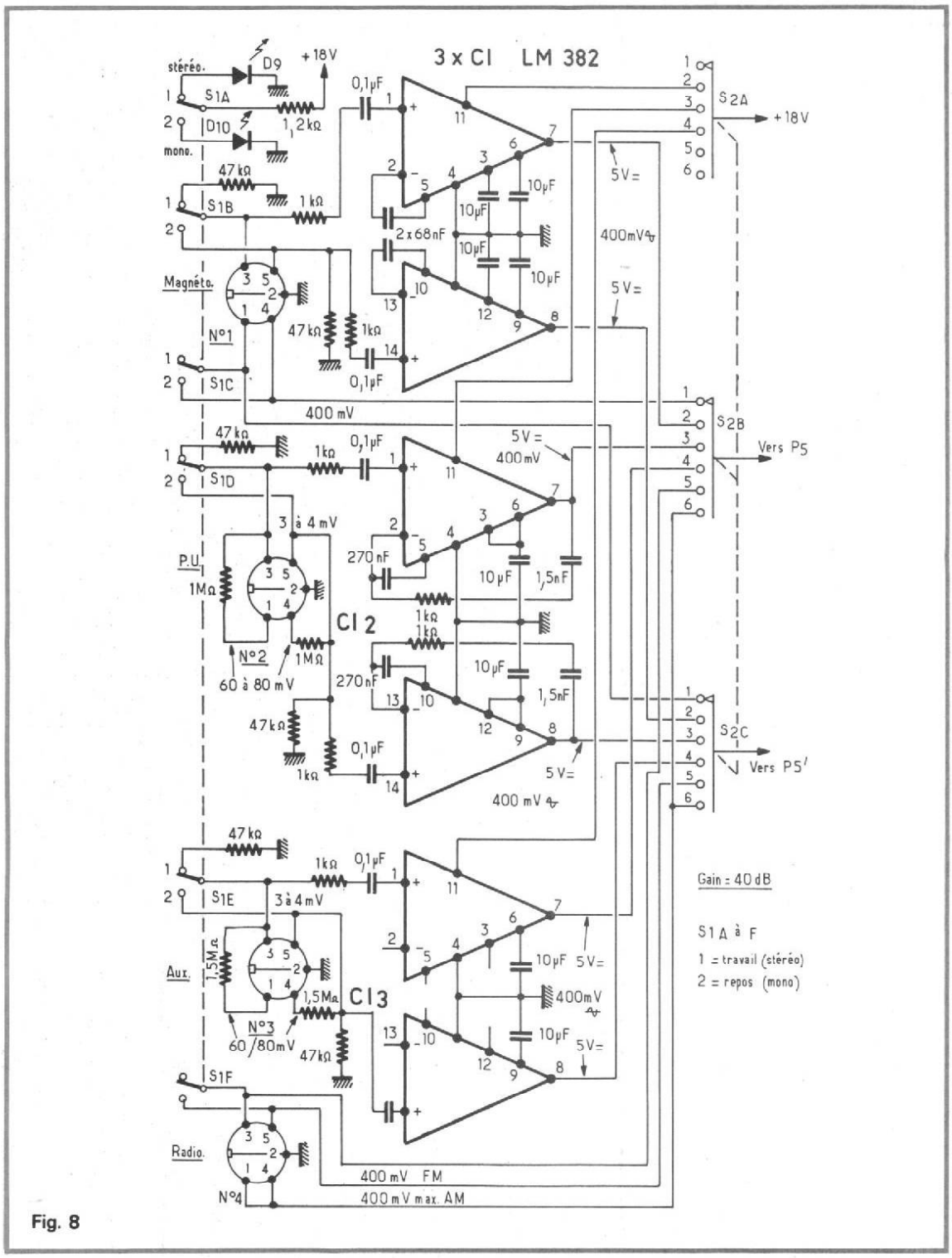


Fig. 8

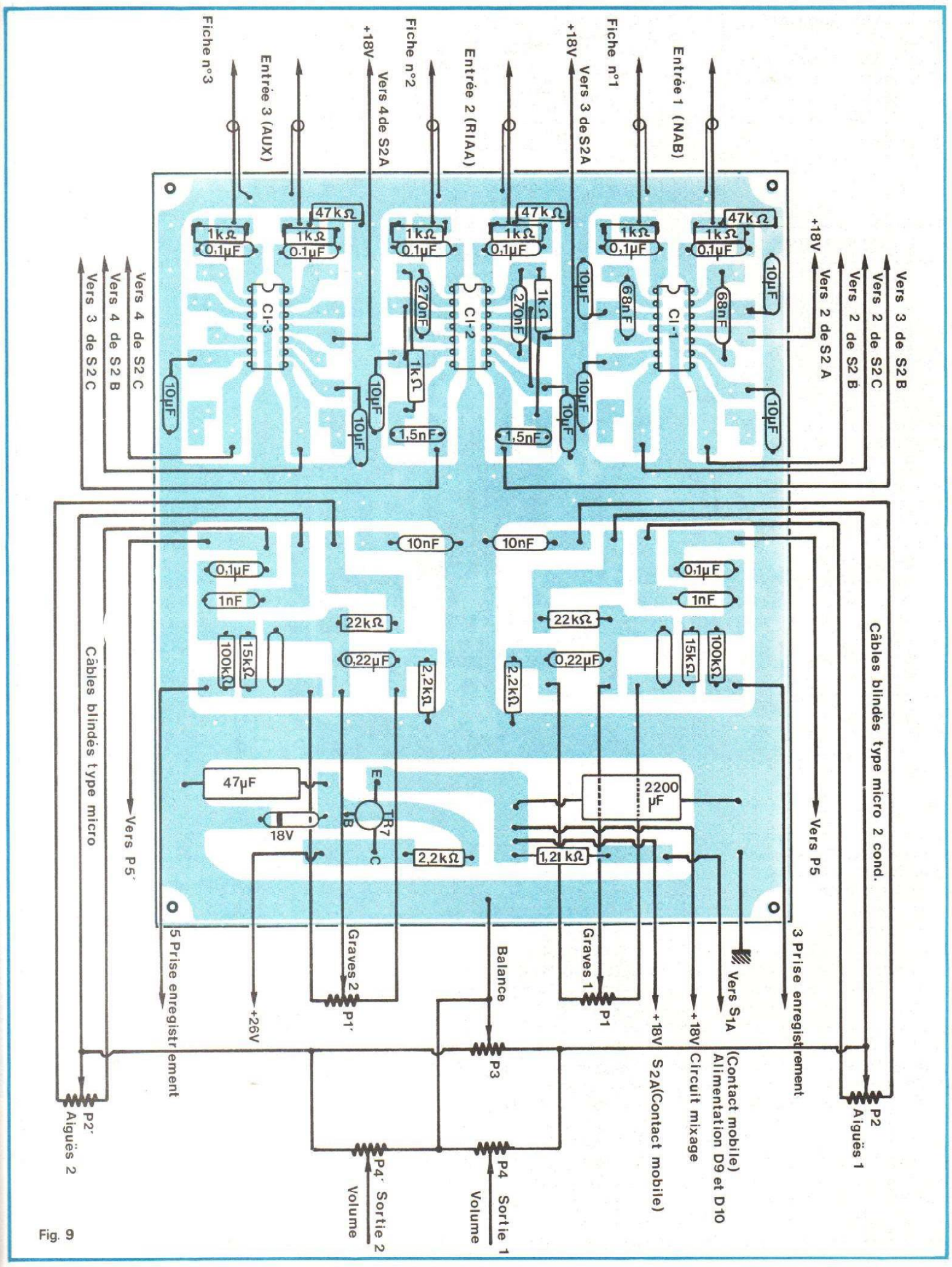

Vers 3 de S2 B
Vers 2 de S2 C
Vers 2 de S2 B
Vers 2 de S2 A
+18V
Entrée 1 (NAB)
Fiche n°1
Vers 3 de S2A
+18V
Entrée 2 (RIAA)
Fiche n°2
Vers 4 de S2A
+18V
Entrée 3 (AUX)
Fiche n°3
Vers 4 de S2 C
Vers 4 de S2 B
Vers 3 de S2 C
47kΩ
1kΩ
0,1µF
10µF
68nF
CI-1
CI-2
CI-3
270nF
1kΩ
1,5nF
10nF
0,1µF
1nF
22kΩ
0,22µF
2,2kΩ
100kΩ
15kΩ
2200 µF
1,21 kΩ
47µF
18V
TR7
E
B
C
Câbles blindés type micro 2 cond.
Vers P5
Câbles blindés type micro
Vers P5'
3 Prise enregistrement
5 Prise enregistrement
Vers S1A
(Contact mobile)
Alimentation D9 et D10
+18V
Circuit mixage
+18V
S2A(Contact mobile)
Graves 1
P1
Balance
P3
Graves 2
P1'
+26V
P2
Aigües 1
P2'
Aigües 2
P4 Sortie 1
Volume
P4' Sortie 2
Volume

Fig. 9

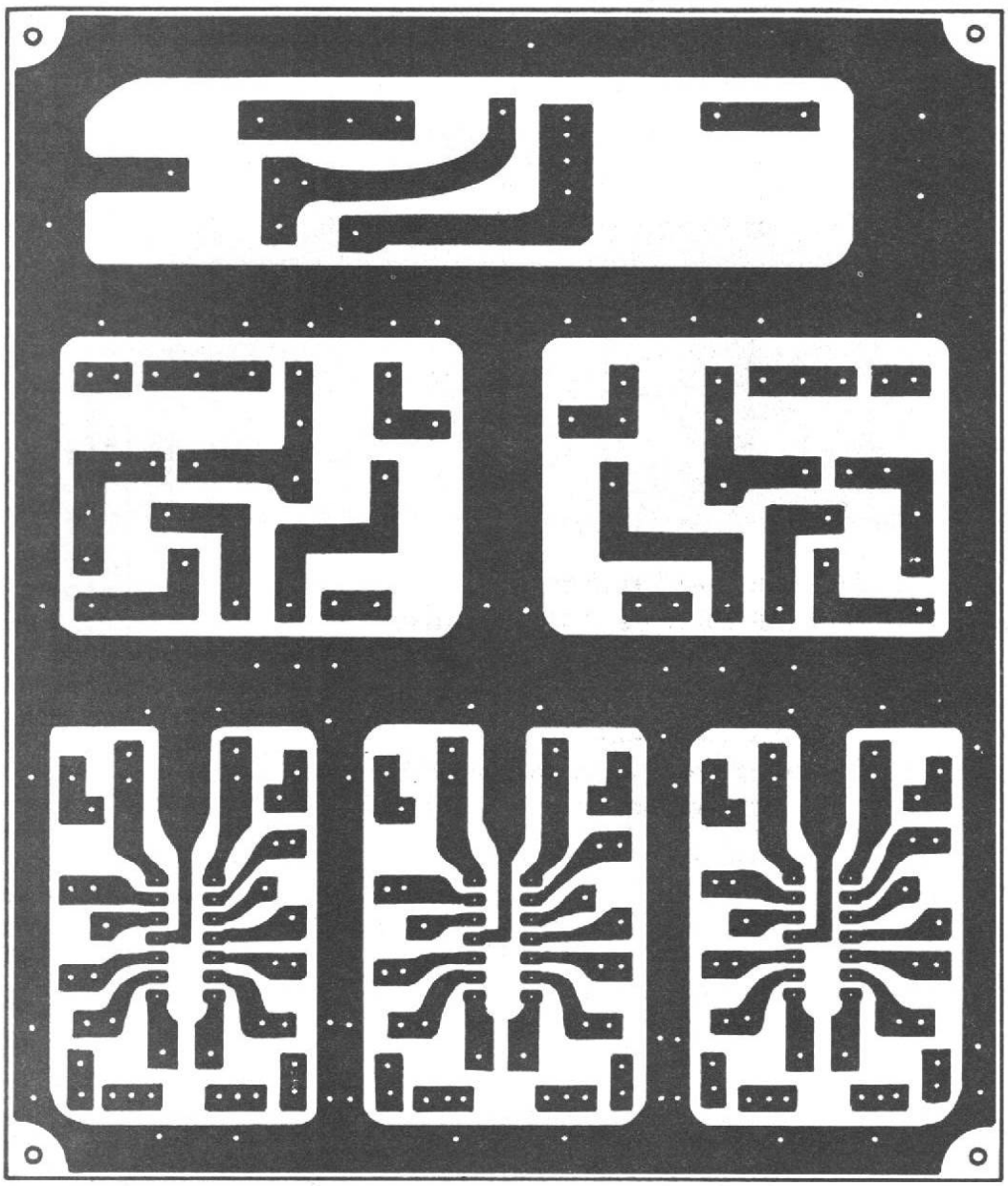


Fig. 10

impédance (signaux faibles) et en 1 et 4 les entrées haute impédance (signaux forts).

L'entrée 1 correspond aux signaux en provenance d'un préampli de magnétophone, ces signaux sont appliqués en 1 et 4 de la première fiche et de là envoyés directement vers l'ampli par l'intermédiaire de S2 B et S2 C, ces signaux bénéficiant déjà de la correction NAB et étant d'un niveau suffisant.

Sur la deuxième entrée sont appliqués en 3 et 5 de la fiche DIN n° 1 les signaux provenant d'une tête de lecture de magnétophone, ces signaux étant très faibles il est nécessaire de les amplifier, c'est le rôle du premier CI correspondant à la correction NAB. Ce CI est sélectionné par $S_2 - S_{2A}$ sert à l'alimenter tandis que S_{2B} et S_{2C} raccordent ses sorties à l'entrée de l'ampli via le réseau de correction graves-aigues. La sensibilité d'entrée est de 2 mV sur 47 kΩ et le gain de 40 dB environ à 1 kHz.

Sur sa position 3 de S_2 c'est le deuxième CI correspondant à la courbe RIAA qui se trouve en service, c'est sur les entrées de ce CI que sont appliqués les signaux en provenance d'un tourne-disque par l'intermédiaire de la deuxième fiche DIN ; en 3 et 5 nous trouvons les signaux de faible amplitude délivrés par une tête de lecture magnétique la sensibilité est de 3 mV sur 47 kΩ. En 1 et 4 de la même fiche la sensibilité est de 60 mV sur 1 MΩ correspondant au niveau de signal délivré par une tête céramique. Le gain de l'ensemble est de 40 dB à 1 kHz.

Sur la position 4 de S_2 est raccordé le troisième CI ayant un gain linéaire de 40 dB, c'est sur ce CI que sont envoyés par l'intermédiaire de 3 et 5 de la troisième fiche DIN les signaux en provenance, soit d'un micro, soit de toute autre source à basse impédance dont la sensibilité est de 3 à 5 mV, la résistance d'entrée est de 47 kΩ ; en 1 et 4 de cette même fiche la sensibilité est de 70 mV sur 1 MΩ ce qui permet d'attaquer cette entrée avec un micro haute impédance ou toute source d'impédance élevée.

En 5 et 6 de S_2 ce sont les signaux provenant d'un tuner qui sont sélectionnés, en 5 les signaux FM raccordés sur 3 et 5 de la quatrième fiche DIN et en 1 et 4 les signaux AM. Le niveau de ces signaux est suffisant pour attaquer directement l'ampli, il est recommandé de ne pas dépasser un niveau de 4 à 500 mV sur ces entrées afin de ne pas surcharger les entrées de l'ampli.

Enfin avant de terminer l'étude du préampli, un circuit dont nous n'avons pas encore parlé, il s'agit du commutateur à poussoir S 1 à 6 positions repos-travail dont le rôle est d'assurer la commutation mono-stéréo, la position repos correspond à la position mono, et la position travail (touche enfoncée) à la position stéréo. S 1A assure la signalisation mono-stéréo à l'aide de diodes électroluminescentes dont la consommation est d'une dizaine de mA, donc beaucoup plus économique que des ampoules pour un prix très peu supérieur (moins de 2 F pièce pour une LED rouge et environ 4 F pour des LED d'une autre couleur).

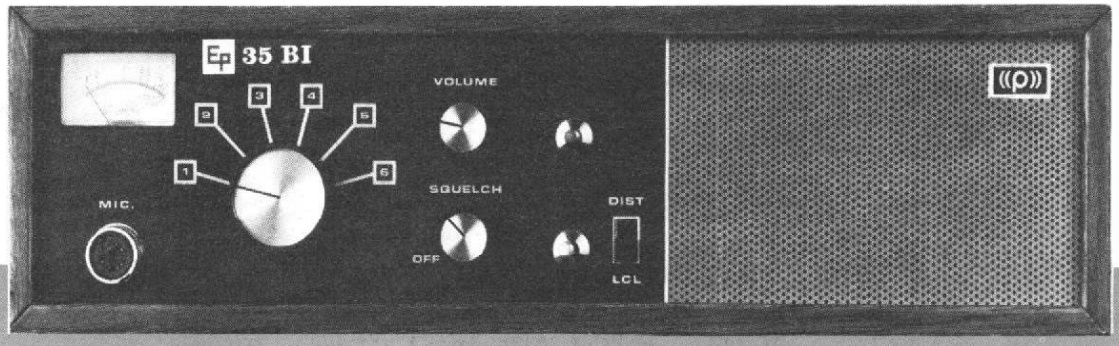
S1B à S1F assurent la commutation mono-stéréo ; S1B, S1D et S1E sont raccordés directement sur les entrées 3 et 5 des fiches magnéto P.U. et auxiliaire. En position 1 (stéréo) les entrées 3 et 5 sont indépendantes et en position 2 (mono) 3 et 5 sont court-circuitées et une seule résistance de 47 kΩ est raccordée sur les entrées des CI correspondants afin de conserver la même résistance d'entrée qu'en position stéréo. SIC et SIF court-circuitent respectivement 1 et 4 de la fiche DIN n° 1 et 3 et 5 de la fiche DIN n° 4 ce qui permet d'attaquer directement l'ampli soit en mono, soit en stéréo, sur ces deux positions.

(à suivre)

J. ABOULY

vous émettrez mieux...
on vous recevra mieux !

Prix public
départ Paris :
H.T. 2400,00
+ T.V.A.
17,6 % 422,40
T.T.C. ... 2 822,40



STATION DE BASE EP 35 BI

Pour toutes utilisations
Commerciales, Industrielles, Administratives,
les professionnels compétents
adoptent cette station de base H.F. « Hautes Performances »
et l'associent
à une station mobile robuste et confortable

EP 826

avec

Semi-conducteurs :
20 transistors - 1 I.C.
10 diodes - 1 thermistor
Appel sélectif codé :
incorporé
Haut-parleur :
65 × 100 mm
Alimentation :
12 V + 10 %
Dimensions :
L. 150 × P. 205 × E. 50 mm
Poids : 1,750 kg

Prix public
départ Paris :
1 canal équipé
H.T. 1150,00
TVA 17,6 % 202,40
TTC 1352,40

ELPHORA

ELPHORA S.A. - 2, rue de la Baume
75008 PARIS - Tél. : 359.98.68

Nous sommes présents dans la France entière.
Sur simple demande,
vous obtiendrez l'adresse de notre agence la plus proche.

MESURE DES CAPACITES par les phénomènes de charge des condensateurs

ENTRE les diverses méthodes permettant la mesure des capacités, celle qui découle de la charge à partir d'une tension constante peut susciter des réalisations originales.

Le principe évoqué repose sur la connaissance des lois exponentielles. En effet, si l'on observe, grâce à un voltmètre à très forte résistance d'entrée (par exemple : 100 MΩ), la variation de tension délivrée par un condensateur qui se charge à travers une résistance connue, la courbe obtenue est celle de la figure 1.

Près de T_0, la montée suit la tangente à l'origine OA dont la pente est parfaitement définie ($\Delta t = \theta$ pour U/E = 100 %).

Ensuite, la vitesse de la montée ralentit et la courbe se rapproche lentement de l'asymptote 100 %. Celle-ci n'est, en principe, atteinte qu'au bout d'un temps infini ; en fait, on admet la charge terminée pour $t = 5\,\theta$ (99,3 %).

L'étude mathématique nous renseigne sur les valeurs particulières prises par la charge au bout d'un temps donné ; en particulier, la montée atteint 63 % pour $t = \theta = CR$.

Ainsi, si l'on peut mesurer le temps avec suffisamment de précision — ce qui subordonne le synchronisme entre le branchement du contacteur K et le démarrage du chronomètre – il s'avère possible de connaître l'intervalle de temps compris entre deux seuils de tension et d'en déduire la capacité ; si l'on connaît la valeur de la résistance R.

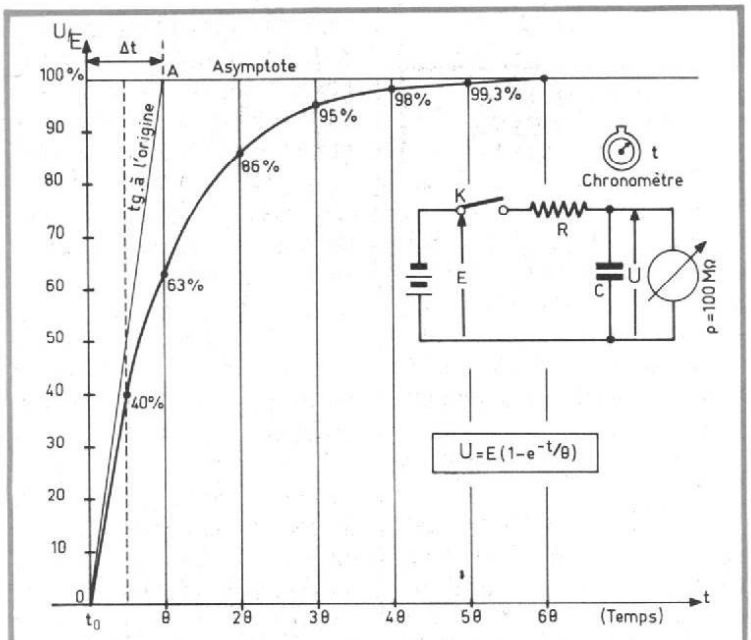


Fig. 1. – Variation de la tension résultant de la charge d'un condensateur à partir d'une tension fixe.

Cela sous-entend, également, une charge lente d'où une forte résistance R si les capacités à mesurer sont faibles. Toutefois, on est très vite limité par la valeur prise par l'impédance d'entrée du voltmètre, lequel doit perturber le moins possible la charge.

Dans la pratique, si l'on admet une précision de 1 %, il faut faire

$$R \leqslant \frac{\rho}{100}$$

soit, pour $\rho = 100\ M\Omega$, $R \leqslant 1\ M\Omega$.

Par la méthode du chronomètre, on voit tout de suite que la mesure n'est possible que pour $C > 1\ \mu F$. En effet, on a, alors, $\theta \geqslant 1$ s pour $R = 1\ M\Omega$, temps suffisamment

long pour permettre le repérage simultané d'un temps et d'une tension ! On est donc limité dans notre système par l'appréciation humaine.

EMPLOI D'UN CHRONOMÈTRE NUMÉRIQUE

Afin de généraliser la méthode à tous les condensateurs, il faut remplacer le chronomètre à aiguille par un appareil numérique. Tel que ceux qui généralisent le fonctionnement des fréquencemètres en périodemètre-compteur déclenchable. Cet équipement comporte deux entrées : une qui déclenche l'horloge du compteur, l'autre pour l'arrêter.

Le montage de la figure 2 met en évidence une tension E (stabilisée, de préférence...) qui contribue, à travers K_1 et R, à charger le condensateur inconnu C. Aux bornes de ce dernier est branché un circuit comparateur à forte impédance d'entrée (circuit MOS). La seconde entrée reçoit une tension de référence qui fixe le niveau de basculement du comparateur (Fig. 2A).

La charge du condensateur débute quand le contacteur K passe de 1 à 2. En même temps, le chronomètre compte le temps de charge depuis T_0. Quand U passe par V_{Ref}, le comparateur fournit un niveau logique « haut » qui arrête le comptage.

Exemple : Le chronomètre affiche 12,3 ms pour E = 4 V et R = 10 kΩ, quand V_{Ref} = 2,52 V, il vient le rapport :

$$\frac{V_{Ref}}{E} = 63\ \%$$

Ce rapport a été choisi de telle sorte que

$$\Delta t = \theta = CR$$

Comme R = 10 kΩ,

$$C = \frac{\theta}{R}$$

$$= 12{,}3.10^{-3}.10^{-4} = 1{,}23\ \mu F$$

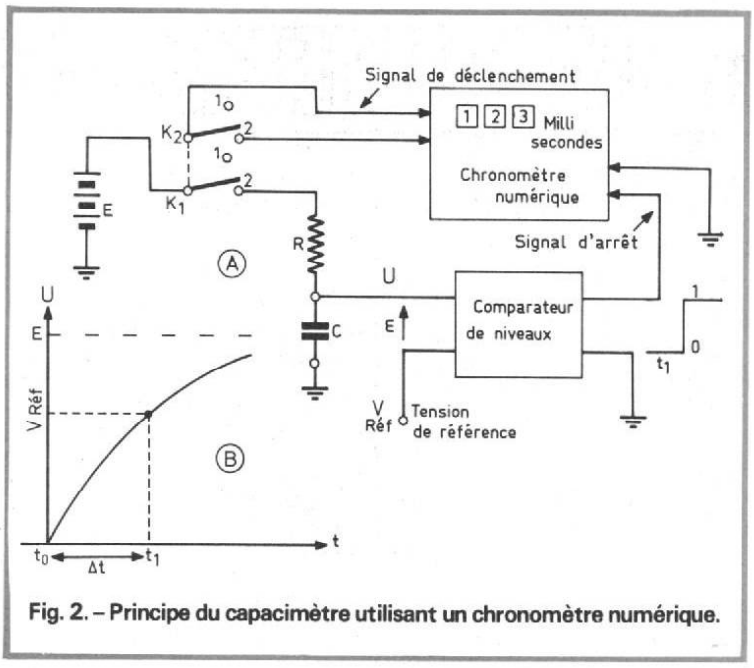


Fig. 2. – Principe du capacimètre utilisant un chronomètre numérique.

En réglant V_{Ref} sur une valeur quelconque, on fait apparaître un coefficient k qui découle de l'application de la loi exponentielle :

$$\Delta t = k$$

avec

$$k = 2{,}3 \log \frac{E}{E - V_{Ref}}$$

Cette formule devrait être appliquée au cas où R_{Ref} serait imposé par une diode zener. Comme il est normal d'obtenir une lecture directe — ou à un multiple de 10 près — on choisira E afin de rendre k entier ou égal à 1.

PRINCIPE D'UN CAPACIMÈTRE NUMÉRIQUE

Le système précédent présente un défaut qui résulte d'un retard à la mise en route, se traduisant par un délai dans la montée et un non-synchronisme avec le chronomètre numérique.

Une solution consiste à mesurer les intervalles de temps lorsque la charge est déjà commencée. Pour cela, nous pouvons faire appel au montage de la figure 3. En appuyant sur le poussoir P, la f.e.m. E charge le condensateur C à travers la résistance « R » étalonnée à mieux que 1 %. Lorsque la tension U aux bornes de la capacité atteint le niveau V_{S1}, défini par le pont de résistances R_1-R_2, le comparateur N° 1 bascule brusquement de 0 au niveau « haut » 1 imposé par la logique du système (5 V pour un μA 711).

La charge du condensateur se poursuivant, elle permet d'accroître la tension U au seuil V_{S2}, lequel permet le basculement à 1 du deuxième comparateur au temps t_2 ; le seuil découle du pont de résistance R_3-R_4, réduisant la tension E à V_{S2}. « $t_1 - t_2$ », l'intervalle de temps Δt, sépare les deux basculements des comparateurs. Grâce à la porte inverseuse a, le passage de 0 à 1 est complémenté ce qui inverse l'échelon de 1 à 0 au temps t_2. La porte ET « b » reconstitue une impulsion de largeur rigoureusement égale à Δt. Appliquée à la porte ET « c », cette séquence analogique est découpée par le signal à la fréquence f fourni par l'oscillateur local stabilisé par quartz.

Un compteur suivi d'un décodeur permet l'affichage de soit la durée, soit la valeur directe du condensateur, dès lors que le décodage tient compte de la translation temps/ capacité. L'impulsion donnée par la porte b constitue une « porte analogique », c'est-à-dire quantifiant une grandeur physique précise. Mathématiquement on démontre que :

$$\theta = \frac{\Delta t}{2{,}3 \log \dfrac{E - V_{S1}}{E - V_{S2}}}$$

La formule faisant état de différences, il importe de connaître très exactement les tensions V_{S1} et V_{S2} si l'on veut minimiser les erreurs de mesure.

De même il n'est pas conseillé d'obtenir des Δ t trop faibles afin que l'affichage reste précis. A l'opposé, si l'on choisit une résistance R trop grande, l'intervalle Δt devient supérieur aux possibilités de comptage du compteur ; il s'ensuit un signal de dépassement que l'on utilise dans les équipements professionnels pour commuter, au moyen de portes MOS, la résistance R à des valeurs plus faibles. En même temps, le compteur fournit un signal de remise à zéro (RAZ) qui, appliqué sur les strobes des comparateurs, ramène ceux-ci à leur état d'origine (0), avant de recommencer la comparaison. De même, une porte P_G remet à zéro la charge de la capacité avant qu'une nouvelle analyse se déroule. Le processus de mesure sera donc de commencer les mesures par les fortes résistances R, puis de décroître automatiquement leur valeur afin d'atteindre la gamme adéquate.

On peut, également, procéder à l'inverse, c'est-à-dire commencer par les plus faibles résistances et arrêter la commutation de R quand l'affichage présente tous ses digits occupés.

On peut enfin simplifier la réalisation en commutant manuellement — au moyen d'un contacteur — la résistance R qui permet le meilleur affichage. Une source d'erreur consiste en la consommation des entrées des comparateurs quand ceux-ci s'inversent : un courant est dérivé de R vers ces entrées. Dans les réalisa-

tions industrielles il est utilisé des séparateurs à transistors à effet de champ pour isoler les entrées des comparateurs de la capacité à mesurer. En fait la représentation de la figure 3 est une version simplifiée de ce qu'il est possible de faire et des variantes peuvent être imaginées sans qu'il soit possible d'épuiser le sujet en si peu de lignes.

DÉFAUTS DES CONDENSATEURS

La méthode n'est valable que dans la mesure où les condensateurs sont de bonne qualité.

Si, en effet, le composant comporte des fuites, il faut, dans la représentation équivalente, ajouter en parallèle sur la capacité une résistance R_f matérialisant le courant dérivé : figure 4. Par ailleurs, si le condensateur chauffe sous l'action des tensions, il est souhaitable d'ajouter une résistance r_s en série avec la capacité. On peut toutefois la négliger car elle est généralement faible en continu ; par contre R_f est gênant.

La conséquence la plus directe est une réduction apparente de la source :

$$E' = E \frac{R_f}{R + R_f}$$

En reportant cette formule dans l'équation donnant θ, on aboutit, évidemment, à une valeur différente de la capacité, ce qui est faux.

Exemple : Appliquons en effet pour $E = 4$ V, $R = 10$ kΩ et $R_f = 100$ kΩ ; le cas correspond à un condensateur électrochimique basse tension de 1 µF environ. En admettant R_f infini — ce qui n'est qu'une supposition gratuite —, l'application de la formule donne, pour les tensions de seuil de $V_{S1} = 0{,}71$ V et de $V_{S2} = 2{,}77$ V (cas du capacimètre ECD 100 SEFELEC) :

$$C = \frac{\theta}{R}$$

$$= \frac{1}{R} \cdot \frac{\Delta t}{2{,}3 \log \frac{E - V_{S1}}{E - V_{S2}}}$$

$$= 1{,}0 / 65.10^{-4} \Delta t$$

Si l'on tient compte d'une résistance de fuite de $R_f = 100$ kΩ, la tension E passe à $E' = 3{,}6363$ V. De plus, la résistance de charge tombe à

$$\frac{R_f R}{R_f + R} = R' = 9{,}09 \text{ k}\Omega$$

On obtient alors

$$C = 0{,}9037.10^{-4} \Delta t$$

Comme la capacité reste la même — à r_s près —, ceci veut dire que la mesure va donner des temps Δt et $\Delta t'$ différents. Or, si l'on ne tient pas compte de la variation du coefficient qui accompagne Δt, l'appréciation de la capacité devient fausse. Mais il n'est pas possible de connaître ce coefficient car il varie avec chaque condensateur à tester !

Par conséquent, le temps $\Delta t'$ étant toujours supérieur à celui qu'on obtiendrait si le condensateur était parfait, la mesure donne une valeur par excès (environ + 10 % d'erreur dans l'exemple précédent).

En général, les erreurs restent faibles car les isolements des condensateurs s'avèrent bons, même dans le cas des condensateurs électrochimiques, en regard des valeurs choisies pour la résistance de charge R.

LE CAPACIMÈTRE ECD100 SEFELEC

En exemple d'application citons le capacimètre numérique ECD 100 SEFELEC : figure 5.

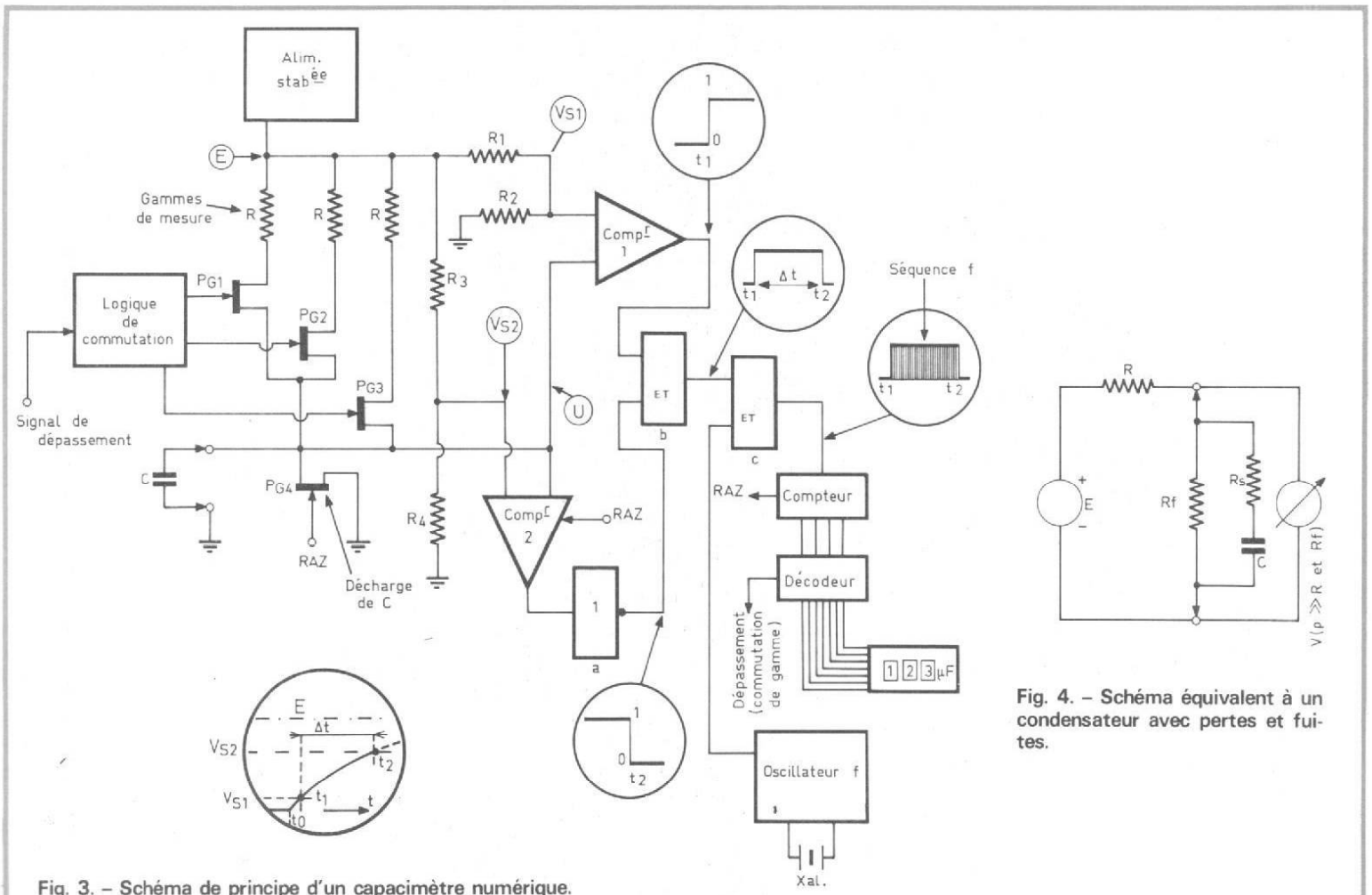


Fig. 3. – Schéma de principe d'un capacimètre numérique.

Fig. 4. – Schéma équivalent à un condensateur avec pertes et fuites.

Cet appareil mesure des capacités de 0,1 pF à 2.10^5 microfarad en 10 gammes **automatiquement sélectionnées.** Un simple bouton poussoir permet le démarrage du processus de charge ; la recherche de la gamme se fait par analyse séquentielle de la porte analogique et ne s'arrête que lorsque les 3 digits 1/2 de l'affichage sont occupés. Un point lumineux renseigne sur la nature de l'unité tandis que l'affichage donne la position de la virgule.

Cet affichage utilise des cristaux liquides de 15 mm de hauteur. La consommation de l'ensemble est donc très faible (20 000 mesures avec un jeu de piles). Au préalable, il est possible de faire le zéro, ce au moyen d'une correction manuelle d'off.set. L'échantillon se voit soumis à une tension continue de 3 volts maximum ; le courant maximal est limité à 30 mA.

La résolution maximale peut monter à 0,1 pF ; ceci conduit dans les « faibles » valeurs ($\leqslant$ 200 μF) à une précision de 0,1 % ($\pm$ 1 digit); pour les fortes capacités ($\geqslant$ 200 μF) la précision s'élève à 1 %, ce qui est encore fort bon.

Fig. 5. – Capacimètre numérique ECD 100 Sefelec.

La constitution interne du montage suppose une intégration importante des circuits ; en effet, malgré la petitesse du coffret (60 x 80 x 150 mm et 425 g), on peut loger encore quatre piles de 1,5 V.

Le schéma interne s'apparente à celui décrit figure 3. La complexité des détails en interdit la parution. Une lecture demande 1/2 s environ, puis se répète. Il importe de vérifier les polarités des condensateurs électrochimiques afin de les brancher conformément aux signes apposés sur les bornes d'entrée.

De même, on doit se méfier de la charge résiduelle des fortes capacités ; un court-circuit préalable s'impose pour les décharger. Néanmoins, le capacimètre est protégé, intérieurement, au moyen de diodes protectrices.

Fig. 6. – Capacimètre 1 X 503 Metrix.

LE CAPACIMÈTRE IX503 METRIX

Le capacimètre numérique IX 503 Metrix-ITT repose sur un principe très voisin de celui exposé ci-dessus. Il comporte un affichage 2000 pts équipé de 4 LED à 7 segments de 7,5 mm de hauteur. La précision est constante et égale à 0,5 % $\pm$ 1 digit.

Six gammes couvrent l'étendue des mesures de 1999 pF (pleine échelle) à 199,9 μF. La sélection est également automatique, la gamme correcte étant définie en moins de 3 s, les mesures suivantes s'effectuant toutes les 0,4 s.

Le démarrage de la charge s'effectue au moyen d'une touche à effleurement. L'appareil s'arrête automatiquement au bout de quelques instants, si la capacité est déconnectée des bornes de mesure. L'affichage indique des zéros tant que la gamme correcte n'a pas été sélectionnée. Le coffret très léger (450 g) présente des dimensions qui permettent une bonne tenue en main (22 x 11 x 4 cm). Les piles permettent une autonomie de 6000 mesures (plusieurs mois d'utilisation) mais un bloc d'alimentation secteur peut être livré avec l'appareil.

Comme on peut le constater, les caractéristiques de ce capacimètre sont un peu plus limitées. Toutefois, en contrepartie, le prix de l'acquisition est nettement plus faible. Ceci compense cela. Il s'agit, en fait, d'un excellent compromis car les gammes de mesure correspondent aux valeurs usuelles des condensateurs du commerce et la précision de 0,5 % est amplement suffisante.

Roger Ch. HOUZE
Professeur à l'ECE

DETERMINATION DES ELEMENTS UTILISES DANS LES MONTAGES

(Suite voir N° 1579)

ET LA TENSION BASE-ÉMETTEUR ?

QUAND on se plonge dans l'étude du transistor, telle que la présentent des manuels... arides, on voit arriver des quantités de grandeurs qui, généralement, terrifient le débutant. On y parle de paramètres exprimés avec deux indices, en spécifiant bien qu'il s'agit de paramètres d'une matrice, et qu'il « ne saurait être question de comprendre quoi que ce soit à un transistor si l'on n'est pas rompu à la pratique du calcul matriciel ». Quelle horreur et quelle erreur !

Si l'on tient à voir les choses avec une certaine précision, nous ne pouvons plus dire que la tension base-émetteur d'un transistor qui fonctionne est rigoureusement nulle. Il convient toutefois de préciser que, dans de très nombreuses applications, on peut faire cette hypothèse.

Mais, si on désire un peu « raffiner », on dira, en deuxième approximation, que la jonction base-émetteur est une jonction passante, donc qu'il y a, à ses bornes, une tension très voisine de 0,6 V.

Dans la quasi-totalité des cas, on se trouve très bien de considérer que cette tension est constante.

Si l'on cherche des « hyper-raffinements » (il y a des cas où c'est utile, mais si...), on peut alors dire que la tension base-émetteur est un peu variable autour des 0,6 V, comme si l'entrée du transistor (entre base et émetteur) comportait une force contre-électro-motrice de 0,6 V plus un résisteur, dont la valeur s'appelle la « résistance d'entrée » du transistor. Il convient d'ailleurs de préciser que la dite « résistance d'entrée » varie en fonction du courant base, ce qui ne va pas simplifier les choses.

Donc, on se trouvera souvent bien de dire que la tension base-émetteur est nulle ; on se trouvera très souvent bien de dire qu'elle est constante et de l'ordre de 0,6 V (pour le silicium, car cette valeur tombe à 0,3 V pour le germanium). Si l'on veut pousser très loin, on dira qu'elle varie autour de 0,6 V en fonction d'une certaine « résistance d'entrée ».

TOUJOURS EN VERTU DES GRANDS PRINCIPES...

... comme le chante un excellent compositeur-interprète (qui est d'ailleurs un ingénieur), nous allons donner quelques règles d'utilisation des transistors. Nous avons appelé ces règles « principes », ce qui est plus que pompeux mais a l'avantage de faire « sérieux ».

Donnons ces « principes », nous en justifierons quelques uns par la suite.

Principe 1 : Dans un transistor, la somme arithmétique du courant base et du courant collecteur est égale au courant émetteur (pour être franc, il s'agit tout simplement de la loi de Kirchhoff, qui dit que, dans un nœud d'un circuit, la somme algèbrique des courants doit être nulle : il en part autant qu'il en arrive, sinon le point « gonflerait » de courant à en éclater...).

Principe 2 : Dans un transistor non énergiquement saturé, on doit toujours considérer que le courant collecteur est pratiquement égal au courant émetteur (forcément, la différence des deux étant le courant base, pratiquement très petit par rapport au courant collecteur).

Principe 3 : Pour obtenir un courant collecteur I_C donné, il faut injecter dans la base un courant I_B au moins égal au quotient par le « gain en courant » du courant collecteur I_C souhaité (attention, le gain en courant évoqué ici est le gain statique et relatif à la valeur de courant collecteur souhaitée, car le gain d'un transistor n'est pas tout à fait constant quand le courant collecteur varie).

Principe 4 : Dans un transistor qui fonctionne normalement, sans saturation, la tension collecteur-émetteur agit fort peu sur le courant collecteur, dès que cette tension dépasse quelques fractions de volt.

Principe 5 : Quand le circuit collecteur d'un transistor limite le courant collecteur maximal à une valeur I_{sat}, inférieure à la valeur de courant que l'on devrait obtenir, compte tenu du courant base

multiplié par le gain, on dit que le transistor est saturé ; il se comporte presque comme un court-circuit entre collecteur et émetteur, sa tension collecteur-émetteur tombe presque à zéro.

Principe 6 : La tension base-émetteur d'un transistor qui fonctionne normalement peut être considérée :
— en première approximation comme nulle ;
— en deuxième approximation comme constante et de l'ordre de 0,6 V pour le silicium, de 0,3 V pour le germanium ;
— en troisième approximation comme variant autour de 0,6 V selon une « résistance d'entrée ».

Principe 7 : Quand un transistor est attaqué par une source de tension pure (sans résistance interne), il n'y a pas de différence à faire entre les montages émetteur commum et base commune. Il faut alors parler de sa « pente » (quotient des variations de courant collecteur par les variations de tension base-émetteur qui lui ont donné naissance). Une loi pratique montre qu'elle est voisine du produit par 35 du courant collecteur moyen (ce courant en milliampères et la pente en milliampères par volts).

Principe 8 : Quand un transistor est attaqué par une source de courant (résistance interne infinie), il n'y a pas à faire de distinction entre le montage émetteur commun et le montage collecteur commun.

Principe 9 : Quand une résistance de valeur R, non découplée par un condensateur, est entre la masse et l'émetteur d'un transistor monté en émetteur commun, on retrouve une augmentation de la résistance d'entrée voisine du produit de la résistance R par le gain dynamique du transistor (gain en courant mesuré sur des petites variations de courant autour de la valeur moyenne).

Principe 10 : La « résistance d'entrée » évoquée au principe 6, est, pour le montage émetteur commun, égale au quotient du gain en courant par la pente (35 x I_C moyen, ce dernier étant exprimé en ampères).

Principe 11 : Quand un transistor est alimenté depuis une tension E à travers une résistance R dans le circuit collecteur-émetteur-source, la puissance dissipée sur son collecteur est :
— nulle pour le courant collecteur nul (transistor bloqué)
— nulle pour la saturation ($I_C = E / R$)
— plus grande pour les autres régimes, passant par un maximum qui vaut $E^2 / 4 R$ quand le courant collecteur est égal à la moitié de sa valeur maximale.

LES « PRINCIPES » À L'ACTION

Soit un transistor monté comme l'indique la figure 18. Il a un gain statique de l'ordre de 50 pour des courants collecteur voisins de 4 mA. On veut qu'il soit saturé au repos et qu'on puisse le « désaturer » en envoyant une impulsion négative en (A) : elle arrivera à la base à travers le condensateur C.

Le problème posé est le suivant : quelle valeur donner à R ?

Nous voulons que le transistor soit saturé (principe 5), il aura donc un courant collecteur pratiquement égal à 12/3000 = 0,004 A (4 mA), puisqu'il doit se comporter presque comme un court-circuit.

Or, on sait que le transistor a un gain moyen en courant de 50 ; donc, il faut, pour avoir un courant collecteur égal à 4 mA, lui injecter un courant base au moins égal (principe 3) à 4/50 = 0,08 mA, soit 80 μA.

Admettons maintenant que la tension V_{BE} soit nulle (principe 6, première approximation). Il y aura donc 12 V aux bornes de R, et nous voulons que cette résistance soit parcourue alors par un courant de plus de 80 μA, puisque ce courant doit aller à la base. La dite résistance R doit donc être inférieure à la valeur qui laisse passer 80 μA (ou 8.10^{-5} A) sous 12 V, soit :

$$R_0 = 12/8.10^{-5} = 150\,000$$

il faudra une résistance R inférieure à 150 kΩ.

Si nous avions tenu compte de la tension base-émetteur de 0,6 V, nous aurions dit que la tension aux bornes de R était de

$$12 - 0{,}6 = 11{,}4 \text{ V}$$

la résistance, qui, sous 11,4 V, laisse passer 80 μA, vaut :

$$11{,}4/8.10^{-5} = 142\,500$$

Le résultat est donc très proche du résultat précédent, surtout si l'on tient compte du fait que, pour être bien sûr de saturer le transistor, nous aurions pris de toutes façons une « marge de sécurité » : puisque R doit être inférieure à 150 kΩ, nous aurions pris R = 120 kΩ.

Prenons maintenant un transistor monté comme l'indique la figure 18, mais en ne souhaitant plus le saturer : nous voudrions, au contraire, que sa tension collecteur-émetteur soit, au repos, voisine de 6 V, pour être capable de varier le plus possible de part et d'autre de cette valeur.

Facile : il faut une chute de 6 V dans le 3 kΩ, donc un courant collecteur de 2 mA. Nous aurons donc à fournir à ce transistor, si nous admettons son gain en courant statique égal à 50 à ce régime, un courant base 50 fois plus petit que le courant collecteur. Il y aura donc 40 μA de courant base. Ceci s'obtiendra, en supposant 0,6 V entre base et émetteur, pour :

$$R = 11{,}4 / 4.10^{-5} = 283\,000\ \Omega$$

Nous prendrons une valeur normalisée, soit une 270 kΩ.

Le principe 7 nous dit alors que, puisque son courant collecteur moyen est de 2 mA, le transistor a une pente de

$$2 \times 35 = 70 \text{ mA/V}$$

Le principe 10 nous permet alors de savoir que sa résistance d'entrée est le quotient du gain (50) par la pente en ampères par volt (cela donne, pour la pente, une valeur de 0,07 mais nous hésitons à donner cette valeur, en raison des implications... dangereuses

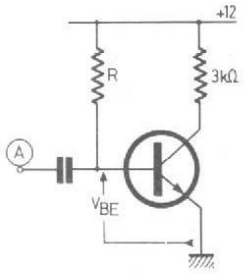


Fig. 18. – Pour que T soit saturé, avec un courant maximal de 4 mA (12 V dans 3 kΩ), si l'on néglige V_{BE}, il faut, avec un courant 12 / R dans la base, dépasser un produit de 4 mA en multipliant ce courant base par le gain.

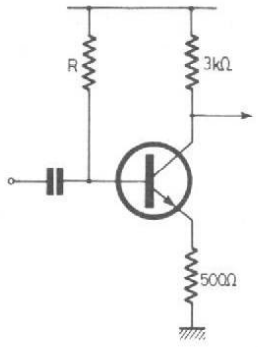


Fig. 19. – Nous cherchons maintenant à ne pas saturer le transistor, mais à lui permettre une variation de courant de part et d'autre d'une valeur moyenne.

que ce nombre contient, étant donné son rapport avec les services secrets de Sa Majesté Britannique). On trouve alors la résistance

$$50 / 0{,}07 = 714\ \Omega$$

L'AUGMENTATION DE LA RÉSISTANCE D'ENTRÉE

Nous n'avons pas justifié le « principe 9 », nous y reviendrons. Mais ce n'est pas une raison pour ne pas l'utiliser.

Si le même transistor étudié plus haut est employé comme le montre la figure 19, la résistance de 500 Ω ayant pour but d'augmenter la résistance d'entrée de l'étage amplificateur (car c'est un étage amplificateur), nous pourrons facilement voir comment cette résistance agit.

Si le transistor est utilisé avec le courant collecteur de 2 mA (courant moyen, ou composante continue), nous savons que, sans la résistance de 500 Ω, il se comporte à son entrée, en chargeant le circuit qui l'attaque, comme une résistance d'une valeur voisine de 700 Ω.

Mais il y a les 500 Ω entre émetteur et masse, ils correspondent donc (principe 9) à

$$500 \times 50 = 25\,000\ \Omega$$

d'augmentation de résistance du circuit d'entrée.

Si nous avions voulu calculer les valeurs des éléments avec un peu plus de précision, en partant directement de la figure 19, nous aurions d'abord utilisé le principe 2 : le courant collecteur et le courant émetteur sont pratiquement égaux.

Donc, pour avoir, entre collecteur et émetteur une chute de tension égale à la chute totale dans la 3 kΩ plus celle dans la 500 Ω (car c'est là la condition pour disposer d'une excursion maximale de tension collecteur de part et d'autre de la valeur de repos), nous aurions alors dit : avec le transistor à la limite de saturation, il y a une tension nulle entre collecteur et émetteur, donc 12 V appliqués à 3 kΩ + 500 Ω, donc 12 V appliqués à 3500 Ω, ce qui donne 3,43 mA.

Nous prendrons comme courant moyen de repos la moitié de cette valeur (pour que le courant collecteur puisse varier depuis son courant de repos jusqu'à zéro dans un sens et jusqu'au double de son courant de repos dans l'autre).

Cela nous donne un courant de repos de

$$3{,}43 / 2 = 1{,}71\ \text{mA}$$

Ce courant, passant dans 500 Ω, y détermine une chute de tension

de $500 \times 1{,}71\ 10^{-3} = 0{,}86$ V

(le 10^{-3} vient du fait que l'on doit exprimer en ampères le courant de 1,71 mA).

S'il y a 0,86 V sur l'émetteur, il doit y avoir :
0,86 + 0,6 = 1,46 V sur la base (0,6 V entre base et émetteur = principe 6).

Or, pour avoir 1,71 mA, il faut avoir un courant base de

$$1{,}71 / 50 = 0{,}0342\ \text{mA} = 24{,}2\ \mu\text{A}$$

Nous avons, aux bornes de R, une tension de

$$12 - 1{,}46 = 10{,}54\ \text{V}$$

Pour avoir 24,2 μA dans une résistance sous 10,54 V, il faut

$10{,}54 / 2{,}42\ 10^{-5}$, soit 435 kΩ.

La vraie résistance d'entrée du montage sera donc la mise en parallèle de 435 kΩ et de 25 000 Ω, soit

$$\frac{435 \times 25}{435 + 25}\ (\text{en k}\Omega) \text{ soit } 23{,}6\ \text{k}\Omega$$

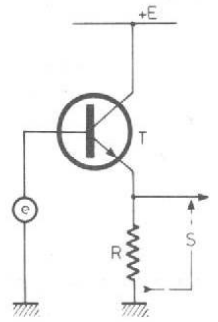


Fig. 20. – Cet étage « collecteur commun » (ou « source asservie ») donne une tension de sortie S inférieure de 0,6 V environ à la tension d'entrée e.

PETITE INCURSION DANS LE DOMAINE DU MONTAGE COLLECTEUR COMMUN

Il est très surprenant de constater que, si on lit un traité consacré aux transistors, dans 98 cas sur 100, on y trouve de grandes digressions sur le montage « base commune », qui, pourtant, n'est utilisé que dans 5 % des cas en moyenne. En revanche, on y demeure d'une discrétion rare sur le montage « collecteur commun », qui est l'arme lourde de l'électronicien. On l'utilise peu dans le domaine de la radio, mais enfin... la radio ce n'est pas tout : le temps est passé où, si l'on faisait de l'électronique, on était affublé du titre de « technicien radio » (l'auteur ne veut, en aucun cas, dire du mal de la radio : elle a permis à d'innombrables amateurs, — pris dans le sens le plus élevé du terme, signifiant : celui qui aime — de faire leurs « premières armes »).

Le montage émetteur commun est celui que schématise la figure 20.

On attaque le transistor entre base et masse par une source E. Comme le dit le principe 8, ce montage n'est un vrai collecteur commun que si la source est une source de tension, autrement dit si elle a une résistance interne nettement inférieure à la résistance d'entrée du montage (comme celle-ci est relativement élevée, cette condition est généralement remplie, mais il ne faut pas que la source qui attaque soit une source de courant : nous n'aurions plus affaire à un vrai collecteur commun).

La tension de sortie est S : on peut dire que, selon le principe 6, on a presque toujours : S = e - 0,6.

Donc, en ce qui concerne les variations de S, on peut dire qu'elles sont égales aux variations de e. C'est dans ce sens que l'on dit que le gain en tension de ce montage est égal à l'unité.

En réalité, le montage collecteur commun provoque du décalage en tension de 0,6 V environ de la tension de sortie en dessous de la tension d'entrée, ce décalage pouvant être considéré comme pratiquement constant.

Un détail... qui change tout (comme on dit dans les carburants) : le montage collecteur commun est probablement le responsable du plus grand nombre d'assassinats de transistors.

Pourquoi ? Tout simplement parce que, si l'on fait un court-circuit entre la sortie et la masse, alors que la tension d'entrée est positive, il n'y a plus de résistance qui limite le courant collecteur, d'autre part, l'abaissement de la tension émetteur entraîne une augmentation du courant base, donc du courant collecteur, ce qui entraîne une destruction immédiate du transistor. Le court-circuit peut être... court (dans le temps, car il l'est déjà dans l'espace...), le pauvre transistor n'en « avalera pas moins son extrait de naissance ».

On peut empêcher cela par une petite résistance de sécurité entre le +E et le collecteur du transistor, cette résistance ne gênant pas tellement le

fonctionnement normal. Mais peu de gens y pensent (nous y reviendrons une ou deux pages plus loin).

UN GAIN DE 1 : MAIS C'EST LAMENTABLE... !

Beaucoup de lecteurs objecteront que, pour faire un « amplificateur » qui donne une tension de sortie égale (en fait, un peu inférieure) à la tension d'entrée, on peut y arriver sans transistor : en reliant directement l'entrée à la sortie.

Ce serait vrai si le montage n'avait pas une ressource « cachée ». Oui, le gain en tension est égal à l'unité, mais le gain en courant est important, vu que c'est, à peu de choses près, le gain en courant du transistor, lequel peut être de 200 ou plus.

Un petit exemple simple. Prenons une source de tension (fig. 21) ayant une force électro-motrice de 1,5 V et une résistance interne de 100 kΩ. Pour connaître la force électro-motrice (F. E. M.), nous allons brancher le tout sur un contrôleur : catastrophe, on lit 0,56 V. Pourquoi ? Parce que notre contrôleur a une résistance interne de 20 kΩ/ V (déjà pas si mal, non ?) et que nous l'utilisons sur l'échelle 3 V : il a donc une résistance totale de 3 x 20 = 60 kΩ. La résistance totale du circuit est donc de 100 kΩ (interne de la source) plus les 60 kΩ du contrôleur, soit 160 kΩ. Il y aura donc les 10 / 16 de la tension de 1,5 V aux bornes de la 100 kΩ, et seulement les 6 / 16 de cette tension aux bornes du contrôleur. Ce dernier a totalement perturbé la mesure.

Si nous avions pu interposer un amplificateur ayant un gain en tension de 1 mais un gain en courant de 200 entre la source et le contrôleur (fig. 22), tout aurait été changé.

En effet, si le contrôleur dévie au voisinage de 1,5 V, sur l'échelle 3 V, il est à mi-course, donc il consomme 50 / 2 = 25 μA (on peut dire aussi que, ayant 60 kΩ de résistance, avec 1,5 V aux bornes, cela représente un courant de 1,5 / 60 000 = 2,5 10^{-5} A).

Comme l'amplificateur a un gain en courant de 200, cela signifie que, si le courant fourni à la sortie est voisin de 25 μA, le courant consommé à l'entrée est voisin de

$$25 / 200 = 0{,}012\ \mu A$$

Or, un tel courant, passant dans 100 kΩ, n'y détermine qu'une chute de tension de $1{,}2\ 10^{-8} \times 10^{5} = 12\ 10^{-3}$, soit 12 mV.

La perturbation de la source par le courant consommé ne sera donc que de 12 mV, impossible à apprécier pratiquement par rapport à 1,5 V et la tension à l'entrée de l'amplificateur sera donc de 1,5 V pratiquement. Comme le gain en tension est de 1, il y aura la même valeur en sortie et notre contrôleur pourra la mesurer.

L'amplificateur de gain unité est donc celui qui transforme une source de tension « anémique » (incapable de débiter, pour cause de résistance interne trop forte) en une source « musclée », ayant la même F.E.M. (gain de 1), mais ne s'effondrant pas mollement à une tension nulle dès que l'on commet ce crime de « lèse-source », qui consiste à lui demander un peu de courant.

Une source de tension c'est bien, mais c'est fait pour que l'on s'en serve, c'est-à-dire pour qu'on lui fasse débiter du courant. Si cette source est affligée de cette « maladie honteuse » qu'est la résistance interne, elle ne sera plus que l'analogue de ces « bravaches de café », passant leur temps à défier le monde entier, mais se « dégonflant » lamentablement dès que quelqu'un les met en demeure de passer à l'action.

Quand un ingénieur a réalisé un générateur, par exemple du type « sinusoïdal », il est content si les performances du dit générateur sont bonnes. Mais, bien souvent, on ne peut pas encore s'en servir tel qu'il est : le fait d'utiliser la tension de sortie risque de perturber trop cette dernière. Et encore, si l'on se contentait, par la perturbation, de réduire seulement la tension de sortie, il n'y aurait que demi-mal. Mais la « charge » peut parfaitement prélever des intensités différentes pour différentes fréquences. Pour un signal de forme somplexe, contenant des composantes à différentes fréquences, l'effet d'une telle charge, d'impédance interne élevée, sera de modifier le contenu du signal, donc sa forme. On voit où l'on va, par la faute de cet horrible fléau qu'est la résistance interne.

Comme l'amplificateur de gain unité agit comme un « réducteur de résistance interne », on peut le saluer comme un sauveur de l'humanité souffrante (limitons-nous aux seuls techniciens souffrant de la résistance interne de leurs générateurs) : c'est déjà un beau titre de gloire.

On mettra donc cet amplificateur de gain unité en tension à la sortie de tout générateur, de toute source. La tension de sortie de l'amplificateur va « simplement » effectuer une « recopie » de la tension d'entrée, mais la nouvelle tension est devenue capable de tenir les promesses (imprudentes) de la source.

La tension de sortie est devenue « imperturbable », au sens éthymologique du mot (insensible aux perturbations).

Comme le montre la figure 23, une source de F.E.M. e. ayant une résistance interne r, envoie son signal à un point où l'on trouve une tension v. D'où vient la différence ? Tout simplement de la proximité de tensions perturbatrices, comme U, qui agit sur le fil venant de la source par l'impédance parasite R (souvent l'impédance du condensateur formé par le fil A et le fil B, la source U étant alternative).

Il est facile de calculer que le signal perturbateur envoyé par la source U est, en raison

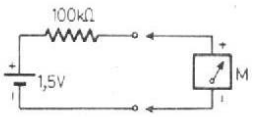


Fig. 21. – Si nous essayons de mesurer la tension de la source (F.E.M. 1,5 V et résistance interne 100 kΩ) avec un voltmètre classique, même de 20 kΩ/V, nous ne lirons pratiquement rien.

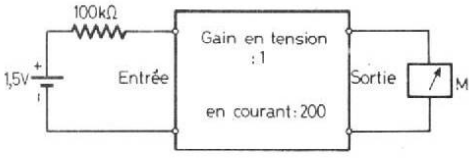


Fig. 22. – Interposons, entre la source de la figure 21 et le voltmètre M, un étage amplificateur de courant, de gain 1 en tension, nous pouvons facilement mesurer la valeur de la F.E.M. de la source.

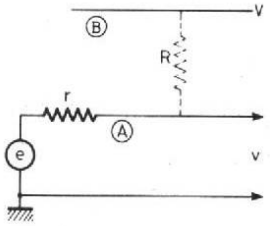


Fig. 23. – Quand une source de tension, ayant une F.E.M. e et une résistance interne r, envoie son signal dans un fil (A), influencé par un conducteur parasitant (B), à travers une impédance de couplage R, l'influence du parasite sera d'autant plus réduite que r est petite.

de la très grande valeur de R, à peu près proportionnel à r. Donc, plus r est petit, moins la tension v contiendra de perturbation.

Une seule conclusion : vive l'amplificateur de gain 1, ennemi de la résistance interne, donc ami des techniciens !!

REGARDONS DE PLUS PRÈS CE « COLLECTEUR COMMUN »

Nous avons dit plus haut qu'il y a un reproche à faire au montage de la figure 20 : il a beaucoup de morts de transistors sur la conscience. Peut-on diminuer le risque ? Bien sûr, il suffit de faire comme le montre la figure 24.

Si un court-circuit intervient entre l'émetteur et la masse (représenté en pointillé), il y a, dans le circuit d'alimentation du transistor, la résistance r, la source étant à la tension E. Le principe 11 nous dit alors que la dissipation de puissance sur le collecteur du transistor sera, au maximum, de $E^2 / 4r$. Ne nous fions pas trop au mot « au maximum » : la fameuse « Loi de Murphy » va jouer, et c'est exactement le régime correspondant au maximum qui sera le vrai !

Il faut donc que ce régime ne soit pas destructif pour le transistor.

Supposons que la tension d'alimentation soit de 12 V et que le transistor puisse supporter une dissipation collecteur maximale de 360 mW, nous devrons choisir r pour que

$12^2/4\ r = 0{,}36$, soit r

$= 12^2/4 \times 0{,}36$

qui nous donne exactement 100 Ω.

Cette simple résistance de 100Ω va protéger le transistor contre la destruction en cas de court-circuit émetteur-masse. Mais, cependant, elle ne va pas nous gêner beaucoup : si nous supposons que la résistance émetteur-masse est de 1 kΩ, par exemple, elle limitera à 10,8 V la tension maximale de sortie de l'émetteur, alors que, sans la 100 Ω, on aurait pu théoriquement aller jusqu'à +12 V de sortie.

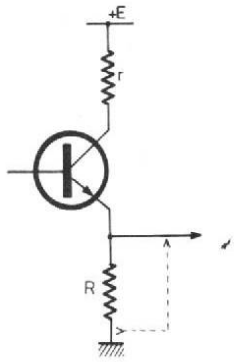


Fig. 24. – Dans un étage collecteur commun classique, un court-circuit (en pointillé) entre émetteur et masse détruit le transistor. Il suffit d'une petite résistance r pour que le court-circuit cesse d'être destructif.

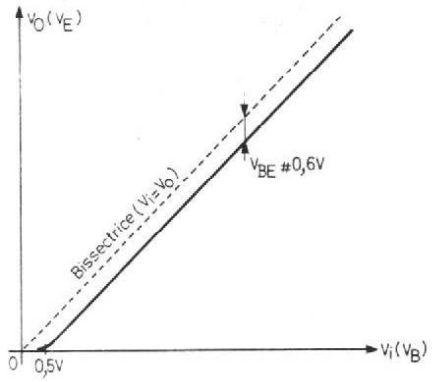


Fig. 25. – Dans ce générateur de dents de scie à haute linéarité, le transistor T_1 charge à courant constant le condensateur C, périodiquement déchargé par le transistor unijonction T_2.

TRAÇONS UNE PETITE COURBE

Pour bien montrer le fonctionnement du collecteur commun, le mieux est d'appliquer à l'entrée de cet étage une tension V_i variable et de mesurer la tension de sortie V_o qui en résulte. On peut le faire par la pratique. Mais on aura un résultat assez approché en se contentant de raisonner logiquement. D'abord, si nous appliquons $V_i = 0$, nous pouvons bien nous douter que la tension de sortie sera nulle aussi : le transistor est bloqué, il n'y a donc pas de chute de tension dans la résistance émetteur-masse.

Le courant ne pourra commencer à passer que si la base est à environ +0,5 à +0,6 V par rapport à l'émetteur. Comme ce dernier est à un potentiel qui ne peut être que positif (le courant émetteur ne s'inverse jamais !), il faudra donc une tension V_i au moins égale à +0,5 V pour que V_o commence à « décoller de zéro ».

Et ensuite ? Si V_i est plus grand, nous savons (principe n° 6) que la tension V_{BE}, entre base et émetteur d'un transistor qui conduit est, en deuxième approximation constante et proche de 0,6 V.

Donc, on peut dire que la tension de sortie se maintient à environ 0,6 V en dessous de la tension d'entrée ; soit, en première approximation :

$$V_o = V_i - 0{,}6$$

Une telle loi donne une « courbe » qui est tout simplement une droite, parallèle à la bissectrice des axes (en pointillé sur la figure 25). La courbe réelle donnant la tension de sortie V_o (c'est-à-dire la tension V_E entre émetteur et masse) en fonction de la tension d'entrée V_i (qui est la tension V_B entre base et masse) se compose donc d'une partie presque droite, qui se raccorde par un petit arrondi à l'axe horizontal pour une valeur de V_B voisine de 0,5 V.

En réalité, si l'on tient à une grande précision, la tension V_o ne garde pas une différence rigoureusement constante avec V_i. Comme dit le principe 6 si l'on passe à la troisième approximation, il y a une variation de V_{BE}, et l'on peut la connaître en utilisant la « pente » du transistor.

Cette pente est, on le sait, le quotient des variations du courant collecteur — ou du courant émetteur, puisque ces courants sont à considérer comme égaux — par les variations de la tension V_{BE} qui donnent naissance aux variations de courant.

Elle est, on l'a vu, de l'ordre du produit par 35 du courant moyen de collecteur. Donc, si nous considérons un transistor monté avec une résistance émetteur-masse R de 2 kΩ et dans le cas où la tension de sortie est de 3 V, cela nous fait un courant émetteur de 3 / 2000 = 0,0015 A ou 1,5 mA (nous considérons que le courant collecteur est lui aussi égal à 1,5 mA).

La pente étant de 35 x I_C (où I_C désigne la valeur moyenne du courant collecteur,) cela nous donne ici :

$35 \times 1{,}5\ 10^{-3} = 0{,}052$ A/V, ou 52 mA/V

Donc, si nous voulons faire passer la tension de sortie de 2,5 V à 3,5 V, ce qui correspond à une variation de courant collecteur de 0,5 mA (1 V de variation de tension dans 2 kΩ), il nous faut une variation de la tension base-émetteur égale à :

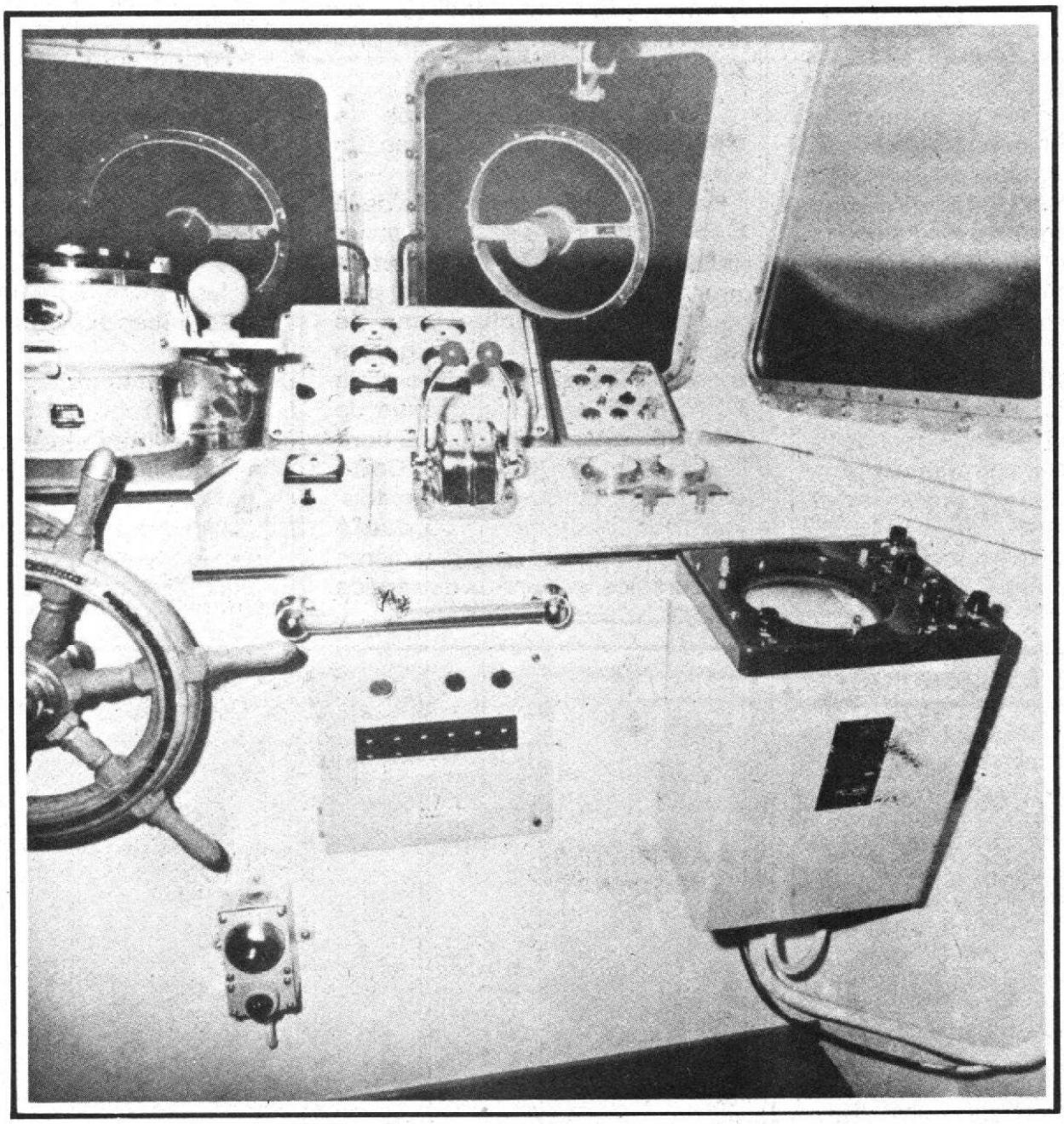
$0{,}5\ 10^{-3} / 0{,}052 = 0{,}01$ V

Autrement dit, si la tension base-émetteur est de 0,583 V pour la sortie à 2,5 V (la tension de base est alors de 2,5 + 0,583 = 3,083 V), elle doit augmenter de 0,01 V (et donc passer à 0,593 V) pour que le courant émetteur – égal au courant collecteur — augmente de 0,5 mA.

La tension base devra varier de 1,01 V pour que la tension émetteur varie de 1,00 V entre 2,5 et 3,5 V en sortie. On voit que, si la courbe de la tension de sortie n'est pas rigoureusement parallèle à la bissectrice $V_i = V_o$ de la figure 25, il s'en faut de si peu que l'on ne peut pratiquement pas voir la différence.

(à suivre)

LE MATERIEL ELECTRONIQUE



2e partie

DE NAVIGATION

FONDÉE le 24 avril 1919, la Compagnie Radio Maritime (qui prit d'abord le nom de Compagnie d'exploitation radioélectrique) est issue de la fusion des départements « Marine » de trois sociétés parmi lesquelles la Société Française Radioélectrique (maintenant regroupée avec d'autres dans la Thomson-CSF) dont l'activité dans ce domaine avait commencé dès 1903, c'est-à-dire aussitôt après la réalisation en 1902 du premier échange mondial de radiocommunications transatlantiques directes entre l'Europe et l'Amérique.

Quelques dates ont marqué la progression de la CRM.

En 1905 avec l'équipement des deux paquebots « Savoie » et « Lorraine » de la Compagnie Générale Transatlantique qui furent dotés d'appareils émetteurs-récepteurs de télégraphie. En 1920, les premiers émetteurs à lampes furent mis en service sur le « Paris » et le « La Fayette ».

Pour la recherche des navires en détresse et l'atterrissage par brume grâce aux radiophares, CRM installa en 1924 les premiers radiogomètres.

En 1930, elle équipa le « France » de l'époque avec un émetteur à ondes courtes.

Inventé par les ingénieurs de la S.F.R., elle installa en 1935 sur le célèbre « Normandie » le détecteur d'obstacles, qui fut le premier radar installé dans le monde.Depuis la dernière guerre mondiale jusqu'à nos jours, la CRM a mis à son actif plus de 15 000 appareils installés à bord de près de 3 000 navires. Cette expansion commerciale a toujours été liée depuis 1920, date à laquelle elle créa ses premières succursales, au sérieux du service après-vente, qui dans ce domaine est particulièrement difficile.

En effet, ce n'est pas moins de 40 succursales en France et 400 correspondants dans le monde, qui installent et entretiennent en permanence chaque appareil vendu. Près de 150 000 pièces détachées sont constamment réapprovisionnées et réparties dans ces succursales. A cela s'ajoute le plus important, la compétence technique de plus de 300 spécialistes. Cette infrastructure commerciale et technique permet à la CRM de postuler la première place nationale dans le domaine du matériel électronique de navigation.

La gamme que la CRM distribue actuellement peut se subdiviser en six parties :

- les radiotéléphones
- les récepteurs gonio et de navigation
- les sondeurs
- les indicateurs de bord
- les pilotes automatiques
- les radars et les ondes de navigation.

Nous insisterons uniquement sur les types d'appareils susceptibles d'intéresser les plaisanciers.

LES RADIOTÉLÉPHONES

Les modes et fréquences en radiotéléphonie sont au nombre de quatre ; la MHF en bande latérale unique (BLU) pour les émetteurs-récepteurs fonctionnant dans la bande 1,6 à 3,8 MHz, la HF en BLU, pour ceux des bandes 4,6,8,12,16 et 22 MHz, la VHF dans la bande des 156-162 MHz, enfin le « 27 MHz » avec les Talkies Walkies.

Pour la MHF, la CRM présente deux modèles : le Drakkar et le Drakkar 400. Ils ont tous deux pour la partie émettrice 30 fréquences calées par quartz, la puissance de sortie est de 200 W PEP pour le premier et de 400 W PEP pour le second. Ils possèdent pour leurs récepteurs 30 fréquences fixes ainsi que 3 gammes à accord continu les GO(150/390 kHz), les PO(525/1600 kHz) et la MHF (160/2400 kHz). Jumelant la MHF et la HF, le « Clipper » à pour son émetteur une puissance de 400 W, 76 fréquences maximum de 1,6 à 22 MHz et il faut noter qu'il est équipé d'un transmetteur auto-alarm incorporé. Son récepteur

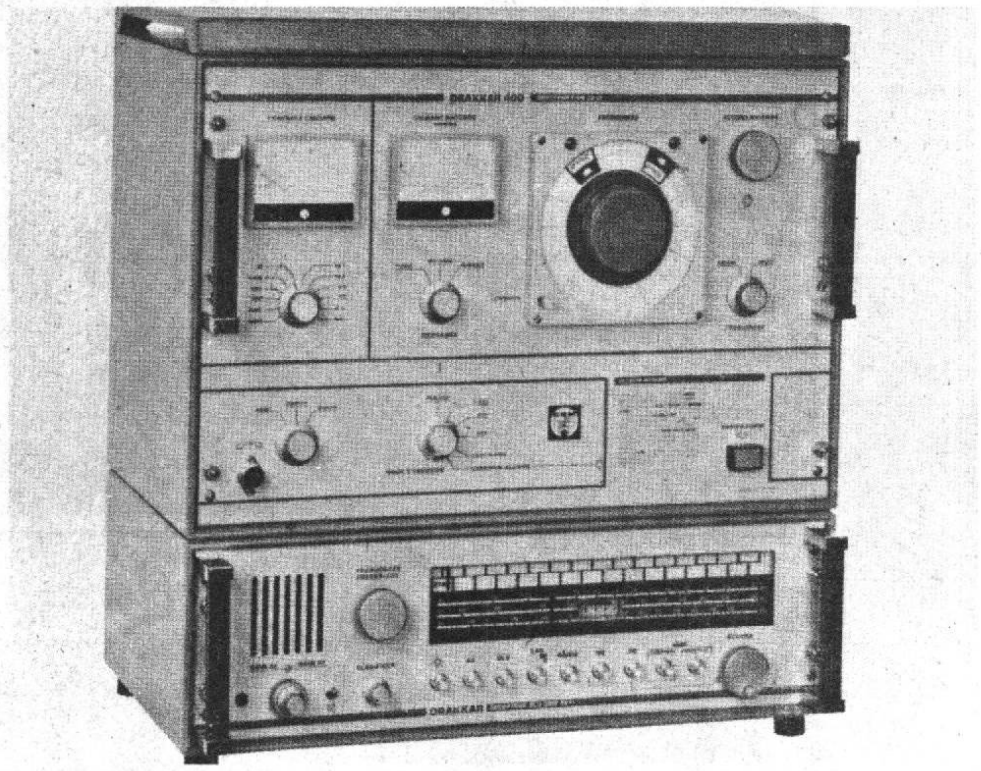


Fig. 1. – Le Drakkar 400.

reçoit 86 fréquences préréglées de 1,6 à 22 MHz, l'alimentation est de 24 Vcc.

Pour la VHF, cinq modèles sont présentés le CRM 1697, le TMF 671, le STR 65, le STR 245 et le commando RT 4030. Ce dernier, le plus voué à la navigation de plaisance, fait appel aux conceptions techniques des plus récentes (circuits intégrés et synthétiseur et met à la disposition de l'usager toutes les voies attribuées internationalement aux commutations VHF maritimes.

Sur la face avant sont rassemblés les divers organes d'exploitation. Tout d'abord un commutateur 3 positions (Arrêt/marche — Puissance réduite < 1 W — Puissance normale 25 W). Ensuite un réglage du niveau d'accord, un réglage de silencieux, une sélection et un affichage des voies de trafic, un réglage de l'éclairage. Enfin trois voyants lumineux de signalisation pour la mise sous tension, l'émission et la veille sécurité (canal 16).

Sur la face arrière, constituée par un radiateur à ailettes sont prévues l'embase coaxiale d'antenne et l'embase multiple de raccordement général au boîtier d'interconnexion qui assure le raccordement à l'antenne du réseau, au haut-parleur et au support combiné.

Il faut noter que cet appareil est doté d'un dispositif de double veille.

LES RÉCEPTEURS GONIO

Parmi l'équipement électronique de bord du bateau, le récepteur gonio tient une place prépondérante. En fonction des programme de navigation, il est possible, soit de l'équiper en récepteur gonio double usage, c'est-à-dire bateau et maison (les récepteurs homologués subissent des essais spéciaux et doivent répondre à un cahier des charges de l'administration des PTT), soit en gonio marine non homologué, soit en gonio homologué, soit enfin en radiogoniomètre automatique. Pour le premier cas, la CRM propose le récepteur Satellit 2100 de chez Grundig possédant 21 gammes d'ondes dont 18 gammes d'ondes courtes. Son bloc SSB permet la réception d'émetteurs en bande latérale unique (BLU) et de radio télégraphie non modulée.

Pour rendre de nouveau intelligible l'information diffusée, le détecteur de produit permet de rajouter la porteuse manquante et de la mélanger avec la fréquence de la bande latérale. La position correcte de la porteuse par rapport à la bande latérale s'ajuste à l'aide du réglage fin disposé sur le bloc SSB. De plus, un filtre 1 kHz commutable, permet d'augmenter le rapport signal bruit.

Dans la catégorie des appareils gonio

Fig. 2. – Le Comando RT 403 B.

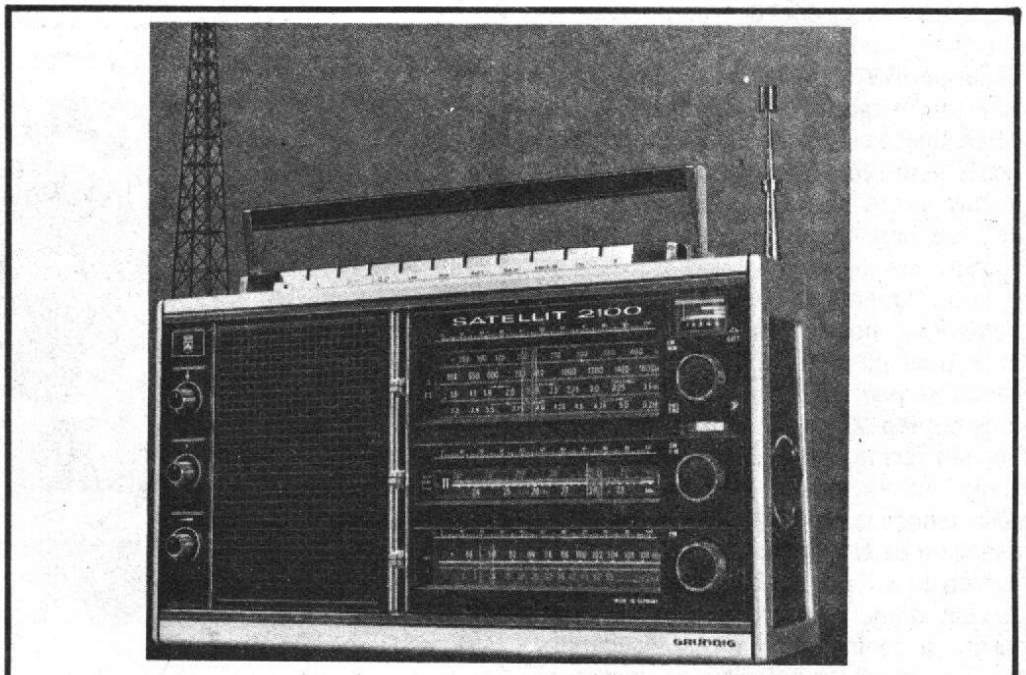


Fig. 3. – Le Satellit 2100 Grundig.

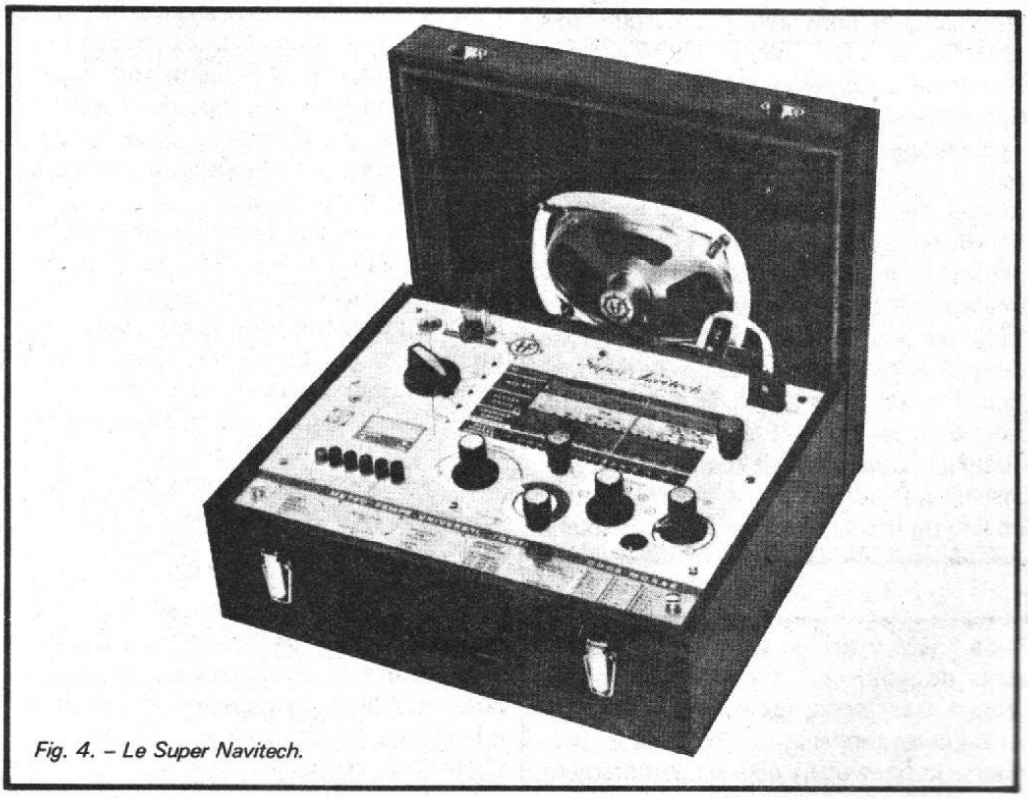


Fig. 4. – Le Super Navitech.

homologués le Super Navitech offre de grandes possibilités de réception avec ses 7 gammes d'ondes et en particulier les gammes 5 (250-420 kHz : radiophares consols), 6 (280-330 kHz : radiophares consols préréglés) et 7 (14,6 à 15,5 MHz : ondes courtes de 19 m étalée comprenant les tops horaires sur 15 MHz) qui lui confèrent une grande simplicité d'emploi.

Le passage d'une gamme à une autre est obtenu par la manœuvre d'un seul commutateur. La réception des ondes entretenues (consols et aéronautiques) est facilitée par la présence d'un oscillateur de battement (BFO), celle des ondes BLU par un détecteur de produit et un clarificateur. Cet appareil a été doté de trois innovations avec tout d'abord la touche radiophare préréglée permettant de sélectionner au préalable sur le cadran annexe un radiophare déterminé, ensuite une touche marine préréglée pour l'écoute instantanée d'une fréquence météo déterminée, enfin la gamme de réception des OC étalée permettant l'écoute des signaux horaires diffusés.

Dans la même catégorie d'appareil mais nettement moins complet, le Flibustier avec trois gammes d'onde. Son cadran comporte pour chaque gamme deux boutons poussoirs correspondant à la réception sur ferrite ou sur antenne extérieure. Deux autres poussoirs permettent de sélectionner le mode de réception double bande ou BLU et le fonctionnement gonio sur ferrite extérieur. Il est conçu pour l'utilisation d'une ferrite « Locator », cadre ferrite à main surmonté d'un compas hémisphérique avec éclairage incorporé permettant le relèvement des radiophares.

Pour ce qui est des récepteurs gonio automatiques nous avons remarqué trois modèles, le TDA 259, le CRM 4215 et l'Ariane. Ce dernier conçu pour les navires de plaisance indique, de même qu'un radiocompas, automatiquement le gisement de l'émetteur sur la fréquence duquel il est accordé. Le cadran traditionnel de recherche des stations a été remplacé par un affichage numérique des fréquences par des chiffres lumineux rouges. L'Ariane fonctionne sur la gamme unique de 150 à 420 kHz (bandes radiophares). Pour l'aérien, la présence d'un cadre extérieur évite la manipulation d'une ferrite et élimine les risques de déviation. Il doit être installé à l'endroit le plus dégagé comme en tête du mât le plus haut sur les voiliers.

Fig. 5. – L'Ariane.

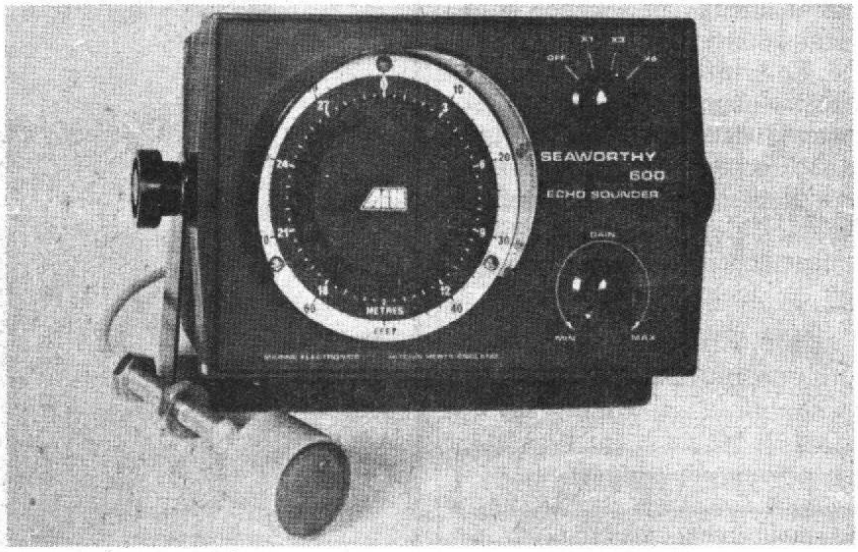


Fig. 6. – Le Seaworthy 600.

LES SONDEURS

La CRM distribue trois modèles différents de sondeurs : les sondeurs indicateurs à éclat néon, les sondeurs enregistreurs et les sondeurs mixtes. Pour les premiers, le Seaworthy 600 est entièrement transistorisé et convient parfaitement à l'usage des navires de plaisance. Sa portée de 180 mètres est exploitable en trois gammes de 0-30, 0-90 et 0-180 mètres. Il peut être alimenté par une pile de 9 volts ou directement par l'alimentation de bord en 12 ou 24 volts par son système interne de régulation automatique.

Comme sondeur enregistreur, le Ferrograph G 240 a une portée de 75 mètres avec une échelle de 25 mètres appliquée à la largeur de la bande de 70 m/m qui donne un rapport de lecture de 2,8 m/m pour 1 mètre d'eau. Deux éléments composent le G 240 : le projecteur et l'enregistreur monté sur un support orientable.

Citons également comme enregistreur du même type le G 500, le EY et le EL mais plus onéreux pour la plaisance.

Enfin le modèle de sondeur mixte avec le MF 100 dont la portée de 260 mètres est exploitée avec 2 échelles de lecture principales disposant de 4 gammes de lecture. Ses possibilités d'enregistrement, ajoutées à la lecture par éclat néon, peut satisfaire les usagers en petite pêche.

LES INDICATEURS DE BORD

Les lochs

Cinq modèles sont distribués le TOP-LOG 2, le Speedomer 74, l'Aqualog, le Super Speed et le Thetys, les deux premiers sont des plus intéressants. Le modèle le plus récent, le TOP-LOG 2 est un loch électromagnétique à capteur statique, présenté dans un boîtier étanche en alliage léger, il enregistre les distances par compteur en 9999 miles, l'indication de vitesse par indicateur circulaire se fait de 0-12 ou 0-24 nœuds avec une simple commutation à l'intérieur du boîtier électronique. L'alimentation est fournie par batterie de 12 à 28 volts ; précisons que si toutefois l'alimentation est supérieure à 12 volts, il est nécessaire pour l'éclairage du cadran de rajouter une résistance.

Le Speedomer 74 est quant à lui à capteur plat, sa précision est de ±2 % sur la vitesse ou la distance après l'étalonnage du bateau sur une distance connue. Il com-

porte un indicateur de vitesse et un totaliseur qui enregistre la distance parcourue d'une capacité de 999,99 miles avec 3 échelles de vitesses : 2,4, 12 ou 24 nœuds. Lorsque le mode d'opération choisi est en échelle agrandie, la sensibilité est multipliée par 5 et le centrage de cette échelle est effectué par un bouton spécial qui ramène la position moyenne de l'aiguille vitesse au milieu de la graduation.

Les anémomètres

Citons l'anémomètre Girouette GEA 320 composé d'un capteur de mât avec une potence et un étrier de mât et de son boîtier de commande qui indique d'abord la vitesse et la force du vent, ensuite la direction du vent (60-180-60) et enfin le près et le travers avec une amplification multipliée par 3 dans un secteur de 20 à 100°. Le modèle NECO/THOMAS-WALKER indique quant à lui la direction du vent de 0°-180°-0° et l'indication de près de 20° à 50°.

LES PILOTES AUTOMATIQUES

Parmi les nombreux modèles de la CRM, nous avons sélectionné le NM 692 de chez Néco. Ce pilote automatique est livré en deux éléments, le coffret de commande et le maître-compas magnétique. Sa caractéristique essentielle réside en la transmission des informations du compas par le système EDS (Electronic Direction Sensing), c'est-à-dire Sensibilité Directionnelle Électronique agissant électroniquement pour la détection des déviations de cap sélectionné par affichage sur le coffret de commande. Le pilote automatique est autonome et réagit en fonction des écarts de route en provoquant la mise en marche du moteur qui actionne la barre. Le signal EDS a pour objet d'optimiser la valeur angulaire du Safran pour ramener le bateau sur sa route. Notons qu'il est possible d'obtenir en option une commande à distance.

LE RADAR DECCA SUPER 050

Le radar Super 050 a été conçu pour le service des plus petits navires. Compact et portable, un simple câble de 8 m déconnectable le relie à l'aérien. L'indicateur peut se monter soit sur une table, soit contre une cloison ou plafond.

Son étanchéité d'origine à l'eau est renforcée par la possibilité d'une protection supplémentaire dans la mise en place d'un capot en plastique qui permet néanmoins la manœuvre des boutons. Pour le fonctionnement, huit boutons de commande, situés à droite du tube cathodique, sont repérés par des symboles internationaux. Il est à noter que le « retour de mer » est réglable ce qui permet par mauvais temps d'améliorer l'image à volonté. Le dispositif anti-pluie permet d'éliminer les effets de celle-ci et également les marques de « balises répondeuses » très proches. Il est équipé de cercles de distance sur les cinq échelles. La mesure des gisements se fait à l'aide de l'alidade commandée par la lunette tournante sur la graduation de l'écran de 180° de chaque bord. Pour en terminer avec l'indicateur, précisons qu'il est livré avec une loupe donnant une image de 20 cm.

L'aérien, composé de l'antenne, de son mécanisme d'entraînement, de l'émetteur-récepteur et de l'alimentation, est situé à l'intérieur du radôme profilé en fibre de verre qui est complétement étanche et dont le poids total ne dépasse pas 26 kg.

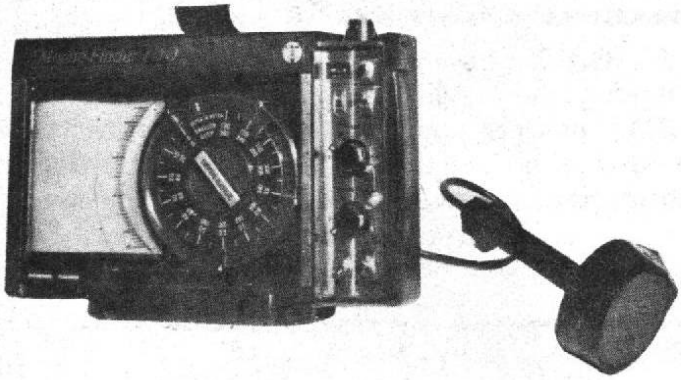


Fig. 7. – Le MF 100.

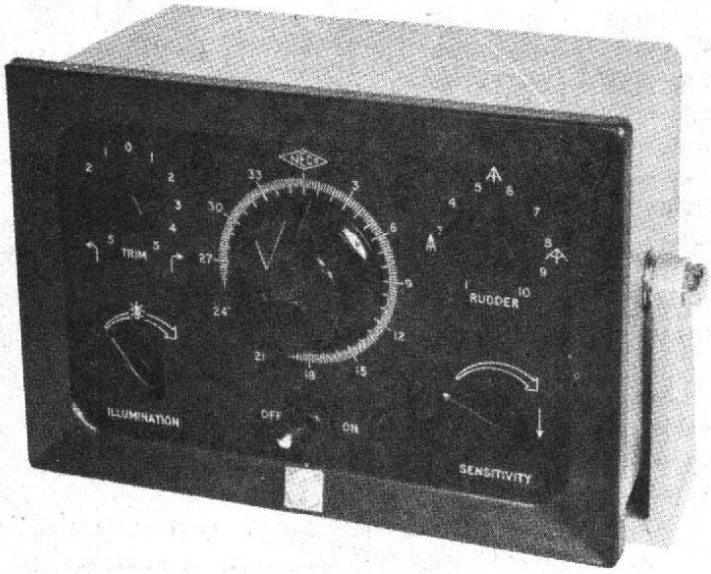


Fig. 8. – Le pilote automatique NM 692.

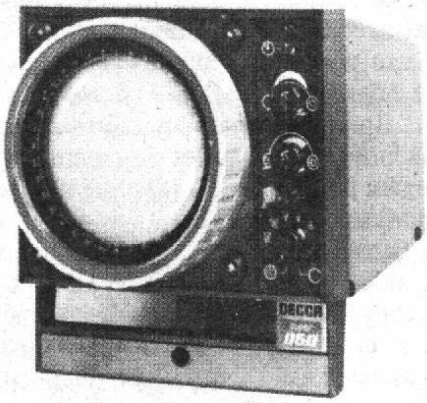


Fig. 9. - Le radar Decca Super 050.

L'ouverture verticale de 27° de faisceau est de 3°, ce qui est très étroit et précis pour un radar de cette catégorie. Notons, enfin que la qualité de la discrimination est assurée par l'émetteur-récepteur « Solid State » grâce à sa fréquence de récurrence élevée et sa courte durée d'impulsion.

NAVIGAIR

NAVIGAIR, département marine de J.-M. Frankel S.A., possède une expérience de vingt-huit années dans la fabrication d'équipements électroniques et de treize années dans la diffusion d'équipements de navigation. Son usine exclusivement réservée à ce domaine emploie trois cents personnes et 29 agences techniques la représentent à travers la France.

A l'occasion du salon de la navigation 1977, ce n'est pas moins de 20 équipements nouveaux que Navigair présentait au public. Les modèles que nous vous présentons sont un simple échantillon de la gamme, mais constituent une synthèse importante du matériel de plaisance.

LES RADIO-TÉLÉPHONES SAILOR

Deux BLU hectométriques sont disponibles, l'un le T 128-R 105 d'une puissance antenne de 220 W, possédant une gamme de fréquence de 1,6 à 4,2 MHz avec 31 canaux pilotés par quartz, l'autre le T 126-R 105 de 400 W ayant la même gamme de fréquence et le nombre de canaux équivalent. La partie récepteur est commune à ces deux BLU, le R 105.

Il y a 23 canaux, pilotés par quartz, sa gamme de fréquence couvre les Lw (170-350 kHz, radiodiffusion/consol), Nw (300-535 kHz, radiophares), Mw (700-1650 kHz, PO. Marine / Météo). L'accord du nul gonio, est donné par un indicateur visuelle.

Le modèle T 124 R 110 est un BLU hectomètrique et décamétrique, sa puissance d'antenne est de 140 W, son récepteur possède 23 canaux de 1,6 à 4,2 MHz et 12 canaux de 4 à 9 MHz.

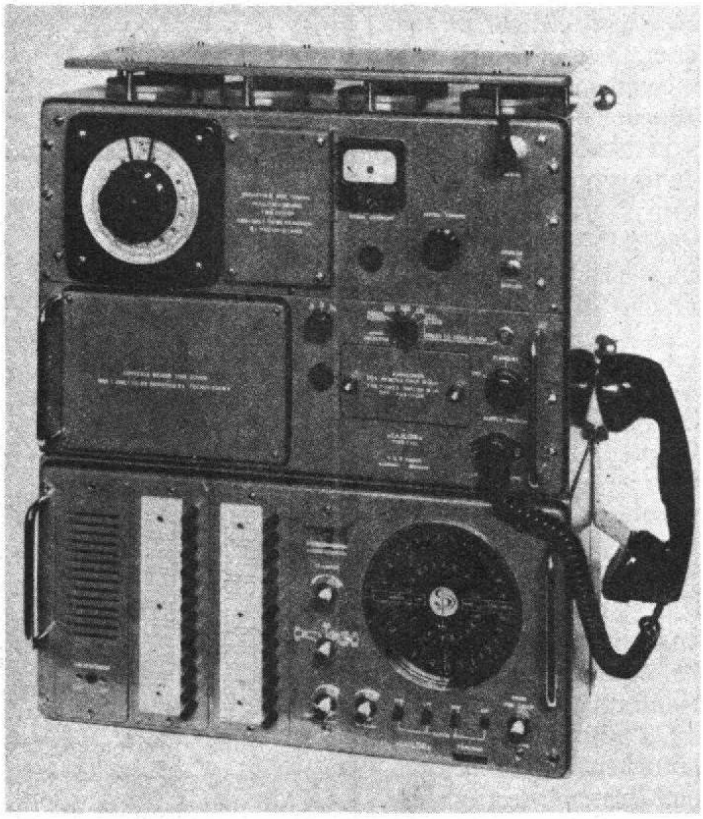


Fig. 10. - Le Blu Sailor T 124.

LES VHF À SYNTHÉTHISEURS

Le radiotéléphone RT 143 de 25 W, est équipé de 55 canaux assurant toutes les liaisons avec les canaux internationaux et de quatre pour les communications privées. Le dernier né, le RT 144 à une puissance similaire, mais possède cinq canaux privés en plus des 55 communs. Un voyant permet d'indiquer le type de la communication établie, c'est-à-dire si elle est de bateau à bateau ou de port, ou sur le réseau public. Son alimentation est de 12 ou 24 volts, sa consommation en veille est de 0,5 A et en émission de 5 A.

Cet appareil a été conçu en premier lieu pour le grand public, d'où une manipulation très simple pour l'affichage du canal choisi, par rotation d'un disque en façade.

Fig. 11. - Le VHF Sailor RT 144.

LES RÉCEPTEURS GONIO

Ils sont au nombre de cinq, dont l'un le R 114 est destiné au contrôle permanent de la fréquence d'appel et de détresse. Il

possède un système de filtrage incorporé qui élimine pratiquement toutes les conversations ou les bruits ordinaires, en laissant passer sans obstacle le signal de détresse international à deux tonalités.

Le modèle R 105 a 23 canaux pilotés par quartz dans la gamme de 1,6 à 4,2 MHz. Le R 110 a quant à lui 12 canaux supplémentaires dans la gamme de 4 à 9 MHz. Ce récepteur est prévu pour être relié à l'émetteur T 124.

Récepteur idéal pour les bateaux de faible tonnage ou les yachts, le R 108 a un repérage gonio sur toutes les gammes avec la ferrite BK 171. Il couvre les gammes de fréquence Lw, Nw, Mw et Sw. Son alimentation est de 12/24 ou 32 V_{CC}, il existe une commutation automatique pour s'alimenter sur 6 piles de 1,5 V, la durée est alors de 150 heures. Identique en caractéristiques à ce modèle, le R 109 est équipé en plus de la fréquence FM de 88 à 108 MHz.

LES SONDEURS

Parmi les cinq sondeurs plaisances Navigair 600, 801, 801/A, NF 160 et NF 320, deux modèles ont retenu notre attention. Le 801/A qui est un sondeur à éclats néon, possède deux échelles de 0 à 20 mètres et de 0 à 120 mètres. Il faut noter qu'il est équipé d'une alarme sonore. Son alimentation est de 12 V sur batterie ou avec des piles dont le boitier est extérieur.

Le NF 320 fait partie des sondeurs mixtes, c'est à dire enregistreur et éclats néon. La détermination de profondeur de 0 à 320 mètres est divisée en 4 gammes : 0 à 80 m-80 à 160 m-160 à 240 m-240 à 320 mètres. La vitesse d'enregistrement est de 15 mm/mn, une ligne blanche permet de discerner facilement les poissons se trouvant prés ou sur le fond. L'alimentation se fait en 12 V avec une consommation de 5 W. Nous avons apprécié la notice d'installation des sondes qui est livrée avec chaque appareil, car cette opération est primordiale pour le bon fonctionnement du sondeur. Explication sur les diverses possibilités de mise en place, c'est-à-dire soit à l'extérieur de la coque, soit à l'intérieur, soit enfin à l'extérieur par ventouse.

LE LOCH GIROUETTE ANEMOMETRE TYPE MT 3

Présenté dans un boîtier compact et étanche, cet ensemble permet de posséder tous les instruments indispensables pour

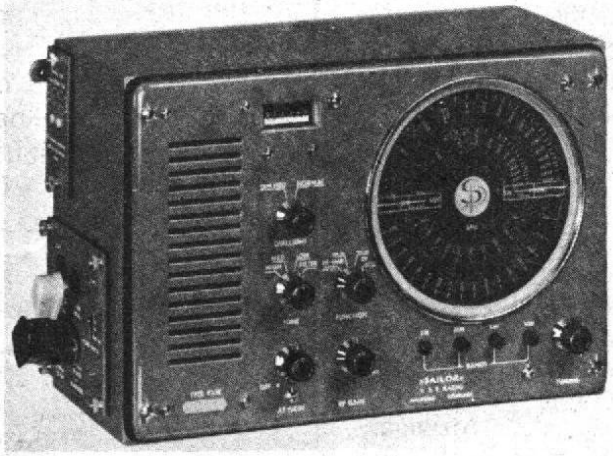


Fig. 12. - Le Gonio R 108.

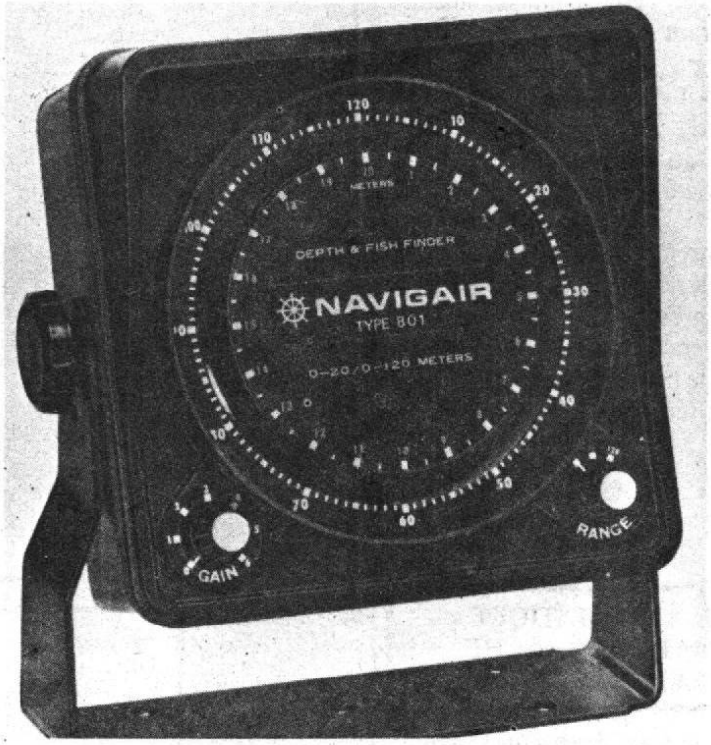


Fig. 13. – Le sondeur à éclats 801/A.

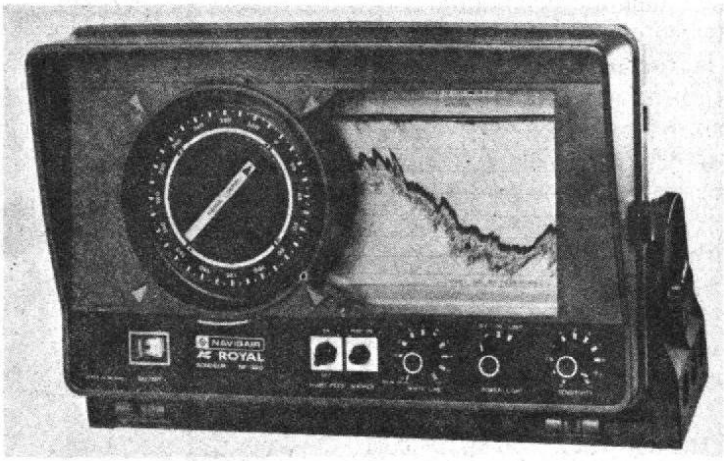


Fig. 14. - Le sondeur NF 320.

une navigation sportive et précise. La sonde du loch speedomètre est constituée par une roue à aube rétractable, ne dépassant que de quelques millimètres. Cette roue capte avec précision la vitesse et la distance parcourues par le bateau. Les éléments de tête de mât, constitués par un anémomètre SIMS, pour la vitesse du vent et d'un drapeau de girouette profilé, permettent une définition très précise de l'orientation du bateau. Le totalisateur de milles avec remise à zéro, constitué par un cadran séparé, est destiné à être encastré près de la table à cartes.

L'ensemble Loch-girouette/Anémomètre-speedomètre MT3, comporte des accumulateurs au cadmium-nickel étanches, rechargés directement par la rotation permanente de l'anémomètre de Tête de Mât. Ceci permet de n'avoir à utiliser aucune source de courant extérieur.

En boîtier compact avec son étrier à placer sur le roof il donne :

— La vitesse du vent : de 0 à 60 nœuds.

— La vitesse du bateau : deux échelles commutables de 0 à 6 nœuds et de 0 à 12 nœuds.

— Le vent apparent : - 10° - 180° - 10°, avec une échelle agrandie de 10° à 90° pour la navigation au près.

En boîtier à encastrer près de la table à cartes il donne le nombre de milles parcourus avec une précision de 0,01 mille.

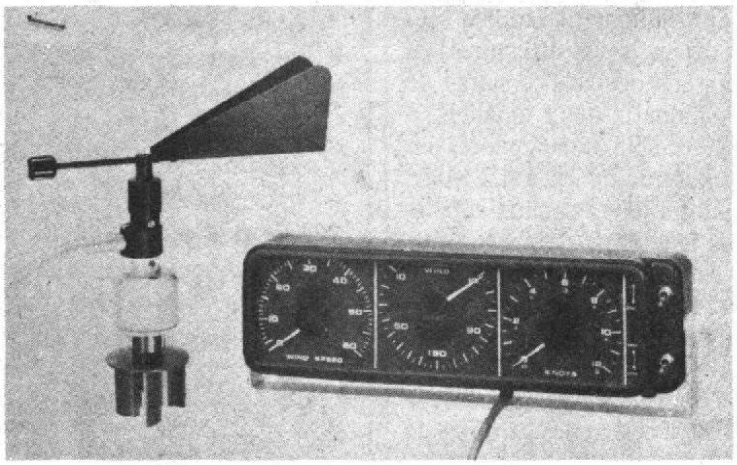


Fig. 15. - Ensemble loch-girouette / anénomètre-speedomètre MT 3 / B.

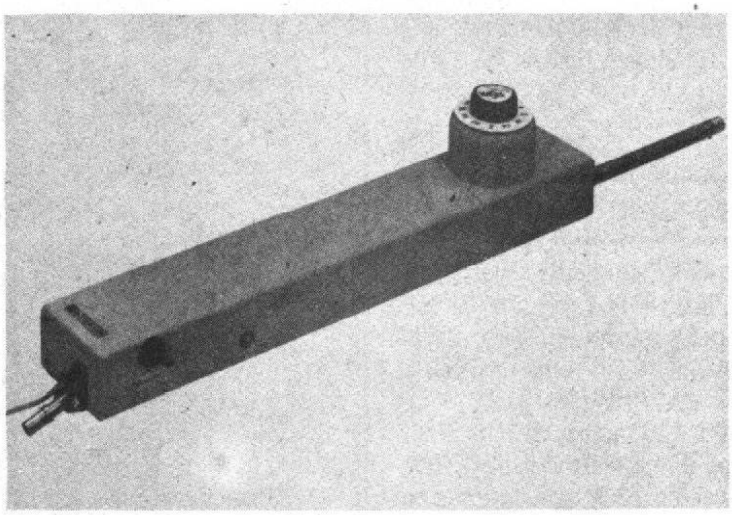


Fig. 16. - Le pilote automatique Tiller Master.

PILOTE AUTOMATIQUE POUR BARRE FRANCHE TILLER MASTER

Utilisé aux U.S.A. depuis de longues années, il est fabriqué avec des matériaux et des composants de grande qualité, offrant l'avantage de ne consommer qu'une très faible quantité de courant.

Ceci est particulièrement intéressant sur les voiliers où la réserve d'énergie électrique doit être utilisée au minimum.

Le Tiller Master s'installe et s'enlève en moins d'une minute. Pas de vis ni d'écrous à serrer ; pas de poulies, ni de cordages à installer. Pour son installation, aucune connaissance particulière n'est nécessaire (perçage d'un trou dans la barre, mise en place d'une prise de courant et d'un tollet fixé par deux vis). Cette installation offre, en outre, l'avantage de laisser intact le cockpit.

Sa force de traction est de 50 kg, et il s'alimente sur du 12 VCC. La consommation est de 0,3 A en moyenne et 0,7 quand il corrige.

Fig. 17. - Ferrite pour gonio R 108 Sailor.

BONIS

LA Socíté Bonis a été fondée en 1923 par le commandant Bonis. Depuis cette date (excepté la période 1939-1944) la vocation de la société a toujours été la fourniture d'équipements de navigation pour les grands chantiers de construction navale, les armateurs français et la marine nationale. Profitant de cette expérience, en 1974, elle a étendu ses activités à la navigation de pêche et de plaisance.

RADIO TÉLÉPHONE B.L.U. EUROPA ONE

Cet appareil conçu par la société américaine S.G.C. délivre une puissance de 180 W. Deux sélecteurs et un inverseur trois positions permettent d'utiliser dans sa version la plus complète jusqu'à 36 canaux émission et 36 réception. En effet quatre versions sont disponibles, la première avec 12 canaux émission et 24 canaux réception dans la bande de 1,6 à 4 MHz, la seconde avec 36 canaux émission et 36 canaux réception dans la bande de 1,6 à 4 MHz, la troisième avec 36 canaux émission et 36 canaux réception dans la bande de 1,6 à 18 MHz et enfin la quatrième citée précédemment dans la bande de 4 à 18 MHz. Un générateur d'alarme produit le signal de détresse international sur 2182 kHz et enfin il faut noter qu'un coupleur intégré permet l'adaptation à un grand nombre d'antennes marines.

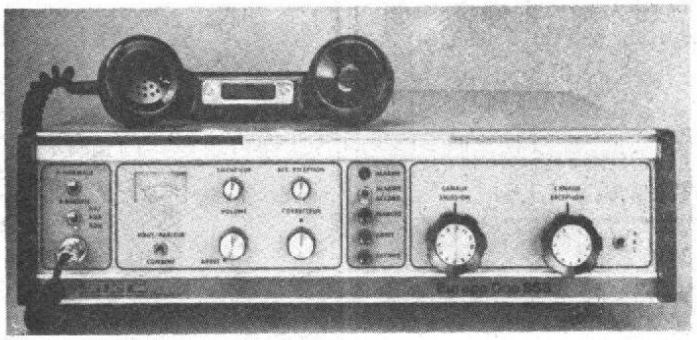


Fig. 18. - Le BLU Europa One.

LES GONIOS

Le gonio Vecta

C'est un appareil portable qui ne nécéssite pas de réglage précis et de reconnaissance de fréquences car il est préréglé. Il suffit de changer les modules qui sont embrochables. Afin de visualiser l'extinction et le relèvement il faut enficher le module approprié et d'écouter l'appareil tout en balayant l'horizon, l'extinction se vérifieras avec l'indication nul et il suffira de relever l'indication du compas. D'un poids inférieur au kilo, il est alimenté par six piles de 1,5 v. Vous pouvez utiliser le Vecta à n'importe quel endroit du bateau à l'écart d'influences magnétiques, cette tenue manuelle permet de supprimer les problèmes de roulis et de tanguage.

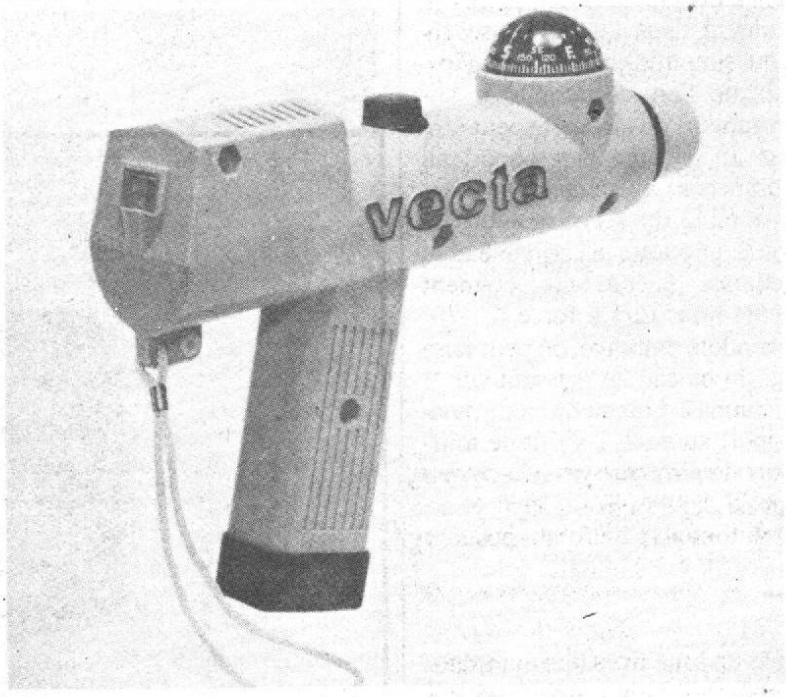


Fig. 19. - Le gonio Vecta.

Le gonio Seafix

Ce modèle peut recevoir les émissions des radio-phares marine et aviation, même par mauvais temps ses résultats sont précis avec l'emploi d'un liquide prismatique permettant un amortissement inhabituel. La carte transparente du compas est graduée de 2° en 2° avec une précision de 1/2°. Le récepteur est prévu pour la bande 200-400 kHz avec une précision meilleure que

Fig. 20. - Le pilote Cetrek 701.

2 kHz et un « spot » sur 300 kHz. Il reçoit les émissions entretenues pures continues (AO), les émissions entretenues pures découpées (A1), les émissions modulées en amplitude avec signaux découpés (A2). La combinaison des deux porteuses, une continue et une découpée, produisent un résultat audible.

L'ensemble récepteur et compas est alimenté par 6 piles de 1,5 volts. La consommation du récepteur est de 5 mA, avec l'éclairage elle est de 45 mA.

LES PILOTES AUTOMATIQUES

Le Autohelm MK II

Dérivé de l'ancien modèle « Autohelm Plus », cet appareil a été conçu pour fonctionner sur des bateaux à barre franche pouvant mesurer 12 mètres.

La grande différence avec son prédécesseur se situe au niveau du sélecteur de cap qui a été intégré dans l'unité du servomoteur, ce qui simplifie énormément l'installation lorsque l'on désire piloter sur compas. Un support de girouette peut être installé pour un pilotage par rapport au vent en le branchant avec une prise étanche sur l'ensemble du servo-moteur. La sensibilité de la girouette est réglable et le pilote fonctionne encore correctement avec des vents inférieurs à force 1.

Une fois le pilote embrayé, on peut faire varier le cap du bateau en agissant sur la molette du compas. Lorsqu'on veut naviguer par rapport au vent, il suffit de tourner le support de girouette jusqu'a ce que celle-ci se place dans le lit du vent et de mettre le bouton inverseur en position girouette.

Le Cétrek 701

L'ensemble de base du pilote automatique comprend : — l'unité principale de contrôle 701, un compas, une boîte de distribution,un comparateur d'angle de barre, un moteur électrique ou une unité hydraulyque de puissance. sur la face avant de l'unité principale se trouve quatre réglages différends, le Rudder (réglage de l'angle de barre, proportionnel a l'écart de cap, en fonction des caractéristiques du bateau), le Trim (réglage du neutre de la barre), le Response (réglage de la tolérance d'écart de cap avant l'intervention du pilote) le Panel (réglage de l'éclairage du panneau et des cadrans).

La mise en œuvre du Cétrek est simple. Le cap choisi est affiché sur le compas sélecteur de cap et en mettant le sélecteur sur « drive » le bateau prend automatiquement le cap correct, même si cela nécéssite un changement de 180°.

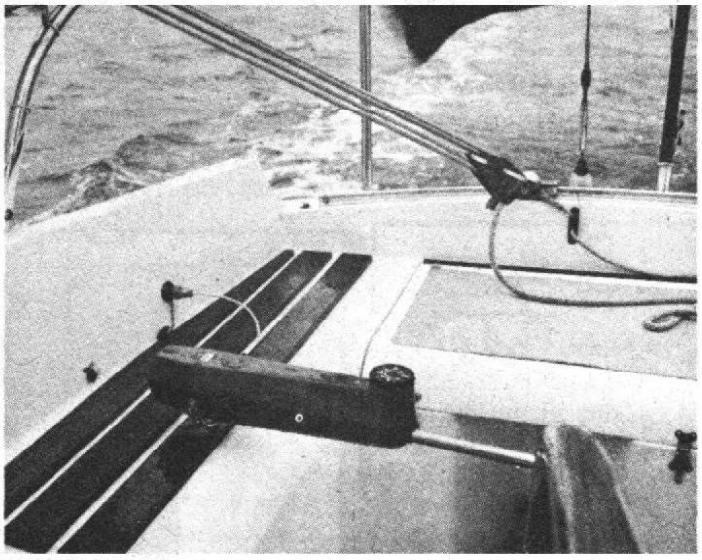


Fig. 21. - Le pilote Autohelm MK II.

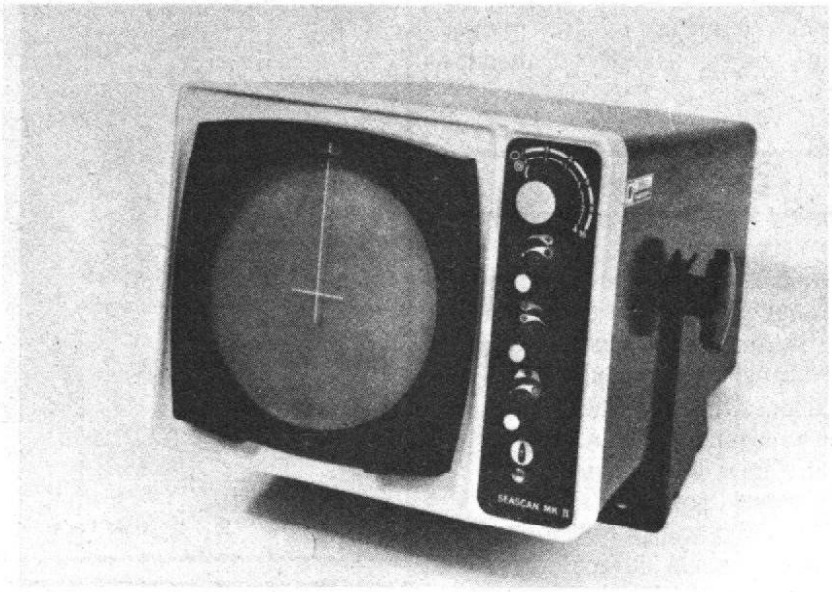
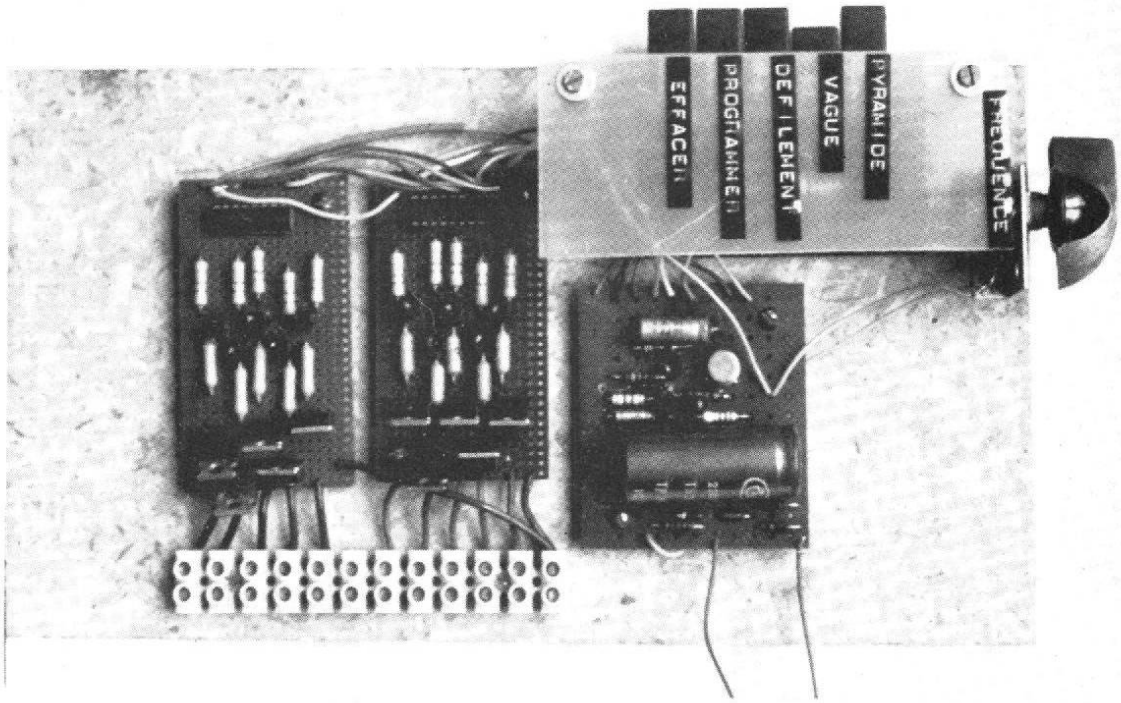


Fig. 22. – Le radar Seascan.

LE RADAR SEASCAN

Ce radar a été conçu pour les navigateurs ayant un petit budjet et cherchant un appareil léger. Le système complet ne comprend que deux unités : l'émetteur-récepteur et la vidéo. Il fonctionne en six gammes de 1/2 mille à 16 milles avec des cercles de calibration à 1/4, 1/2, 1,2 et 4 nautiques, la distance minimun est de 25 mètres. Quelle que soit l'échelle utilisée, la précision est de 1°. Pour l'émetteur, son modulateur à transistors et thyristors avec magnétron a une puissance de 3 kW. Ses longueurs d'impulsions sur les échelles 2 milles et au-dessous est de 0,15 microsecondes et de 0,50 microsecondes sur les échelles supérieurs. Le récepteur a un gain de 110 dB avec un rapport signal/bruit meilleur que 9 dB, son amplification F1 agit agit jusqu'à 4 milles. Pour l'aérien, une antenne double parabolique de 78 cm tournant à 20 tours minute.

CHENILLARD PROGRAMMABLE ANTIPARASITE



et indéfiniment extensible

DANS un chenillard de type courant, une seule ampoule sur dix est allumée à la fois, si bien qu'on n'a que peu de lumière, pour une puissance installée relativement grande. De plus, au bout d'un certain temps, le défilement monodique des ampoules devient monotone, et on voudrait pouvoir faire d'autres jeux de lumière ou, du moins, pouvoir augmenter le nombre des ampoules commandées. Or, dans le cas des chenillards basés sur le principe du comptage, cela n'est guère facile.

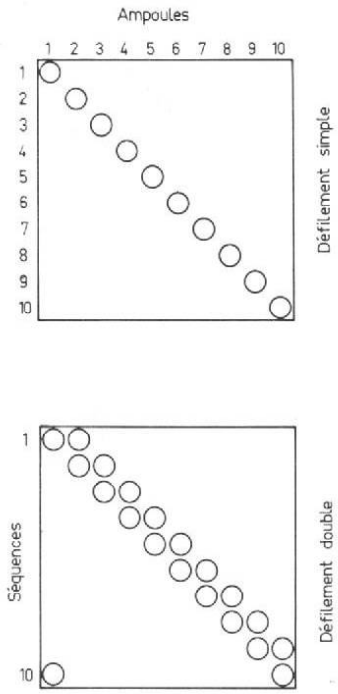
Ci-dessous, on trouvera la description d'un chenillard commandé par des registres à décalage,ce qui fait, tout d'abord, qu'on peut installer, à tout moment, un nombre quelconque d'ampoules supplémentaires en ajoutant simplement un ou plusieurs registres. Un fonctionnement avec 10, 20, 30, 64 ou 100 ampoules ne pose ainsi aucun problème, sauf peut-être quant à la puissance du compteur électrique et la section des câbles d'alimentation, car 100 ampoules de 200 W, cela fait 20 kW, si on les allume à la fois. Or, les divers programmes qui sont réalisables, par simple commutation manuelle, avec le circuit décrit, permettent effectivement des séquences d'allumage simultanées de toutes les ampoules installées.

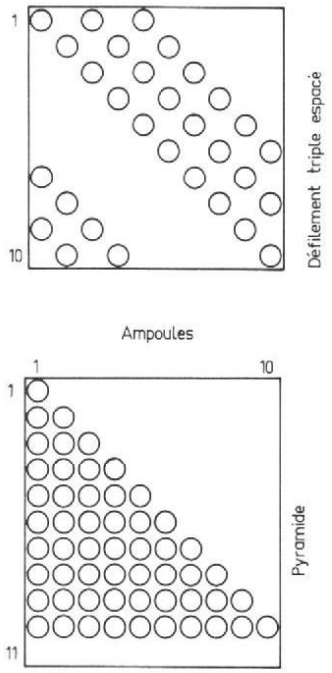
Malgré cela, le prix de revient d'un tel montage n'est pas tellement plus élevé que celui d'un chenillard à comptage, et il devient même inférieur dès qu'on installe plus de 20 ampoules. Il en est de même pour ce qui est de la complexité de réalisation et l'installation peut être réalisée sous forme d'unités de commande pour 5 ou 8 ampoules, assez distantes les unes des autres, ce qui permet de réduire considérablement la longueur des conducteurs menant aux ampoules. Au lieu d'une « centrale », commandant par exemple 25 ampoules, on pourra ainsi avoir cinq unités de 5 ampoules chacune, disposées de façon à permettre une installation commode.

LES PROGRAMMES

La figure 1 montre les principaux programmes qu'on peut obtenir avec le montage décrit et ce, dans le cas d'exemple d'un circuit à 10 ampoules. Un grand nombre d'autres programmes sont réalisables, en principe, mais demandent des circuits plus complexes.

Défilement simple. C'est le programme du chenillard de type courant. L'ampoule 1 s'allume à la première séquence, l'ampoule 2 à la deuxième, etc., et le jeu recommence automatiquement à la fin du cycle.





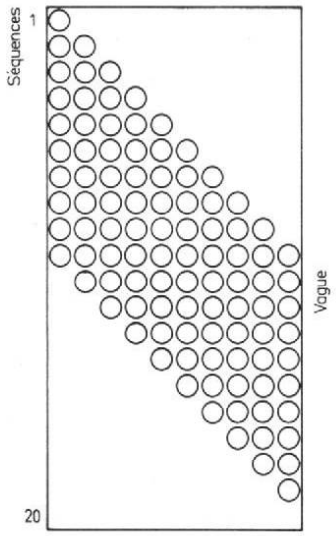


Fig. 1. – D'autres programmes sont possibles, en dehors de ces exemples, et on peut les étendre à un nombre quelconque d'ampoules.

Défilement simple déclenché. En ouvrant le retour des registres de décalage, on peut s'arranger pour que le défilement des lumières cesse, dès qu'il a atteint la dernière ampoule. Le défilement suivant est à commander par la brève manœuvre d'une touche ou, éventuellement par un microphone monté près de la grosse caisse d'un orchestre et ce, pour obtenir des défilements au rythme de la musique.

Défilement multiple. L'appareil comporte une touche de programmation qui permet d'allumer, à tout moment, l'ampoule « 1 » du cycle. A la séquence suivante, cet état d'allumage se trouve transmis sur l'ampoule « 2 », etc., mais le circuit ne perd pas, pour autant, les données de départ. On peut ainsi allumer 2, 3, 4... ampoules successivement, et qui chemineront ensemble.

Défilement multiple espacé. Comme précédemment, mais avec alternance de défilement : une ampoule allumée, une éteinte, une allumée, etc. peut également être combiné avec le programme précédent ; exemple : trois allumées, une éteinte, trois allumées, etc. Ou encore « chenillard négatif » : toutes allumées sauf une, avec progression de ce « trou ».

Pyramide. Les ampoules s'allument l'une après l'autre. Quand toutes sont allumées, la dernière déclenche un circuit de retard (simple cellule RC) lequel commande, dans une séquence supplémentaire, la mise à zéro du registre. On peut renouveler le cycle soit automatiquement, soit par déclenchement externe.

Vague. Grâce à un inverseur logique (simple transistor), on arrive à doubler le nombre des séquences. Les ampoules s'allument d'abord l'une après l'autre, puis s'éteignent progressivement.

Il existe de nombreuses autres possibilités de programmation, soit manuelle, soit automatique. On peut ainsi obtenir un « chenillard rétrograde » en ajoutant, dans le cas d'un registre à **n** ampoules, à la fin de chaque séquence, très rapidement n + 1 impulsions d'horloge. Avec un nombre quelconque et variable d'impulsions, on obtiendra un fonctionnement en « feu follet ». On peut également imaginer des commutations automatiques de cycle produisant, par exemple, alternativement un « défilement » et une « vague ».

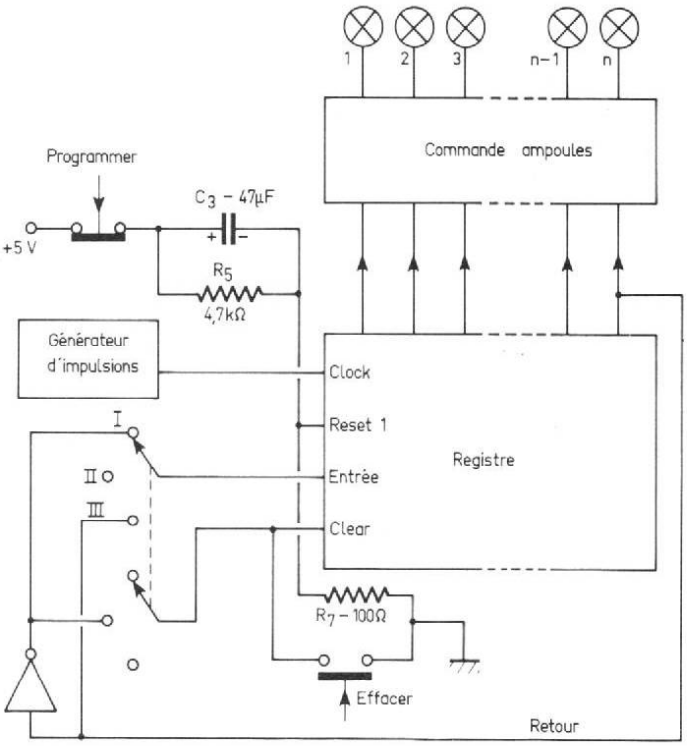


Fig. 2. – Le chenillard fait appel à un registre à décalage, indéfiniment extensible et programmable par diverses modalités de réintroduction des données.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le schéma synoptique de la figure 2 montre un registre à décalage (du type entrées séries, sorties parallèles dont chaque sortie commande une ampoule, par l'intermédiaire d'un transistor et d'un triac. Un générateur d'impulsions, à fréquence variable entre 0,1 et 5 Hz (vitesse de défilement) attaque l'entrée « clock » (horloge) du registre. Lors de chaque impulsion, le registre

transmet, à toute ampoule, l'état (allumé ou éteint) qu'avait, auparavant, l'ampoule se trouvant à gauche de toute ampoule considérée. Lors de la mise sous tension, tous les étages du registre se trouvent normalement à zéro (aucune ampoule allumée). Pour que le déroulement du programme puisse commencer, il convient donc d'agir sur « preset 1 », pour mettre le premier étage à l'état « 1 ». Pour cela, on prévoit le condensateur C_3 qui, se chargeant lors de la mise sous tension, fait apparaître, aux bornes de R_7, une chute de tension suffisante pour que l'entrée « preset 1 » perçoive l'état logique 1.

Le programme le plus simple, le « défilement », est obtenu dans la position III du commutateur de la figure 2. La sortie du dernier étage du registre se trouve alors reliée à l'entrée de ce registre. L'état logique qu'on observe à cette entrée commande l'ampoule 1, non pas immédiatement, comme dans le cas du « preset », mais seulement lors de la prochaine impulsion d'horloge. L'état d'allumage qu'on avait obtenu, par l'opération « preset » initiale, pour la première ampoule, va ainsi progresser jusqu'à la dernière, puis revenir à la première, etc.

Pour obtenir le cheminement simultané de deux allumages, il suffit de manœuvrer la touche « programme » à un moment où l'ampoule 1 est éteinte. Quand le contact de la touche est ouvert, C_3 se décharge dans R_5, et quand on lâche la touche (fermeture du contact), C_3 provoque de nouveau un appel de courant dans R_7. Si on coupe la connexion de retour, le défilement s'arrête toujours à la dernière ampoule et ne recommencera que lorsqu'on le programme de nouveau.

La position II du contacteur de la figure 2 correspond à un fonctionnement en « pyramide». L'inverseur logique met l'entrée « clear » (effacement) à l'état zéro, dès que le dernier étage du registre passe à « 1 ». Comme, dans ces conditions, la dernière ampoule n'aurait jamais le temps de s'allumer, on prévoit un circuit de retard dont le fonctionnement sera exposé plus loin. L'entrée du registre restant toujours ouverte, c'est-à-dire à l'état « 1 », toute ampoule une fois allumée conserve son état jusqu'à l'opération « clear ».

Finalement, le fonctionnement en « vague » est obtenu sur la position I du contacteur, et l'entrée du registre reçoit alors le complément de l'état de sortie. Ce dernier étant zéro lors de la mise sous tension, les étages du registre se mettront tous successivement à « 1 », et quand ce « 1 » aura progressé jusqu'au dernier

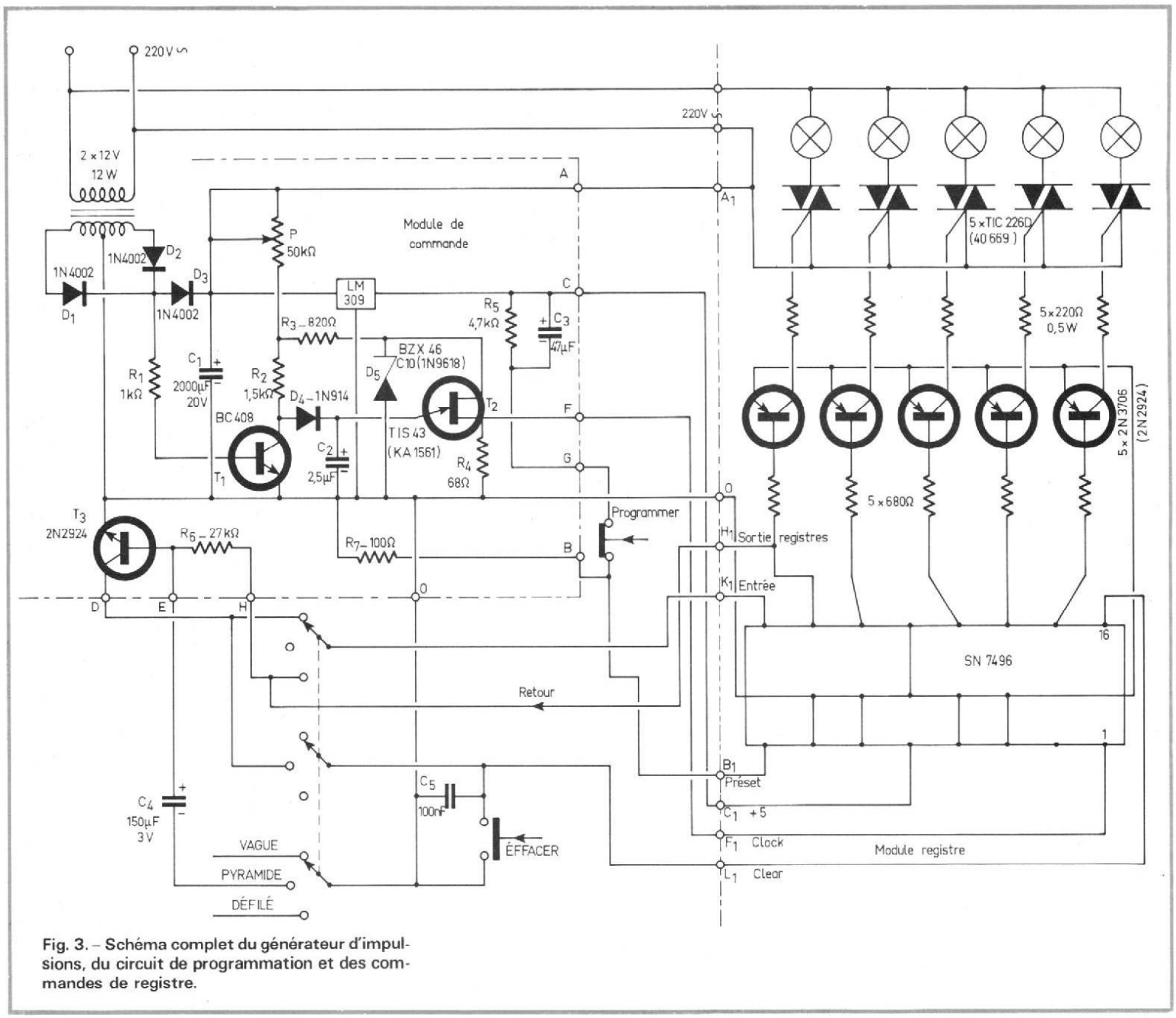


Fig. 3. – Schéma complet du générateur d'impulsions, du circuit de programmation et des commandes de registre.

étage, c'est un zéro qui va apparaître au premier. Dès lors, les ampoules s'éteignent l'une après l'autre.

SCHEMA THEORIQUE

Le circuit électrique complet, tel qu'il a été représenté dans la figure 3, risque de paraître assez complexe car le dessin représente, avec tous leurs détails, les modules « commande » et « registre » en plus des circuits de liaison et de commutation. Comme, en pratique, on est finalement ramené à l'interconnexion des modules, les choses se passeront d'une façon nettement plus simple ainsi qu'on le verra sur les figures qui suivent.

Dans le schéma de la figure 3, le redresseur d'alimentation (D_1, D_2) est séparé du consensateur de filtrage (C_1) par D_3. Sur l'anode de cette diode, on recueille une tension sous forme de demi-sinusoïdes juxtaposées, et on applique cette tension, via R_1, sur la base de T_1. Ce transistor se trouve donc saturé à chaque alternance, et il ne se bloque que, très brièvement, entre deux alternances consécutives de la tension de 50 Hz. Ce n'est qu'alors que D_4 peut conduire et apporter, sur C_2, une quantité d'électricité qui, par ailleurs, se trouve limitée par R_2 et par P. Aux bornes de C_2 on observera donc une tension en escalier, et entre les échelons de cette tension il y aura une différence de tension d'autant plus grande que P se trouve ajusté à une valeur plus faible. En d'autres termes, cette tension en escalier se trouve synchronisée sur les 50 Hz du réseau et ce, de façon que le transistor unijonction T_2, sur l'émetteur duquel elle se trouve appliquée, ne puisse commuter que lors des passages par zéro du 50 Hz. Or T_2 est le générateur des impulsions d'horloge du registre (SN 7496) et les triacs, que chaque étage de ce registre commande par l'intermé-

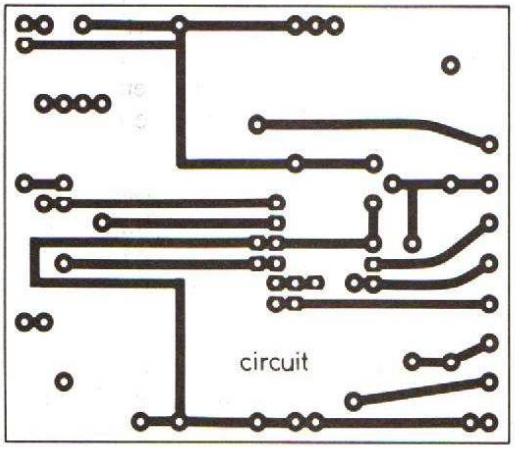
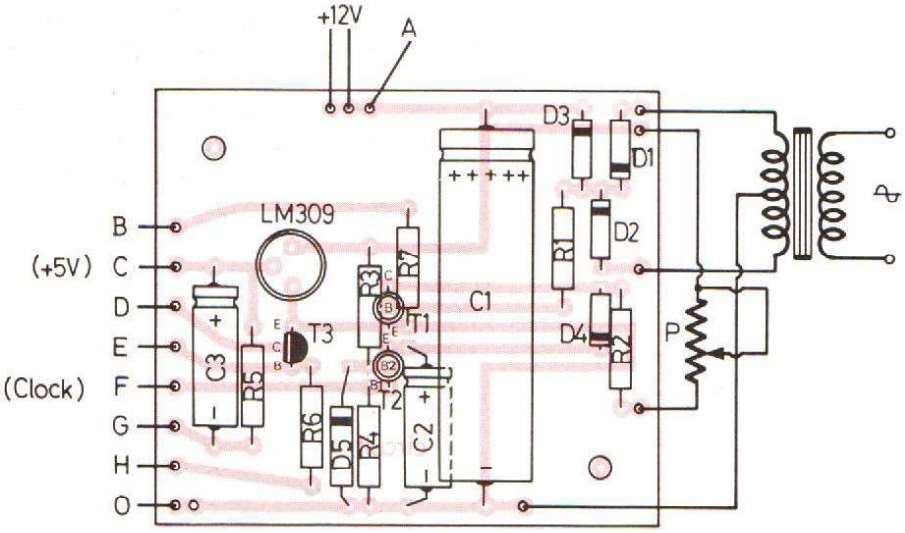


Fig. 4. – Plan de connexion et d'implantation de l'alimentation et du générateur d'impulsions.



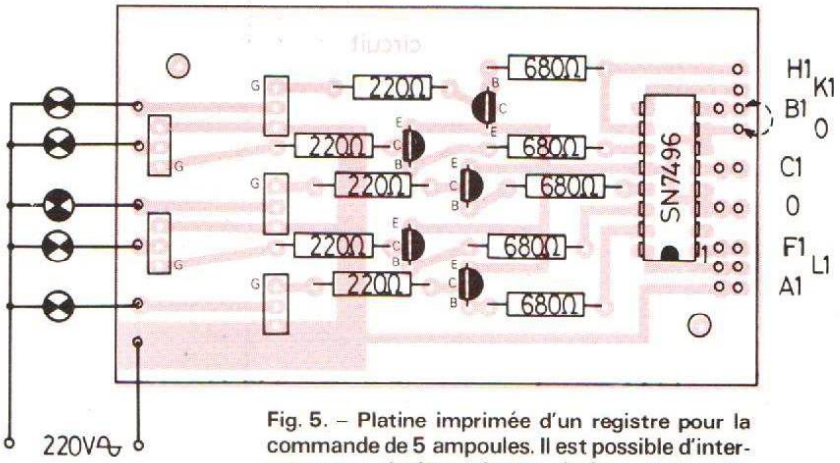
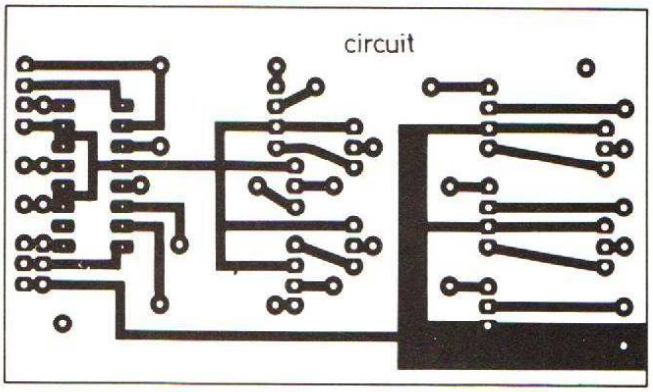


Fig. 5. – Platine imprimée d'un registre pour la commande de 5 ampoules. Il est possible d'interconnecter plusieurs de ces platines, pour commander 5, 10, 15, 20, etc., ampoules.



diaire d'un transistor, ne peuvent donc être déclenchés que losque le 50 Hz passe par zéro, c'est-à-dire à un moment où ce déclenchement ne risque pas de créer de perturbation radioélectrique.

Il reste à signaler que l'antiparasitage ainsi obtenu est à la fois altruiste et égoïste, car les perturbations qu'il élimine risqueraient de se manifester non seulement dans les radiorécepteurs des voisins, mais aussi dans le fonctionnement du registre, du moins dans le cas d'une installation réalisée avec des fils un peu longs. De toute façon, il est nécessaire d'installer un condensateur d'antiparasitage (C_5) sur la connexion « clear » pour éviter tout arrêt intempestif de fonctionnement en cas de perturbation violente.

Par rapport au schéma de la figure 2, le commutateur de programmation comporte un circuit supplémentaire, représenté en bas du schéma. En position « pyramide », ce circuit procède à la mise en service de C_4. Ce condensateur se trouve connecté sur la base de T_3, transistor qui assume le rôle de l'inverseur de la figure 2. Par C_4 on arrive à retarder l'action de T_3 de 0,5 seconde environ, si bien que la dernière ampoule a largement le temps de s'allumer avant que le registre ne retourne à zéro. Cette durée est parfaitement compatible avec celle de la progression du registre et qui peut être ajustée, par P, entre 0,2 et 10 secondes environ. Pour obtenir d'autres gammes de durée, il suffit de modifier C_2.

REALISATION DES MODULES

Les plans de connexion et d'implantation sont donnés dans les figures 4 et 5, respectivement pour les modules de commande et de registre. Pour l'alimentation (5 V) du registre, on utilise un circuit intégré LM 309, et qui se trouve monté sur la platine de la figure 4. Pour le registre, le plan de la figure 5 prévoit un modèle à 5 étages (SN 7496) qu'on trouve d'une façon particulièrement courante dans le commerce. Il existe aussi des registres à 8 étages ; un schéma correspondant sera donné plus loin.

Les triacs utilisés sont conçus pour une intensité maximale de 8 A. On peut les utiliser sans radiateur avec des ampoules d'une puissance de 25 à 200 W. Si on veut travailler avec des puissances plus élevées, on ne peut plus installer les triacs sur le circuit imprimé. En effet, les cinq triacs du registre sont capables de supporter une intensité de 40 A, et on aura certainement des surprises si on veut faire passer pareille intensité dans une bande de cuivre – même élargie comme dans la figure 5 – d'un circuit imprimé. Il faut donc monter les triacs séparément, sur radiateurs, et câbler avec du fil de forte section.

De toute façon, appareil et installation sont à réaliser dans de parfaites conditions d'isolement, car le montage fonctionne en liaison directe avec la prise de courant.

CÂBLAGE ET INSTALLATION

Le schéma d'interconnexion et de commutation de la figure 6 est valable dans le cas d'un circuit à 5 ampoules. Il fonctionne avec un commutateur rotatif de programmation, et avec deux boutons poussoirs. Ce commutateur peut être remplacé par un modèle à touches, et on peut aussi augmenter le nombre des registres.

Un schéma correspondant est donné dans la figure 7. Si on l'utilise avec deux registres, il convient d'installer la connexion dessinée en pointillé, entre H et H_2. Dans le cas de trois registres, il suffit d'effectuer, avec le troisième, les connexions mentionnées à la droite du dessin. Un nombre plus grand de registres est possible, si on respecte les règles d'installation suivantes :

1) Le premier registre est toujours à câbler comme dans la figure 7.

2) Sur tous les **n** registres suivants, relier B_n à 0, et relier K_n sur H_{n-1}, c'est-à-dire relier le point K d'un registre donné (sauf le premier) sur le point H du précédent.

3) Relier le point H du dernier registre sur le point H du module de commande.

Le courant d'alimentation fourni par le LM 309 suffit pour assurer la commande de 1 à 4 registres du type SN 7496 (soit un maximum de 20 ampoules) ou, jusqu'à 5 registres, 74164 (40 ampoules au maximum), ou encore, jusqu'à 8 registres, 74 L 164 (64 ampoules au maximum). Toutefois, à partir de 10 ampoules, la puissance du transformateur d'alimentation est à augmenter de 6 W pour chaque nouvelle dizaine d'ampoules, et on doit, de même, augmenter C_1 de 1000 π F par dizaine d'ampoules. Il convient aussi d'utiliser des diodes de redressement suffisamment puissantes. Des diodes de 3 A conviennent jusqu'à 50 ampoules. Moyennant une puissance d'alimentation suffisante (en 5 V et en 12 V) on peut ainsi commander plusieurs centaines d'ampoules si on veut et si on arrive à réaliser l'installation de façon à éviter toute chute de tension génante sur les connexions de liaison.

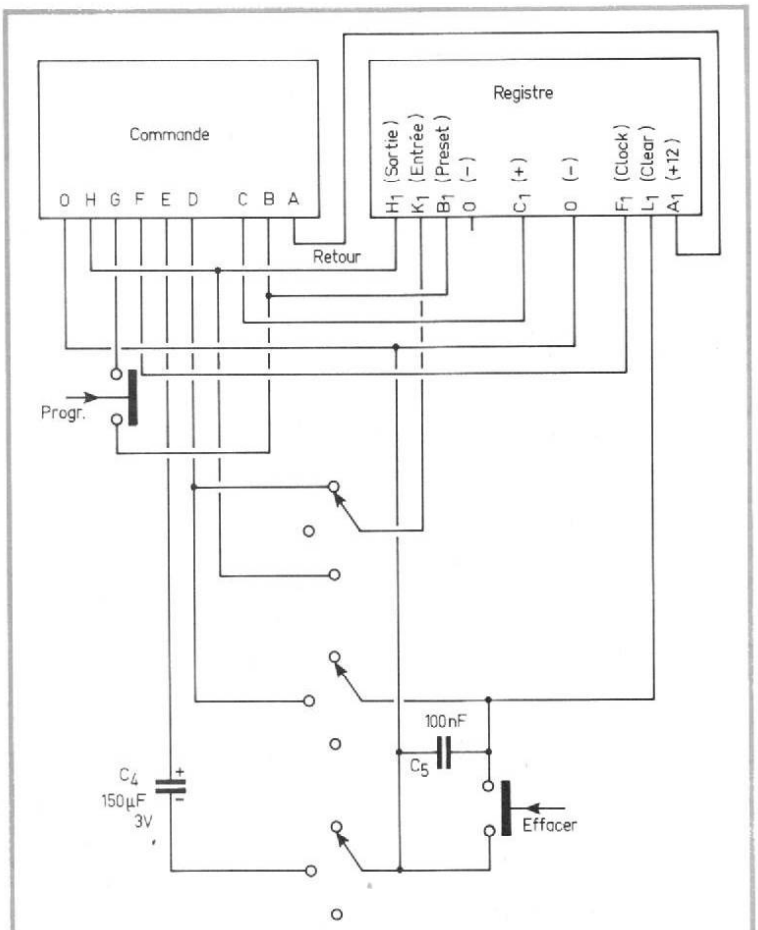


Fig. 6. – Plan d'installation dans le cas d'une commande de 5 ampoules, programmation par contacteur rotatif. Pour augmenter les possibilités de programmation manuelle, on peut placer un interrupteur dans la connexion de retour.

REGISTRE A 8 ETAGES

Bien que peu courant dans le commerce, le registre SN 74164 permet de commander 8 ampoules, tout en consommant une intensité d'alimentation inférieure à celle du SN 7496. Cette inten-

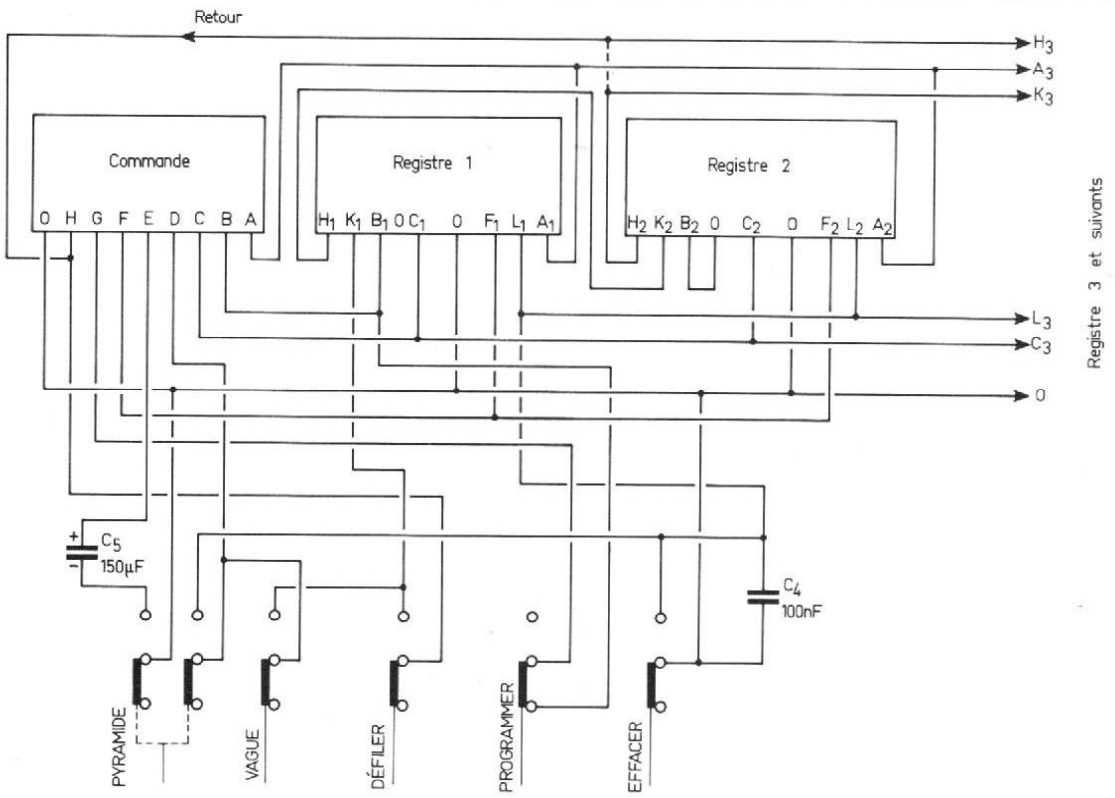


Fig. 7. – Interconnexions nécessaires pour la commande de 10 ampoules ou plus. La programmation se fait par un clavier de 5 touches, modifié de façon que 3 restent verrouillées, alors que les deux de droite deviennent fugitives.

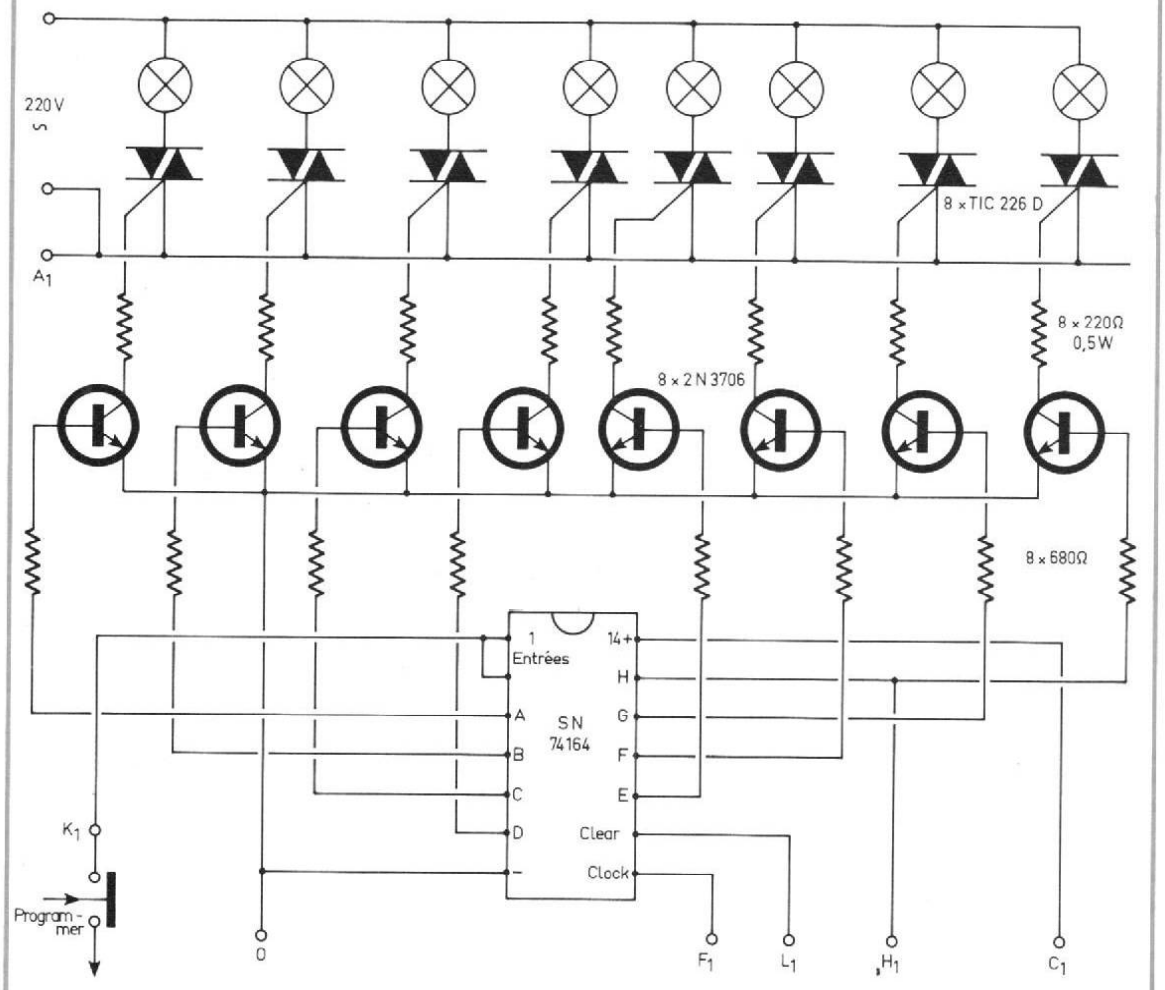


Fig. 8. – Utilisation d'un registre à 8 étages. Ce circuit est compatible avec ceux des figures 3 à 5.

sité est encore moindre dans le cas du SN 74 L 164, version « low power », du précédent.

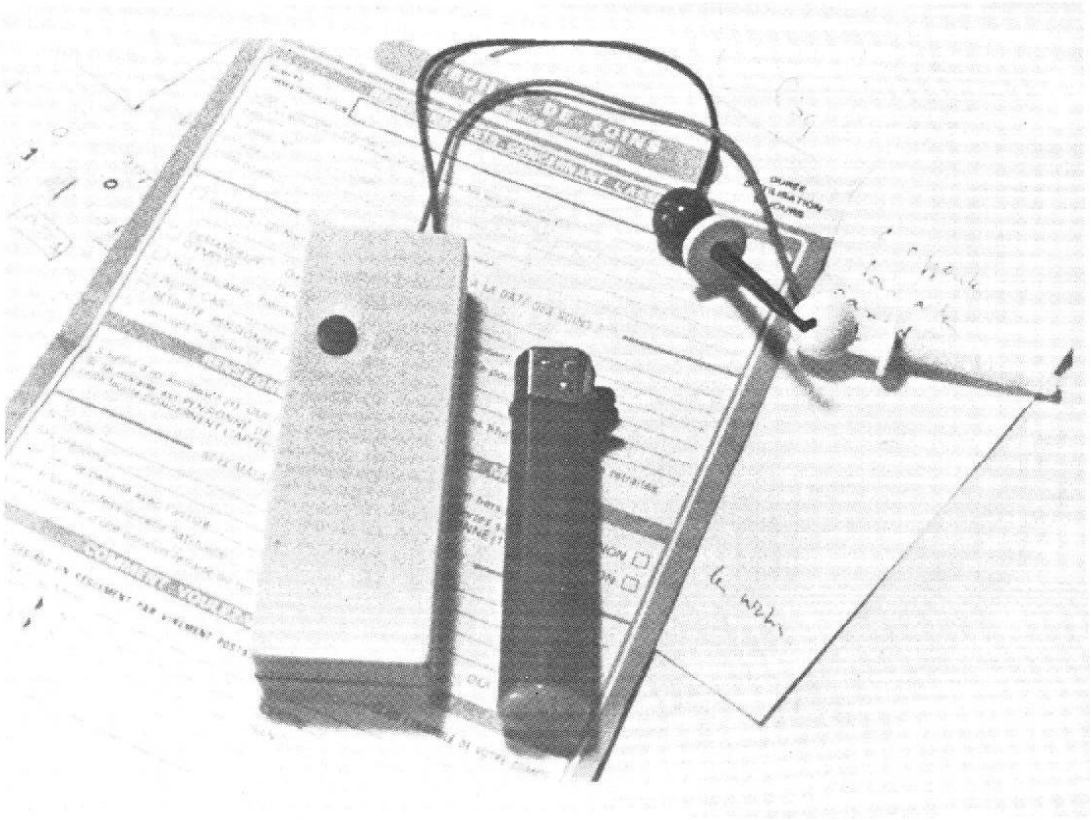
La figure 8 montre le circuit d'utilisation de ce registre. Le dessin a été disposé de manière qu'on puisse établir le plan d'implantation d'une façon presque immédiate. Il reste à remarquer que ce registre ne possède pas d'entrée « preset ». Cela n'a d'ailleurs une importance que si on l'utilise (fig. 7) en premier lieu car, sur tous les registres suivants, l'entrée « preset » ne sert, de toute façon, à rien. Ainsi aucune modification du schéma n'est nécessaire si on utilise un SN 7496 en premier lieu et des SN 74164, on peut « programmer » en appliquant simplement un « 1 » à l'entrée du registre, c'est-à-dire en ouvrant la connexion correspondante par une touche (fig. 8, en bas). Les éléments Cb3 et R_5 du schéma de la figure 3 deviennent alors inutiles et, en position « défilement », l'allumage n'étant plus automatique, dès la mise sous tension il faut le programmer manuellement.

La combinaison de registres de 5 à 8 étages peut donc avoir un certain avantage. Seulement, cela fait 13 ampoules, nombre dont vous ne voulez peut-être en aucun cas. Or il est parfaitement possible de le ramener à 12, par exemple en connectant la sortie H_1 (fig. 8), non pas sur le plot H, mais sur le plot G du registre. On en utilise alors que 7 étages et il est, bien entendu, inutile d'installer un transistor et un triac sur le 8e (H). De cette façon, il est possible d'obtenir un nombre quelconque de commandes et rien n'empêche l'installation d'un commutateur permettant de modifier ce nombre à tout instant.

La grande souplesse du montage décrit permet encore d'autres possibilités d'utilisation et de programmation, si bien que chaque réalisateur pourra, avec un peu d'imagination, agrémenter son montage par une astuce personnelle.

H. SCHREIBER

Réalisez le plus simple des



CONTROLEURS DE CIRCUITS

TOUS les praticiens-électroniciens seront d'accord avec nous pour dire que la plus fréquente utilisation d'un contrôleur universel est en ohmmètre. Bloquer un instrument de mesure précis et étalonné pour des mesures de tensions et courants, continus et alternatifs, pour un simple test de continuité, est parfaitement idiot. Voici donc de quoi récupérer votre contrôleur universel et de quoi le rendre plus utile. Pourquoi demander à un recteur d'académie de passer la serpillière dans le grand hall d'entrée ? Cela ne se voit qu'en Chine (quand le tour du recteur arrive sur la liste, bien entendu). Cependant un petit arriéré mental rendant service à la société pourrait peut-être le faire.

L'« arriéré mental » est le dispositif de la figure 1 : une résistance série R, avec une diode LED, électroluminescente L et une pile P forment un ensemble de tests de continuité des circuits, ainsi qu'un détecteur d'états logiques, à l'image de l'œuf de Colomb.

Si le circuit à tester est passant, ou de faible résistance, inférieure à quelques centaines d'ohms, la LED s'allumera. Son intensité donne une idée de la valeur de la résistance, d'où un autre titre de la réalisation, possible : « Ohmmètre visuel à lecture directe »...

L'œil d'expert, pour cette mesure, s'acquiert en quelques essais.

Deux types de tests sont possibles :

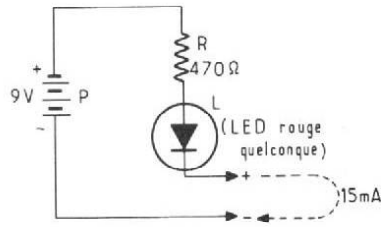


Fig. 1

TESTS DES CIRCUITS PASSIFS

On appelle ainsi les portions non-alimentées de circuit, les résistances, diodes, transistors, etc, prises séparément. La mesure ne concerne que la continuité.

Les diodes, transistors, résistances se mesurent comme avec un ohmmètre habituel. La figure 2 en donne un exemple.

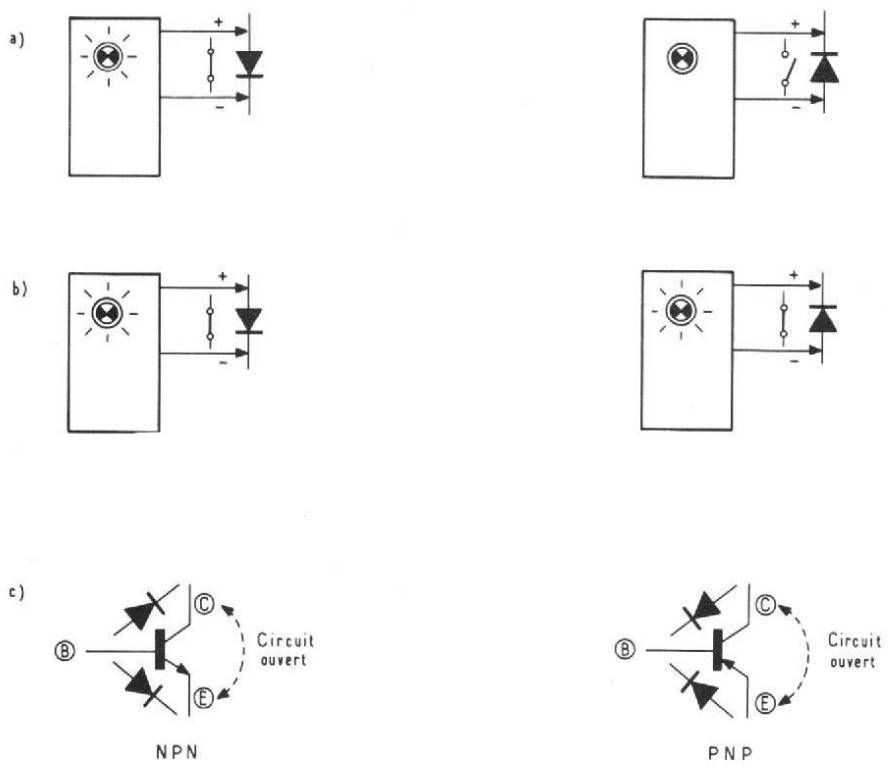


Fig. 2

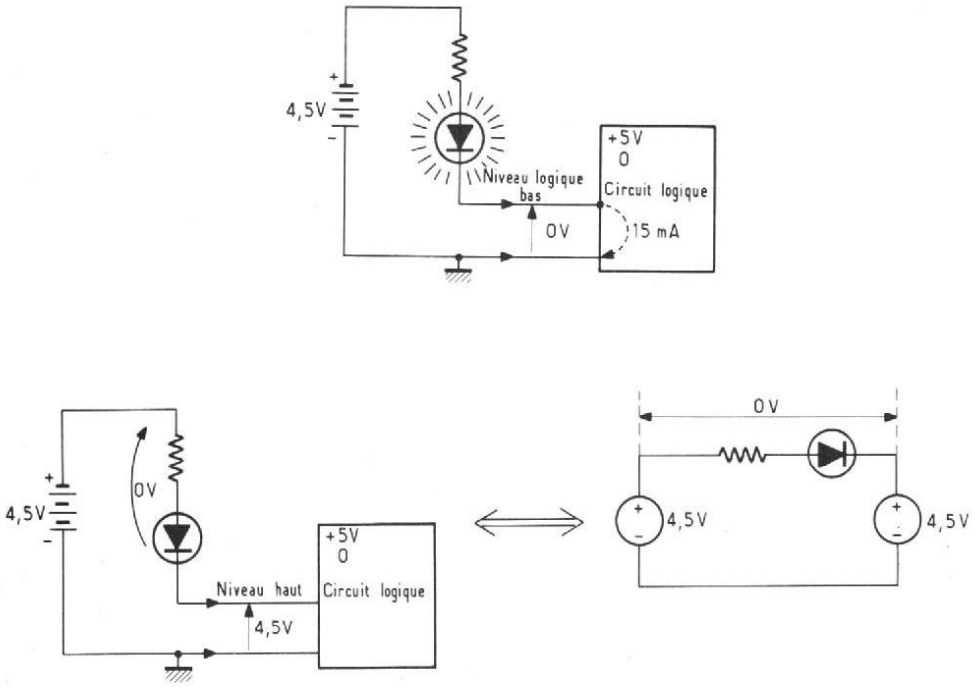


Fig. 3

TEST DES CIRCUITS ACTIFS

Le dispositif, correctement branché, peut indiquer les niveaux logiques ou la présence et l'abscence de la tension d'alimentation. La mesure est basée sur le fait que la LED restera éteinte si une tension positive se met en opposition avec la pile qui l'alimente. Comme on le voit sur la figure 3, un niveau « 0 » déclenché allume la LED, alors qu'un niveau « 1 » l'éteint.

REALISATION ET PRECAUTIONS

Pour la réalisation nous n'avons pas besoin de circuit imprimé, tant le montage est simple. Une pile de 9 V, ou plate de 4,5 V reliée directement à une résistance et à la diode, tiennent parfaitement dans une boîte en plastique de médicament.

A l'extrémité des fils de test, deux pinces « microclips » qu'on trouve chez tous les marchands de composants électroniques aideront à s'agripper aux composants à tester, dans le cas où on ne voudrait pas les dessouder (diodes - transistors, etc.).

La pile « ne s'use que si l'on s'en sert ». Attention au courant de test qui est d'environ 20 mA, surtout lors du test des transistors. Les transistors haute fréquence qui équipent les rotacteurs des téléviseurs, n'aiment pas plus de 2 mA de courant de base. Leur test par ce dispositif est déconseillé. De même, pour tous les autres modèles, nous ne saurions vous conseiller une manipulation rapide, dans l'intérêt du transistor et dans celui de votre pile, bien entendu.

Depuis que nous utilisons ce détecteur simple, notre contrôleur se couvre peu à peu de poussière...

A. DORIS

POUR VOS MONTAGES ALIMENTES PAR PILES:

un testeur de décharge

LA faible consommation de beaucoup d'appareils transistorisés, ou équipés de circuits intégrés, conduit à les alimenter soit sur piles, soit sur des batteries au cadmium-nickel. Evidemment, les performances s'altèrent lorsque la tension de ces sources descend au-dessous d'une certaine valeur ; il faut alors changer les piles, ou recharger les accumulateurs.

Au début, cette détérioration des performances n'apparaît pas toujours de façon assez nette pour constituer un critère d'usure. Le montage que nous proposons, qu'il soit réalisé sous une forme autonome, ou mieux encore incorporé à l'appareil, ce que ses faibles dimensions rendent facile, allume une diode électroluminescente dès que la tension d'alimentation franchit, par valeurs décroissantes, un seuil prédéterminé. Moyennant le changement de quelques résistances, il s'adapte au fonctionnement sous 4,5 volts ou sous 9 volts.

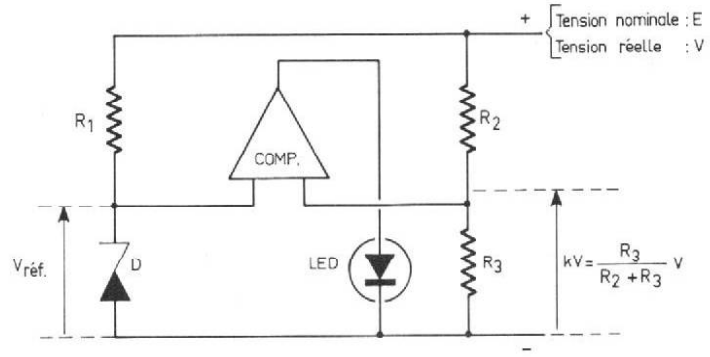


Fig. 1

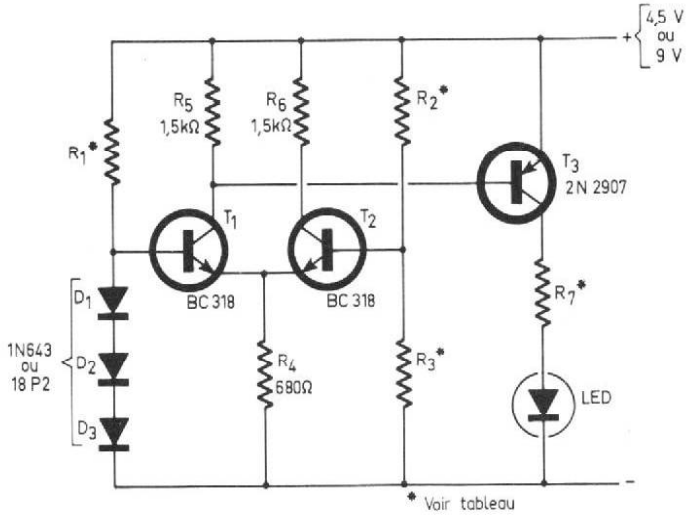


Fig. 2

I. — LE PRINCIPE DU TESTEUR

Supposons, donc, un montage alimenté sous la tension nominale E. Nous appliquons cette tension (figure 1) à deux chaînes de diviseurs. Celle de gauche comporte la résistance R_1, et une diode stabilisatrice D : quelle que soit, dans certaines limites évidemment, la tension réelle d'alimentation V, on trouve toujours, aux bornes de D, la même tension de référence $V_{réf.}$. La deuxième chaîne, au contraire, est purement résistive ; aux bornes de R_3, on recueille donc une fraction connue, et constante, de V, soit kV, avec :

$$k = \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

$V_{réf.}$ et kV sont appliquées aux deux entrées d'un comparateur, conçu de telle façon que sa sortie :

- ne débite aucun courant si : $kV > V_{réf.}$,
- débite du courant si : $kV < V_{réf.}$.

Ce courant servant à alimenter une diode électroluminescente (LED), cette dernière reste donc éteinte tant que la tension V est supérieure à la valeur :

$$V_o = V_{réf.} \frac{R_2 + R_3}{R_3}$$

Elle s'allume, dans le cas contraire, à moins évidemment que la pile ne soit complètement « morte ».

II. — LE SCHÉMA

Il est indiqué à la figugure 2. Les valeurs numériques des résistances non indiquées sur le schéma varient selon que le contrôle porte sur une pile de 4,5 volts ou de 9 volts : nous les avons rassemblées en un tableau.

Compte tenu de la faible valeur nécessairement choisie pour $V_{réf.}$, nous n'avons pas stabilisé cette tension par une diode zéner, mais par trois diodes au silicium utilisées dans le sens direct, ce qui, pour les types choisis, et pour l'intensité du courant imposé par R_1, donne une référence de 1,8 volt environ. L'autre chaîne englobe les résistances R_2 et R_3.

Le comparateur n'est autre qu'un amplificateur différentiel, construit autour des transistors T_1 et T_2. Le choix de R_4, soit 680 Ω, impose un courant de 2 mA, qui se partage entre les émetteurs. Tant que la tension V est telle que kV dépasse $V_{réf.}$, T_2 conduit, tandis que T_1 reste bloqué : la chute de tension est nulle aux bornes de R_5. Dans ces conditions, le transistor PNP T_3 est lui aussi bloqué, et aucun courant ne traverse la diode électroluminescente.

Au contraire, quand V diminue, T_2 se bloque, et T_1 devient conducteur, entraînant très vite la saturation du PNP T_3. L'intensité du courant qui traverse la diode électroluminescente est alors fixée par la résistance R_7.

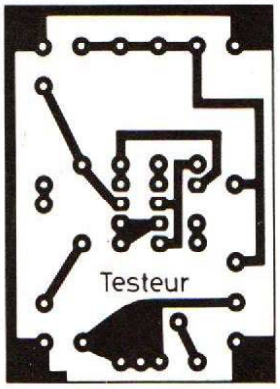
III. — RÉALISATION PRATIQUE

On pourra adapter le câblage à l'emplacement dont on dispose dans l'appareil à équiper. Nous proposons une réalisation dont la compacité pourra satisfaire de nombreux cas. Le dessin du circuit imprimé, vu par sa face cuivrée et à l'échelle 1, est indiqué à la figure 3. La figure 4, complétée par la photographie de la figure 5, illustre la disposition des composants contre la face isolante du substrat.

IV. — CHOIX DES COMPOSANTS

Résistances 0,5 watt 5 % :
R_4 : 680 Ω ; R_5 : 1,5 kΩ ; R_6 : 1,5 kΩ
Diodes :
D_1, D_2, D_3 : 1N 643
LED rouge
Transistors :
T_1 et T_2 : BC 318 ou MTJ 113 T_3 : 2N 2907
Eléments variant avec la tension :

E	4,5 V	9 V
R_1	6,8 kΩ	15 kΩ
R_2	2,2 kΩ	5,6 kΩ
R_3	1,8 kΩ	2,2 kΩ
R_7	270 Ω	820 Ω



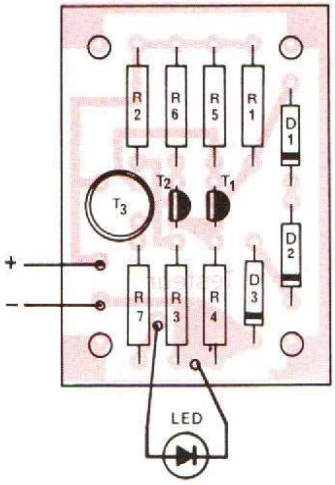


Fig. 4

La distorsion d'intermodulation transitoire

La distorsion d'intermodulation transitoire est un type de distorsion dont la prise en considération — tout au moins pour les amplificateurs à transistors — ne remonte qu'à quelques années. Elle est sans doute à l'origine de ce son caractéristique des amplificateurs à transistors qui fait dire que le son délivré par un amplificateur à transistors n'est pas aussi plaisant que celui que dispense un amplificateur à tubes du bon vieux temps, à égalité de performances (bande passante - distorsion harmonique...). Qui plus est, même avec des caractéristiques supérieures pour le premier, le second paraît avoir quelque chose en plus qui le rend beaucoup plus agréable à l'oreille...

Il ne nous appartient pas d'ouvrir dans ces colonnes une polémique « Tube-Transistor » qui serait un renouvellement de la querelle des Anciens et des Modernes. Toutefois, nous pouvons faire deux constatations :

1° Les tubes ne sont plus fabriqués que pour la maintenance des appareils existants ; ce qui implique que les tubes sortant des chaînes actuelles :
— ne sont pas d'un modèle trop ancien, d'une part,
— furent d'un modèle courant à une certaine époque.

Cette capacité de fabrication, limitée tant en quantité qu'en modèles, fait qu'il ne peut être question de remettre les tubes à la mode par la mise sur le marché d'une série d'amplificateurs conçus comme ceux d'il y a vingt ans. Des problèmes de maintenance se poseraient.

2° Par ailleurs, il existe tout un public attaché aux amplificateurs de jadis, entendez par là les amplificateurs à tubes, et les Mac-Intosh, Leak et Marantz de ces temps révolus, et pour ne citer que ceux-là, continuent de se produire sur le marché de l'occasion à des prix relativement élevés. Et il semble bien que l'on ne puisse expliquer de façon satisfaisante ce phénomène en faisant uniquement appel à une certaine nostalgie du passé, même si l'amplificateur à tubes est un des éléments les plus représentatifs de l'« Age d'Or » de la Hi-Fi.

De là à penser que les mesures les plus sérieuses, mais [illegible] les plus classiques, et quel que soit le soin que l'on ait pu apporter à ces mesures, ne sont pas suffisantes pour caractériser les performances des amplificateurs à transistors (et plus particulièrement celle que le grand public appelle la musicalité), il n'y a qu'un pas que d'aucuns ont franchi : entre autres, et parmi les premiers, M. Otala. De là donc, l'introduction d'un nouveau type de mesures destinées à mettre en évidence un phénomène jusqu'à présent laissé dans l'ombre : la distorsion d'intermodulation transitoire (désignée dans la littérature anglo-saxonne sous les abréviations TIM — Transient InterModulation -, ou TID - Transient Intermodulation Distorsion. Par la suite, et par commodité, nous utiliserons cette dernière abréviation).

La T.I.D. apparaît à cause du retard que prend le signal d'erreur dans la boucle de contre réaction d'un amplificateur. Autrement dit, la T.I.D. est générée pendant le laps de temps très court qui sépare l'instant t_1 où le signal est appliqué à l'entrée et l'instant t_2 où le signal d'erreur est reporté à l'entrée après avoir traversé l'amplificateur et la chaîne de contre réaction. On conçoit aisément que pendant la durée ($t_2 - t_1$) n'a aucune action et qu'alors l'entrée puisse être saturée. C'est pendant ce temps très court que la T.I.D. exerce ses méfaits qui, hélas, se prolongent au-delà de l'instant t_2.

La T.I.D. est-elle vraiment un phénomène nouveau ? En y regardant de plus près, on peut dire que non et que du temps des amplificateurs à tubes, le phénomène était déjà connu. Pour preuve, nous pouvons citer F. Langford-Smith qui, dès 1955, dans son « Radio Designer's Handbook » énonçait : « Les amplificateurs soumis à la contre-réaction présentent souvent de la distorsion quand ils sont soumis à un signal impulsionnel, donc évoluant rapidement dans le temps, et l'amplitude de ce signal est moindre que celle nécessaire à surcharger l'amplificateur avec un signal à temps de montée plus long. Ceci est dû au fait que le signal d'erreur évolue plus lentement que la tension d'entrée avec pour résultat que la tension appliquée à l'un des tubes devient assez grande pour donner naissance au courant grille et même à l'écrêtage. » (1) (fig. 1 et 2). Référence est faite dès cette époque aux travaux de J.E. Flood (2) et G.F. Floyd (3) qui dataient de 1952. J.E. Flood avait en particulier étudié le cas d'un, de deux ou trois étages à couplage RC ; sa conclusion était que pour un seul étage, l'amplitude du signal nécessaire pour saturer l'étage décroissait avec le temps de montée du signal d'attaque et que dans le cas de trois étages, la tension appliquée au troisième étage pour le saturer avait toujours la même amplitude, que le signal soit lent ou rapide. Autrement dit, si les deux premiers étages sont étudiés pour ne pas écrêter, le signal nécessaire pour

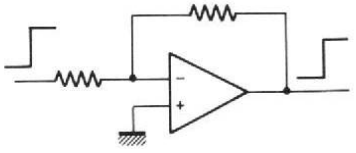


Fig. 1. - La contre réaction a, entre autres, pour but de linéariser le gain et de faire délivrer en sortie un signal identique à celui appliqué à l'entrée.

écrêter au niveau du troisième étage aura même amplitude, que son temps de montée soit long ou court.

Donc, a priori, rien de nouveau sous le soleil. Pourquoi donc avoir oublié ce « détail » par la suite ? L'avis que nous allons émettre est personnel, n'explique sans doute pas tout et n'est, tous comptes faits, qu'une tentative. Il mérite toutefois que l'on s'y attarde et, pour ce faire, se replonger dans le contexte temporel de l'amplificateur à tubes.

Ce qui a toujours limité l'amplificateur à tubes, c'est son transformateur de sortie. Il y eut bien quelques réalisations sans ce « pelé » dont venait tout le mal, mais nous pouvons considérer comme négligeable l'apport non orthodoxe des sorties sur EL86 sans ce boulet, comme cela a eu lieu dans quelques cas bien définis. « A quelque chose malheur est bon », comme dit le proverbe et l'existence de ce transformateur de sortie a obligé tous les « designers » de l'époque à se montrer raisonnables avec le taux de contre-réaction : la bande passante et le taux de distorsion harmonique n'atteignaient pas les valeurs actuelles de certaines réalisations mais c'était le mur du transformateur de sortie qui bloquait les excentricités ; et les critères de stabilité étaient d'autant plus pris au sérieux que, même terminés sur une résistance pure, les amplificateurs de cette époque étaient néanmoins fermés sur une charge pas tout à fait ohmique. Il convenait donc d'être circonspect et de faire attention où l'on mettait les pieds. Ajoutons à cela que le tube est moins bon commutateur que le transistor et que sa saturation se fait de façon moins brutale, ce qui arrangerait bien les choses quant à l'écrêtage qui se faisait plus en douceur.

Vint l'ère du transistor : les ingénieurs d'applications ne se sentirent plus de joie, ouvrirent la voie à un large taux de contre-réaction et laissèrent tomber leur choix. Ce pelé

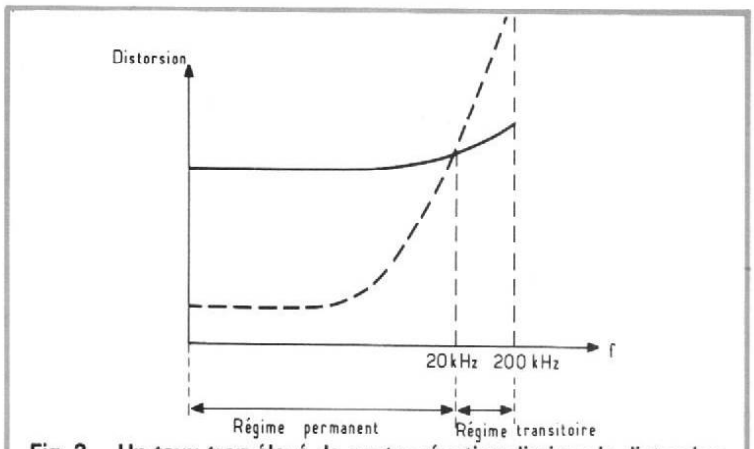


Fig. 2. – Un taux trop élevé de contre-réaction diminue la distorsion harmonique dans la bande audio mais augmente celle-ci pour les fréquences les plus élevées appliquées lors des régimes transitoires (en pointillé, contre-réaction plus élevée qu'en trait plein) (D'après B. et K.).

(entendons par là le transformateur de sortie) étant relégué au rang de vieille lune, on allait voir ce qu'on allait voir. Autrement dit, à nous les bandes passantes de rêve et les taux de distorsion harmonique flirtant avec l'infiniment petit. Nous n'irons pas jusqu'à jurer que les services « marketing » étaient complètement absents de telles préoccupations et que les pensées à l'origine de tels exploits étaient toujours aussi pures que l'onde sinusoïdale obtenue en sortie (sur résistance pure et non sur transducteur électroacoustique...), mais, enfin, les résultats étaient là. Et s'il se trouvait quelque grincheux pour trouver les résultats moins bons auditivement qu'avec son amplificateur à tubes, il n'avait qu'à aller se faire... déboucher les oreilles, sinon se faire laver la tête.

Ce fut donc l'époque des bandes passantes tirées au cordeau et des taux de distorsion tellement faibles que d'aucuns auraient fait le pari que le signal était meilleur en sortie qu'à l'entrée. Les distorsiomètres se préparaient à entrer au musée et chacun de s'esbaudir devant les caractéristiques proposées par les constructeurs, caractéristiques, qui plus est, corroborées par les bancs d'essai les plus crédibles. Il se trouvait bien encore un cercle d'irréductibles, amateurs de musique et de musicalité, à crier à tous les échos : « Le roi est nu !... » mais n'est-il pas bon que chacun puisse donner son avis, même si cet avis diffère du vôtre ? Et puis les plus frustrés pouvaient toujours essayer de se soigner en contemplant les courbes de réponse de leur amplificateur préféré : la méthode du docteur Coué a quelquefois du bon. Une telle situation aurait pu durer indéfiniment si parmi ceux à avoir, comme on dit, de l'oreille certaines n'avaient pas eu aussi celle de quelques techniciens. Peut-être étaient-ils les deux à la fois.

Peut-être aussi songea-t-on à s'occuper des bœufs à présent que la charrue était positionnée depuis belle lurette. Peut-être aussi fallait-il renouveler le genre en ce sens que les courses à la bande passante et à la distorsion commençaient à lasser. En fait, toutes ces raisons ont dû, à notre avis, se réunir pour ne plus en faire qu'une, ce qui nous valut la prise en considération de cette petite bête insidieuse : la T.I.D., brusquement redécouverte et mise sous le feu des projecteurs de l'analyse et de la notoriété.

Nous avons cité Otala (4) en préambule. Il convient donc de donner son point de vue qui semble, presque, évident, maintenant que nous bénéficions du certain recul nécessaire à toute synthèse ; les conclusions auxquelles est parvenu Otala peuvent se résumer ainsi :

a) Ne pas abuser de la contre-réaction, un taux supérieur à 20 dB étant le plus souvent préjudiciable à une T.I.D. de faible valeur.

b) Faire usage de transistors de puissance haute fréquence pour augmenter la rapidité de la réponse de l'étage de sortie.

c) Eviter de saturer l'étage d'entrée en augmentant la tension émetteur-collecteur.

d) Mettre en forme la courbe de réponse par un correcteur approprié à l'entrée.

Les conclusions a) et b) ne sont pas nouvelles. Comme il est exposé par ailleurs, pour pouvoir pleinement bénéficier de la contre-réaction, il faut que l'amplificateur sans contre-réaction soit déjà très soigné d'où la nécessité d'utiliser des transistors à fréquence de coupure élevée. Les conclusions c) et d) ont quant à elles un air de famille avec celles de J.E. Flood.

Est-ce à dire qu'Otola a fait pour autant le tour du problème ? En définitive, il semble bien que non puisque dès à présent, et comme pour toute théorie, les idées émises par Otala sont « revues et corrigées » si l'on peut dire. Les conditions à respecter pour minimiser la T.I.D. sont approfondies et les remèdes sont, comme les mesures de T.I.D., précisés. Nous citerons en particulier les travaux de Tom Jelsing (5), de Bang et Olufsen et B. Olsson de Xalex AB (6). Si des divergences quant à certains aspects de la T.I.D. se font, c'est en définitive secondaire, tant il est vrai que c'est à Otala que revient le mérite d'avoir remis cette question à l'ordre du jour et par là même d'avoir relancé le problème.

BIBLIOGRAPHIE

1 F. LANGFORD SMITH « Radio designer's handbook », 1955, p. 1477. Iliffe Editeur.
2 J.E. FLOOD « Negative feedback amplifiers overloading under pulse conditions ». W.E. 29. 347. Août 1952.
3 RODDAN T. « Calculating transient reponse ». W.W. 58.8 (août 1952). 292 (basé sur la thèse de G.F. Floyd du M.I.T. traitant des surcharges en régime transitoire dans les amplificateurs soumis à la contre-réaction).
4 OTALA M. « Transient distorsion in transitorized audioamplifiers ». IEEE transactions. Vol AU.18. 1970. p. 234-239.
5 JELSING T. « Causes and elimination of TID » 53e Convention de l'A.E.S. Zurich 1976.
6 OLSSON B. « Critical review of the TIM theory » 56e Convention de l'A.E.S. Paris 1977.

pour en savoir plus sur la contre-réaction et la stabilité...

THÉORIE ÉLÉMENTAIRE DE LA CONTRE-RÉACTION

Soit un amplificateur de gain G et V_e et V_s les tensions d'attaque et de sortie, respectivement, de cet amplificateur ; ces grandeurs sont telles que :

$$G = \frac{V_s}{V_e}$$

Si à présent une fraction β de la tension de sortie est reportée à l'entrée, qui est alors attaquée par la tension $(V_e + \beta V_s)$, nous avons à la sortie (Fig. a) :

$$V_s = G(V_e + \beta V_s)$$

$$\text{soit :} \quad V_s = \frac{G V_e}{1 - \beta G}$$

L'amplificateur se comporte donc à présent comme s'il était caractérisé par un gain G' :

$$G' = \frac{G}{1 - \beta G}$$

● Si $\beta G < 0$: $G' < G$. Il y a réaction négative ou contre-réaction. La fraction β de V_s a été réinjectée en opposition de phase avec V_e.

● Si $\beta G > 0$: $G' > G$. Il y a réaction positive ou réaction. La fraction β de V_s a été réinjectée en phase avec V_e.

Le terme β est appelé taux de réaction (ou de contre-réaction) et βG est appelé gain en boucle ouverte. βG est le produit des gains de l'amplificateur et du quadripole de couplage et correspond au rapport V'_e/V_e, V'_e étant la tension réinjectée à l'entrée (Fig. b) quand la boucle n'est pas fermée.

Entre autres avantages, la contre-réaction se caractérise par une linéarisation du gain et donc de la réponse en fréquence et par ailleurs par une réduction de la distorsion harmonique :

● **Réponse en fréquence :** G dépend de la fréquence. On sait que G sera supérieur, dans le cas d'un amplificateur audio, pour les fréquences médiales que pour l'extrême aigu et l'extrême grave qui sont toujours atténués à cause des constantes de temps de liaison et des capacités parasites. Avec contre-réaction, et si $|\beta G| \geqslant 1$, même pour les fréquences extrêmes, nous avons :

$$G' = \frac{G}{1 - \beta G} \# - \frac{1}{\beta}$$

Autrement dit, G' ne dépend plus de G mais uniquement de β qui lui peut être indépendant de la fréquence. En conséquence, G' ne dépendra plus de la fréquence et sera constant.

En fait, $|\beta G|$ ne peut pour toutes les fréquences être très supérieur à 1 et une limitation apparaîtra tant à cause de G qu'à cause de β. Toutefois, une amélioration certaine des performances sera apportée par la contre-réaction.

Dans le cas de coupure de la bande passante à 3 dB et chute de 6 dB/octave, les fréquences de coupure qui sont f_1 et f_2 (f_1 : fréquence de coupure basse et f_2 : fréquence de coupure haute) deviennent respectivement :

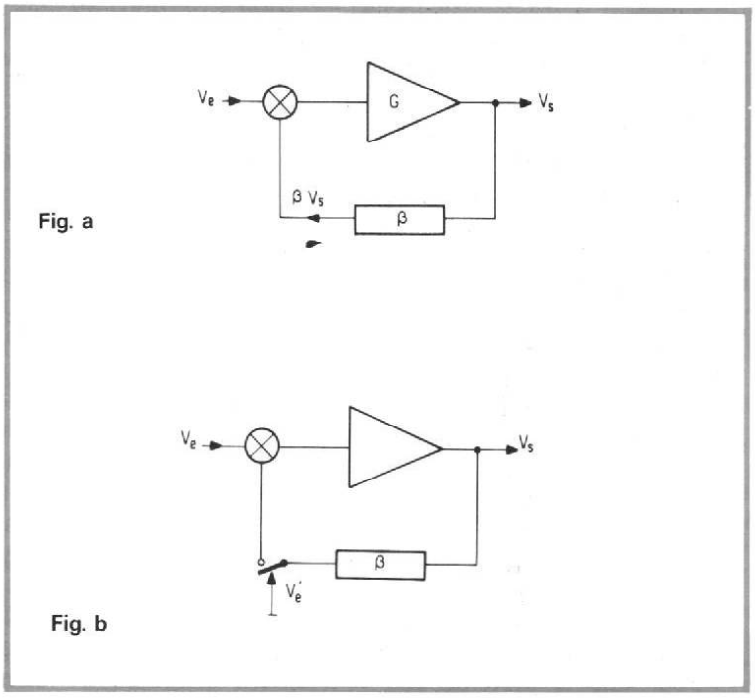
$$f'_1 = \frac{f_1}{1 - \beta G}$$

$$\text{et } f'_2 = f_2 (1 - \beta G)$$

● **Distorsion :** on peut montrer que la distorsion avec contre-réaction est celle existant sans contre-réaction divisée par $(1 - \beta G)$. N'oublions pas que $\beta G < 0$.

Si on ajoute à ces avantages une augmentation de l'impédance d'entrée et une diminution de l'impédance de sortie, on peut penser a priori que la contre-réaction est une possibilité tellement intéressante que nous pouvons difficilement l'ignorer et nous en passer. Toutefois, dans tout ce qui a été dit ci-dessus, nous avons admis implicitement que la fraction β était, à tous coups, réinjectée en opposition de phase avec la tension d'entrée et donc que βG était négatif.

Or si le déphasage apporté par un amplificateur est, pour les fréquences médiales, égal à π ou à un multiple de π (remarquons que pour qu'il y ait contre-réaction, il suffit de réinjecter une tension déphasée de π ou d'un multiple impair : 3π, 5π, ...), il n'en est plus de même pour les fréquences extrêmes. Et les risques de voir la contre-réaction



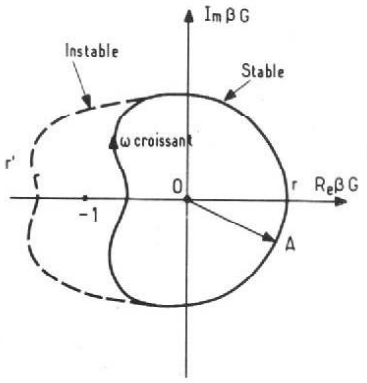


Fig. c

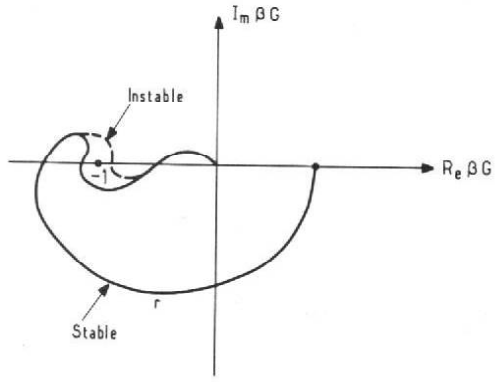


Fig. d

se transformer en réaction pour ces mêmes fréquences extrêmes existent et doivent donc être pris en considération.

D'où l'existence de critères, dits de stabilité, permettant une approche des phénomènes indésirables de réaction.

STABILITÉ

Jusqu'à présent, nous nous sommes limités à un exposé élémentaire de la contre-réaction à partir de la formule :

$$G' = \frac{G}{1 - \beta G}$$

qui ne montre pas la dépendance de β et de G vis-à-vis de la fréquence.

De façon générale, il faudrait écrire :

$$G'(j\omega) = \frac{G(j\omega)}{1+\beta(j\omega).G(j\omega)}$$

en notation complexe, ou encore :

$$G'(p) = \frac{G(p)}{1+\beta(p) \,.\, G(p)}$$

en notation opérationnelle.

Sous la forme :

$$V_s(p) = G'(p).V_e(p),$$

on voit que G'(p) est une fonction de transfert et alors le système sera stable si la fonction de transfert a tous ses pôles à partie réelle négative ou nulle. Autrement dit, si : $1 + \beta(p).G(p)$ n'a pas de zéros à partie réelle positive.

En considérant $\beta(p).G(p)$, qui a les mêmes pôles que : $1 + \beta(p).G(p)$, le système sera stable quand le point représentatif du gain en boucle ouverte $\beta(p).G(p)$ décrit un contour Γ entourant n fois le point -1, n étant le nombre de pôles à partie réelle positive de $\beta(p).G(p)$ et ω variant de $-\infty$ à $+\infty$.

Cet énoncé a forme très mathématique constitue le critère de Nyquist qui se simplifie pour n = 0.

Dans ce cas, il suffit que le contour Γ n'entoure pas le point -1 (Fig. c).

Remarquons que cette condition peut s'avérer insuffisante, en cas de baisse de tension ou au contraire d'augmentation (Fig. d), ou encore en cas d'un signal d'entrée trop fort conduisant à l'écrêtage.

En clair, le critère de Nyquist signifie que la valeur de βG ne peut être augmentée indéfiniment. Graphiquement, si le vecteur OA représentatif de βG est pour les fréquences moyennes dans le bon demi-plan, sa phase tourne à cause des capacités parasites inévitables qui viennent ajouter des dérivations $jC\omega$ en parallèle sur les conductances et qui, avec ω croissant, provoquent chacune un déphasage qui tend vers $\pi/2$. Ces déphasages s'ajoutent et, pour une valeur de μ, si β G n'est pas tombé au dessous de l'unité, le vecteur OA aura son extrémité entourant le point -1. Il y aura instabilité (Fig. c).

Pour que le système soit stable, il faut que le gain en boucle ouverte soit inférieur à 1 pour une rotation de phase de π.

On ne peut donc augmenter indéfiniment βG. Tout au plus peut-on essayer de concilier β, G et le déphasage pour rester en dessous de la valeur fatidique.

CRITÈRE DE BODE

Ce qui a été dit ci-dessus explique que la politique de la contre-réaction, et plus particulièrement celle des taux élevés, n'a pas apporté que des satisfactions. Au-delà d'une certaine valeur de βG, on ne peut que constater une instabilité et même des accrochages oscillatoires sans remède. C'est un problème de ce type qui se produirait dans le cas des répéteurs téléphoniques, qui conduisit Bode et les ingénieurs de la Bell à se pencher sur la question.

Bode a montré que, dans certains cas, la connaissance de la courbe $G(\omega)$ suffisait à caractériser la phase $\varphi(\omega)$ qui lui correspondait. Nous disons dans certains cas, c'est-à-dire dans la mesure où la fonction de transfert n'a ni zéro ni pôle à partie réelle positive d'une part, ni retard pur d'autre part.

Un amplificateur étant caractérisé par les fréquences de coupure de ses différents étages ω_1, ω_2, ω_3... et ces différentes fréquences étant relativement éloignées les unes des autres, le gain global s'écrit :

$$G(p) = \frac{C}{(p + \omega_1)(p + \omega_2)\ldots(p + \omega_n)}$$

ω_1, ω_2... ω_n étant de valeurs croissantes.

Pour fixer les idées, ω_1 peut être la fréquence de coupure entraînée par une capacité collecteur-masse et ω_2 la fréquence de coupure intrinsèque du transistor de l'étage considéré.

Donc pour $\omega < \omega_1$, seule la capacité collecteur-masse a un effet et

$$G(p) = \frac{G_o\,\omega_1}{p + \omega_1}$$

G_o étant le gain pour $\omega < \omega_1$.

Pour $\omega_1 < \omega = \omega_2$

$$G(p) = G_o \frac{\omega_1}{p + \omega_1} \cdot \frac{\omega_2}{p + \omega_2}$$

ce qui se traduit par le diagramme dit de Bode (Fig. e).

Pour :

- $\omega \ll \omega_1$

  $G = G_o$ = constante

- $\omega_1 \ll \omega \ll \omega_2$

  $$G = G_o \frac{\omega_1}{p}$$

Le gain décroît linéairement de 6 dB par octave (asymptotiquement).

- $\omega_2 \ll \omega \ll \omega_3$

  $$G = G_o \frac{\omega_1\,\omega_2}{p^2}$$

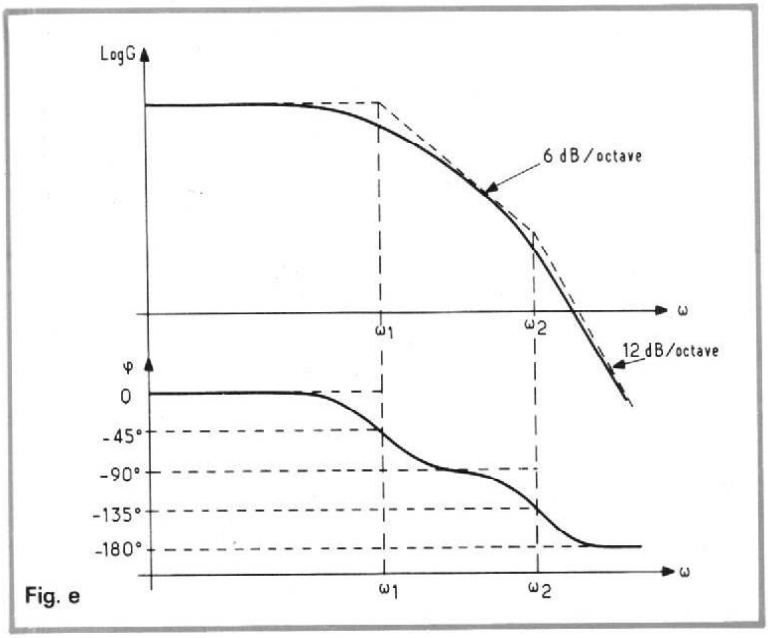


Fig. e

Le gain décroît linéairement de 12 dB par octave (asymptotiquement).

Corrélativement, pour :

- $\omega \ll \omega_1$, φ = constante = 0.
- $\omega_1 \ll \omega \ll \omega_2$, $\varphi = -\pi/2$.
- $\omega_2 \ll \omega \ll \omega_3$, $\varphi = -\pi$.

Autrement dit, pour $\omega > \omega_2$, la phase a tourné de π et dans le cas d'une contre-réaction, le signal réinjecté le sera en phase avec l'entrée. D'où instabilité et réaction.

En pratique, on essaie de pallier cette insuffisance par des réseaux correcteurs, plus ou moins compliqués, pour augmenter la limite de contre-réaction compatible avec la stabilité. Mais cela n'est possible qu'en réduisant la bande passante ou le gain.

CONCLUSION

Le bref survol que nous venons d'accomplir, survol incomplet faut-il le préciser, a un mérite. Il donne à réfléchir. Pouvons-nous trouver une formule simple liant gain et phase ? L'exposé élémentaire que nous avons fait n'est pas concluant. En vérité, il faudrait être plus pessimiste encore, quant à la stabilité, qu'il n'apparaît ci-dessus ; la conclusion des travaux de Bode peut être résumée à la suite de Pierre David comme suit :

« Pour assurer un gain régulier, jusqu'à la pulsation frontière, avec une contre-réaction stable de 20 log $|\beta G|$ décibels, il faut partir d'un amplificateur ayant lui-même un gain régulier jusqu'à $(1 + 2 \log |\beta G|)$ octaves au-delà de ω_0. »

Ce qui signifie que pour un taux de contre-réaction de 20 log βG_0 = 30 dB, il faut avoir un gain initial qui soit régulier jusqu'à $16\,\omega_0$.

Pour en revenir à une idée déjà exposée dans ces colonnes, il est pratiquement impossible de métamorphoser une bourrique en pur-sang, autrement dit un mauvais amplificateur en amplificateur Hi-Fi à l'aide de contre-réaction.

Bien au contraire, pour tirer de la contre-réaction des résultats valables, il convient d'abord de soigner l'amplificateur sans contre-réaction et en particulier la bande passante. On retiendra en particulier que la contre-réaction n'a pas la vertu d'une panacée, même si elle permet d'améliorer certaines performances des amplificateurs.

Ch. PANNEL

BIBLIOGRAPHIE

BODE « Network analysis and feedback amplifiers design » Van Nostrand, 1945.
PIERRE DAVID « Réseaux électriques à réaction ». Cours de l'E.S.E. 1965 (hors commerce).
J. AUVRAY « Cours Polycopié C3 ». Université Paris VI 1970 (hors commerce).

La maison la plus importante du monde spécialisée en communications, la

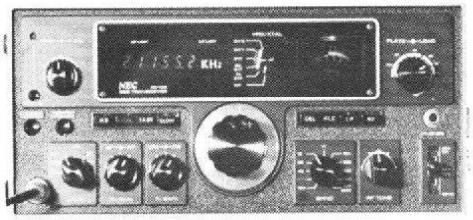
NIPPON ELECTRIC COMPANY - TOKYO

a développé un programme d'appareils pour radio-amateurs qui, en tant que qualité, design, sûreté et prix de vente, crée un niveau inconnu jusqu'à présent dans la communication moderne :

la série CQ du *NEC*

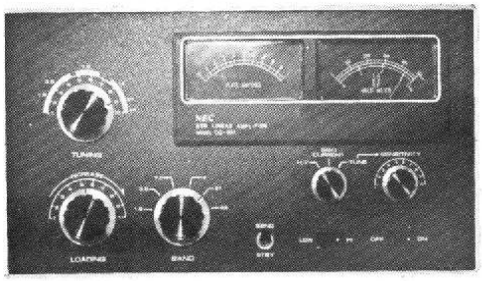
Un géant industriel avec une expérience de 80 ans sur appareils de communications, a mis à la disposition des radio-amateurs ses expériences. Cette société, qui peut se vanter d'avoir la spécialité de la communication de l'espace, sait, quels caractères et qualités doivent posséder les appareils de communications pour les rendre uniques et efficaces. Du programme d'ondes courtes du NEC nous présentons :

***NEC* CQ-110 E DIGITAL**



Allband-300-W-PEP-Transceiver, 160/80/40/20/15/11/10a/10b/10c/10d/WWV (limité à réception). Genres de service FSK/USB/LSB/CW/AM avec 8 pôles X-tal filtres séparés, naturellement intégrés dans le transceiver, VOX (pilotage pour communication et réception par audition microphonique), 11 m Citizensband, tous les canaux facilement réglables par compteur DIGITAL, sensibilité extraordinaire lors de grande sûreté de transmodulation en appliquant un mélangeur 7360 en RX. Lui seul fait du CQ 110 E un champion.
Possibilité d'activité sur 22 canaux fixes. Un livre explicatif de 60 pages et un microphone de haute valeur sont compris. Avec une antenne simple chaque coin du monde est accessible.
Alimentation pour 220 V AC, converteur pour 13,5 V DC et haut-parleur sont incorporés.

***NEC* CQ-301**



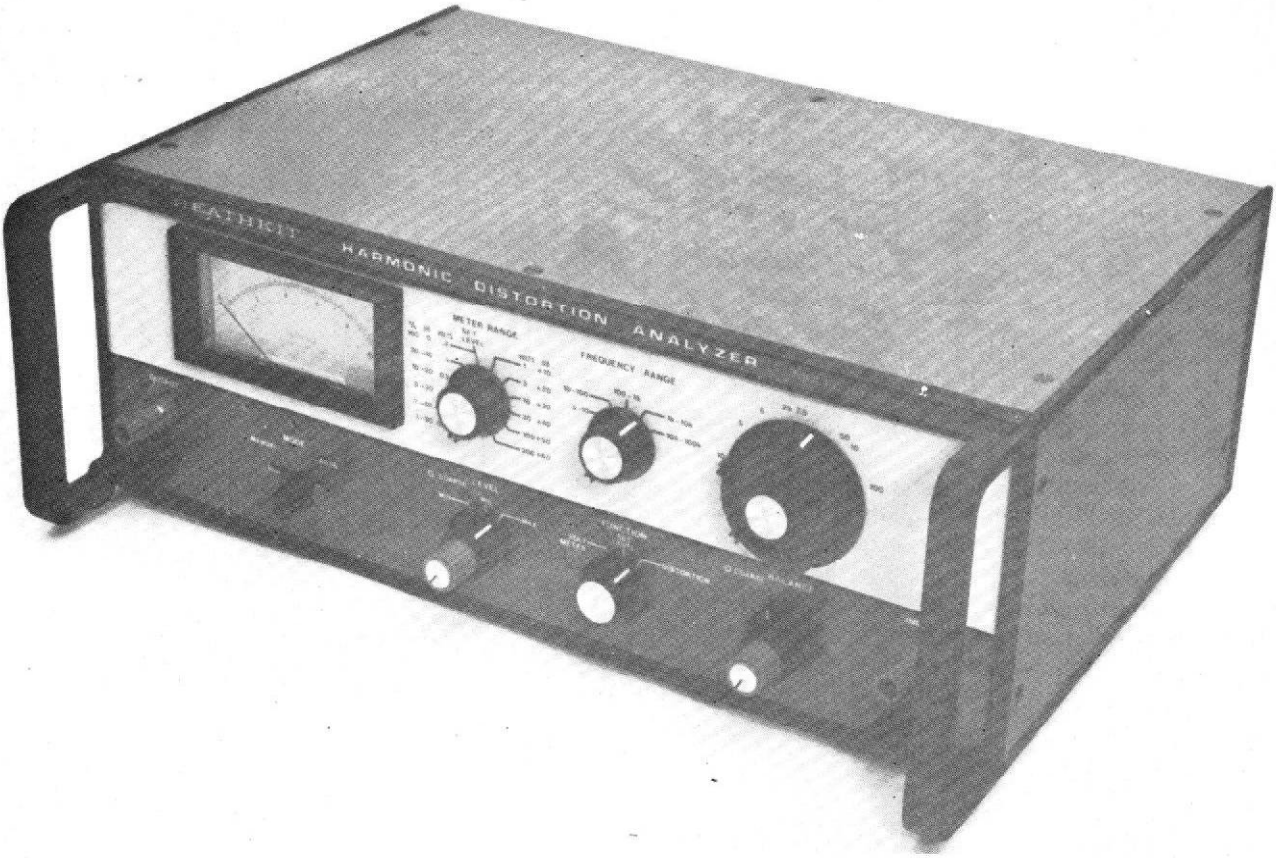
Allband-3-KW-Amplificateur-Linéaire, 160/80/40/20/15/11/10, le bolide du NEC pour une activité moderne de radio-transmission, avec la partie de réseau incorporée dans la forme compacte. 2 EIMAC 3-500 Z garantissent un accomplissement maximum pour de longues durées.
Cet amplificateur-linéaire peut, en dehors de notre CQ 110 E, être actionné par chaque exciter qui peut livrer entre 50-100 W.

REVENDEURS : N'hésitez pas, de demander nos offres, participez à la vente de cette combinaison.

Exclusif pour l'Europe chez :

CEC A.G., Via Valdani 1 - CH-6830 CHIASSO
Telefon (0 91) 44 26 51 - Telex 7 9 959 CH

LE DISTORSIOMETRE HARMONIQUE



HEATHKIT IM 5258

L'IM 58 était sans doute l'un des best-seller de la firme de Benton Harbor : un distorsiomètre à tubes dont les performances étaient très bonnes et pouvaient se comparer à celles d'appareils valant dix fois plus cher. Les appareils de mesure proposés par Heathkit sont à l'heure actuelle en cours de renouvellement, nous avons déjà vu plusieurs d'entre eux, le millivoltmètre et l'analyseur d'intermodulation, deux appareils dont nous pensons le plus grand bien, deux rapports qualité prix difficiles à battre. Avec le troisième distorsiomètre harmonique 5258, nous trouvons le même style d'appareil, efficace et abordable.

Ce que l'on peut noter avec l'apparition de cette nouvelle série d'appareils, c'est que les prix ont subi une augmentation. Ce n'est pas tout à fait ce que l'on devrait dire car les nouveaux appareils proposés ont des performances nettement améliorées par rapport à celles des précédents, des performances qui finalement ont rapidement augmenté, beaucoup plus que les prix. Cette série d'appareils n'est sans doute pas terminée, l'année prochaine verra sans doute se compléter la gamme des appareils de mesure de la firme ; comme tous les appareils sont progressivement remplacés par d'autres plus sophistiqués, il n'est pas interdit de penser que l'on pourra bientôt disposer d'un générateur audio dont la distorsion sera en rapport avec celle des appareils qu'il sera destiné à tester et de l'IM 5258. C'est une évolution tout à fait logique.

Les tubes de l'IM 58 ont été remplacés par des transistors, c'est aussi une évolution normale.

PRÉSENTATION

Sa face avant se flanque de deux poignées noires. Nous retrouvons les couleurs de l'analyseur d'intermodulation et du millivoltmètre : les

flancs et les parties supérieures et inférieures sont des plaques de tôle de couleur bleue et la façade se retrouve en blanc et bleu avec des inscriptions rouges, noires et blanches.

Les poignées sont les extrémités de deux cadres qui assurent une grande solidité à l'appareil. Le volume total de l'IM 5258 est plus important que celui de l'IM 58 malgré la transistorisation. Les proportions ont changé, la façade est plus large que la précédente. Cette nouvelle présentation est nettement plus moderne.

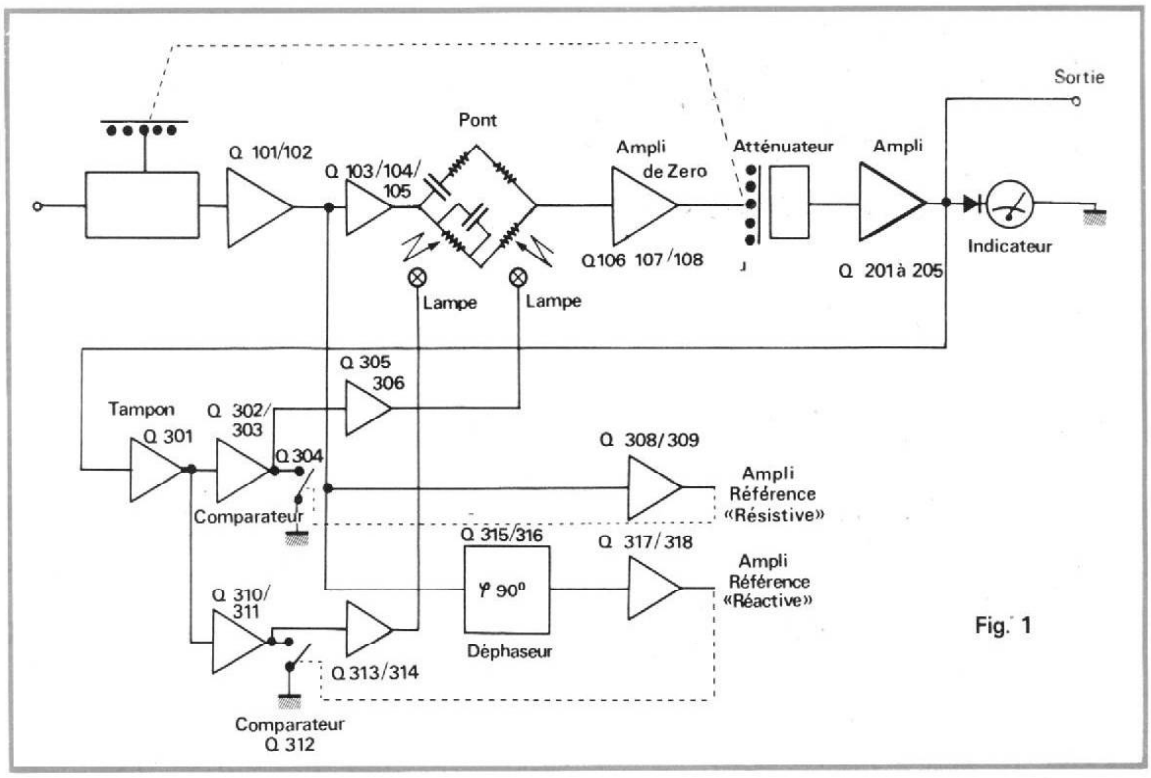


Fig. 1

FONCTIONS

Dans tout distorsiomètre harmonique, il y a un indicateur de niveau, un millivoltmètre. L'IM 5258 respecte la tradition et offre un atténuateur allant de 1 mV pour la pleine déviation, à 300 V. Le commutateur dispose d'une échelle en dB. Une échelle pas du tout comme les autres puisqu'il y a un décalage de 10 dB par rapport aux graduations habituelles. Nous ne comprenons pas du tout la raison d'une telle décision. Des erreurs de lecture sont assurées si l'on ne prête pas une attention suffisante. Le mieux qu'il y a à faire est de laisser tomber cette échelle, pour n'utiliser que celles en volts et celles en %. Le 100 % correspond à la sensibilité 0,3 V, ce qui donne, correspondant à la sensibilité 1 mV une échelle de distorsion de 0,3 % à pleine échelle. Nous avons ici une correspondance entre les 100 % de distorsion et le 0 dB, à la place du zéro dB près c'est-à-dire 2 dB. Difficile de comprendre par conséquent cette échelle en dB.

Nous trouvons un commutateur de sélection de fonctions. Trois positions : voltmètre, niveau (100 %) et distorsion. La position correspondant au réglage des 100 %, étalonnage avant la mesure, ne commute pas automatiquement le sélecteur de sensibilité sur 100 %, il faut donc une intervention manuelle à ce niveau. Nous aurions préféré avoir une manipulation un peu plus simple de l'appareil.

Les gammes de fréquence ont été étendues par rapport à celles du 58 qui ne couvrait que de 20 Hz à 20 kHz. Ici, la première gamme va de 5 Hz à 10 Hz, la seconde de 10 à 100 puis de 100 à 1 000, de 1 000 à 10 000 et enfin de 10 000 à 100 000 Hz. L'accord s'obtient par un condensateur variable commandé par deux boutons concentriques, celui du centre assurant la démultiplication, une démultiplication efficace.

Un potentiomètre d'équilibrage seconde celui de l'accord. Enfin, nous citerons le commutateur de mode de fonctionnement, le clou du distorsiomètre. Le mode automatique commute un dispositif qui termine l'accord du pont. Les premiers réglages se font manuellement, une fois que l'on est suffisamment près de l'accord, on manœuvre le

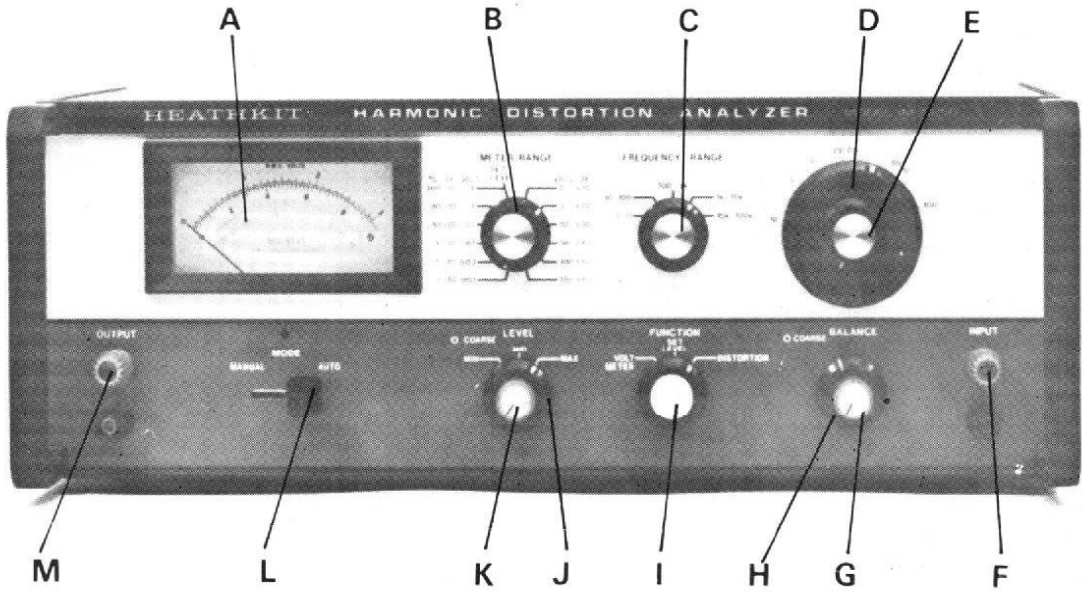


Photo A :
a) Indicateur, trois échelles, éclairage arrière.
b) Commutateur de gammes de sensibilité.
c) Gamme de fréquence.
d) Accord grossier.
e) Accord démultiplié.
f) Bornes d'entrée.
g) Balance, réglage fin.
h) Balance, réglage d'approche.
i) Fonction.
j) Niveau d'entrée, commutateur.
k) Niveau d'entrée, continu.
l) Commutateur auto/manuel.
m) Douilles de sortie.

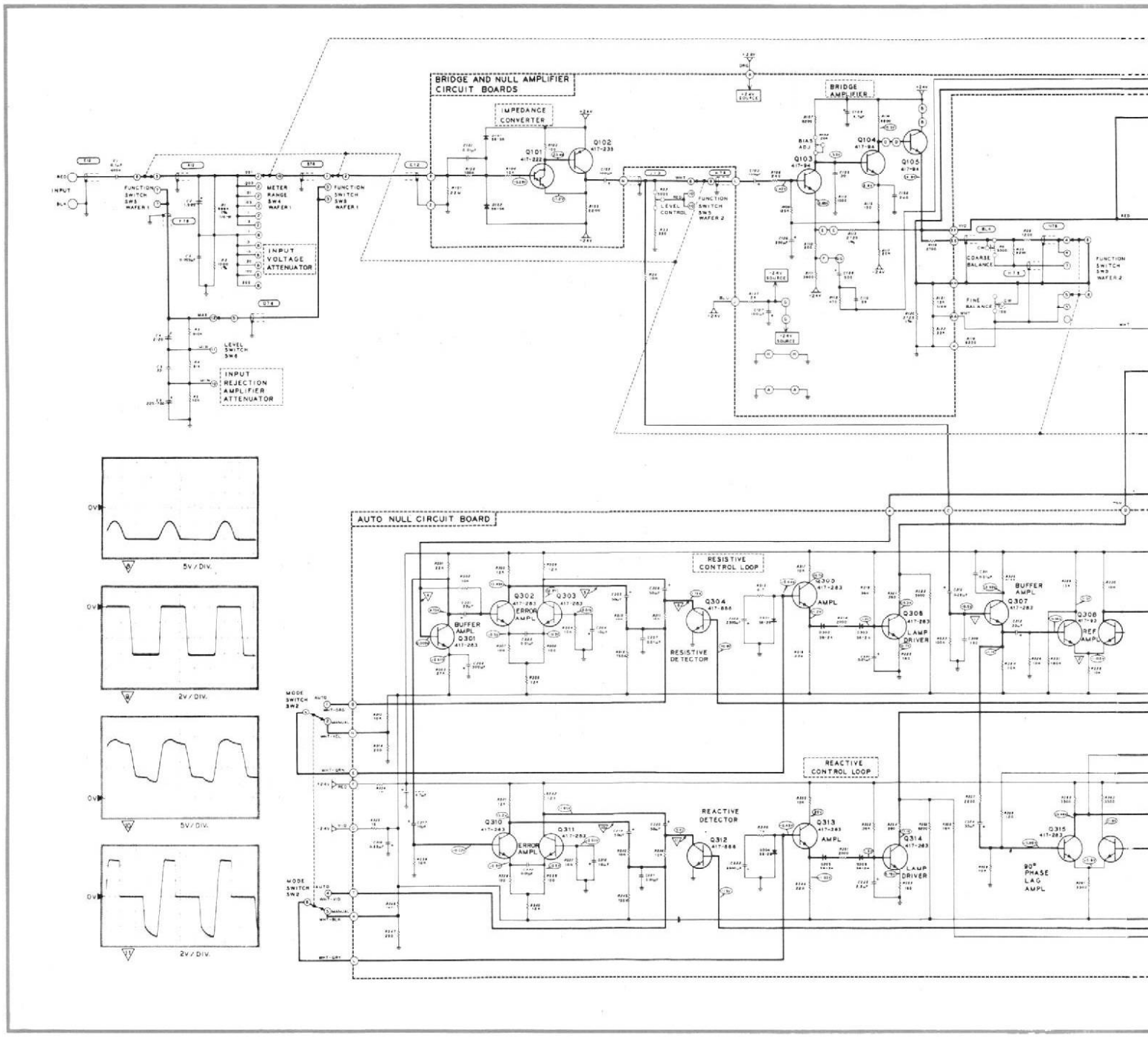
commutateur et le fignolage est automatique. Nous avons constaté très peu de différence d'indication entre un accord manuel et l'accord automatique.

La tension de sortie du millivoltmètre est disponible pour un examen sur oscilloscope ou sur un amplificateur sélectif. Les bornes d'entrée et de sortie sont inversées par rapport à celles du distorsiomètre d'intermodulation, nous l'avions déjà dit pour ce dernier appareil. La superposition des deux appareils se solde donc par l'exigence d'une certaine attention que l'on aurait pu éviter.

ÉTUDE DE L'APPAREIL

Un distorsiomètre est un millivoltmètre associé à un filtre réjecteur. La mesure d'un taux de distorsion harmonique consiste à étudier le signal restant une fois que l'on a éliminé le fondamental. A l'entrée de l'appareil à tester, on envoie une tension sinusoïdale qui doit être dénuée d'harmoniques. Il faut donc avoir un très bon générateur audio. L'analyseur de distorsion harmonique est branché à la sortie de l'appareil à tester. Lorsqu'on a enlevé le fondamental envoyé à l'entrée, il ne reste que les harmoniques et le bruit de fond qui auront été apportés par le distorsiomètre. Comme le filtre se contente d'éliminer le fondamental, il reste les harmoniques et le bruit de fond, si ce dernier est élevé, il sera interprété comme la distorsion. C'est ce qui donne de l'intérêt à la prise de sortie qui permet de faire la part entre les composantes.

Le distorsiomètre est conçu suivant le synoptique de la figure 1. Le signal arrive sur un atténuateur. De cet atténuateur, il passe dans un convertisseur d'impédance, amplificateur à très faible taux de distorsion et très forte impédance d'entrée. L'amplificateur du pont est associé à ce dernier et à un amplificateur de zéro, une contre-réaction est appliquée au travers du pont pour modifier sa courbe de réponse (le pont de Wien atténue normalement de 3 dB d'harmonique) afin d'éliminer les erreurs de mesure de l'harmonique 2. Deux des branches du pont, l'une résistive, l'autre réactive sont munies de photorésistances qui servent au réglage fin et automatique de l'accord. L'accord est réalisé par condensateur variable double, la branche résistive est munie



d'un potentiomètre d'équilibre.

La tension de sortie de l'amplificateur de zéro est envoyé vers l'amplificateur du millivoltmètre. La tension de sortie de l'amplificateur du millivoltmètre (tension alternative) est envoyée dans un système comparateur. La référence est donnée par la tension d'entrée du pont de réjection, un déphaseur assure une rotation de phase de 90°. La phase de la tension de sortie est comparée à celle de la tension d'entrée. Lorsque la coïncidence de phase n'est pas assurée, la lampe s'allume et, modifie, par l'intermédiaire d'une photo-résistance l'équilibre du pont. Deux branches ont été prévues pour le réglage, une pour la composante résistive, c'est-à-dire une comparaison d'amplitude sans déphasage auxiliaire, l'autre pour la composante réactive, c'est-à-dire avec déphasage. On intervient alors sur les deux branches du pont.

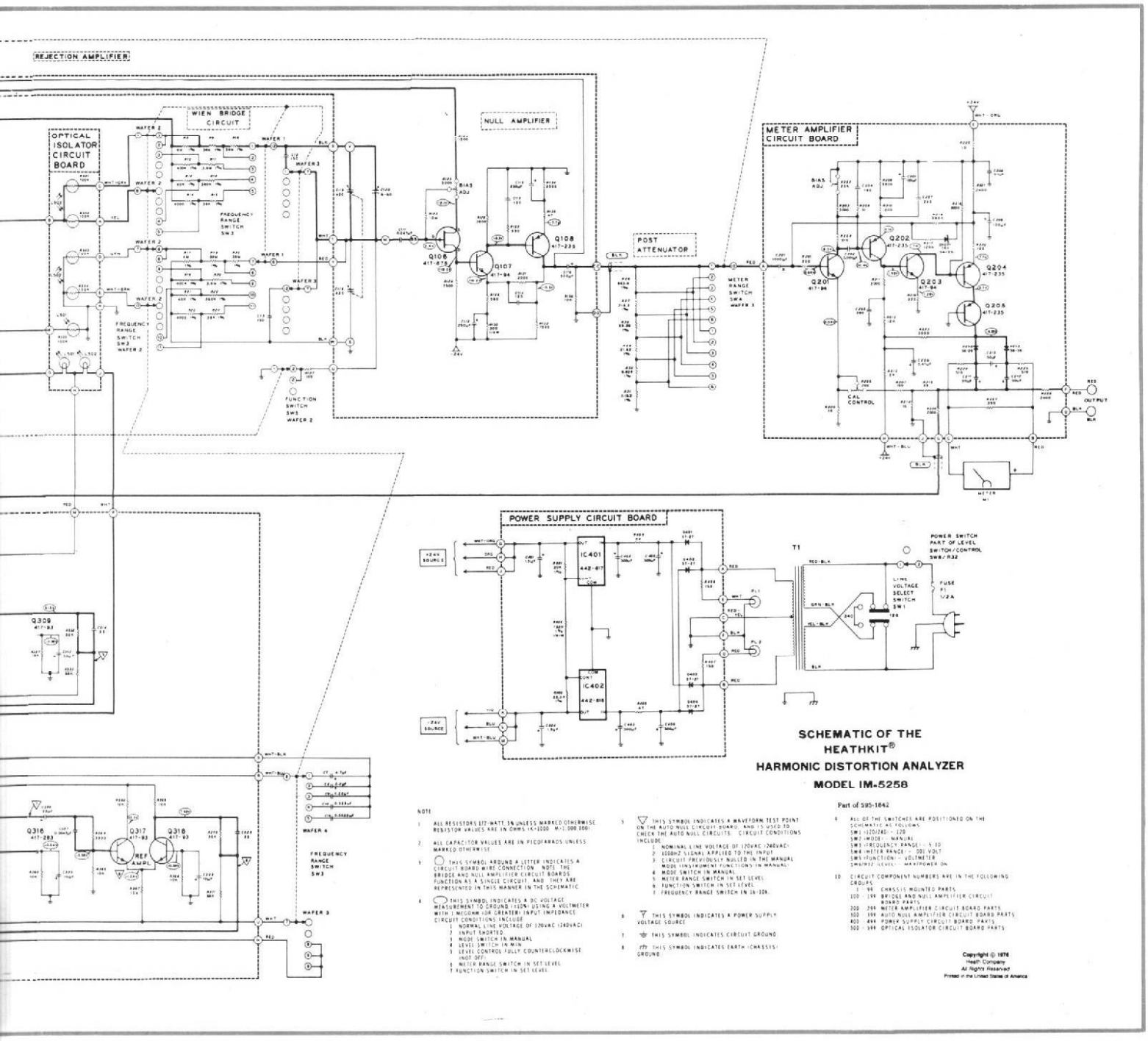
Le schéma est représenté sur la figure 2. Nous avons là les commutations nécessaires pour assurer un fonctionnement en voltmètre ou en distorsiomètre.

Un commutateur est utilisé pour la sensibilité en voltmètre, un autre pour la sensibilité en distorsiomètre. L'atténuateur d'entrée va de 10 en 10 dB, il est divisé en deux sections, la première étant un atténuateur de 60 dB (1 à 1 000).

L'adaptateur d'impédance est un montage émetteur commun à transistor composite. Le premier transistor est un darlington NPN, il est couplé à un PNP normal, le très fort taux de contre réaction ainsi obtenu assure une absence virtuelle de distorsion.

Un potentiomètre de sensibilité installé en amont du pont ajuste le niveau 100 % du distorsiomètre. Nous trouvons ensuite le montage réjecteur proprement dit avec son pont qui se trouve représenté ici avec toutes les commutations de gamme. Les sections du condensateur d'accord sont munies d'un condensateur ajustable permettant d'assurer l'équilibre lorsque le condensateur est ouvert et que les tolérances sur la valeur du condensateur risquent d'empêcher d'obtenir l'équilibre.

La sortie du pont de Wien est dirigée sur un transistor à effet de champ qui est utilisé pour ne pas charger le pont (forte impédance d'entrée). La sortie sur le collecteur de Q 108 est réinjectée vers



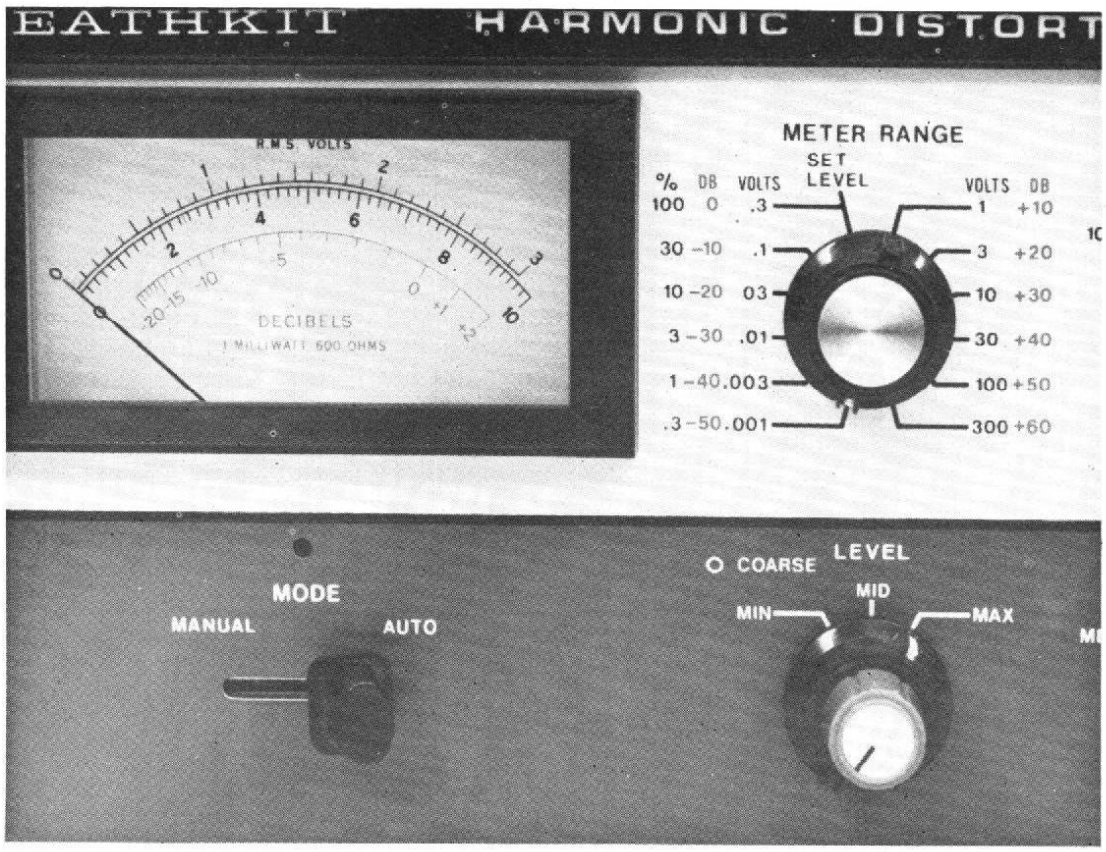


Photo B. – Un cadran clair, éclairé par l'arrière. Un commutateur de sensibilité à trois échelles, un commutateur de mode de fonctionnement, automatique ou manuel.

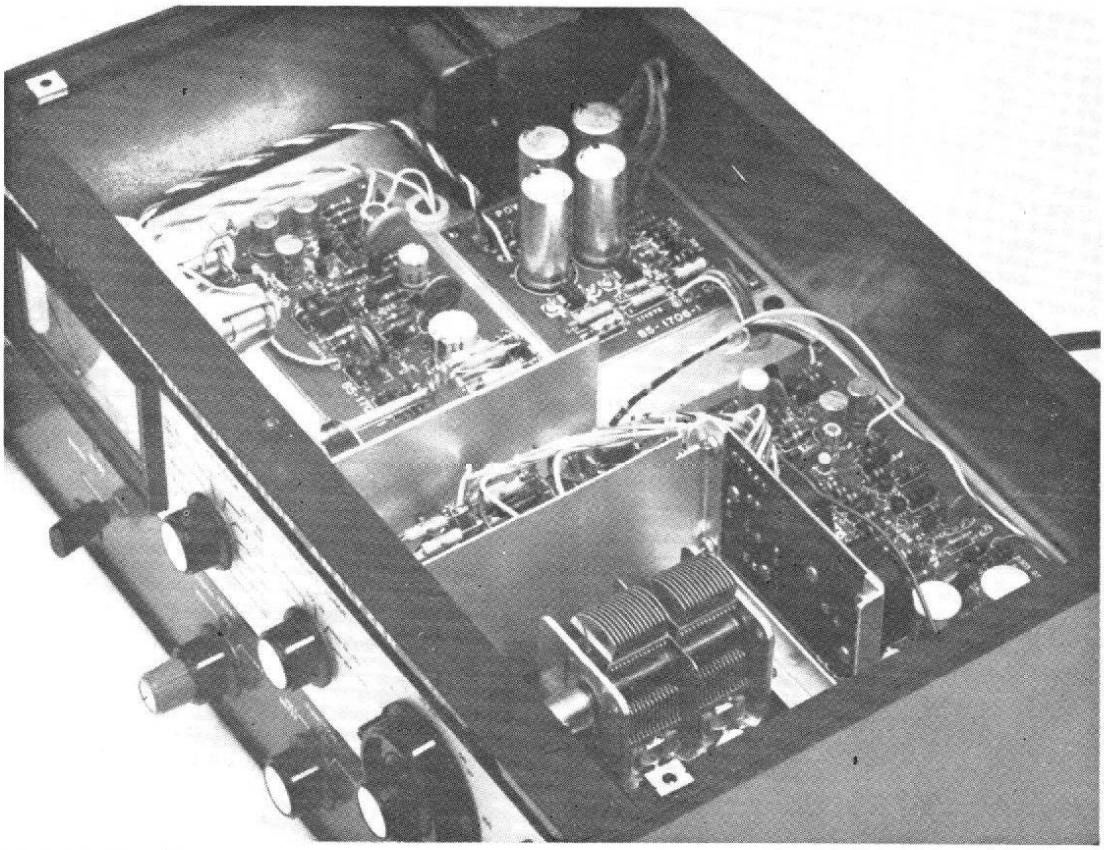


Photo C. – Vue interne, une électronique divisée en plusieurs circuits, on voit au premier plan le condensateur d'accord en prise directe sur le bouton d'accord.

l'entrée pour réduire la bande passante du filtre.

Divers condensateurs assurent les compensations de phase nécessaires pour permettre le fonctionnement du système de réglage automatique de l'accord.

La tension de sortie du pont et de l'amplificateur est envoyée sur un diviseur de tension qui affiche les gammes. L'amplificateur alternatif utilise des transistors couplés en continu. R 216 assure la stabilité du point de repos. La diode zener installée dans la boucle de contre-réaction limite l'amplitude de la tension de sortie pour les surcharges du galvanomètre. Cette précaution est prise pour assurer un recouvrement plus rapide de l'amplificateur. Diverses boucles de contre-réaction linéarisent le fonctionnement de l'amplificateur. Une autre boucle de contre-réaction est utilisée pour éliminer la tension de seuil des diodes. Cette boucle de contre-réaction comporte le potentiomètre de calibrage du millivoltmètre.

La tension de sortie de l'amplificateur est dirigée, via une résistance de 2 000 ohms, sur la sortie de visualisation du signal et vers le circuit de réglage automatique.

La tension de sortie du pont arrive sur la base d'un transistor faisant office de tampon, Q 301. Ce transistor est monté en amplificateur. Sa sortie est reliée aux deux amplificateurs d'erreur (l'erreur est la tension résiduelle du pont fondamental principalement). Ces amplificateurs délivrent deux tensions en opposition de phase sur les collecteurs de Q 302 Q 303 et, pour l'autre branche de Q 310 Q 311.

Les deux tensions s'annulent lorsque les transistors Q 304 ou Q 312 sont bloqués.

Ces transistors sont alimentés, l'un par un amplificateur tampon Q 307 suivi d'un ampli de référence linéaire, l'autre par un tampon suivi d'un étage déphaseur. Les deux bases des transistors Q 304 et Q 305 seront alimen-

tées par des tensions en quadrature. Suivant la phase relative de la tension de base des commutateurs et la tension de collecteur de Q 303 ou de Q 311, nous aurons le court-circuit de l'alternance positive ou négative (ou un court-circuit à cheval sur l'une des alternances). Le point commun aux résistances de 10 kΩ, R 310/312, R 343/344 sera porté à une tension plus ou moins positive ou négative qui sera envoyée sur l'amplificateur Q 305 ou Q 313. Ces transistors et le suivant commandent les ampoules regardant les éléments photo-résistants du pont. Ces derniers réagiront pour annuler le déséquilibre du pont en réduisant l'amplitude des tensions de commande résiduelles.

L'alimentation est confiée à deux circuits intégrés délivrant deux tensions symétriques.

RÉALISATION

Nous nous sommes procurés l'appareil en kit pour un tas de raisons dont la principale est l'intérêt de la réalisation. Cet appareil fonctionne maintenant parfaitement après une correction des erreurs de câblages (peu nombreuses et imputables à un excès de hâte). La qualité des explications est toujours égale à elle même, pas de baisse de qualité de ce côté. Illustrations nombreuses au point que l'on peut se demander pourquoi on arrive à se tromper. Le texte est en anglais ; ce qui ne facilite pas toujours les opérations, même avec un peu d'habitude. Le code des couleurs est le même en anglais et en français, les références des transistors n'ont pas à être traduites. Les longueurs des câbles sont encore en pouces et sous-multiples bizarres, mais comme plusieurs règles sont imprimées dans le manuel, nous n'avons pas eu à déplorer de fils trop courts.

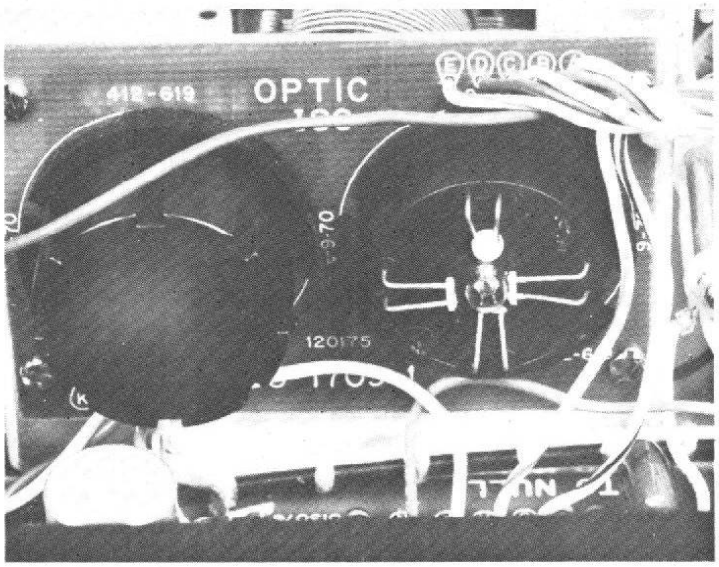


Photo D. – Un des deux coupleurs optoélectroniques, une boîte noire, des photos résistances devant une ampoule. La position des photo-résistances est fonction de leur valeur. Le réglage se fait par rapprochement ou éloignement.

Un détail demande un certain soin, il s'agit du réglage de la partie automatique. Le photo-coupleur ne comporte pas moins de quatre photo-résistances dont il faut ajuster la valeur une par une, ce qui n'est pas très difficile si on sait qu'en inclinant plus ou moins la cellule, on fait voir à la partie sensible une lumière d'intensité plus ou moins importante. Pour réduire la valeur d'une photo-résistance, on la rapproche de la lampe, on peut aussi orienter le filament de cette dernière dans des cas difficiles, c'est bon à savoir, nous avons dû y recourir. Maintenant, tout est au point et nous n'avons pas eu à revenir sur les réglages d'origine.

La qualité des composants et des circuits est élevée, nous connaissons la fiabilité des IM 58, nous testons maintenant celle du petit frère. Déjà plus de six mois de services sans panne ni intervention.

Le circuit imprimé est très soigneusement sérigraphié, les électrodes des transistors figurent, c'est très pratique pour la recherche des erreurs de câblage. La mécanique elle-même est soigneusement élaborée et l'appareil fini trouve une présentation que pourraient lui envier d'autres appareils d'un prix supérieur.

CONCLUSIONS

Après un certain temps d'utilisation, nous sommes contents de l'acquisition. Nous aurions aimé avoir une sensibilité de 0,1 % à pleine échelle, ce sera sans doute pour la prochaine réalisation. Il faut dire également qu'au-dessous de 0,05 % la distorsion ne veut plus dire grand chose.

Nous regrettons l'absence d'un dispositif un peu plus rapide pour effectuer le zéro avant le passage du commutateur en position distorsion. Autre remarque, le passage de gamme de 0,3 à 1 V se traduit par la déviation à fond de l'aiguille du galvanomètre. Cette déviation est due aux commutateurs. C'est un défaut assez gênant lorsque l'on se trouve dans cette zone de tension, il est alors difficile de savoir si on est en surcharge ou si il s'agit du comportement normal de l'appareil (ce qui est le plus souvent le cas).

Le système automatique est très appréciable une fois que l'on a pris l'habitude de l'utiliser il devient difficile de s'en passer. Nous avons constaté d'infimes différences entre les indications en fonctionnement manuel et celles en automatique. L'approche des réglages à l'oscilloscope en utilisant la sortie est intéressante, on voit l'amplitude de la tension résiduelle diminuer rapidement et automatiquement.

Nous avons apprécié, malgré l'étalonnage en dB fantaisiste, la présence d'un millivoltmètre, on a souvent besoin de plusieurs de ces instruments pour faire les bancs d'essais d'appareils stéréophoniques (ou même mono si on veut savoir ce qui se passe à l'entrée comme à la sortie). L'IM 5258 peut donc jouer ce double rôle de distorsiomètre et de voltmètre, comme l'analyseur d'intermodulation, on retrouve ici une même conception consistant à obtenir le maximum de fonctions d'un appareil, à condition que cela ne grève pas le prix, c'est le cas ici.

Un excellent distorsiomètre dont les performances suivent celles du matériel HiFi. Existe aussi monté pour ceux qui n'aiment pas les fers à souder...

Etienne LÉMERY

La correction acoustique par bande d'octave
• analyseur en temps réel SHURE M615 - AS
• correcteur par octave SHURE SR 107

L'ANALYSE des signaux en temps réel n'est plus réservée aux millionnaires en anciens francs. Nous n'en sommes pas encore là, mais ce qu'offre Shure pour environ 3000 F hors taxes, c'est une valise bourrée d'un petit analyseur en temps réel, d'un micro étalon, d'un long câble, d'un support pour le micro. Bref, une valise qui permettra à tout bon revendeur soucieux de vendre des correcteurs acoustiques avec le service (monnayable ou non) d'assurer une prestation supplémentaire. Un argument technique à proposer à la clientèle des fanatiques de super HiFi.

Les correcteurs assurant la correction par octave sont suffisamment nombreux sur le marché, pour justifier, par son amortissement, l'achat de l'analyseur. Pour cette somme, vous avez un appareil assez simple, simple comme le sont les correcteurs. Dix bandes de fréquences sont analysées ; l'appareil est parfaitement adapté à une correction acoustique globale. La correction acoustique est une affaire délicate et, si on laisse cette correction à l'appréciation d'une oreille, on risque de se retrouver avec un réglage fantaisiste (il y a pourtant des hasards). Si un jour vous vous amusez à effectuer une correction à l'oreille et que la vérification confirme votre jugement, c'est bien, mais ne vous hâtez pas de conclure que votre oreille est un étalon...

Les correcteurs les plus délicats seront réglés avec le M 615 AS, en quelques minutes, nous en avons fait l'expérience pour confirmer l'efficacité de l'appareil.

L'ANALYSEUR

Le synoptique d'un analyseur en temps réel est donné figure 1. Il s'agit d'un synoptique général et très simplifié. Nous verrons plus loin comment est constitué le système Shure.

Le signal arrive sur un préamplificateur où il prend de la puissance. Il arrive ensuite sur une batterie de filtres qui sont installés les uns à la suite des autres et alimentés en parallèle. Chaque filtre est un passe-bande. A la sortie de chacun, nous trouvons un indicateur de niveau qui dit quel va être le niveau énergétique contenu dans chaque bande de fréquence.

Voilà pour le principe. Dans la pratique, nous avons un nombre de filtres variable : de 1 à beaucoup plus de 1, c'est le sonomètre ou le millivoltmètre à large bande ; 400, c'est ce que l'on trouve sur certains analyseurs utilisant des techniques numériques et capables de sélectionner des bandes de fréquences très étroites (environ 1/10e d'octave). Avec une trentaine de filtres, nous avons un analyseur par tiers d'octave, avec une dizaine un analyseur par octave. Plus les filtres sont nombreux, plus l'appareil est cher.

Les indicateurs ne sont pas des galvanomètres mais des indicateurs à diodes LED, à tube à plasma Bargraph ou encore un tube cathodique. La multiplication des indicateurs coûte très cher, comme celle des filtres.

Pour effectuer une correction acoustique, on utilise une méthode de zéro. Si, au lieu de mesurer la réponse de la pièce, ce qui ne sert pas à grand chose dans le cas présent, on installe en série avec l'appareil

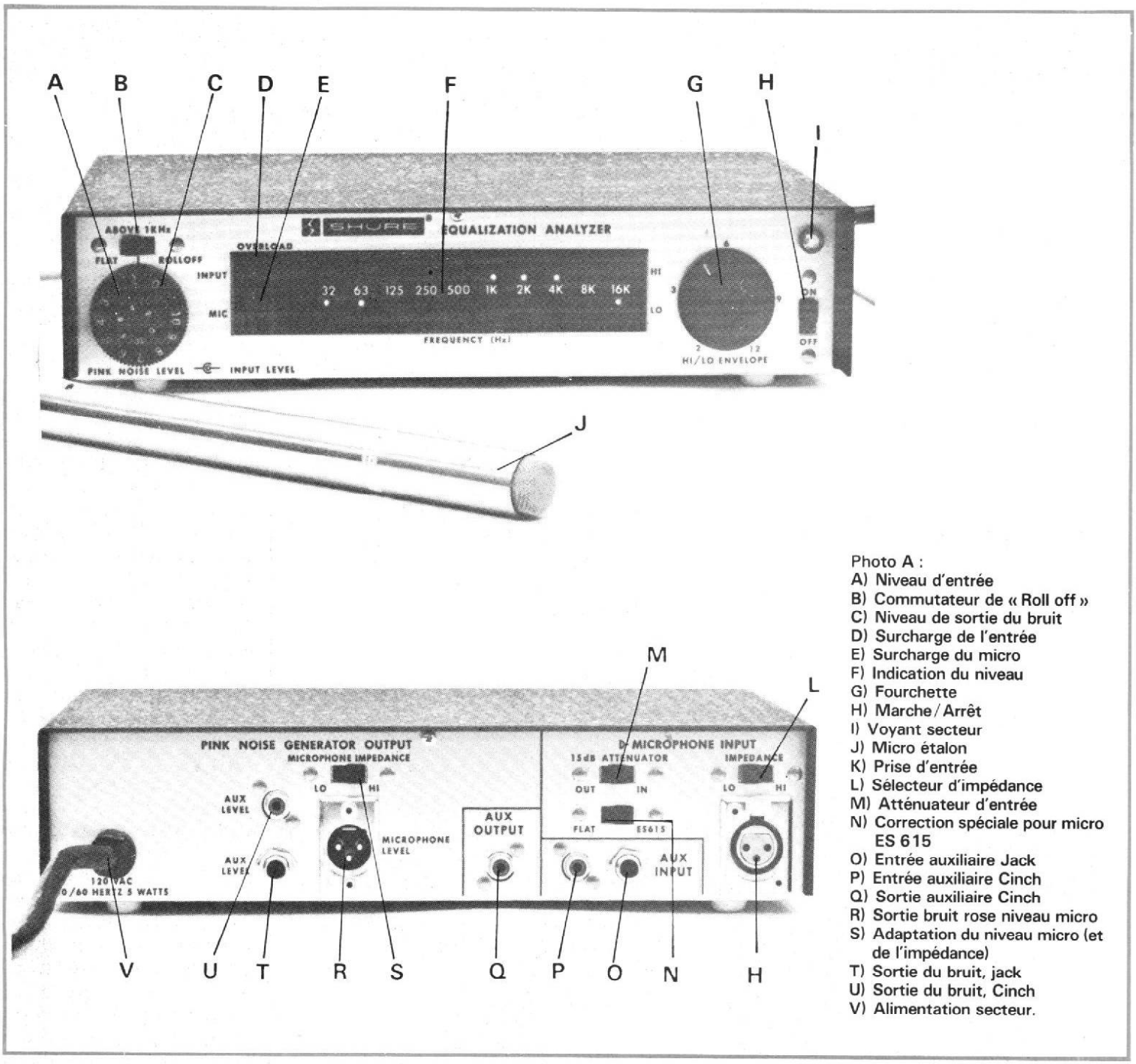


Photo A :
A) Niveau d'entrée
B) Commutateur de « Roll off »
C) Niveau de sortie du bruit
D) Surcharge de l'entrée
E) Surcharge du micro
F) Indication du niveau
G) Fourchette
H) Marche/Arrêt
I) Voyant secteur
J) Micro étalon
K) Prise d'entrée
L) Sélecteur d'impédance
M) Atténuateur d'entrée
N) Correction spéciale pour micro ES 615
O) Entrée auxiliaire Jack
P) Entrée auxiliaire Cinch
Q) Sortie auxiliaire Cinch
R) Sortie bruit rose niveau micro
S) Adaptation du niveau micro (et de l'impédance)
T) Sortie du bruit, jack
U) Sortie du bruit, Cinch
V) Alimentation secteur.

à mesurer un correcteur, on s'arrangera pour que la tension de sortie de chaque filtre soit comprise entre deux limites, les plus rapprochées possible.

Nous avons une méthode de zéro qui devient économique puisqu'il suffit d'avoir deux diodes qui disent si l'on est trop haut ou trop bas. En agissant sur le correcteur, on rectifiera les bandes de fréquences qui ne sont pas alignées pour les ramener dans le droit chemin. Ce principe est celui qui a été adopté par Shure, ce qui a permis à la firme américaine de proposer un analyseur à un prix défiant toute concurrence. La restriction d'emploi concerne l'absence de quantification du niveau, mais si on relève la courbe de réponse du correcteur, on pourra en déduire la courbe du local (courbe inverse !).

Le synoptique est représenté sur la figure 2.

L'entrée du micro est équipée d'un transformateur d'adaptation symétrique. Si le microphone est à haute impédance, le transformateur est mis hors service. Un atténuateur de 15 dB évite la surcharge de l'électronique. Cette surcharge est d'ailleurs signalée par l'allumage d'une diode électroluminescente.

Le préamplificateur est linéaire. Pour corriger une baisse de sensibilité aux fréquences basses du micro fourni avec l'appareil, un circuit spécial effectue la correction nécessaire. Nous aurons donc, avec le préamplificateur plus le micro, une réponse linéaire en fréquence sans pour cela avoir un micro absolument parfait, donc cher. Solution économique valable dans ce cas.

La sortie du préamplificateur rejoint les entrées à haut niveau qui sont couplées les unes aux autres ; lorsque ces entrées sont en service, l'entrée micro est automatiquement déconnectée. Le potentiomètre de réglage du niveau d'entrée est installé immédiatement au niveau des entrées, il n'y a pas de saturation possible à ce niveau si on prend garde à respecter les indications de la diode de surcharge. A ce moment, on pourra réagir en réduisant le

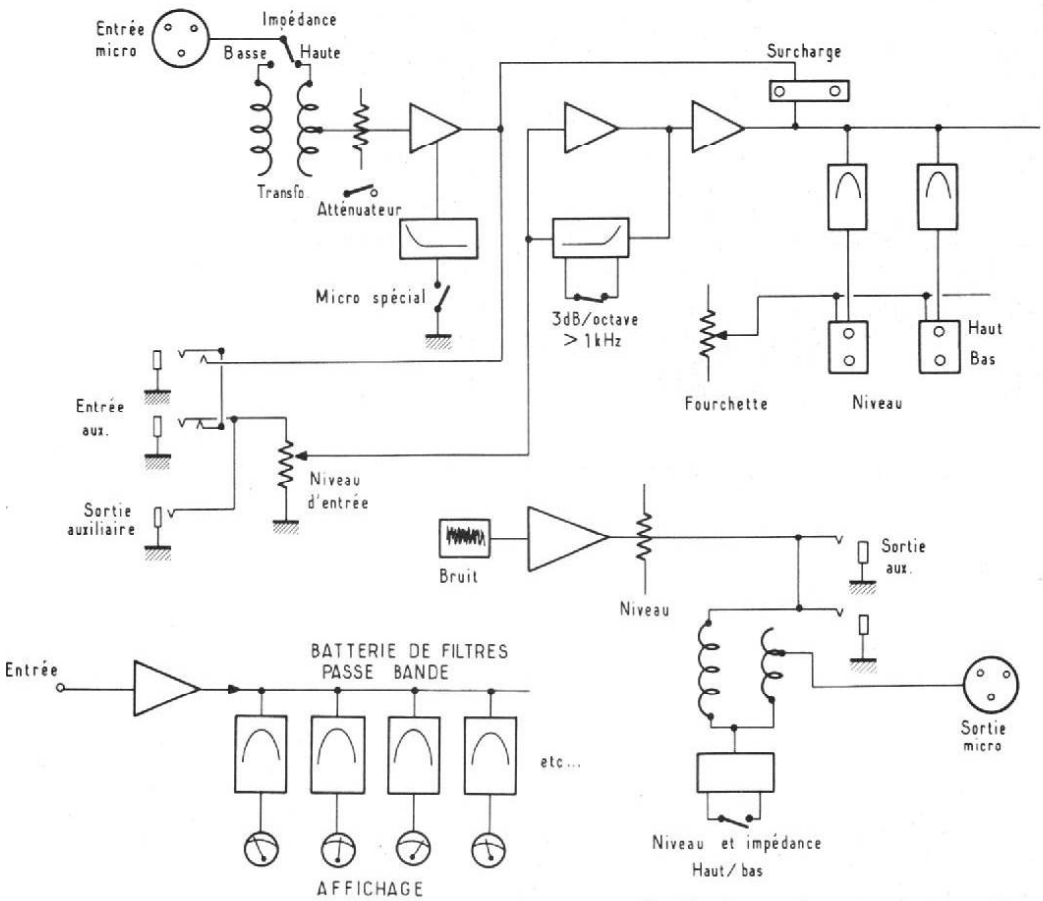


Fig. 1. – Synoptique d'un analyseur en temps réel.

Fig. 2. – Synoptique de l'analyseur Shure M 615 AS.

Photo B. – La valise rembourrée de mousse, analyseur, câbles, micro y prennent place.

niveau par le potentiomètre.

Nous avons une seconde correction en fréquence offerte pour la correction de locaux du type semi-réverbérants. Cette correction suit, au-dessus de 1000 Hz une courbe à 3 dB par octave, courbe qui réduit progressivement le niveau des aigus. La correction linéaire donne en effet un niveau subjectif d'aigu important. L'expérience a montré que la correction à — 3 dB/octave donnait un meilleur équilibre. Pour effectuer cette correction, le circuit assure une préaccentuation, ce qui augmente la sensibilité de 3 dB par octave au-dessus de 1000 Hz et oblige alors de réduire le niveau par le correcteur. La correction à 3 dB par octave est obtenue par une série de réseaux RC, série montée en parallèle. L'amplificateur suivant attaque tous les filtres (10). Chacun d'entre eux est ajusté sur une fréquence. Leur sortie alimente un détecteur de niveau qui effectue la discrimination. Si le niveau est compris dans une fourchette préalablement affichée, les deux diodes sont éteintes ; si le niveau est supérieur, une diode s'allume, s'il est inférieur, l'autre diode s'allume. Le potentiomètre marqué fourchette permet de faire varier cette fourchette entre ± 1 dB et ± 6 dB. Les premiers réglages se font avec la fourchette la plus large, ensuite on réduit progressivement la largeur de la fourchette minimale. Dans ce cas, la courbe de réponse (par bande d'octave) tient dans ± 1 dB, ce qui est satisfaisant sur le plan technique en tout cas.

La seconde partie de l'analyseur est un générateur. Pour effectuer la mesure d'un local, on utilise un signal dont l'énergie par bande de fréquence relative (octave ou fraction d'octave) est constante. Ce générateur est un générateur de bruit rose. Il est ici intégré dans l'appareil. Dans le cas de la correction d'une chaîne HiFi faisant appel à un tourne-disques, on pourra utiliser

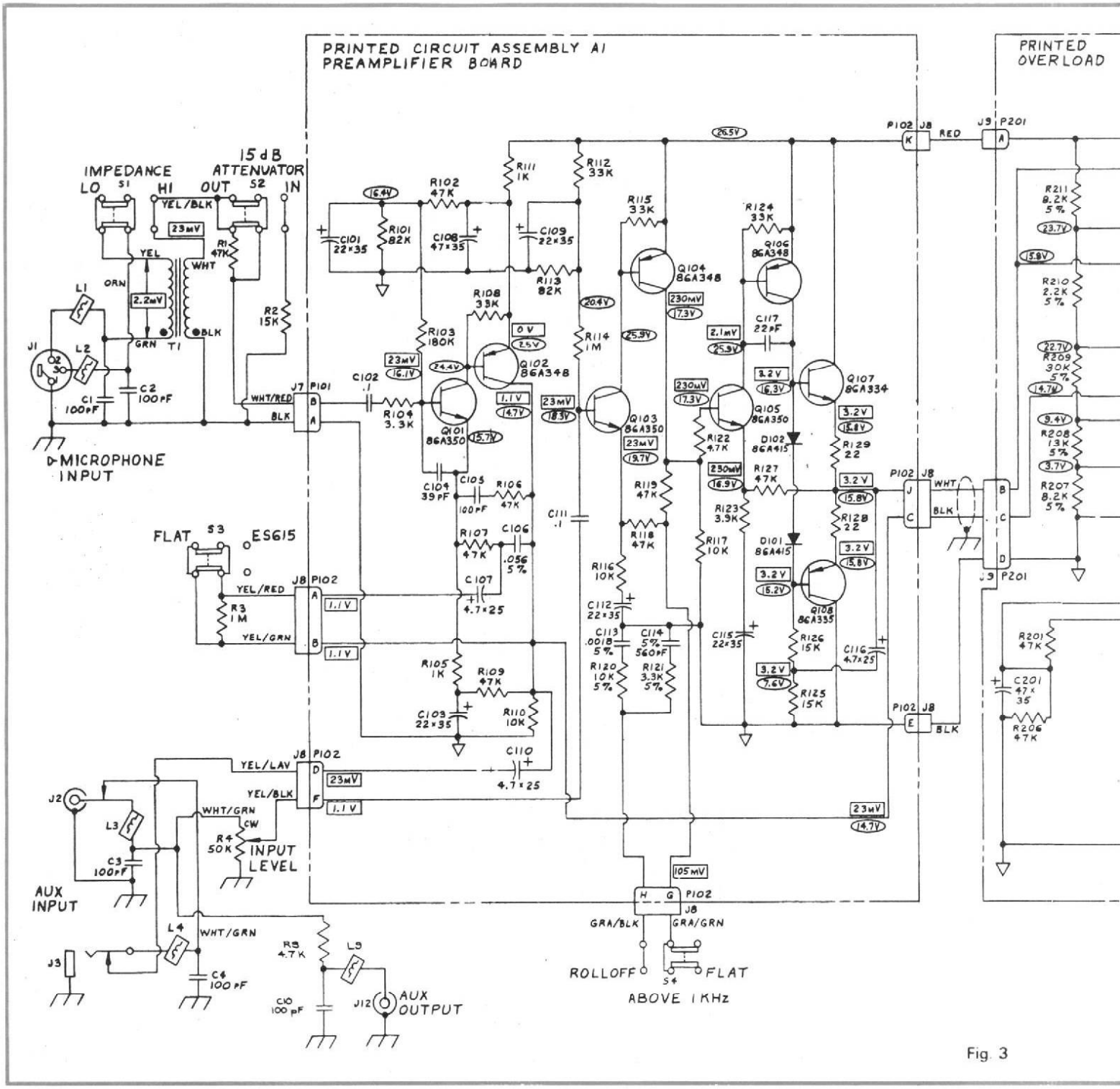


Fig. 3

comme source de signaux un disque de bruit rose.

Le niveau de bruit est réglable, plusieurs sorties sont disponibles au niveau ligne ou au niveau micro, haute ou basse impédance. C'est par ces prises que l'appareil montre son caractère professionnel. Entrée et sortie micro se font sur des prises du type XLR-3, prises à trois broches permettant une entrée symétrique ou non.

D'autres prises sont utilisées par le constructeur, prises de types cinch pour les installations d'amateurs et prises jack pour autres installations.

SCHÉMA DE PRINCIPE DE L'ANALYSEUR

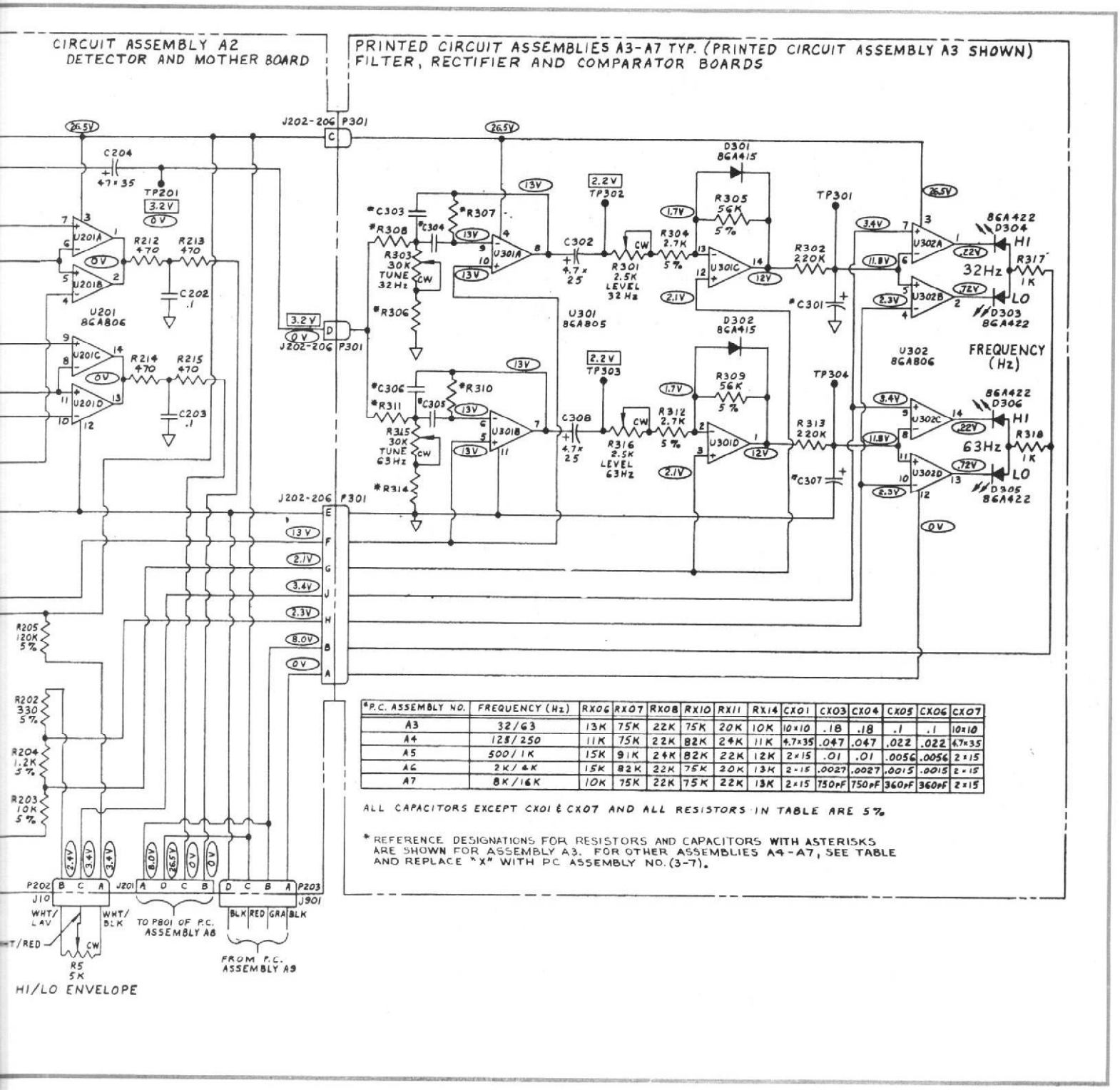
Nous nous contenterons ici de voir la partie analyse. Le générateur est un générateur de bruit rose d'un intérêt plus limité.

La figure 3 donne le schéma de principe détaillé de l'analyseur Shure M 615.

Le signal micro arrive sur la prise J3. Lorsque l'entrée est commutée sur basse impédance, les broches 2 et 3 sont reliées aux extrémités du transformateur d'adaptation d'impédance. Lorsque la commutation se fait sur haut niveau, la borne 3 est reliée au secondaire du transformateur et sur l'entrée et la borne 2 est en l'air. Un atténuateur de 15 dB met en service un pont de résistances R_1/R_2.

Le premier amplificateur est à couplage direct. Un réseau de contre-réaction sélective mis en service par S3 assure une augmentation de la sensibilité aux fréquences basses au dessous de 200 Hz.

La sortie du préamplificateur a lieu sur le collecteur de Q_{102}. La tension arrive sur les prises d'entrée à haut niveau qui sont pourvues de systèmes de commutation internes. La prise de sortie auxiliaire permet de disposer d'une sortie relais. Sur toutes les



*P.C. ASSEMBLY NO.	FREQUENCY (Hz)	RX06	RX07	RX08	RX10	RX11	RX14	CX01	CX03	CX04	CX05	CX06	CX07
A3	32/63	13K	75K	22K	75K	20K	10K	10×10	.18	.18	.1	.1	10×10
A4	128/250	11K	75K	22K	82K	24K	11K	4.7×35	.047	.047	.022	.022	4.7×35
A5	500/1K	15K	91K	24K	82K	22K	12K	2×15	.01	.01	.0056	.0056	2×15
A6	2K/4K	15K	82K	22K	75K	20K	13K	2×15	.0027	.0027	.0015	.0015	2×15
A7	8K/16K	10K	75K	22K	75K	22K	13K	2×15	750pF	750pF	360pF	360pF	2×15

ALL CAPACITORS EXCEPT CX01 & CX07 AND ALL RESISTORS IN TABLE ARE 5%

* REFERENCE DESIGNATIONS FOR RESISTORS AND CAPACITORS WITH ASTERISKS ARE SHOWN FOR ASSEMBLY A3. FOR OTHER ASSEMBLIES A4-A7, SEE TABLE AND REPLACE "X" WITH PC ASSEMBLY NO. (3-7).

entrées, des perles de ferrite assurent la suppression des tensions HF qui pourraient perturber le fonctionnement de l'appareil.

Le préamplificateur qui suit les entrées auxiliaires utilise une structure identique à celle d'entrée. Nous retrouvons aussi une contre-réaction sélective qui remonte cette fois les aigus au-dessus de 1000 Hz. La sortie du préamplificateur est confiée à un étage symétrique. Le circuit intégré U 201 est un quadruple comparateur. Il reçoit, d'une part la tension de sortie du préamplificateur micro et, d'autre part, celle du préamplificateur qui attaque les filtres. Chaque section de comparateur se charge soit d'une tension positive, soit d'une négative. Les seuils sont fixés par un pont de résistances.

Les filtres sont des passe-bandes faisant appel à un seul circuit intégré. Deux potentiomètres sont prévus pour leur accord, un pour la fréquence et un pour le niveau. En envoyant sur l'entrée auxiliaire de l'analyseur le signal de sortie on ajustera l'analyseur pour que toutes les diodes soient éteintes en même temps. Les circuits U 310 C et D servent de détecteur ; l'intégration a lieu après une résistance pour avoir une réponse en fonction d'une valeur moyenne et non de crête. La constante d'intégration est choisie en fonction de la fréquence d'accord du filtre. Plus la fréquence d'accord est faible et plus la durée est longue. C'est ce qui explique une certaine lenteur de la réponse aux fréquences basses. Un peu d'habitude permet de s'accommoder de cette lenteur gênante au début.

Nous retrouvons ensuite les comparateurs donnant la fourchette. Un des comparateurs est polarisé par une tension fixe, l'autre par une tension réglable par potentiomètre tout simplement. Tous les comparateurs sont alimentés à partir d'un même potentiomètre.

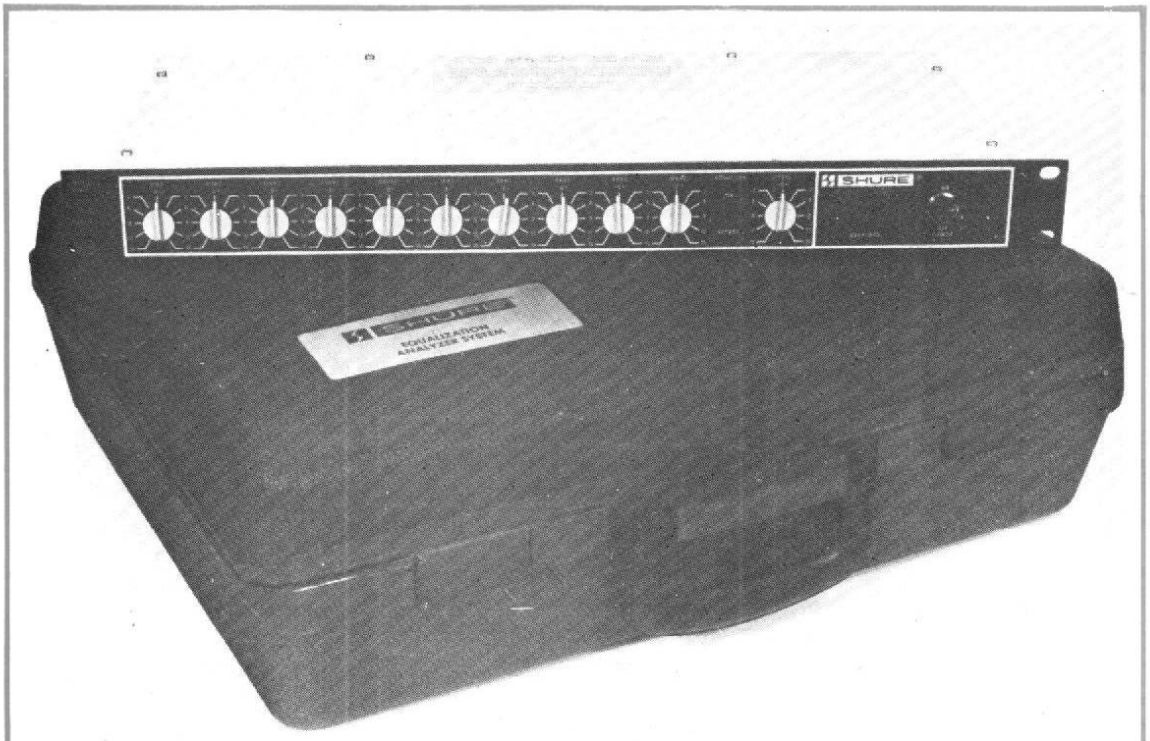


Photo C. – Au-dessus de la valise de transport de l'analyseur, le correcteur SR 107, très mince.

PRÉSENTATION

L'analyseur AS 615 se présente dans une valise de matière plastique alvéolée. Une alvéole pour l'analyseur, une pour le micro, une pour le support de micro et une pour les câbles. Cette dernière est, à notre avis, trop petite. Si vous voulez mettre vos câbles, vos adaptateurs pour installations domestiques (DIN et Cinch), vous devrez vous procurer une autre valise. De toute façon, un pied de micro est nécessaire, sa valise conviendra pour le transport des câbles.

Le microphone est un modèle omnidirectionnel dynamique, à large bande, à chute dans les basses contrôlées et dont la réponse en fréquence et le diagramme polaire ont été optimisés pour l'étude en bruit rose filtré par octave ou tiers d'octave. Une capsule protège la grille installée devant le micro.

Le support est en matière plastique, il est orientable verticalement. Le support est équipé d'un filetage métallique rapporté au pas américain de 5/8" 27. Un pas que l'on doit retrouver sur des pieds de micros (différent des pieds photo).

La présentation de l'analyseur est très professionnelle, pas de chrome mais un sobre coffret de tôle. Une fenêtre sur la façade dissimule les diodes électroluminescentes. Un pied/poignée maintient l'appareil dans une position inclinée facilitant la visualisation des indications de l'appareil. Une série d'interrupteurs est installée sur l'arrière et sur l'avant de l'appareil (des interrupteurs à glissière, dont la position n'est pas toujours très visible, ce qui exige une attention particulière de la part de l'utilisateur ; les fausses manipulations arrivent très vite).

UTILISATION

Nous avons utilisé l'analyseur Shure associé au correcteur SR 107 de ce même constructeur. L'installation est représentée figure 4. La sortie de bruit rose du générateur de l'analyseur est dirigée vers le correcteur SR 107. La sortie du correcteur est alors envoyée sur l'entrée de l'amplificateur. La correction peut s'effectuer sur les deux enceintes à la fois, si un correcteur à réglage unique doit être utilisé, ou sur chaque enceinte (le canal inutilisé est muet) dans le cas de l'utilisation d'un correcteur stéréophonique.

La première opération est de vérifier l'étalonnage de l'analyseur, ce qui se fait en envoyant à l'entrée de ce dernier le signal de sortie du générateur de bruit. Cette opération se pratique de temps en temps avant de partir faire la correction.

Sur place, on installe le micro à l'endroit où l'on désire effectuer la correction. Si on utilise le micro livré avec l'appareil, on placera le commutateur dans la position correspondante (pour éviter les erreurs, on pourra immobiliser l'inter par du ruban adhésif). L'emplacement du micro doit sensiblement être celui de la tête de l'auditeur que nous qualifierons de privilégié.

La tension de sortie du générateur est réglée de façon à ce que l'amplificateur et les enceintes ne soient pas surchargés (vos oreilles non plus). Certaines perturbations peuvent être apportées dans la région de l'extrême grave par le passage de véhicules.

La sensibilité de l'analyseur se règle de façon à ce que les diodes indiquant la surcharge ne s'allument pas. Dans le cas de l'allumage, l'atténuateur de 15 dB est mis en service. Pour la correction acoustique d'une pièce semi-réverbérante, on utilise la position « roll off above 1 kHz ». Pour une correction en plein air, la position linéaire est préférable. Cette position sera aussi utilisée pour une correction de sonorisation d'orchestre se produisant sur scène. Le son corrigé sera plus brillant qu'avec le filtre « roll off » mais comme la présence de l'assistance a tendance à absorber davantage les aigus que les graves, l'effet subjectif sera correct.

L'orientation du micro est à considérer. Son diagramme polaire a en effet été prévu identique à celui de l'ouïe humaine moyenne, avec une omnidirectionnalité au-dessous de 300 Hz et une plus grande directivité au-dessus. La grille du micro sera donc dirigée vers les enceintes.

Une fois le matériel en place, corrections de l'amplificateur au zéro, on ajuste le

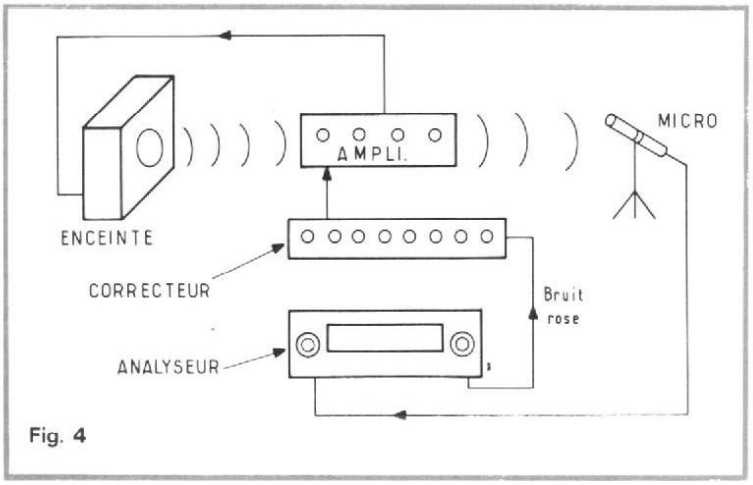
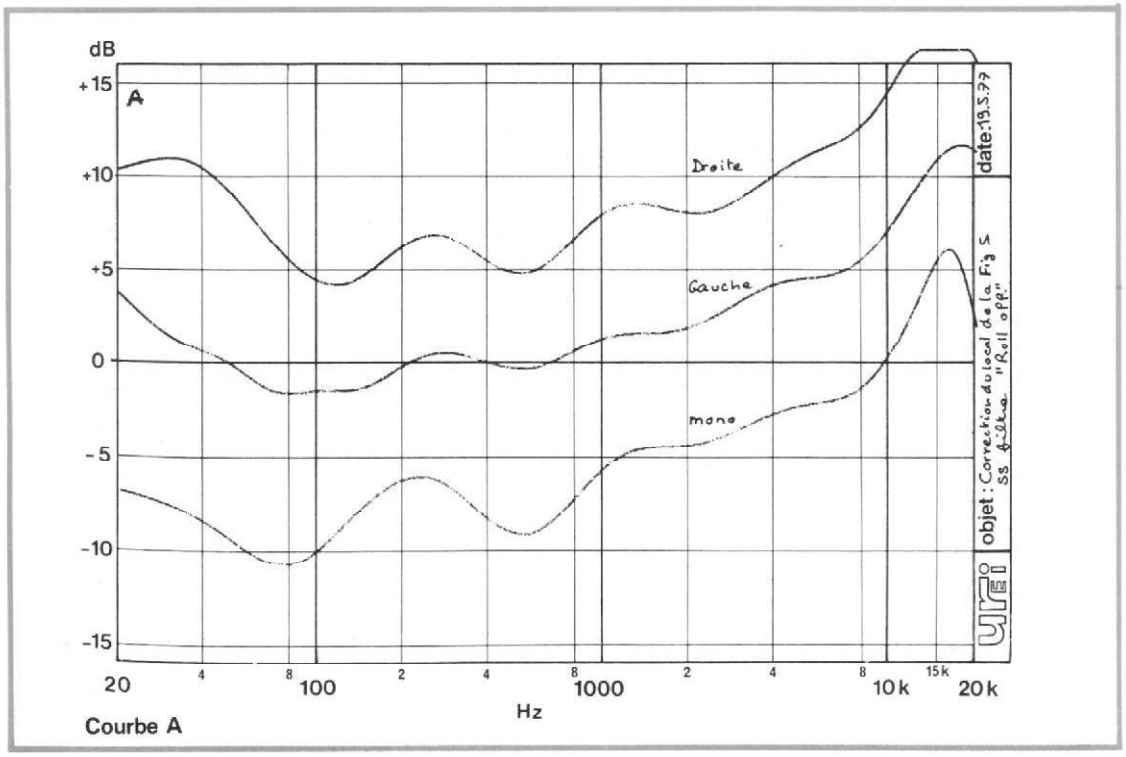


Fig. 4



Courbe A

tuer le réglage d'une chaîne électroacoustique, maillon le plus faible compris, ce maillon étant le local d'écoute. Nous avons pris deux locaux d'écoute : l'un assez inhabituel, aux murs pas du tout perpendiculaires, le second, une pièce plus classique, dans un immeuble de banlieue. Deux cas d'utilisation possibles. Les enceintes acoustiques étaient différentes dans les deux cas, les amplificateurs également. Un dénominateur commun : l'opérateur et les appareils d'investigation et de réglage.

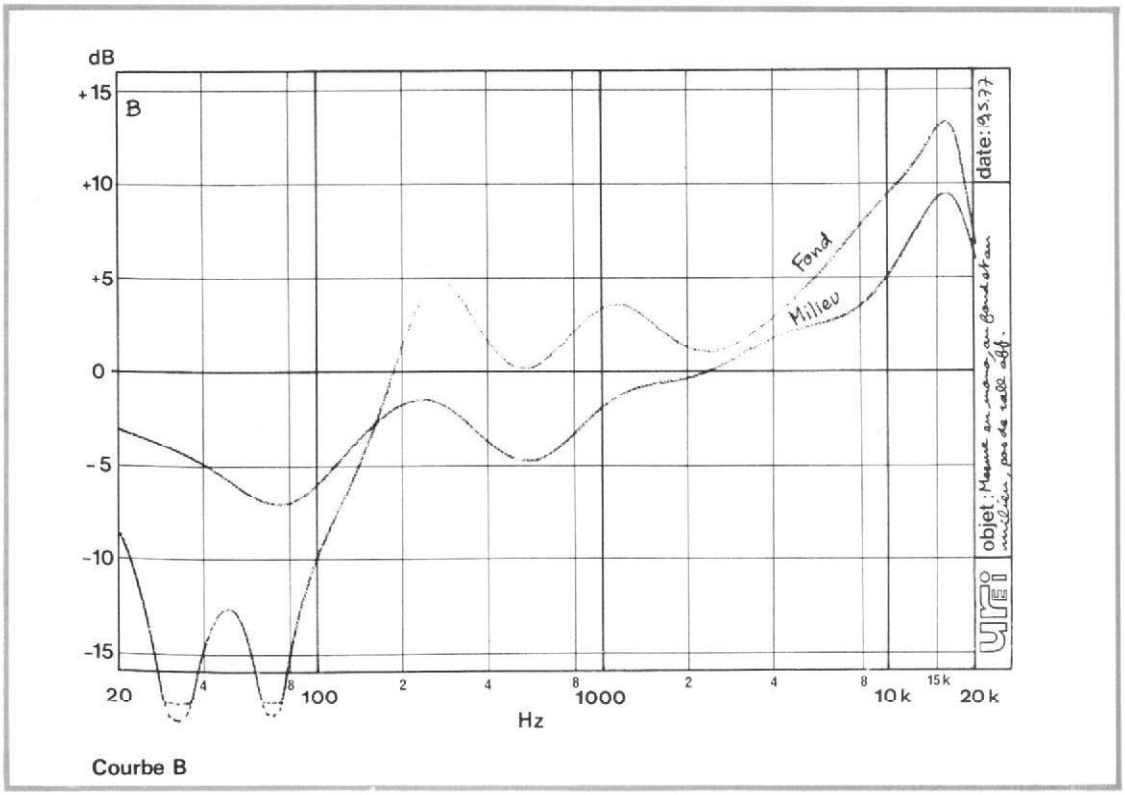
La figure 5 donne la disposition de la première pièce d'écoute. Les dimensions sont approximatives. L'analyseur ne dispose pas de système d'analyse géométrique du local. Notre étalon étant un pas de géant, constatez vous-même la précision. De toute façon, cette mesure n'est pas académique, il y a de fortes chances pour que l'on ne rencontre pas d'autre pièce identique dans un quelconque immeuble.

L'installation se composait d'une paire d'enceintes acoustiques Leak Sandwich 600, ayant quelques années de bons et loyaux services (sans correction) ! L'amplificateur était celui d'une chaîne compacte Wega, référence 3207. Les corrections ont été annulées à la précision du centrage des potentiomètres près.

Les murs sont revêtus de papier, un revêtement dont le pouvoir réfléchissant, sans être aussi important que celui d'une surface lisse et dure, n'est pas négligeable. Le micro a été installé sur un pied à 50 centimètres du sol, au milieu de la zone d'écoute, à l'endroit repéré 1 sur le dessin. Les deux enceintes sont disposées le dos à la pièce contigüe qui communique avec la pièce d'écoute par une large porte.

Les premières mesures ont été effectuées sans le filtre de préaccentuation des aigus (Roll off). Nous avons relevé les courbes pour chaque enceinte puis pour les deux à la fois. Les résultats de la correction sont ceux de la figure A. Les courbes ont été décalées pour une meilleure lisibilité. Il faut ici considérer qu'il s'agit de la correction que nous avons dû effectuer et non de la courbe de réponse du local (cette courbe de réponse du local se déduit de ces courbes par une symétrie par rapport à l'axe horizontal). On constate un renforcement des basses à 500 Hz et 80 Hz, un renforcement qui donne un son relativement lourd à l'écoute. En utilisant le filtre Roll off, nous réduisons le niveau des aigus. Le résultat de l'écoute corrigée donne un son très brillant, ce qui justifie l'utilisation du filtre de préaccentuation. Le son corrigé sans utiliser le filtre est plus précis, plus détaillé dans l'aigu et le médium que le précédent ; on ressent une certaine aggressivité dans l'aigu. L'utilisation du filtre Roll off nous semble donc tout à fait justifiée.

De toute façon, il est bon de reprendre à l'oreille chacun des réglages pour parfaire l'équilibre global. L'analyseur donne une idée de ce que doit être la couleur générale de la



Courbe B

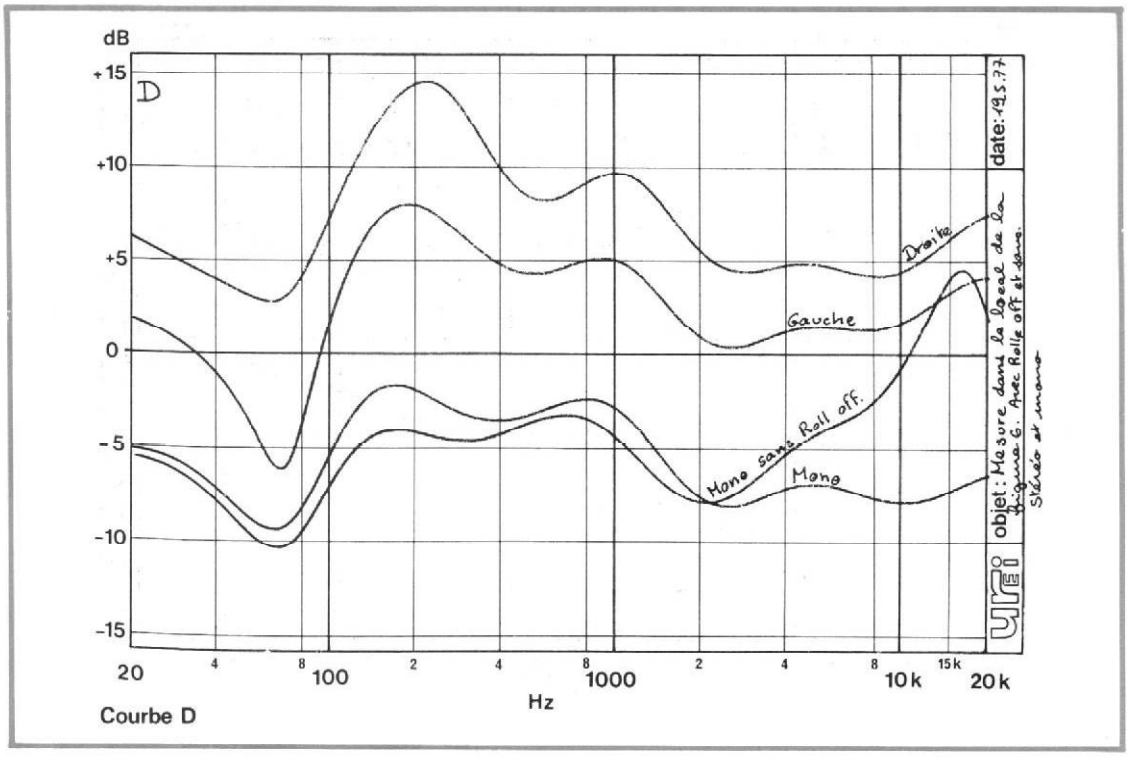
chaîne, l'oreille vient alors pour réduire l'importance de certains accidents.

Sur la courbe mono, on trouve l'influence mutuelle des deux haut-parleurs ; les accidents ont une amplitude plus importante.

Le changement de place du micro nous amène sur la courbe B. Les graves sont totalement modifiés, il nous faut cette fois réduire fortement le niveau de l'extrême grave. Tout ce qui au-dessous de 200 Hz est complètement modifié. La courbe conserve son aspect dans l'aigu (relevé en mono).

La courbe C est une comparaison entre la correction nécessaire pour une paire d'enceintes Leack 600 et une paire d'enceintes Braun L 100, des enceintes de très faible volume. Nous retrouvons un accident à 63 Hz, par contre, il a fallu considérablement jouer sur la remontée des graves pour récupérer les pertes dues à la petite surface de la membrane. L'aigu est cette fois beaucoup plus riche, plus besoin d'exercer de remontée.

Les courbes D ont été relevées dans un autre local. Les enceintes sont des Dispectra de Linear Speaker, enceintes dont le haut-parleur de grave est dirigé vers le plafond. Amplificateur linéaire type RCA, pas de correction. Le micro est placé au fond de la pièce (plancher rectangulaire cette fois). L'amortissement des parois est plus important, les murs sont recouverts de toile de jute non molletonnée. Un épais tapis recouvre le sol, un rideau bouche la fenêtre. Nous obtenons deux courbes d'allure générale identique. Malgré l'amortissement des murs, l'aigu est très présent (les courbes ne doivent pas être comparées avec celles précédentes) ; les mesures ont été faites ici avec le filtre Roll off en service.



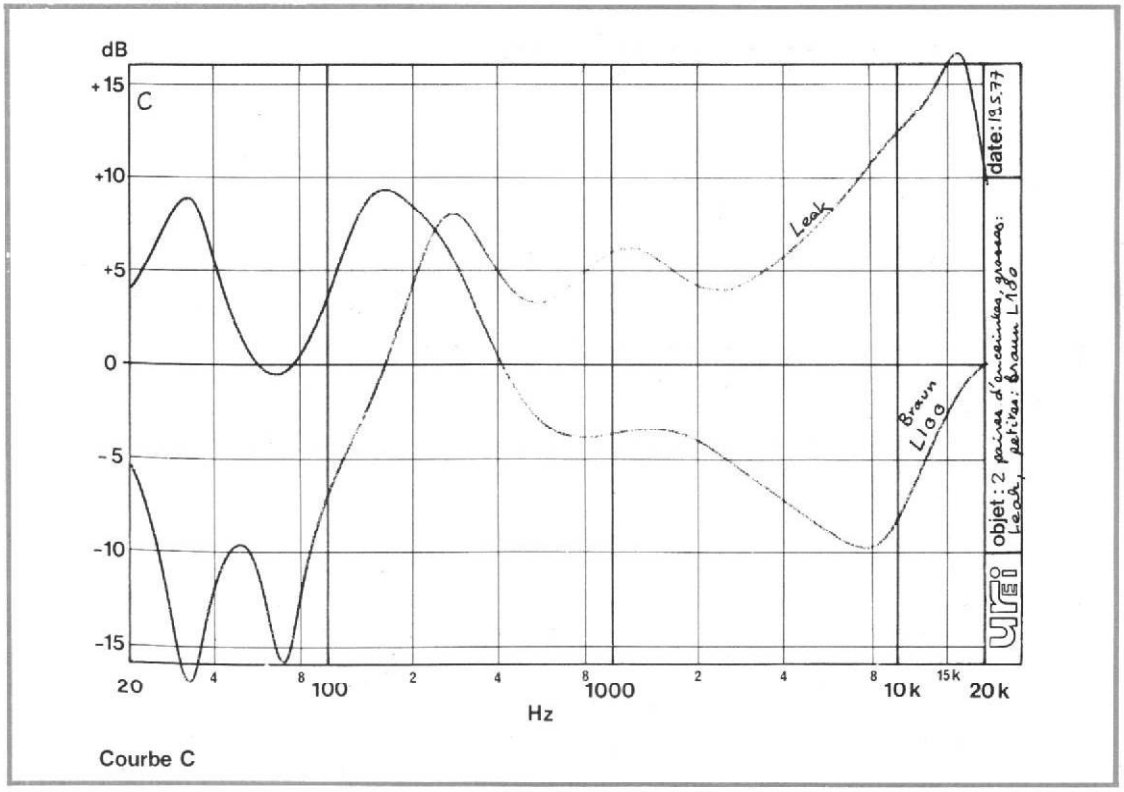
Courbe D

Remontée importante autour de 60 Hz. En monophonie, la courbe devient plus régulière, l'aigu conserve pourtant une certaine présence, les accidents ont une amplitude moindre, compensée par l'effet conjugué du rayonnement des deux enceintes.

Sans le filtre de préaccentuation, nous devons remonter de façon importante le niveau des aigus, ce qui se passait également avec les enceintes Leak.

La méthode d'investigation globale ne permet pas de trouver toutes les résonances d'une pièce, tous les ventres de pression et tous les nœuds. Une analyse plus fine est nécessaire, nous l'avons déjà dit. Les moyens de correction mis en œuvre ici sont modestes, il ne faut donc pas trop demander de finesse dans ces courbes de réponses.

Ces courbes sont celles du correcteur par octave dont les positions ont été notées au cours de la mesure. Il est maintenant possible de réaliser, étant en possession de ces courbes, des correcteurs fixes dont les courbes de réponse sont celles que nous venons de citer. Ensuite, l'utilisateur de



Courbe C

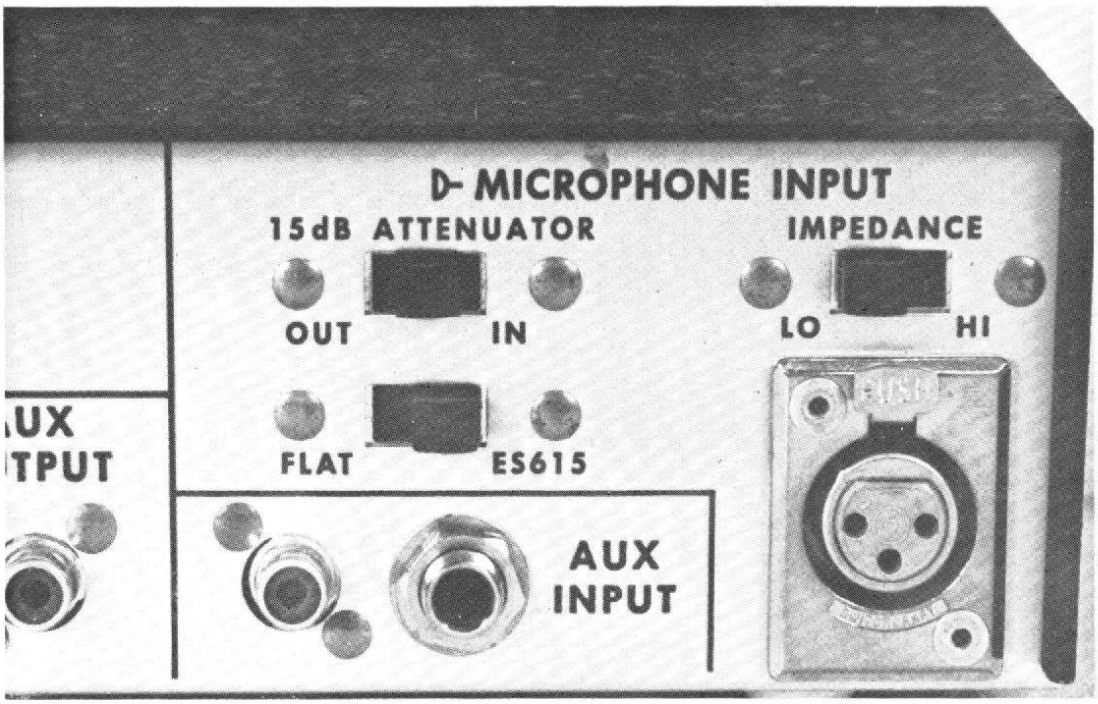


Photo E. – Des prises très professionnelles, technique chère à Shure, fiabilité avant tout.

la chaîne aura la possibilité de se rabattre sur les correcteurs de timbres classiques, faciles à utiliser.

Dans les cas cités, nous avons pu juger des améliorations apportées par la correction. Meilleure intelligibilité, plus de présence, compensation de basses un peu trop généreuses ; par contre, la remontée de l'aigu entraîne une meilleure perception du bruit de fond...

Avec les enceintes miniatures Braun type L 100, nous avons noté la disparition complète du son de boîte dû à la petite taille de l'ébénisterie (métallique). Les graves absents sont revenus, mais attention à la surcharge, les membranes ont alors tendance à un peu trop se déplacer.

La dernière étape est le fignolage des réglages obtenus par la technique. Passer une série de morceaux de tous styles et apporter la correction nécessaire pour compenser certaines rotations de phase introduites par le correcteur. Il est en effet difficile d'assurer une correction en fréquence sans toucher la phase. L'oreille restera le juge final, après tout, c'est elle qui doit écouter la chaîne.

RÉALISATION DE L'ANALYSEUR

Elle est professionnelle, à l'américaine. Pas de fignolage dans la présentation, comme les Japonais savent maintenant le faire, mais des techniques rationnelles. La conception par plaquette de l'analyseur rend le remplacement des composants très facile. Le câblage est réalisé sur circuits imprimés et enfichables. Le câblage est propre, Shure a fait bien des progrès dans le bon sens. Les connexions sont solidement assurées, les éléments très bien fixés. Un appareil qui peut aller se promener sans risque, là où il y a de la correction à effectuer.

LE CORRECTEUR SR 107

C'est un correcteur que l'on peut difficilement qualifier de graphique étant donné que ses boutons de réglage sont ronds. Cette appellation est plus spécialement réservée aux correcteurs à commandes linéaires plus faciles à utiliser. Ici, la miniaturisation des commandes a permis de concevoir un appareil très mince type rack, une unité qui peut se glisser n'importe où. Il dispose de dix filtres proches de ceux utilisés pour l'analyseur, la répartition en fréquence est la même.

Un inverseur permet de se rendre compte de l'importance de la correction apportée par l'appareil. La différence n'est d'ailleurs pas évidente avec certains morceaux. Si l'équilibre général du niveau est compromis, un potentiomètre en façade permet de remonter ou de descendre le niveau total de façon à ce que la comparaison avec et sans correction ne puisse être truquée. Une perte de niveau défavorise la situation correspondant au niveau le plus faible.

Côté prises, nous trouvons des éléments professionnels comme des prises XLR-3 ou des jacks. La sortie se fait aussi sur ce type de prises plus adaptées aux usages professionnels qu'aux usages grand public ou HiFi. La sortie sur niveau micro est possible, un commutateur met en service un transformateur d'adaptation d'impédances et de niveaux. La qualité de fabrication est sensiblement la même que celle de l'analyseur avec une façade un peu plus étudiée sur le plan esthétique. D'autres correcteurs plus adaptés à la haute fidélité sont disponibles dans le commerce, plusieurs d'entre eux étant importés par la firme représentant Shure.

CONCLUSIONS

L'analyse par octave est un système simple pour dégrossir les problèmes du local. Une correction plus fine exige des correcteurs plus complexes, plus coûteux, avec une installation qui exige une mise au point plus longue et plus critique. L'analyse et la correction par octave constituent une solution économique apportant néanmoins une nette modification de la réponse, une modification basée sur des données concrètes. Le procédé n'est pas infaillible, mais c'est un guide qui permettra une approche de la solution finale. Le mot de la fin est réservé à l'oreille, le juge suprême, encore faut-il avoir une oreille exercée...

Pour jeter un peu plus de désarroi dans les esprits, Shure a effectué des mesures d'enceintes acoustiques à partir de la place de l'ingénieur du son. Cette firme s'est aperçue que les deux extrémités du spectre étaient tronquées... Comme, statistiquement, les chaînes HiFi sont plus linéaires et ont une bande passante plus étendue, les ingénieurs du son auront tendance, au moment du mixage, à corriger un manque de basse et d'aigu, avec le résultat que l'on peut deviner. On aura beau effectuer toutes les corrections possibles, il n'y aura jamais moyen de savoir comment auront été gravés les disques...

Nous concluerons en louant l'effort fait par Shure pour rendre accessible les analyseurs en temps réel, une petite révolution sur le marché de la sonorisation, dans le sens général du terme.

Étienne LÉMERY

systèmes de transmission téléphonique des images télécopie et visiophonie

LES images prennent une place de plus en plus importante dans la vie moderne ; il est possible de les classer par rapport à leurs fonctions. Il y a des images « rationnelles », codées et qui ne renvoient pas à des références concrètes. Elles permettent cependant la compréhension d'informations complètes lorsqu'elles sont convenablement étudiées sur le plan visuel. Les schémas, organigrammes, idéogrammes, concepts mathématiques ou physiques traduits en images appartiennent à cette catégorie.

Les images « expressives » correspondent à la réalité de la vision des objets et des sujets ; grâce à elles, le monde est à la portée de nos yeux, et leur impact visuel est essentiel.

Les images « connotées », enfin, établissent des relations avec l'observateur qui les regarde. Elles transmettent, en plus de ce qu'elles représentent, d'autres sens. Le récepteur, suivant ses propres motivations, lui attribue le sens qu'il désire y trouver et que l'image contient virtuellement. Ce sont des images esthétiques ou « énigmatiques », qui exigent l'existence d'un système de répertoire permettant la compréhension des informations transmises.

On peut aussi distinguer les possibilités d'utilisation des images, en en distinguant trois types : images fixes, images animées du genre cinématographique, images électroniques de télévision.

Les images fixes assurent la possibilité de l'observation permanente ; elles peuvent être abstraites, symboliques ou réalistes ; mais sont surtout intelligibles dans certains cas, lorsque le récepteur peut en comprendre le code, par la juxtaposition des différentes images accolées.

Il ne suffit plus très souvent d'enregistrer et de reproduire les images à un emplacement déterminé ; il faut les transmettre à distance, soit à un correspondant déterminé, soit à un nombre de récepteurs plus ou moins étendu. Dans ce domaine, les progrès ont été les plus importants et les plus efficaces ; la chaîne des traitements de l'information comprend ainsi l'enregistrement, la codification, le tri, le classement, la transformation, s'il y a lieu, le calcul, la sommation, la comparaison et, enfin, la transmission.

Le premier problème à considérer est celui des images fixes, qu'elles soient rationnelles ou codées. Ces problèmes de la transmission se distinguent en fonction du facteur temps ; il y a, d'abord, le cas des images fixes destinées à être examinées en différé, de sorte que l'on est maître du temps de description de déroulement, qui peut être plus ou moins dilaté.

C'est le cas de la phototélégraphie des belinogrammes, des télécopies, de la transmission des photographies provenant des engins d'exploration spatiale.

Dans ces domaines, on réduit généralement le débit d'information et, par suite, la largeur des canaux de fréquences utilisées, ce qui permet d'employer un appareillage simplifié, et surtout d'établir des liaisons plus faciles, en

particulier, par des simples lignes téléphoniques.

Cet avantage essentiel offre une contre-partie ; l'image à l'arrivée n'est pas reconstituée très rapidement, mais progressivement, de sorte qu'il est impossible de transmettre des spectacles, en général, dont les images fixes doivent être reproduites avec la même vitesse que les images mobiles pour apparaître complètes à l'observateur.

Le cas des images correspondant plus ou moins à des spectacles est donc plus ou moins différent. Les images représentées doivent évidemment être reproduites en temps réel ; le mouvement doit être transcrit aussi fidèlement que possible. Ce mouvement ne peut pas être reproduit directement dans l'état actuel de la technique, mais par une succession d'images fixes inscrites sur des films ou quasi fixes dans le cas de la vidéo ; grâce à la persistance de l'impression rétinienne des effets lumineux pendant une fraction de seconde après leur disparition, les phénomènes de discontinuité peuvent ne pas être perceptibles.

Dans cette catégorie, on peut envisager cependant des télécommunications simplifiées lorsqu'il s'agit de transmettre des images présentant peu de détails et de faible surface. C'est le cas de la visiophonie ou vidéophonie, qui permet à deux correspondants téléphoniques de communiquer entre eux à la fois par la parole et par l'image.

Il est, d'ailleurs, possible d'envisager des effets spéciaux, lorsqu'il s'agit de transmission d'enregistrements normaux préalables. La modification est produite au départ et la transmission en assure la conservation ; il est possible de prévoir des séquences d'images en temps dilaté ou en temps contracté, et de transmettre des images télévisées à cadence très lente, différente de 25 images/seconde.

Si l'on enregistre, par exemple, 100 images par seconde la lecture normale permet dans le temps une dilatation dans le rapport de 1 à 4 ; les images paraissent ralenties quatre fois. Inversement, si l'on enregistre une seule image par seconde ou par minute, l'image enregistrée paraît accélérée 25 fois ou 1 500 fois.

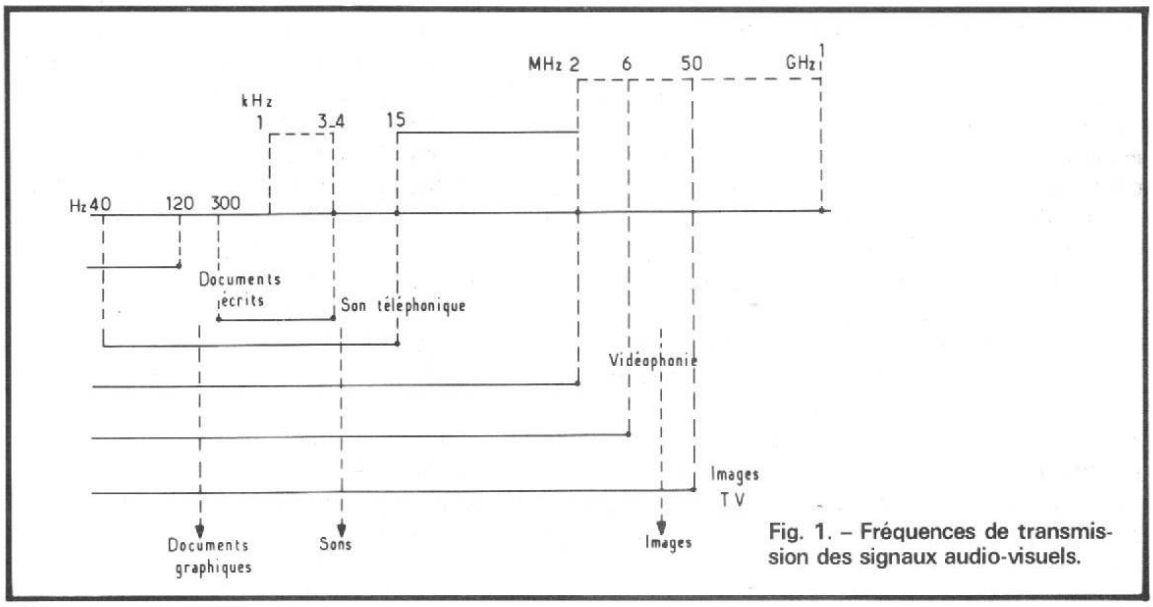


Fig. 1. – Fréquences de transmission des signaux audio-visuels.

La transmission des signaux d'images et des sons correspondants présente aussi différents degrés de difficultés, selon qu'elle concerne les documents écrits ou dessinés, des sons, ou des images, comme on le voit sur la figure 1.

Nous avons à notre disposition deux supports essentiels : les câbles téléphoniques, d'autre part, les ondes hertziennes.

La vieille technique des câbles conducteurs a fait ses preuves, en permettant les conversations à longue distance ; elle a atteint un degré de perfection élevée. A condition de prendre certaines précautions, et d'introduire à intervalles réguliers les dispositifs de répétition d'amplification, et de correction, on peut les utiliser pour transmettre autant de bandes de fréquences pouvant atteindre plusieurs centaines de kilohertz, qu'on dispose de câbles.

Malheureusement, ces câbles ne conviennent pas au transport des fréquences vidéo ; ils dissipent une partie de l'énergie par rayonnement, et la quantité perdue croît avec la fréquence, de sorte qu'au-delà d'une certaine limite, la valeur est si élevée que l'affaiblissement du signal devient prohibitif.

Pour transmettre correctement des images animées, il faut utiliser des câbles coaxiaux. L'un des conducteurs est un cylindre creux, dont l'axe est occupé par l'autre constitué par un fil ; entre les deux, se trouve un isolant d'épaisseur constante.

Le rayonnement n'est pas complètement supprimé, mais fortement atténué ; on peut utiliser de tels câbles pour transmettre des signaux de fréquences de l'ordre du mégahertz, et même au-delà.

LES PROGRÈS DE LA TRANSMISSION DES IMAGES

Les progrès récents de la transmission des images se manifestent, dans deux domaines différents.

Nous voyons apparaître de nouveaux dispositifs de transmission par lignes téléphoniques, de télécopie en noir ou en couleurs, et des visiophones pour deux correspondants, ou installations de téléconférences.

Ces mêmes lignes téléphoniques permettent la transmission des textes et illustrations des journaux complets de toutes sortes.

Par ailleurs, les téléviseurs habituels peuvent désormais recevoir des messages de toutes sortes : graphiques, écritures, schémas, dessins, photographies, des journaux reçus à domicile, ou même des données transmises par des ordinateurs.

La transmission des images est, enfin, à la portée des amateurs-émetteurs.

LES AVANTAGES ET LES POSSIBILITÉS DE LA TÉLÉCOPIE

La télécopie est un service de télécommunications permettant la transmission de tous documents entre utilisateurs reliés par lignes téléphoniques. Elle assure la reproduction rapide en format standard DIN A 4 21 x 29,7 cm d'un document identique à l'original, texte, schéma, graphisme.

La simplicité d'utilisation est très grande ; elle trouve donc naturellement sa place à côté des autres moyens de transmission d'informations et les complète.

Sa finesse de reproduction atteint au minimum 4 à 5 points/mm sans demi-teintes, ou avec peu de demi-teintes ; le temps de transmission est réduit entre 6 minutes et quelques secondes. Des perfectionnements continuels améliorent la qualité des ima-

ges en noir et blanc, permettant les transmissions en couleurs, des applications spéciales, telle que la transmission des journaux, la réduction du temps de transmission.

L'installation ne nécessite pas l'emploi d'un réseau téléphonique spécifique, mais utilise les réseaux existants. Suivant les caractéristiques des réseaux utilisés, la transmission s'effectue pourtant à vitesse moyenne, rapide, ou, à la limite, presque instantanée.

Le service normal sur réseau téléphonique ordinaire commuté est évidemment le plus répandu. Suivant que le volume quotidien de documents à transmettre est faible, de l'ordre de 5 à 10, ou plus important, de l'ordre de 20, le type de télécopieur varie.

Dans le premier cas, il est très simple, mais nécessite un temps de transmission de l'ordre de 3 à 6 minutes. Dans le second cas, il est plus complexe ; il peut comporter un système compresseur d'information et le temps de transmission s'abaisse à moins d'une minute. Les P.T.T. offrent depuis 1974 l'accès à des postes publics de télécopie dans les grandes villes ; ils sont indiqués plus loin.

En utilisant des réseaux à fort débit de transmission, numériques ou visiophoniques, il devient possible d'utiliser des télécopieurs ne nécessitant plus qu'un temps de transmission de l'ordre de la seconde pour un document A 4.

Enfin, pour obtenir des temps de transmission inférieurs à la minute, pour le « télécourrier », il faut utiliser des réseaux à grand débit, par exemple, des réseaux de transmission des données à 64 kbits.

Les télécopieurs étudiés pour cet usage permettraient d'atteindre des temps de transmission réduits à 20 secondes ; associés à des visiophones, ils assurent des échanges de documents en cours de conversation.

Ces appareils de transmission des messages peuvent être caractérisés par six critères : rapidité, accessibilité, fiabilité ou risques d'erreurs, écart d'exploitation, capacité ou volume d'informations traitées par unité de temps, facilité d'installation.

Chacune de ces performances peut être évaluée suivant une échelle à trois chiffres, et peut être jugée médiocre, moyenne, bonne ou favorable...

Avec un appareil médiocre ou défavorable, la rapidité de transmission ne dépasse pas une journée, et le prix peut être supérieur à 10 F pour un format A 4.

Avec un appareil moyen, la rapidité est d'une heure environ et le prix de l'ordre de 10 F pour le même format. Avec un procédé bon ou très satisfaisant la rapidité est de quelques minutes, et le prix est inférieur à 1 F.

Le tableau 1 indique les notes appliquées aux différents procédés avec ce coefficient de pondération.

Les problèmes techniques de transmission varient suivant la nature des documents. Les documents dactylographiés en caractères de couleur sur fond blanc, ne nécessitent que la restitution des blancs et des noirs sans demi-teinte, avec une résolution assez faible de 4 points/mm ; pour les photographies, il faut une échelle de gris étendue et une résolution plus élevée de 12 à 16 points/mm. Pour une carte météorologique, il faut une résolution normale.

Le coût de la transmission est important, puisqu'il correspond à la durée de la communication téléphonique. Même en tenant compte de l'amortissement ou des dépenses de location, du prix de la feuille de papier, de la nécessité éventuelle de la présence d'un opérateur, s'il n'y a pas de répondeur automatique, la télécopie est moins coûteuse que la transmission télex pour une quantité analogue d'information.

L'avantage est plus considérable lorsque la durée de transmission est inférieure à deux minutes, mais le télécopieur doit être utilisé régulièrement pour un nombre de documents transmis limité, de l'ordre d'une dizaine par jour. Les caractéristiques techniques doivent aussi être étudiées en conséquence.

La largeur des bandes de fréquences nécessaires pour la transmission des images animées, atteint normalement 3 à 10 MHz, ce qui ne permet pas une liaison téléphonique. Différents dispositifs ont été imaginés pour réduire cette largeur de bande, on a ainsi étudié des montages à modulation codée, des balayages à vitesses variables, à signal différentiel, etc.

La largeur de bande utilisable dans les circuits téléphoniques ordinaires ne dépasse guère 2 000 à 3 000 Hz et avec les données habituelles, la durée minimale de transmission d'une image devient ainsi de l'ordre de 100 secondes pour une netteté correspondant à la décomposition d'une image en 200 000 éléments, soit, par exemple, 400 lignes à 500 points par ligne.

Les problèmes posés par la transmission des images fixes et, en général, de tous les documents à distance sont très différents de celui des images animées de télévision. La durée de transmission de chaque image peut atteindre plusieurs minutes, sinon plusieurs heures, lorsqu'il s'agit, par exemple, des images spatiales provenant de plusieurs millions de kilomètres.

Les appareils actuels ne sont plus réservés aux installations compliquées des journaux, des banques, ou des agences de publicité. Leur emploi est simplifié et pratique, ils peuvent être utilisés aisément dans tous les bureaux, les entreprises, ou par de simples particuliers.

Des bureaux de transmission ont été installés par les P.T.T. dans les principales villes, et sont à la disposition du public. Il en est ainsi à Amiens, Angoulème, Annecy, Bordeaux, Brest, Cannes, Clermont-Ferrand, Grenoble, Lyon, Marseille, Montpellier, Mulhouse, Nan-

	Rapidité	Accessibilité	Fiabilité	Coût	Capacité	Installation	Note appréc.
Coefficient de pondération	(1)	(2)	(3)	(3)	(3)	(2)	
P.T.T.	1	3	3	3	3	3	40
Télex	2	1	1	2	1	3	22
Coursier	2	1	3	1	2	1	24
Pneumatique	2	1	3	2	2	1	27
Transport	2	3	3	1	3	3	35
Télécopie 6 mm	3	2	2	2	1	3	28
Télécopie rapide	3	3	3	3	3	3	42

Tableau 1
Qualités comparées des différents procédés de transmission des documents graphiques et des photographies

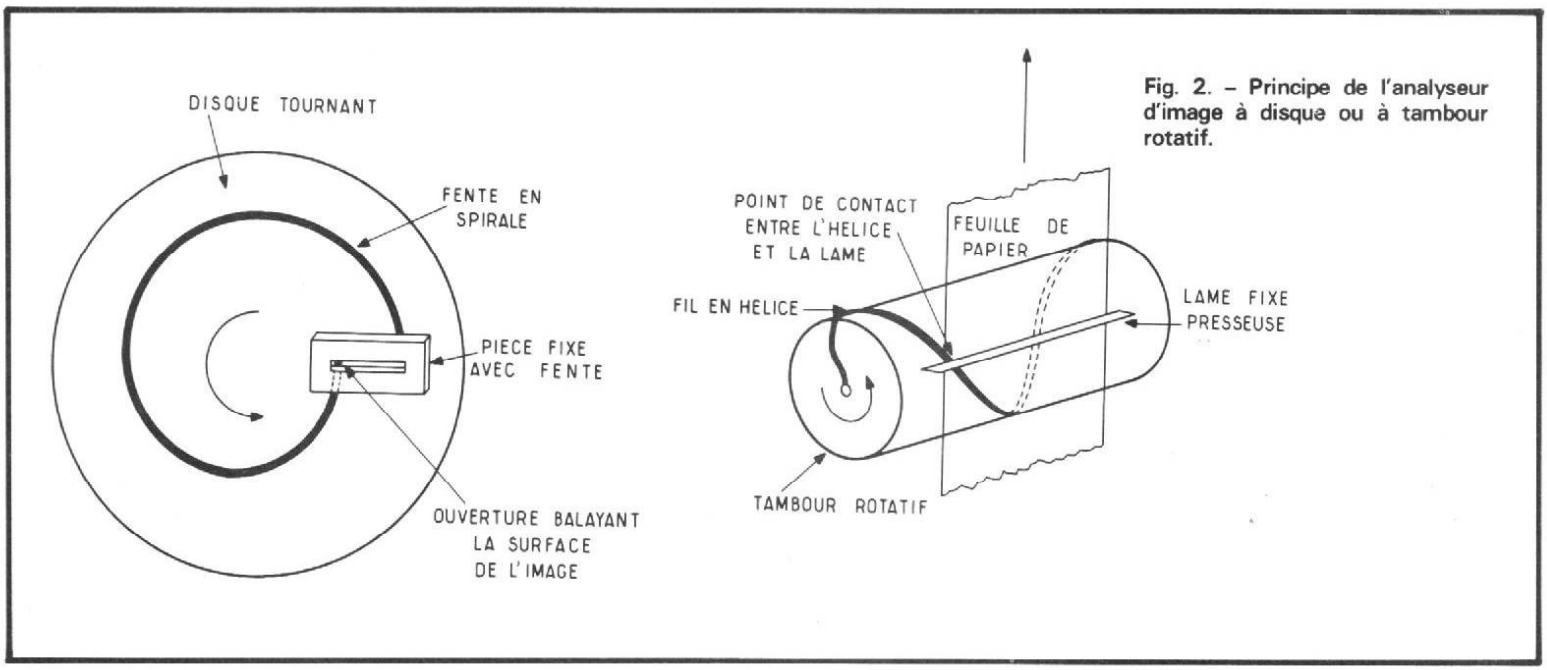


Fig. 2. – Principe de l'analyseur d'image à disque ou à tambour rotatif.

tes, Nice, Reims, Quimper, Rennes, Rouen, St-Brieuc, Strasbourg, Tarbes, Toulouse, Tours, Vannes et, bien entendu, au Centre Télégraphique Paris-Bourse.

Les premiers appareils de télécopie ont été introduits en Europe, il y a quatre ou cinq ans seulement ; leur nombre actuel de 130 000 atteindra 250 000 aux Etats-Unis en 1980 ; il y en avait 3 500 à 4 000 en France en 1975, mais on en prévoit 10 000 à 15 000 au minimum en 1980. Le marché potentiel peut atteindre plusieurs centaines de mille.

La transmission courante des images d'une entreprise à une autre est désormais réalisable, comme s'il s'agissait d'un message telex, en employant, cependant, des appareils compatibles à l'émission et à la réception. Les documents introduits sur un appareil d'une vitesse de transmission de 4 minutes, ne peuvent évidemment être reçus sur un modèle, dont la vitesse est de 6 minutes ; la compatibilité est essentielle.

La première génération d'appareils utilisait toujours le système classique de lecture balayant l'ensemble des documents à transmettre, et les durées de transmission étaient ainsi assez longues, de l'ordre de quatre à six minutes. En raison du prix des communications téléphoniques interurbaines, le prix de revient de la télécopie était ainsi généralement augmenté d'une façon appréciable. Le prix de la communication atteint généralement une proportion de l'ordre de 80 %.

Mais nous avons vu apparaître une seconde génération de télécopieurs, dite digitale, ou à transmission réduite. Son fonctionnement est basé sur une transmission asynchrone uniquement des portions utiles et non des surfaces blanches ; la durée de transmission peut être ainsi inférieure à trois minutes sur le réseau téléphonique normal, et s'abaisse à quelques dizaines de secondes pour les liaisons rapides.

Les appareils digitaux récents peuvent permettre facilement sur des lignes téléphoniques ordinaires des durées de transmission de 35 secondes. Le Centre National d'Etudes des Télécommunications a étudié des télécopieurs digitaux pouvant transmettre en 15 secondes sur le réseau Caducée, et en 4 secondes sur le futur réseau Hermès. Le prix d'achat d'un télécopieur rapide est plus élevé que celui d'un appareil classique, mais le prix de la transmission est très inférieur à celui exigé par le télex. La proportion des télécopieurs digitaux aux Etats-Unis doit être de l'ordre de 50 % en 1980 et de 90 % en 1995 ; les spécialistes pensent qu'en 1985 on utilisera 50 000 à 100 000 appareils de ce type.

EMPLOI ET FONCTIONNEMENT DU TÉLÉCOPIEUR

L'emploi d'un télécopieur est extrêmement simple. Le document est placé dans la machine et l'indicatif caractéristique du correspondant est formé de la manière habituelle sur le cadran de l'appareil téléphonique. Lorsque le correspondant a été averti, il actionne simplement un commutateur pour transférer la transmission téléphonique destinée habituellement aux écouteurs téléphoniques à la machine de fac-similé.

L'opération de transmission s'effectue en quatre phases successives. Le document à transmettre est analysé par le balayage de sa surface, généralement par lignes parallèles accolées pour produire des signaux électriques analogiques, représentant les informations contenues sur la surface du document.

Le signal reçu dans le récepteur est traité au moyen d'une série de filtres ; le signal composite final est généralement transmis simplement à l'appareil téléphonique par un système de couplage acoustique.

Les appareils de transmission portatifs et simplifiés comportent un disque ou un tambour d'analyse mécanique de l'image ; le système combine des mouvements mécaniques, des dispositifs optiques et des effets électroniques pour produire des signaux électriques correspondants ligne par ligne aux informations optiques du document original (fig. 2 et 3).

Un système à disque d'analyse comporte ainsi un objectif projetant sur le disque l'image très lumineuse du document à transmettre. Le disque comporte une fente en spirale ; à chaque instant, il est traversé ainsi seulement par une petite partie du flux lumineux correspondant à un élément de l'image projetée. On obtient une petite tache lumineuse formée sur la surface du document et qui la balaye horizontalement.

Ce spot lumineux produit par le disque et la fente mobile se projette sur une cellule photo-électrique, ou sur un tube photo-multiplicateur. Le système transforme l'information de lumière contenue dans le spot lumineux en signaux électriques correspondants, ce qui complète la première phase de la transmission.

Le tambour cylindrique de

balayage mécanique peut aussi être employé sous deux formes différentes. Dans la première, le document se déplace lentement suivant l'axe du tambour, sur lequel il est enroulé, et le dispositif analyseur tourne rapidement sur le cylindre. Dans l'autre solution, le document tourne rapidement tandis que le dispositif capteur effectue un balayage lent.

Les deux procédés permettent d'effectuer le même genre d'analyse et les autres éléments transducteurs, photoélectriques, ou non, permettent de terminer l'opération. Comme dans un appareil de télévision, les opérations de balayage dans un émetteur et récepteur de fac-similé doivent être synchronisées avec précision. L'émetteur de fac-similé a donc un générateur de synchronisme couplé avec le disque ou le tambour rotatif.

L'analyseur à disque produit généralement des impulsions de synchronisme par un procédé optique ; la fente en spirale a une forme telle qu'elle ne laisse pas passage à la lumière pendant la durée correspondant à 10° à la fin de chaque tour. Le photo-détecteur traduit cet arrêt de lumière en un signal de synchronisme par impulsion.

Un analyseur à tambour tournant comporte souvent un contacteur, ou l'arbre d'un petit générateur couplé mécaniquement au tambour tournant. Lorsque le tambour tourne, le contacteur ou le générateur produit les impulsions électriques de synchronisme. Les signaux d'analyse et les impulsions de synchronisme sont transmis simultanément au circuit modulateur acoustique.

L'INSCRIPTION DES IMAGES TÉLÉCOPIÉES

Les appareils simplifiés comportent plusieurs variétés classiques de papiers enregistreurs et de systèmes enregistreurs correspondants ; électromécaniques, électrolytiques, électrostatiques, magnétiques, électroniques, photographiques.

Il peut y avoir un papier électrolytique humide et un tambour d'enregistrement râcleur, un papier sec électrosensible combiné avec un inscripteur thermo-électrique ou simplement un papier blanc et un papier carbone combinés avec une pointe vibrante venant frapper le papier.

Dans les appareils utilisant le papier électrolytique humide, ce dernier passe entre le tambour tournant plus ou moins rapidement et un racleur métallique fixe. Le tambour comporte souvent une spire de fil hélicoïdale ; le râcleur métallique parallèle à l'axe du tambour presse ainsi le papier contre le fil sur une petite surface ; le point de contact se déplace horizontalement et chaque tour correspond à un balayage horizontal.

Grâce à la synchronisation avec le mécanisme de l'émetteur, l'hélice de fil et le râcleur sont en contact avec le bord gauche du papier à l'instant où l'émetteur commence une nouvelle analyse du document sur le bord gauche de celui-ci.

Ce papier humide est saturé avec une solution liquide, qui noircit sous l'action du courant qui le traverse et d'une façon proportionnelle à l'intensité. On applique le signal modulé entre l'hélice et le râcleur ; le point mobile de contact trace ainsi des lignes à noircissement variable sur le papier.

Après être passé sur le mécanisme inscripteur, le papier passe sur un élément chauffant ; il est utilisé en rouleaux assez longs, il doit donc être coupé à la fin de chaque page, ou pendant la transmission. Cette opération est effectuée généralement par une lame de couteau actionnée par un signal provenant de l'émetteur.

Les papiers secs sont plus économiques et plus faciles à employer ; ils sont fournis en feuilles de surfaces relativement réduites au lieu de bobines, ce qui rend possible la simplification du mécanisme d'enregistrement, et la rapidité de la manœuvre. Ce sont des papiers recouverts d'abord d'une couche d'encre noire puis ensuite d'une mince couche de poudre blanche d'oxyde de zinc. Toute rayure du papier fait apparaître la couche de support noir ; en pratique, on fait plutôt apparaître l'enduit noir par brûlage de la couche d'oxyde au moyen d'un petit courant électrique, c'est-à-dire par étincelage.

Le papier est généralement enroulé sur un cylindre à vitesse de rotation relativement élevée ; l'inscripteur est formé d'un morceau de fil conducteur assez fin relié à un chariot à vis hélicoïdale à mouvement lent. La pointe du fil appuie légèrement sur la surface du papier ; le courant traverse ce dernier vers le tambour métallique ; le spot résultant est noir, et sa tonalité dépend de la quantité du courant.

Le papier carbone offre aussi l'avantage d'un fonctionnement à sec, mais exige deux rouleaux de papier séparés, l'un blanc ordinaire, l'autre de papier carbone.

Les deux papiers sont entraînés par un moteur, l'inscription est assurée par une pointe vibrante à une fréquence déterminée par le signal de fac-similé et qui balaye rapidement et horizontalement la surface du papier. A chaque pression de la pointe, il se produit un transfert d'une petite quantité d'encre du papier carbone au papier blanc ; la ligne tracée sur le papier est d'autant plus noire que la fréquence de vibration est élevée.

On peut envisager désormais l'utilisation d'un papier d'enregistrement magnétique effaçable, sur lequel on inscrit les graphiques sous la forme d'une très grande quantité de petites particules magnétiques. Ce papier est instantanément effaçable et réutilisable, d'où une économie importante ; au moyen d'un système d'inscription convenable, à styles multiples, il est possible d'imprimer les signaux alphanumériques et les autres symboles.

Ce papier magnétique peut être fourni sous la forme de disques de feuilles rectangu-

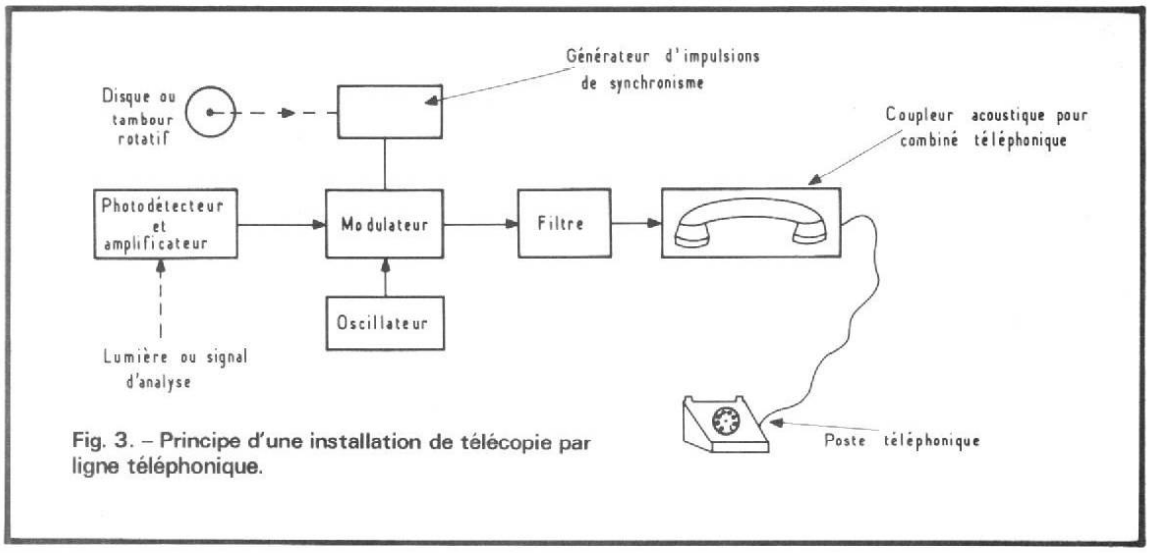


Fig. 3. – Principe d'une installation de télécopie par ligne téléphonique.

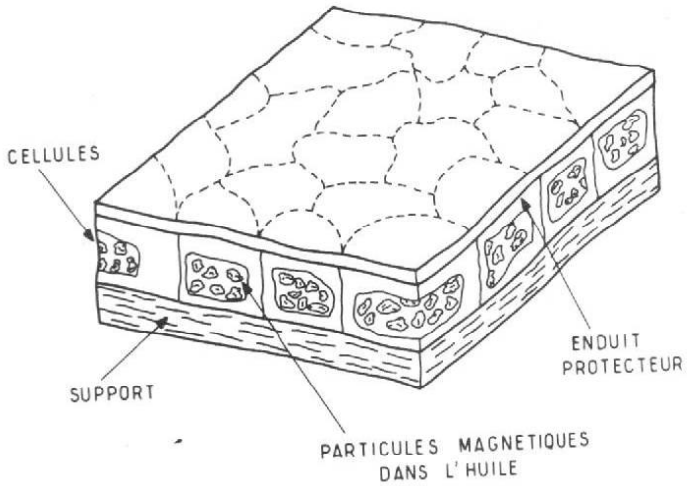


Fig. 4. – Coupe d'un papier magnétique d'enregistrement.

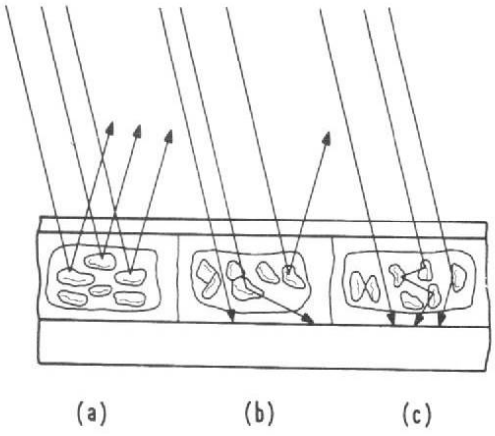


Fig. 5. – Effets optiques des particules magnétiques suivant leur orientation : a) réflexion ; b) diffusion ; c) augmentation du noircissement de la trace magnétique.

laires, de rouleaux, et même de boucles sans fin.

Ce papier, dont la coupe est représentée sur la figure 4 comporte des particules orientables « ou bulles » magnétiques de dimensions variables, de l'ordre de 3 micromètres, mais en moyenne de 15 micromètres et en quelque sorte suspendues dans des gouttelettes d'huile transparente. Ces particules sont formées de fer pur, de nickel et d'acier inoxydable ; les gouttelettes sont encapsulées de façon à former des cellules de 5 à 50 micromètres de diamètre, avec les particules les plus réduites qui tendent à se grouper dans les petites cellules, et les particules plus grosses dans les cellules de plus grandes dimensions.

L'émulsion de ces cellules est étendue sur un papier ou un support plastique transparent. Lorsque l'émulsion sèche, la cellule tend à s'appliquer sur la surface du support, et leur structure devient irrégulière. Un enduit protecteur complète la fabrication de ce papier d'enregistrement ; un style magnétique d'enregistrement peut alors être appliqué sur une face ou l'autre du papier : il produit un champ magnétique perpendiculaire à la surface.

Ce champ agit sur les particules, il détermine leur rotation, elles diffusent alors ou absorbent la lumière incidente. La densité de réflexion augmente jusqu'au gris noir avec un fond clair. La trace noire devient de plus en plus apparente, lorsque le champ augmente. Le papier peut, d'ailleurs, être utilisé dans les systèmes à émission de lumière plutôt qu'à absorption (fig. 5).

Le procédé photographique reste, d'autre part, associé à la transmission des photographies de presse, mais l'enregistrement doit être effectué dans une enceinte étanche à la lumière, et l'inscripteur à faisceau lumineux n'est pas directement en contact avec la surface sensible. En employant des procédés récents à fibres optiques, on peut obtenir cependant indirectement le contact avec le support d'enregistrement.

Les enregistreurs photographiques à traitement automatique du papier facilitent les transmissions, l'emploi des films Polaroïd est intéressant, puisque leur développement est instantané ; il y a également des enregistreurs à développement automatique rapide.

L'inscription photographique est assurée par une lampe de projection combinée avec une valve de lumière modulatrice par exemple, une cellule de Kerr, ou encore un tube à cratère à décharge à surface lumineuse très réduite, dont la brillance varie directement sous l'action des signaux amplifiés.

L'inscription électronique par un faisceau d'électrons émis par le canon d'un tube cathodique utilisé en microcopie permet d'obtenir une résolution très fine, mais le support, film ou papier sensible, doit être placé dans le vide.

L'inscription peut aussi être électrostatique, et du type Xérographique, avec réalisation d'une image latente par charges électriques et révélation de cette image au moyen d'une poudre colorée au « tarer » attirée par les parties de l'image, qui doivent apparaître en noir ou en couleurs.

P.H.

(à suivre)

Boîte d'expérimentation

électronique

PHILIPS EE 2003

UNE boîte d'expérimentation scientifique, et plus précisément électronique en banc d'essais. Pourquoi pas ? Nous traitons dans ces colonnes de tout ce qui concerne l'électronique. Le jeu scientifique Philips 2 003 (il y a aussi d'autres boîtes) rassemble dans un coffret une série de composants permettant de réaliser une cinquantaine de montages. Un livret d'instruction accompagne cette boîte et servira de guide tout au long des expérimentations.

Le livret d'explication est un ouvrage de 192 pages qui propose tout d'abord une série d'expériences (50 environ) des plus simples à de plus complexes qui, progressivement, permettent de comprendre ce qu'est le courant électrique et comment fonctionne un interrupteur (ce n'est pas inutile). Nous avons ensuite, les accouplements de résistances, le potentiomètre, la photo résistance, la diode, les bobinages, le transistor, le condensateur, le second chapitre didactique commence par l'électroacoustique avec le haut-parleur, les oscillateurs, les bascules, bistable, astable, monostable, et enfin la radio.

Les explications sont suivies à chaque fois d'une expérimentation immédiate, application directe du texte. L'expérimentation compense agréablement le côté fastidieux de l'apprentissage style scolaire et facilite la compréhension. Si les vacances sont très pluvieuses, ce que nous ne vous souhaitons pas, vous pourrez savoir pas mal de choses sur les transistors. La conclusion de ces expérimentations pourra se concrétiser dans la réalisation d'appareils, en suivant, cette fois, les instructions de revues spécialisées.

La boîte 2 003, celle que nous avons eue entre les mains (il y en a d'autres), per-

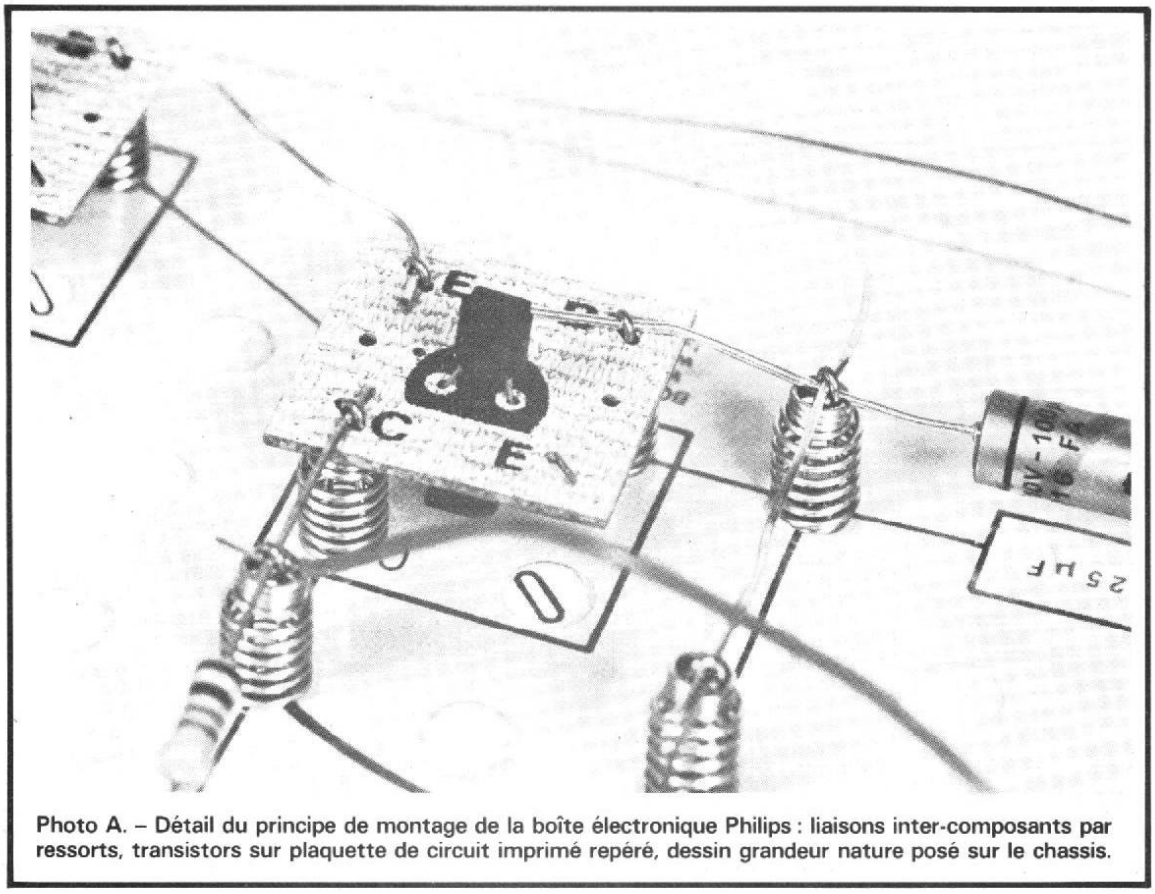


Photo A. – Détail du principe de montage de la boîte électronique Philips : liaisons inter-composants par ressorts, transistors sur plaquette de circuit imprimé repéré, dessin grandeur nature posé sur le chassis.

met de se familiariser avec les transistors, les résistances, les condensateurs ; elle permettra de savoir ce qu'est un code de couleur, comment il faut polariser un condensateur chimique, bref, de connaître tout ce qui peut manquer à ceux qui entreprennent des montages compliqués sans connaissance préalable. A notre avis, ce type de boîte est très utile pour savoir trouver soi-même les causes du mauvais fonctionnement d'un montage.

La seule chose qui manque dans cette boîte d'expérimentation, c'est un contrôleur universel. Un tel appareil aurait permis de connaître les règles utiles de polarisation d'un transistor, mais aurait entraîné une augmentation du prix de vente. Toutefois, avec les composants fournis, il est possible de réaliser son indicateur de tension en réalisant un amplificateur différentiel recevant sur l'une des bases la tension à mesurer ; l'autre étant polarisée par le potentiomètre. L'étalonnage approximatif de ce dernier donnerait des indications suffisantes. Seulement, comme le nombre de transistors utilisés par ce montage ampute fortement la boîte de ses possibilités, il ne resterait plus beaucoup d'expériences à effectuer.

Nous avons donc de quoi acquérir les connaissances élémentaires sans théorie fastidieuse. Pour savoir ce qu'est un transistor polarisé, comment passe le courant de base, celui de collecteur, etc., le manuel est très bien conçu.

Le chapitre des expérimentations terminé, vient celui des applications pratiques de l'électronique (50 montages de plus). Plusieurs chapitres sont proposés. D'abord, ce qui intéressera beaucoup de gens, des amplificateurs, dont un push-pull, des appareils de lecture au son, des générateurs de signaux téléphoniques, des détecteurs divers, de lumière, d'humidité, de niveau, des temporisateurs, un pont de mesure de composants, un générateur BF. Les autre derniers montages sont des récepteurs radios, ils débutent par un récepteur à diode avec haut-parleur, continuent avec un récepteur à ondes moyennes, type réflex, un récepteur ondes courtes à super-réaction, et enfin se terminent avec un récepteur à super-réaction permettant de recevoir la modulation de fréquence... Un programme d'expérimentation chargé... d'attrait.

LA BOITE

Grand format pour garnir une cheminée. Les composants sont bien rangés dans des sacs de plastique. Cette boite n'est pas très pratique : nous avons un châssis de montage qui, avant montage, entre dans la boite mais doit être démonté pour le rangement dans cette boîte. On peut s'étonner de constater que le constructeur n'y ait pas songé...

Trois transistors, dont un HF, une diode 0A 95, vingt et une résistances de diverses valeurs codées par couleur, un potentiomètre, une photorésistance, cinq condensateurs au polyester, quatre chimiques, six céramiques, un condensateur variable, une self de choc, une bobine d'antenne pour ondes moyennes (il faut faire ses bobines d'ondes courtes), un haut-parleur, une ampoule (sert d'indicateur), des tas d'accessoires permettant de commander les condensateurs, de réaliser un interrupteur (astucieux). Deux plaques de montage et un pupître de commande accompagnés du manuel et d'un paquet de schémas de câblage grandeur nature.

PRINCIPE DU MONTAGE

Le principe adopté est celui des bornes à ressort. Des épingles à cheveux un peu spéciales coincent un ressort. Si on appuie sur le ressort, la boucle de l'épingle à cheveux dépasse et offre un passage à un fil qui vient alors se coincer. Pas besoin de fer à souder, quelques outils comme des pinces coupantes (pour le fil), un tournevis, et des pinces plates suffisent. Les éléments de commande (condensateur variable, interrupteur, potentiomètre) sont installés à demeure dans le pupître. Leurs cosses sont également reliées aux fils par ressorts. La qualité du contact est bonne, nous n'avons pas eu à nous plaindre. Par contre, une fois que nous avons réalisé le montage le plus complexe, il ne nous resterait plus d'épingles à cheveux. C'est dommage, un sachet de plus aurait parfaitement fait l'affaire ; si l'amateur électronicien désire aller plus loin, il lui faudra acquérir d'autres bornes ou en bricoler.

L'une des photos jointes donne le principe du raccordement. Les transistors sont montés sur plaquettes de circuit imprimé sérigraphié. Sur le document, nous voyons, protégé par une feuille de matière plastique, le plan d'implantation du montage. Si on ne veut pas lire les instructions du montage, on pourra se contenter de suivre ces dessins. La consultation du livre est pourtant indispensable après montage ; il faut en effet

savoir à quoi sert ce montage et comment les plaques seront raccordées au pupitre de commande. Les indications du numéro des bornes, porté sur la feuille, ne permettent pas de savoir s'il s'agit d'un interrupteur ou de la lampe témoin.

Le texte de la réalisation est accompagné par des commentaires sur le mode d'emploi du montage réalisé. En outre, « pour les jeunes gens [sans discrimination de sexe (NDLR)] avancés », pour reprendre l'expression du constructeur, une description technique est fournie. Très bien.

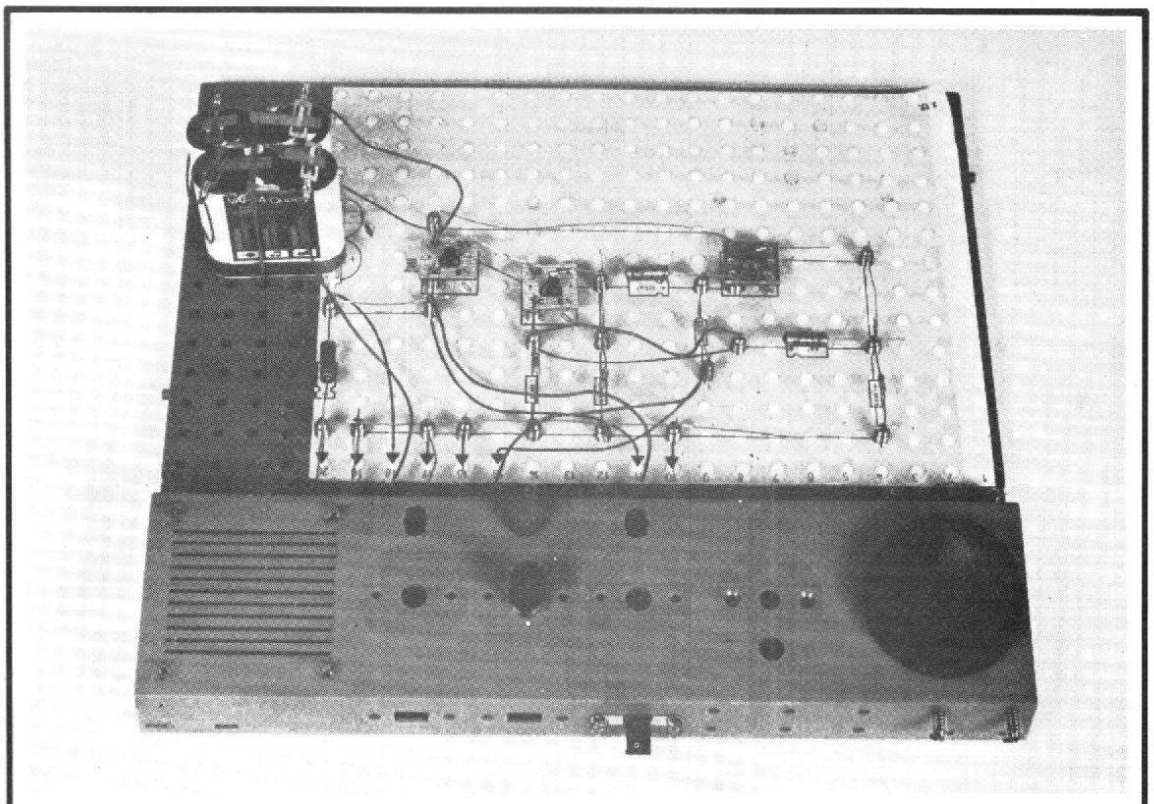


Photo B. – Montage clignoteur et avertisseur sonore réalisé suivant les instructions du manuel, et ça marche !

EXPERIMENTATION

Nous ne nous sommes pas contentés d'ouvrir la boîte pour la regarder. Nous n'avons pas eu honte de nous lancer dans ce type de jeu. Nous n'avons pas tout essayé et, fiers de notre expérience, nous nous sommes lancés dans la réalisation d'un montage de signalisation sonore et lumineuse. Trois transistors, montés en multivibrateur instable à fréquence réglable, sortie sur lampe et, par un condensateur de liaison, sur haut-parleur. Eh bien, le montage n'a pas fonctionné du premier coup ! La honte. La cause du non-fonctionnement a été trouvée rapidement, le type de support de lampe adopté est en matière plastique et, pour que le contact se fasse, il faut que la lampe soit vissée complètement à fond dans la douille. Nous connaissons le problème de ce type de douille, ce qui nous a permis de localiser très vite la panne. Il sera donc utile de vérifier le fonctionnement de cette lampe, il s'agit de la première expérience proposée, trop pressés, nous l'avions omise... L'alimentation de tous les montages se fait sur piles de 9 V non fournies (pour des raisons de conservation) et sans danger. L'ampoule de 6 V est allègrement alimentée sous 9 V... De quoi étonner ceux qui connaissent déjà l'électricité !

Bref, une fois le tout alimenté convenablement, nous avons découvert que le montage fonctionnait parfaitement.

L'article étant rédigé en période de grève d'électricité, il y en a de temps en temps, il nous fallait un poste de radio à piles. Page 172, tout à la fin, nous avons trouvé un récepteur à ondes moyennes. Moins d'une heure après le début de la manipulation, la musique sortait du haut-parleur, sans antenne, les ondes étaient reçues sur cadre. La réception se faisant à Paris dans un immeuble de béton, FIP 514 était reçu à la perfection... Nous avons découvert par la suite l'oubli d'un fil qui nous a permis d'augmenter la sensibilité du montage.

Pour conclure ce chapitre des expériences, nous pouvons dire que les montages proposés fonctionnent, en tout cas, ceux que nous avons essayés ; il ne reste qu'à extrapoler sur les autres, ce que nous faisons en toute confiance. Les erreurs de fonctionnement ne seront dues qu'à des erreurs de branchement, elles sont d'ailleurs très faciles à réaliser... Vous le constaterez vous-mêmes, si vous ne l'avez jamais fait.

POUR ALLER PLUS LOIN

D'autres boîtes sont proposées par Philips, elles concernent d'autres domaines. En outre, le pupitre possède des trous laissés libres qui pourront recevoir d'autres composants. Le couvercle de la boîte montre d'ailleurs un pupitre entièrement équipé, nous n'avons pas trouvé dans la boîte tout ce qui était représenté, c'est un peu dommage ; l'illustration, la même pour toute les boîtes, devrait pourtant correspondre au contenu, mais si vous écoutez France Inter entre 11 heures et midi, vous savez que malgré de magnifiques fraises représentées sur le pot d'un yaourt, il n'y a pas toujours de fraises.

Pour aller plus loin, l'amateur pourra acquérir lui-même d'autres résistances, d'autres condensateurs, et se servir des éléments pour réaliser des montages plus complexes. Philips propose aussi un oscilloscope à construire, c'est encore une étape de plus. Le jouet scientifique est réellement scientifique, il s'adresse à tous, l'aide des parents pouvant, dans le cas d'un jeune enfant, apporter une plus grande rapidité de compréhension. Nous avouons avoir été un peu sceptiques au début, nous sommes maintenant convaincus. A conseiller aux enfants comme aux parents...

E.L.

Distribué par Arbois Modélisme.

Photo de titre. – La boîte, les accessoires et aussi les outils nécessaires et non fournis.

LA TELEDISTRIBUTION

les issambres

EN matière de télédistribution, Claude Vega est probablement le premier Ingénieur Conseil régulièrement inscrit et agréé par les Préfectures dans 37 départements et à Paris.

De ce fait, Claude Vega a reçu la maîtrise d'œuvre du réseau des Issambres, premier réseau de télédistribution avec voies de retour à partir de la prise de l'abonné. Ce réseau, situé à Roquebrune-sur-Argens est intégralement souterrain, respectant ainsi la qualité et l'esthétique du site et est réalisé pour distribuer jusqu'à 14 programmes de télévision (dont les trois programmes nationaux et le programme monégasque), ainsi que la radio en modulation de fréquence.

LES « ISSAMBRES » PROJET PILOTE

Les Issambres, à 13 km de Saint-Raphaël et 10 km de Sainte-Maxime, possède du fait du relief, des zones d'ombres où la réception de la télévision est impossible. Dans toute la région, ce problème est courant et pour y pallier, la solution a jusqu'alors été de recourir aux ré-émetteurs. Néanmoins, il n'est plus possible d'accroître le nombre de ces émetteurs dans la région méditerranéenne : en saturant l'espace, ils se brouillent entre eux, et il n'est quasiment plus possible d'y recevoir, dans de parfaites conditions techniques, un programme de télévision.

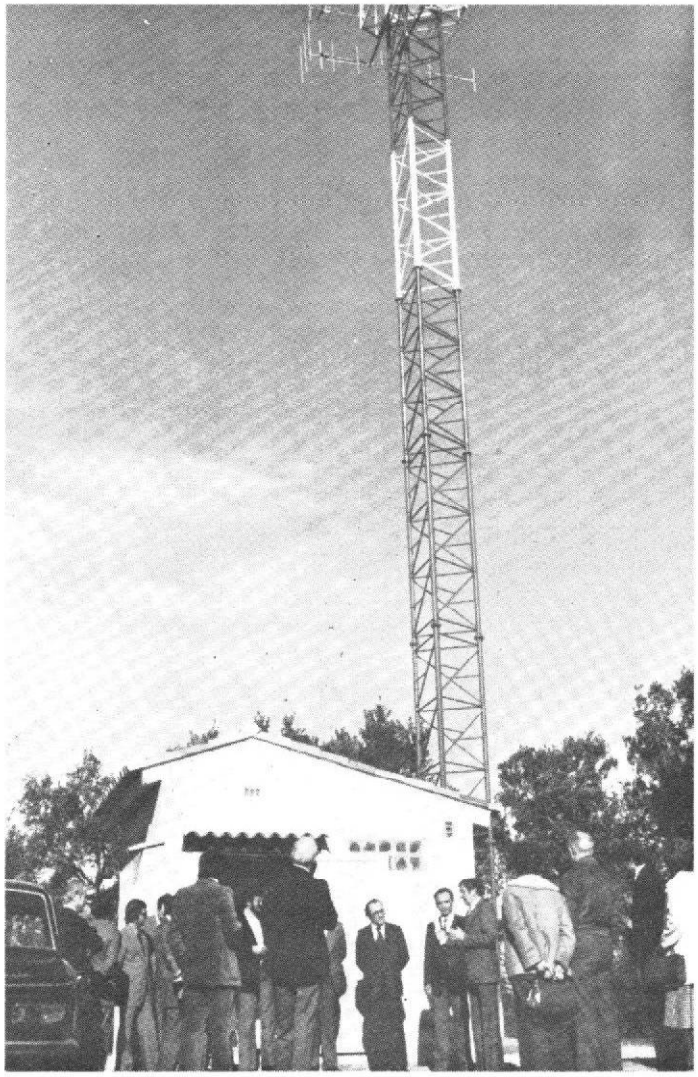


Photo 1. – Réception de la station centrale des Issambres par les personnalités de la région.

Le projet de télédistribution aux Issambres prévoit l'implantation sur un point haut de la commune d'une station de réception ; celle-ci est connectée à un réseau de câbles souterrains qui parcourent les voies communales dans une infrastructure commune aux P.T.T. ; les deux réseaux se trouvent ainsi être homogènes et les coûts de chacun sont diminués. Chaque lot des Issambres sera équipé d'une borne permettant le branchement sur le réseau de télédistribution et sur le réseau des P.T.T.

Quelques chiffres permettront de comprendre l'importance du réseau : 53 km de tranchées représentant plus de 8 000 tonnes de déblais ; 100 km de câbles coaxiaux ; 660 bornes de branchement ;

(suite page 144)

LA TABLE DE LECTURE

LENCO 830 DD

DD signifie Direct Drive. L'évolution logique d'une gamme de produit. Lenco est célèbre depuis fort longtemps pour son entraînement à galet un peu particulier qui permet à certaines de ses tables de lecture de disposer d'une variation de vitesse continue intéressante pour certains trucages. L'entraînement direct permet aussi d'obtenir une telle caractéristique mais ici, elle n'a pas été mise à profit. La 830 est donc à entraînement direct. Une autre version, très proche dispose d'un arrêt automatique par courant HF, un système de détection de proximité intéressant. Cet arrêt automatique est d'ailleurs la seule différence que nous avons remarquée entre les deux modèles. Si vous avez l'habitude de faire quelque chose d'autre en écoutant de la musique, nous vous conseillerons vivement d'acquérir le modèle avec l'arrêt automatique, la différence de prix est à notre avis pleinement justifiée, finies les contraintes imposées par le sempiternel cloc cloc de la fin du disque.

PRÉSENTATION

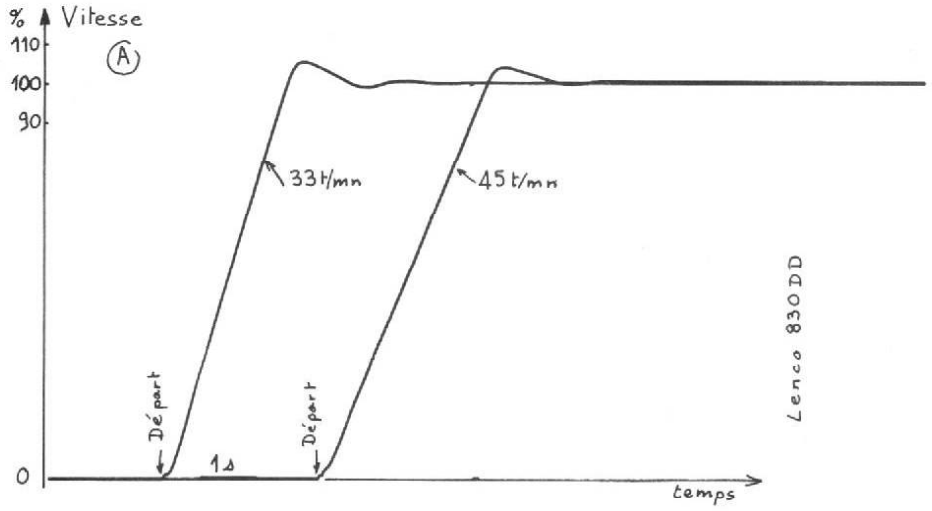
La couleur de cette table de lecture est un peu surprenante. Pas d'alu, pas de noir, mais un beige très discret, une couleur qui aura pourtant l'inconvénient de ne pas s'allier avec tous les mobiliers.

Le plateau a conservé sa couleur noire traditionnelle, le bras est un tube d'aluminium et les touches et autres organes de commande se distinguent bien, en noir sur le fond beige. Les inscriptions blanches, sont, elles aussi, bien visibles.

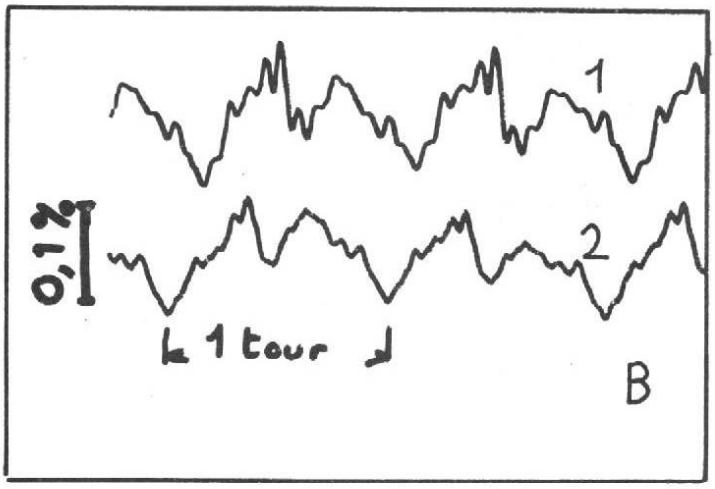
Le socle est en matière moulée, divisé en deux sections ; un bandeau étroit et beige et un socle noir en retrait. Nous avons là une table de lecture d'allure légère, pas trop massive. Un couvercle de matière plastique fumée protège le tout.

TECHNIQUES

L'entraînement direct signifie que le moteur électrique est



Courbe A. – Temps de montée en vitesse du moteur de la table de lecture Lenco 830 DD à 33 et 45 t/mn.



Courbe B. – Pleurage et sinctillement ou agrandissement des paliers de la courbe A.

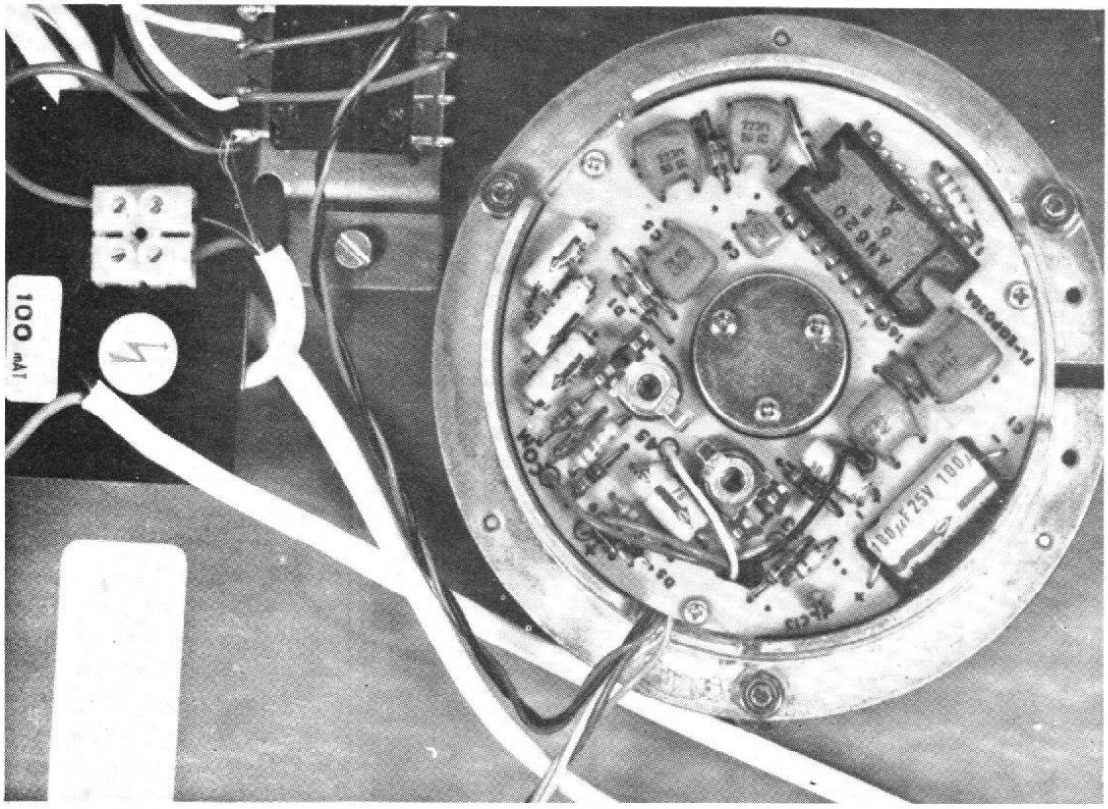


Photo 1. – Un unique circuit intégré pour cette table de lecture à entraînement direct assure la commande des enroulements d'un moteur sans balai.

centré sur le plateau. Nous avons trouvé un moteur de Matsushita, moteur bien connu maintenant et qui semble être produit en très grande série. C'est un moteur que l'on trouve chez certains revendeurs à un prix tel qu'il semble presque plus avantageux d'acheter une table de lecture terminée ! Ce moteur possède une électronique intégrée sous forme d'un circuit imprimé disposant d'un gros circuit intégré de puissance. Il ne reste qu'à ajouter au moteur une alimentation à courant continu, un commutateur et un potentiomètre de réglage fin de vitesse.

Le plateau est en alliage métallique moulé par injection, il n'est pas équilibré dynamiquement, la précision de l'usinage devant être suffisante. Un stroboscope garnit sa périphérie, il est éclairé traditionnellement par un tube au néon diffusant sa lumière orange à 100 Hz. Le tapis de caoutchouc a son profil étudié pour supporter les disques sur leur périphérie. Le tapis joue un rôle amortisseur, le métal du plateau résonnant à une fréquence bien audible.

Le bras est du type droit avec embout coudé, une formule simple et aussi efficace que le bras en S, la forme du bras étant plus une question de mode que d'efficacité réelle.

Nouvelle mode ou non, le système de suspension du contrepoids est monté sur un écrou fileté permettant le réglage de la force d'appui. Cet écrou maintient le contrepoids par un système en caoutchouc qui autorise son libre mouvement. Ce système permet au bras de mieux suivre les ondulations parasites du disque et de réduire les intermodulations à la lecture.

Ce contrepoids donne, au moment du réglage de la force d'appui une impression de manque de rigidité, c'est le caoutchouc qui donne cette impression. Dans la pratique, le bras se comporte très bien.

Un réglage d'anti-skating a été prévu. Il fonctionne par un

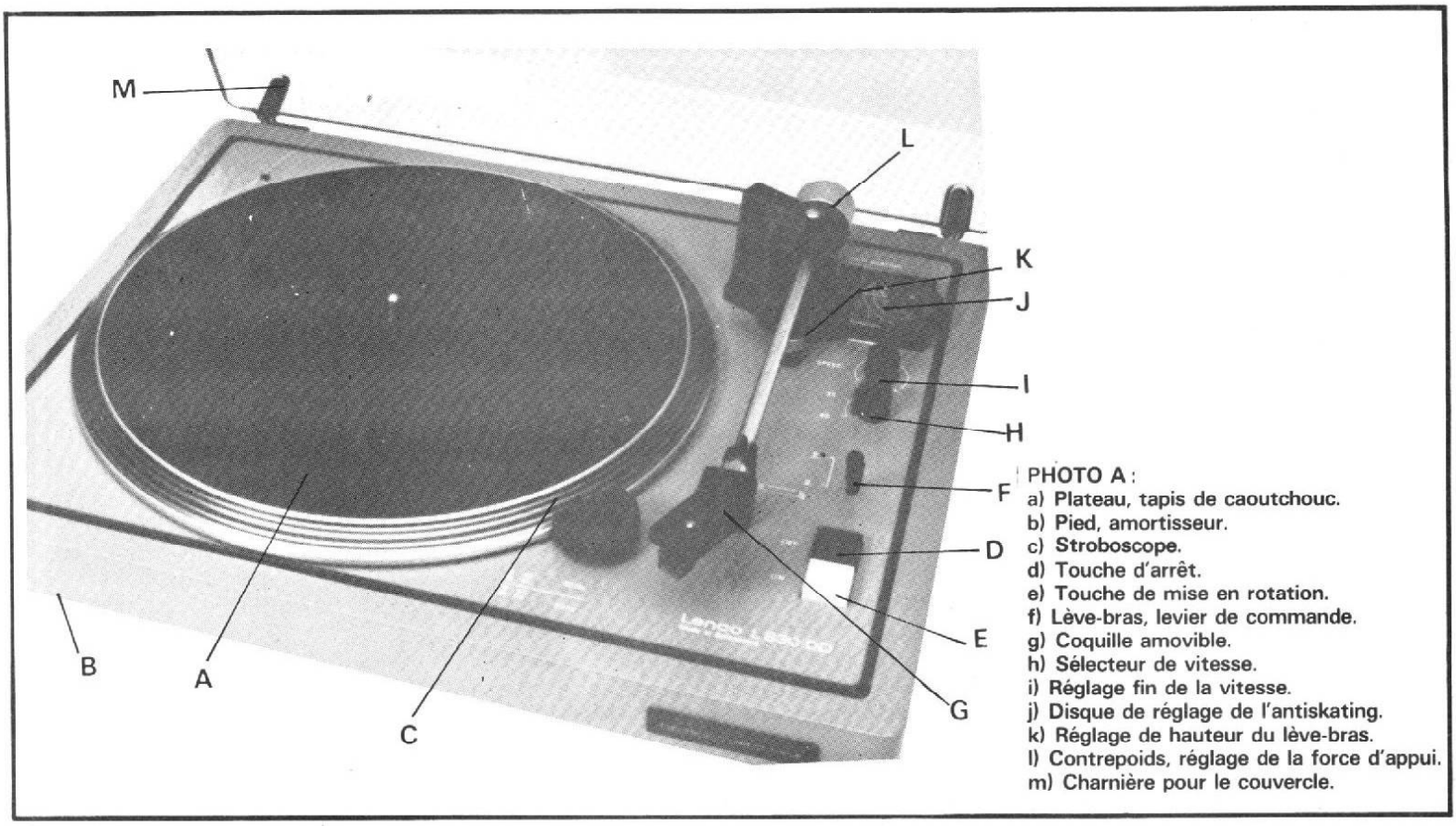


PHOTO A :
a) Plateau, tapis de caoutchouc.
b) Pied, amortisseur.
c) Stroboscope.
d) Touche d'arrêt.
e) Touche de mise en rotation.
f) Lève-bras, levier de commande.
g) Coquille amovible.
h) Sélecteur de vitesse.
i) Réglage fin de la vitesse.
j) Disque de réglage de l'antiskating.
k) Réglage de hauteur du lève-bras.
l) Contrepoids, réglage de la force d'appui.
m) Charnière pour le couvercle.

ressort et est donc purement mécanique. Plusieurs échelles figurent sur le disque de réglage, Lenco est un promoteur du nettoyage humide des disques, une échelle spéciale est donc prévue. Il n'y a pas moins de six échelles pour diamants elliptique, sphérique et à taille spéciale genre Shibata.

Le lève-bras est à frottement visqueux, deux disques métalliques entre lesquels est installée une couche de graisse silicone assure le freinage. La commande est confiée à un levier, mais la touche d'arrêt de rotation du plateau relâche automatiquement le levier. Le système est, mécaniquement parlant, celui de la table de lecture à arrêt automatique. Le noyau de l'électro-aimant existe. Si vous avez un peu de courage et si vous regrettez de ne pas avoir acheté le modèle avec l'arrêt automatique, il est relativement facile d'apporter la modification. La détection de la position peut se faire grâce à une petite bobine installée près de l'axe de rotation du bras, une place a d'ailleurs été prévue...

La coquille porte cellule est emboutie dans un alliage léger, elle peut recevoir toutes les cellules à fixation standardisée. Initiative intéressante du constructeur une étiquette collée dans le porte-cellule rappelle le code des couleurs rouge = canal droit, point chaud, vert canal droit masse, blanc : point chaud canal gauche, bleu canal gauche masse. Etiquette dans la langue internationale de la HiFi.

UTILISATION

Elle est très simple. Pas de critique particulière. Le réglage de la force d'appui est classique, réglage de l'équilibre par le contrepoids puis orientation de la bague de réglage sur le zéro et enfin affichage, par rotation du contrepoids de la force d'appui. Ne pas abuser de trop faibles forces d'appui.

La suspension est relativement dure, il vaudra mieux éviter les supports de tourne-disques trop branlants. Elle est néanmoins très satisfaisante pour tous les cas d'utilisation courants.

Le lève-bras a sa hauteur ajustable, le réglage de vitesse est très simple, le stroboscope bien visible, sauf au soleil. Pas de problème d'adaptation à la fréquence ou à la tension du secteur. Un commutateur 110/220 pour la tension, un moteur à courant continu dont la vitesse de rotation est indépendante de la fréquence du secteur donc une universalité reconnue.

Le bras est simple et robuste, le réglage de l'antiskating est peut être le plus délicat à réaliser.

RÉALISATION

Très bonne finition, réalisation mécanique sans faille, netteté des pièces moulées, il est vraiment difficile de reprocher quoi que ce soit sur ce point de vue. Les composants sont de haute qualité et le transformateur est imprégné.

MESURES

La mesure des performances d'un tourne-disque deviennent de plus en plus compliquées. Particulièrement en ce qui concerne les fluctuations de la vitesse qui atteignent des taux excessivement bas, ce que nous avons pu constater ici.

Pour ce qui est de la régularité de vitesse, elle est excellente, le stroboscope permet de le constater. Si vous êtes vraiment un puriste, vous pourrez retoucher de temps en temps la vitesse, le stroboscope est un instrument des plus sensibles.. La variation de vitesse est identique pour les deux vitesses étant donné que le potentiomètre de réglage est unique. Certains tourne-disques disposent de deux réglages, ce qui, à notre avis n'est pas très utile.

Nous avons ici une variation symétrique de la vitesse, l'amplitude de cette variation est de plus ou moins quatre pour cent.

Le temps de démarrage du plateau est donné sur la courbe A. On note un temps plus long à 45 t/mn, nous avons un moteur qui travaille avec une accélération sensi-

blement constante. On note, à 33 t/mn un dépassement supérieur à celui mesuré à 45 t/mn. La parfaite stabilité de la vitesse est obtenue cinq secondes après le départ.

Pour le pleurage et le scintillement, nous avons effectué d'abord une mesure. La valeur trouvée est très faible. En mesure pondérée, nous avons trouvé un taux de pleurage et de scintillement de 0,03 % à 33 t/mn et de 0,04 % à 45 t/mn, ce sont des valeurs excellentes si l'on tient compte du fait que nous avons utilisé un disque test. Nous avons également fait appel à une tête de lecture spécialement étudiée pour la mesure de ce type de fluctuations de vitesse (une exclusivité...).

Sans pondération, les chiffres sont très bons, 0,12 % à 33t/mn et 0,15 % à 45 t/mn.

La courbe B donne une image des fluctuations de vitesses. On note une certaine périodicité due à un défaut du disque (brusque augmentation du pleurage à chaque tour. On note aussi sur la courbe 1 l'influence des mouvements de la pointe de lecture d'une tête normale (courbe du haut). Les oscillations sont réduites pour la tête de mesure.

Le rapport signal sur bruit est de 45 dB en mesure linéaire, c'est-à-dire à large bande, il passe à 66 dB en mesure pondérée, d'excellentes performances.

CONCLUSIONS

L'entraînement direct permet, comme vous avez pu le constater d'obtenir des performances d'un très haut niveau, aussi bien pour les fluctuations de vitesse que pour le bruit de fond. L'entrée de Lenco dans le clan des adeptes de l'entraînement direct se solde par une réussite incontestable.

Etienne LÉMERY

LA TÉLÉDISTRIBUTION (suite de la page 140)

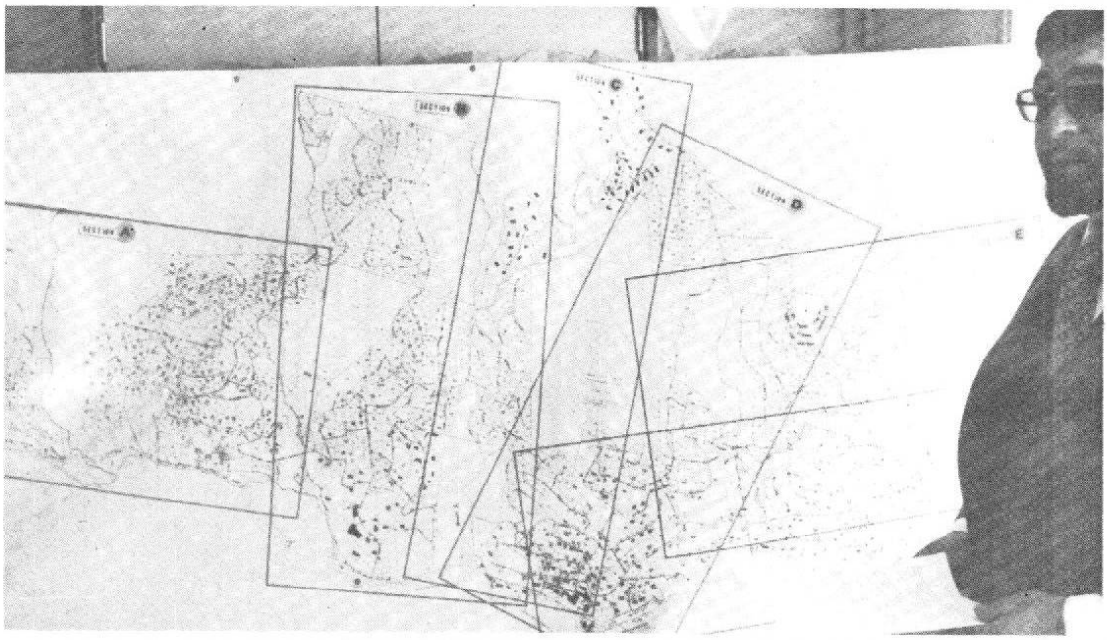


Photo 2. – Au cours de l'exposé fait dans le cadre de la réception de la station centrale fut présenté la région couverte par le réseau des Issambres. La carte est au 1/2000e et couvre 400 ha.

170 km de gaines P.T.T. et TV. Les équipements techniques comprennent en outre 430 amplificateurs totalisant environ 850 circuits hybrides et intégrés et 2 000 transistors. La consommation électrique totale sera pour l'ensemble du réseau, d'environ 50 kW. Enfin 8 000 connecteurs raccorderont entre eux les divers éléments du réseau.

Financièrement, le projet est très lourd puisqu'il atteint 7 millions de francs. La solution consistant à ne réclamer qu'une location annuelle aux abonnés à été écartée pour diminuer les frais de gestion du système de télédistribution ; la seule redevance annuelle perçue après le branchement est une taxe d'entretien de 84 F. Le coût de raccordement des abonnés au réseau sera d'environ 2 600 F.

Le réseau des Issambres sera probablement l'un des plus chers de France. Il est conçu cependant pour chaque lot d'habitation, qu'il soit construit ou non. La réalisation de l'infrastructure grève considérablement le prix de revient puisqu'il s'élève à 2 200 F par lot, soit près de 60 % du coût d'implantation de la télédistribution ; cette infrastructure s'étend sur environ 400 hectares, et les prises de raccordement sont éloignées les unes des autres (une prise couvre en moyenne 2 200 m²).

En contrepartie, les abonnés bénéficieront de nombreux avantages : tout d'abord, la garantie d'une parfaite réception des programmes de télévision ; ensuite l'amélioration de l'esthétique de cette partie du littoral, le câblage total du réseau de téléphone, et aussi la mise en œuvre d'un service de protection des biens et des personnes : l'A.S.C. (Alarme et Surveillance par câbles).

LE SERVICE A.S.C.

La région des Issambres regroupe de nombreuses villas secondaires et les effractions de villas ne se comptent plus. Chaque villa est cambriolée en moyenne une fois par an.

Le réseau de retour du réseau de télédistribution servira à la surveillance des habitations ; une centrale de surveillance, à laquelle seront raccordés tous les abonnés, détectera et localisera toute effraction et tout acte de malveillance. Le système A.S.C. pourra aussi surveiller le réseau lui-même, tout incident lui étant immédiatement signalé.

L'A.S.C. pourra être relativement onéreux puisqu'il conduit à disposer en permanence d'une centrale de surveillance avec du personnel de garde. Il évitera cependant une hémorragie financière très importante du fait des vols ; en outre, il est générateur d'emplois.

Au milieu de cette année 1977, le réseau des Issambres a pris un bon départ : la station centrale, avec son pylône de réception est installée, 2,5 km de câbles de transfert sont posés depuis la fin mai, 3,5 km de lignes de télédistribution devraient être placées avant la fin du mois de juillet. Dans deux ans, le réseau devrait être achevé, 1 800 bornes de raccordement posées et 60 % des abonnés raccordés.

Marc FERRETTI

MESURES ET VÉRIFICATIONS DES TUNERS F.M.

LORSQU'ON examine un tuner FM, la première vérification consiste à s'assurer que la gamme de fréquences correspond bien à celle que l'on utilise en France, ou tout au moins permet bien de recevoir les trois ou quatre émetteurs français locaux diffusant les programmes qui nous intéressent. Bien entendu, si nous disposons d'un tuner qui couvre effectivement et réellement la gamme de 87,5 à 104 MHz, il n'y a aucun souci à se faire de ce côté-là, les émetteurs se situant toujours entre les deux fréquences extrêmes indiquées. Il va sans dire que ce contrôle ne peut être fait que si l'on dispose d'un générateur VHF parfaitement étalonné et couvrant toute la gamme de fréquences considérée.

Une seconde vérification réside dans la mesure de sensibilité. Elle doit se faire en reliant directement un générateur VHF à l'entrée du tuner ; il faut en outre que l'impédance de sortie du générateur VHF et celle de l'entrée du tuner soient de même valeur. L'impédance de sortie des générateurs VHF est généralement de 75Ω ; si l'entrée du tuner est également de 75 Ω, il n'y a aucun problème. Par contre, si l'entrée du tuner est de 300 Ω, il est nécessaire d'intercaler un transformateur adaptateur d'impédance 75 Ω / 300 Ω entre le générateur et le tuner, et il faut alors savoir interpréter les résultats des mesures effectuées.

Deux méthodes de mesures de sensibilité sont admises ; dans la première, la mesure s'effectue sur une seule fréquence située vers le milieu de la bande (94 MHz) ; dans la seconde, on procède aux mesures sur trois fréquences réparties dans la bande (88 – 94 et 100 MHz).

Ce deuxième procédé de vérification est évidemment le plus sûr, puisqu'il permet de contrôler si les conditions sont respectées tout au long de la gamme. Il faut reconnaître et dire qu'il est bien rare de constater une variation de la sensibilité en fonction de la fréquence sur un tuner FM bien conçu.

La mesure de sensibilité se fait tout d'abord en monophonie, puis, ensuite en stéréophonie. D'après les normes DIN, le niveau de sensibilité est relevé lorsque le rapport « signal/bruit » est de 26 dB. Il faut cependant reconnaître qu'aucune écoute FM convenable et de qualité ne peut être faite avec un rapport « signal/bruit » aussi faible.

La fréquence de modulation de référence est fixée à 1 000 Hz (sauf indication contraire) avec un Δf de ± 40 kHz (la modulation maximale correspondant à ± 75 kHz).

Les générateurs FM sont généralement du type monophonique ; aussi faut-il les moduler par l'intermédiaire d'un codeur « stéréo » pour contrôler la sensibilité en stéréophonie. Certains générateurs comportent un codeur incorporé, mais il est capital que le niveau de sortie HF soit réglable par l'intermédiaire d'un atténuateur à piston, et non pas au moyen d'un simple atténuateur à résistances (ce dernier pouvant apporter des erreurs de mesures importantes, ou même ne permettre aucune mesure valable au-dessous de 15 à 20μV !). Ces codeurs peuvent généralement générer deux ou trois fréquences (BF), ce qui semble assez insuffisant pour réaliser une mesure sérieuse de séparation des canaux. C'est la raison pour laquelle il est préférable d'alimenter le codeur à partir d'un générateur BF à faible taux de distorsion, lequel permet d'adopter toutes les fréquences de modulation souhaitées.

La figure 1 représente le synoptique de l'installation de mesure que nous venons de décrire et que nous utilisons, soit exclusivement pour les mesures en monophonie, soit pour les mesures en monophonie et stéréophonie. Nous ne dissimulons donc pas que les mesures sur les tuners sont difficiles et exigent un appareillage très complexe.

Dans le tableau qui suit, nous allons récapituler une suite de mesures effectuées sur différents tuners FM, le premier chiffre se rapportant aux tuners **moyens ou acceptables** et le second chiffre se rapportant aux tuners **excellents.**

Sensibilité en monophonie pour une impédance d'entrée de 75 Ω et pour un rapport « signal/bruit » de 26 dB : 2,5 μV à 0,8 μV.

Sensibilité en monophonie à l'écrêtage par le limiteur : 7 μV à 1,5 μV.

Sensibilité en monophonie pour un rapport « signal/bruit » de 55 dB pour écoute **sans souffle** (toujours pour une impédance d'entrée de 75 Ω) : 25 μV à 3 μV.

Sensibilité en stéréophonie pour entrée 75 Ω entraînant le déclenchement du décodeur (se traduisant par l'allumage du témoin « stéréo » : 15 à 2 μV.

Sensibilité en stéréophonie pour entrée de 75 Ω et pour une écoute **sans souffle :** 40 μV à 10 μV.

Séparation des canaux à 1 000 Hz : 26 dB à 40 dB ou davantage.

Réjection des fréquences pilotes : 30 dB à 60 dB.

Distorsion harmonique pour 100 % de modulation (Δf = 75 kHz) : 1 % à 0,15 %. Cette mesure est d'ailleurs assez délicate, car bien souvent les générateurs FM apportent leur propre distorsion !

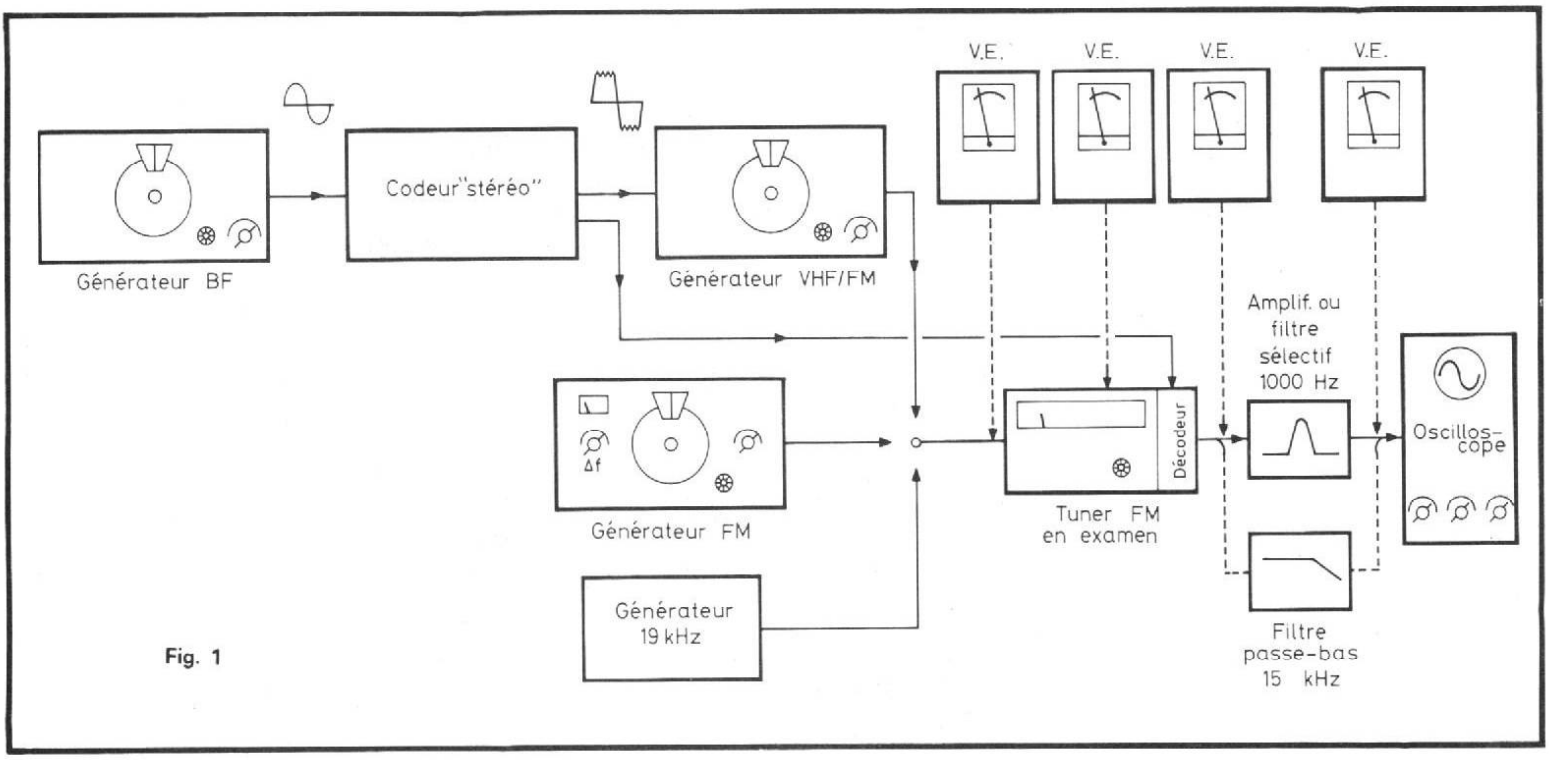


Fig. 1

Naturellement, d'autres mesures ou vérifications des spécifications pourraient encore être effectuées ; mais nous estimons qu'il s'agit là des mesures essentielles, et un tuner donnant satisfaction sur ces points doit également satisfaire les autres de moindre importance.

La mise au point d'un décodeur stéréophonique de tuner FM se limite généralement aux réglages de ses circuits sur 19 et 38 kHz.

On applique donc un signal à 19 kHz (0,1 V crête environ) et on règle les circuits correspondants pour l'obtention de la déviation maximale du voltmètre électronique connecté sur le circuit faisant suite (comme s'il s'agissait de l'alignement des circuits moyenne fréquence d'un classique récepteur).

Pour le ou les circuits sur 38 kHz, on laisse le générateur sur 19 kHz, car le signal à 38 kHz sera automatiquement engendré par le circuit doubleur de fréquence à diodes avec une précision rigoureuse, à condition évidemment que le signal à 19 kHz soit lui-même très précis.

Les réglages pourront être repris une nouvelle fois dans leur ensemble en diminuant l'amplitude du signal injecté à 25 ou 30 mV environ (au lieu de 100).

On applique ensuite à l'entrée du décodeur un signal composite stéréo de 0,5 V crête environ comportant une modulation à 1 000 Hz sur un seul canal. En intercalant le filtre sélectif à 1 000 Hz, on mesure au voltmètre électronique les tensions BF sur les sorties « droite » et « gauche » du décodeur. On peut à ce moment revoir et retoucher très légèrement, si besoin est, le réglage du circuit final accordé sur 38 kHz, afin que le minimum de diaphonie soit observé ; en d'autres termes, il faut trouver le minimum de signal BF sur la sortie correspondant au canal qui n'est pas modulé. Si le décodeur comporte un potentiomètre d'équilibrage (pour réduction de la diaphonie), il conviendra également de le régler en modulant tour à tour l'un ou l'autre canal (droite ou gauche).

En utilisant le filtre passe-bas 15 kHz (au lieu du filtre sélectif à 1 000 Hz), on pourra reprendre ces mêmes vérifications et mesures avec des fréquences de modulation plus élevées. En fait, il arrive parfois que la séparation des canaux soit bonne à 1 000 Hz, mais qu'une diaphonie anormale se manifeste vers 5 000 Hz ou davantage.

●

Nous allons maintenant exposer brièvement quelques anomalies de fonctionnement et leurs causes probables :

1) Pas de signaux ou signaux faibles sur une sortie ou sur les deux : désaccord des circuits 19 ou 38 kHz ; diode claquée dans le circuit doubleur de fréquence ; condensateurs électrochimiques désséchés ou coupés sur certains étages (ne présentant plus la capacité requise).

2) Déséquilibre des canaux de sortie : voir réglages précédemment exposés.

3) Pas de graves dans l'audition : vérifier la capacité des condensateurs (électrochimiques) de liaison.

4) Manque d'effet stéréophonique : vérifier le réglage des circuits 38 kHz et ceux se rapportant à la réduction de la diaphonie.

S'assurer que le circuit de désaccentuation parfois monté entre la sortie de l'étage démodulateur FM et l'entrée du décodeur ne présente pas un effet excessif qui atténuerait ou supprimerait les signaux pilote à 19 kHz, et donc les signaux multiplex – différence à 38 kHz. On peut à la rigueur admettre en ce point une cellule RC de découplage (ou de filtre) d'un effet très léger ; mais pour la véritable désaccentuation, il importe de laisser cette fonction uniquement aux circuits désaccentuateurs montés **aux sorties** du décodeur.

Nous devons bien entendu supposer par ailleurs que le signal FM reçu est d'un niveau suffisant, que l'amplificateur BF stéréophonique fonctionne correctement, que les haut-parleurs sont installés convenablement et que l'utilisateur n'étouffe pas les aiguës et le médium – aigu par un mauvais réglage des commandes de timbre.

En ce qui concerne le dépannage général, l'alignement, la mise au point des tuners FM, le fonctionnement du système stéréo-multiplex, etc., nous nous permettons de renvoyer nos aimables lecteurs à l'ouvrage « Technique Nouvelle du Dépannage des Radiorécepteurs » (librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

Roger A. RAFFIN

NOTRE COURRIER TECHNIQUE

par R.-A. RAFFIN

RR - 04.03-F - M. Fabrice CASONI, 54 Villerupt, nous demande les caractéristiques, le brochage et les équivalences possibles du tube 832.

832 A : double tétrode d'émission ; fréquence max = 200 MHz ; chauffage = 12,6 V 0,8 A ou 6,3 V 1,6 A (filaments série ou parallèle) ; S = 3 mA/V ; Wa = 10 W.

Amplificatrice HF push-pull classe C/CW : Va = 750 V ; V_{g1} = - 50 V ; V_{g2} = 200 V ; I_a = 65 mA ; I_{g2} = 22 mA ; I_{g1} = 4 mA ; W_{g1} = 0,24 W hf ; P_o = 35 W hf.

Amplificatrice HF push-pull classe C, modulation plaques et écrans : V_a = 600 V ; V_{g1} = - 70 V ; V_{g2} = 60 V ; I_a = 20 mA ; I_{g1} = 3 mA ; W_{g1} = 0,2 W hf ; P_o = 26 W hf.

Tube équivalent : QQE 04/20

Brochage : voir figure RR-04.03.

●

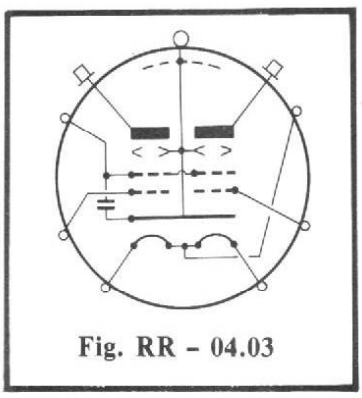


Fig. RR - 04.03

RR - 04.10-F - M. BOUCHIBA MOKHTAR AIN EL TURCK (Algérie), nous demande conseil pour la modification d'un ancien récepteur à lampes.

Nous ne sommes pas certains d'avoir bien compris le sens de votre demande, ainsi que les modifications que vous souhaitez apporter à ce récepteur... Par exemple, de quoi s'agit-il lorsque vous nous parlez d'un transformateur d'excitation et de filtrage !?

Nous supposons qu'il s'agit de remplacer un ancien haut-parleur avec bobine d'excitation par un haut-parleur moderne à aimant permanent. S'il s'agit bien de cela, voici la marche à suivre : à son origine, le schéma du récepteur doit se présenter approximativement comme nous vous l'indiquons en A sur la figure RR-04.10. La bobine d'excitation du haut-parleur est parcourue par tout le courant d'alimentation + HT du récepteur et elle sert en même temps de bobine de filtrage.

La modification à affectuer est représentée en B sur la même figure.

L'alimentation anodique de la lampe finale (transformateur de sortie Tr. S.) est prise **avant** filtrage. Ce filtrage est assuré par une simple résistance bobinée de 1 à 1,5 kΩ/5 W. A la sortie de cette résistance, on branche l'alimentation de l'écran du tube final, ainsi que l'alimentation des autres étages du récepteur.

●

RR - 04.18-F - M. Pierre MATRAT, 59 Loos, nous demande le schéma d'un variateur électronique commandé par un circuit intégré type TCA 280.

Le circuit intégré TCA280A est un module de déclenchement polyvalent pour thyristor ou triac (fabrication RTC) ; il est monté en boîtier Sot - 38, DIL 16 broches.

Ce circuit comporte : une alimentation interne ; un détecteur de passage par zéro ; un amplificateur différentiel blocage ; un temporisateur ; un étage de puissance.

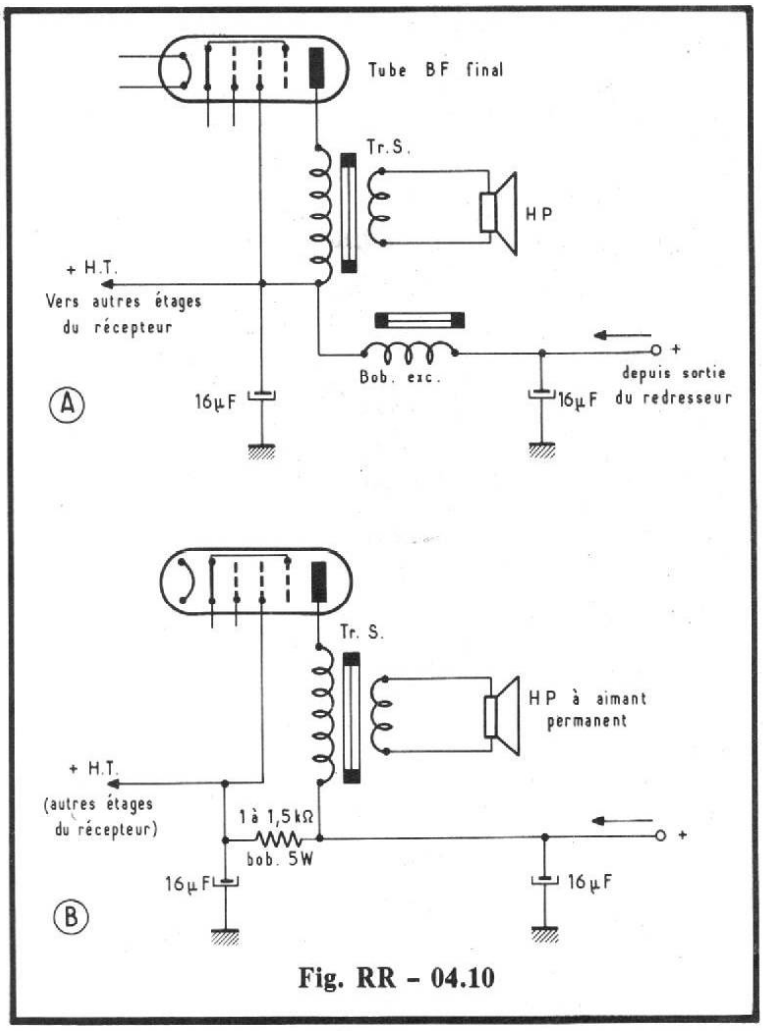


Fig. RR - 04.10

Il permet :

a) La commande statique ;

b) La commande phase ;

c) La commande du rapport cyclique.

Pour les régimes 1 et 3, le déclenchement peut s'effectuer, soit au zéro de courant, soit au zéro de tension, évitant ainsi toute interférence.

Son alimentation s'effectue à partir d'une tension alternative ou continue.

Alimentation interne = 13 - 15 V

Alimentation externe = 11 - 17 V

Courant de sortie moyen = 30 mA

Courant de sortie en crête (< 300 μs) = 600 mA.

La figure RR-04.18 représente le schéma d'un variateur à commande de phase utilisant ce circuit intégré. Le type du triac T dépend évidemment de l'intensité consommée par l'utilisation ; la puissance de sortie est fonction de la position du curseur du potentiomètre linéaire de 22 kΩ.

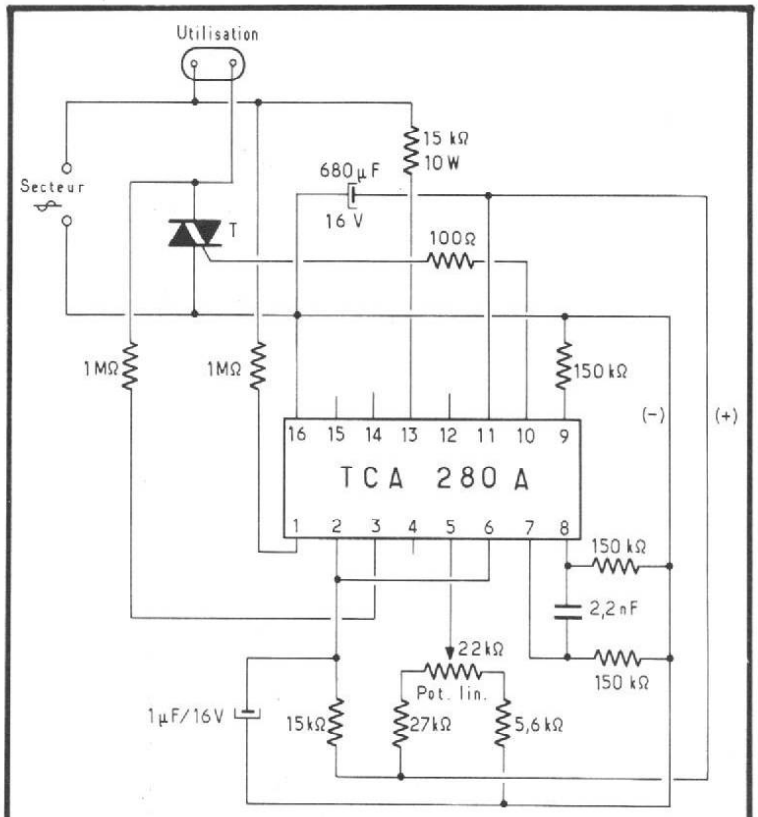


Fig. RR - 04.18

●

RR - 04.20 - M. Georges VIDAL, 95 Beaumont, nous fait part d'ennuis rencontrés lors de l'utilisation d'une cellule du type magnétique lectrice de disques.

Avec la cellule piézoélectrique, vous n'aviez aucun ronflement ; avec la cellule magnétique, un ronflement apparaît... Le phénomène est bien connu : Il s'agit d'une induction sur la cellule magnétique, alors que la cellule céramique (piézoélectrique) n'y est évidemment pas sensible. Nous ne pensons pas que l'induction sur la cellule magnétique soit provoquée par le moteur du tourne-disque, comme cela arrive parfois (votre platine semblant être effectivement conçue pour pouvoir être équipée avec l'un ou l'autre type de cellule).

Nous pensons plutôt qu'il puisse s'agir d'un transformateur d'alimentation (amplification voisin, par exemple) insuffisamment éloigné ou mal orienté qui rayonne et induit du 50 Hz directement sur la cellule.

●

RR - 04.33-F - M. André HARBOUIN, 78 Versailles, nous demande les caractéristiques et un schéma d'application pour le circuit intégré DA 1004.

Le circuit intégré TDA 1004 est un amplificateur de puissance BF particulièrement destiné aux récepteurs auto-radio. Ses particularités essentielles sont les suivantes :

— nombre de composants externes réduit ;

— Protection thermique ;

— protection contre les courts-circuits continus de la charge ;

— excellente réjection des ondulations de l'alimentation ;

— faible impédance d'entrée (20 kΩ) ;

— faible résistance thermique du boîtier autorisant une dissipation de 15 W ;

— Alimentation filtrée, mais non stabilisée (broche 6) disponible pour les autres fonctions électroniques (max. 20mA).

Caractéristiques essentielles :

Tension d'alimentation = 9 à 24 V ; normalement 12 V à 14 V.

Courant de sortie (courant de crête répétitif) < 5 A.

Courant total de repos = 25 mA.

Puissance de sortie pour Va = 14 V (distorsion max 10 %).

R_c = 8 Ω — 3 W

R_c = 4 Ω — 6 W

R_c = 2 Ω — 10 W

Gain en tension du préamplificateur = 20 dB ; gain en tension de l'amplificateur de puissance = 30 dB.

Impédance d'entrée = 20 kΩ ; distorsion < 1 % ; bruit à la sortie pour R_e = 0 — 0,3 mV.

Boîtier : SOT - 38.

Exemple d'utilisation : voir figure RR-04.33.

●

RR - 04.75 - M. André VILLIN, 45 Briare, nous demande un schéma pour l'adjonction d'une voie inverse (ou canal négatif) sur un modulateur de lumière.

Ce sujet ayant déjà été traité dans cette rubrique, nous vous prions de bien vouloir vous reporter aux réponses suivantes :

RR-2.27-F, page 263, N° 1410 ;

RR-4.15-F, page 173, N° 1415 ;

RR-7.12-F, page 334, N° 1424.

Vous pourriez également vous inspirer du montage décrit à la page 326 du N° 1495.

●

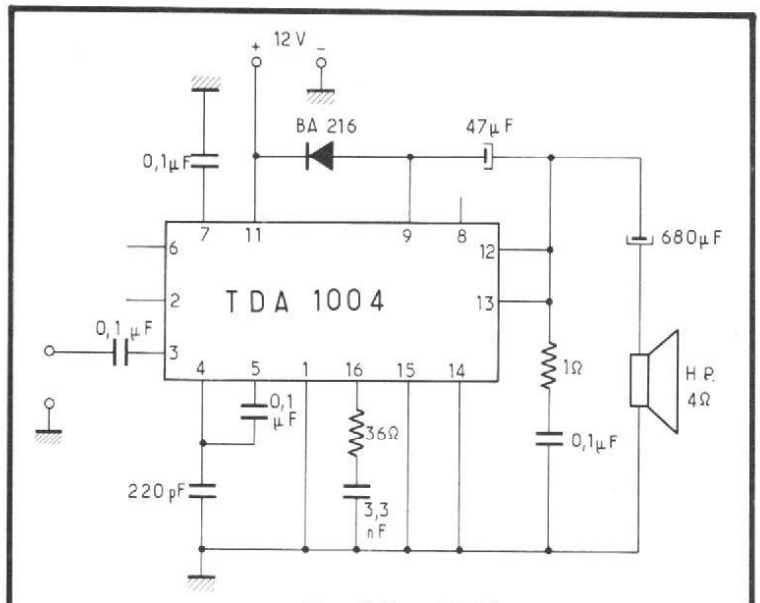


Fig. RR - 04.33

RR - 04.39-F - M. Guy MARION, 26 Nyons, nous demande :

1) Conseil pour la réparation de l'antenne - ferrite d'un radiorécepteur portatif ;

2) Conseil pour le montage d'un correcteur physiologique ;

3) Les caractéristiques, le brochage et un schéma d'utilisation du circuit intégré TBA 810 S (SGS).

1) Il est hors de question de chercher à recoller le barreau de ferrite cassé ; il ne présenterait plus du tout les mêmes qualités magnétiques, son pouvoir de captation serait moindre et les circuits d'entrée du récepteur seraient désaccordés. Il faut donc vous procurer un autre bâtonnet de ferrite HF de même longueur et de même diamètre sur lequel vous glisserez les bobinages d'accords actuels du récepteur (bâtonnet de ferrite chez un dépositaire RTC par exemple).

2) Voir réponse RR-5.71-F, page 359, numéro 1521.

3) Le circuit intégré TBA 810 S est un amplificateur BF de puissance délivrant 7 W pour une alimentation sous 16 V ; 6 W sous 14 V ; 2,5 W sous 9 V et 1 W sous 6 V, (haut-parleur de 4 Ω dans tous les cas).

Caractéristiques pour Vcc = 12 à 14 V :

Courant de repos = 12 à 20 mA ; sensibilité d'entrée = 80 mV ; impédance d'entrée (broche 8) = 5 MΩ ; réponse en fréquence = 40 à 20 000 Hz (pour C_1 = 820 pF) ; 40 à 10 000 Hz (pour C_1 = 1 500 pF).

Gain en tension en boucle ouverte = 80 dB ; en boucle fermée = 37 dB.

Distorsions = 0,3 %.

Brochage et schéma d'utilisation : voir figure RR-04.39.

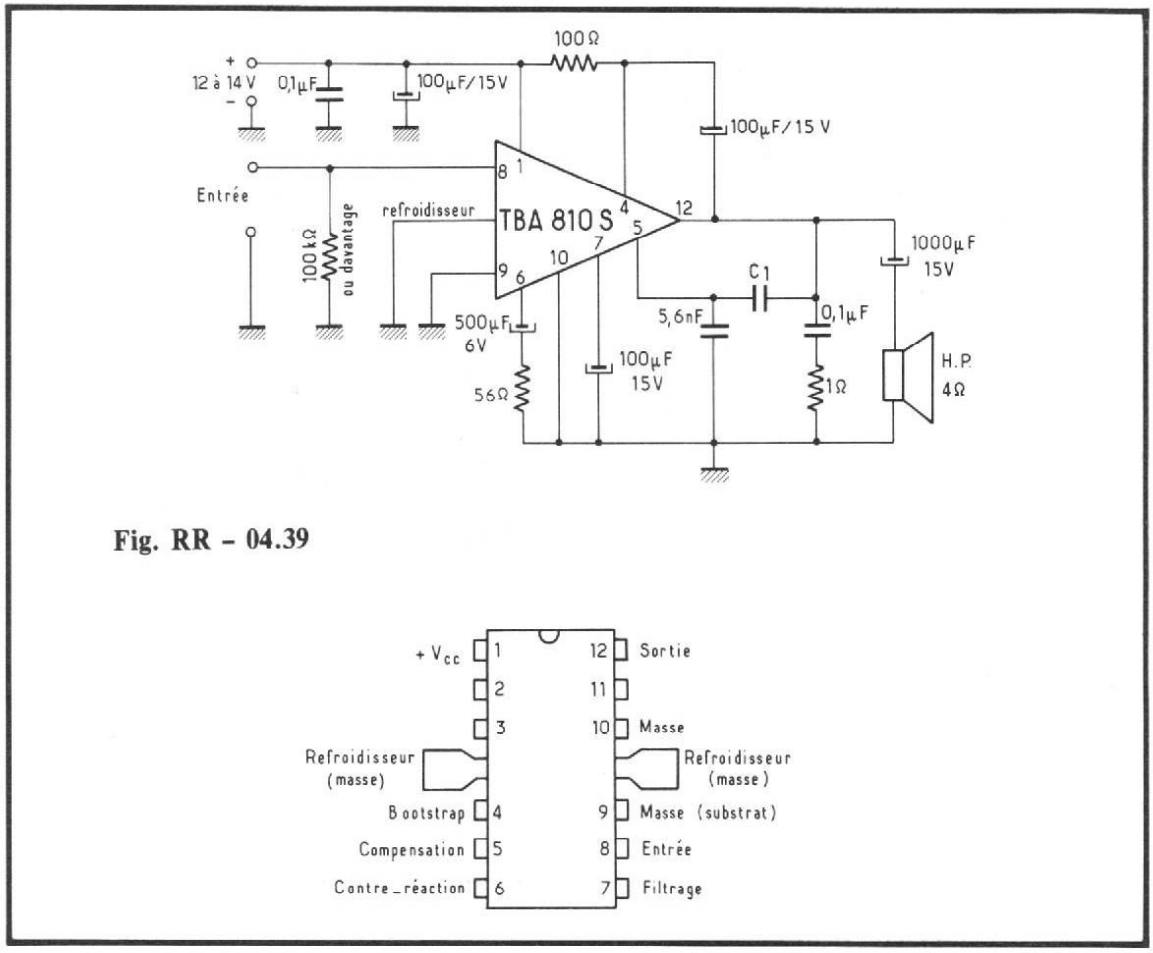


Fig. RR - 04.39

RR - 05.01 - M. Gilbert MOISSON, cité Universitaire Heinlex, 44600 Saint-Nazaire, recherche le schéma du téléviseur Téléfunken, type FEF 5 A 7 (tube A 59 - 12 W/2).

●

RR - 05.02 - M. R. Barcet, Lot du Moulin Vieux, 83250 La Londe-les-Maures, recherche le schéma du téléviseur couleur Visseaux, type « Venise » 67 cm.

●

RR - 05.04 - M. Jean-Pierre LE BOURHIS, 35 Rennes, nous demande un schéma de montage pour convertir un courant continu de 6 V en un courant continu de 12 V.

Il eût été intéressant que vous nous précisiez l'intensité consommée par l'utilisation.

A toutes fins utiles, nous nous permettons de vous renvoyer aux deux montages de ce genre que nous avons publiés dans notre numéro 1575, page 434.

●

RR - 05.05 - M. Jacques DE BONTEMPS, 63 Clermond-Ferrand, avait remarqué un article se rapportant aux microphones à électret publié dans « Hi-Fi Stéréo » de novembre 1975 (page 223) qui l'avait vivement intéressé. Notre correspondant nous demande de lui exposer succinctement le principe des autres types de microphones.

1) **Microphone à charbon :** il est basé sur les variations de la résistance de granules de graphite (charbon) soumis à la pression acoustique par l'intermédiaire d'un diaphragme approprié. Grande sensibilité et robustesse sont les caractéristiques essentielles de ce type de microphone ; mais sa bande passante étroite ne le fait réserver qu'à la transmission de la parole, et encore avec la qualité type « téléphone » ! 2) **Microphone piézo-cristal :** il utilise la production de tensions électriques par déformation d'un cristal piézoélectrique convenablement taillé. La sensibilité et la courbe de réponse de tels microphones en font des organes adaptés à un grand nombre d'usages si des performances exceptionnelles ne sont pas exigées.

3) **Microphones magnétique :** ce microphone appelé également « à contrôle de réluctance » est une version infiniment améliorée (cela va sans dire) des premiers appareils de Graham Bell. Le microphone actuel à contrôle de réluctance a été mis au point par la firme Shure ; il possède une armature équilibrée et un circuit magnétique à haute perméabilité. Les qualités acoustiques de ces microphones les destinent à peut près aux mêmes usages que les microphones piézoélectriques, mais ils sont énormé-

ment plus robustes (insensibles à l'hygrométrie et à l'élévation de la température). 4) **Microphone dynamique :** il utilise les tensions d'induction produites par le mouvement d'un conducteur dans un champ magnétique. Les microphones dynamiques existent dans une très grande variété de modèles et de qualité, depuis l'appareil peu coûteux destiné par exemple au public-address, jusqu'à celui à haute fidélité pour radiodiffusion ou enregistrement. Il est important de noter que le microphone dynamique peut se présenter en type à basse impédance et en type à haute impédance (transformateur élévateur miniature). L'expression **microphone dynamique** s'applique plus particulièrement aux organes dont la partie mobile est constituée par une bobine. Les microphones du même principe de fonctionnement, mais utilisent un conducteur rectiligne formé d'une mince lame métallique, sont appelés **microphones à ruban.**

●

RR - 05.06 - M. Pierre MARREC, 93 Saint-Ouen.

1) Notre correspondant nous soumet le schéma d'un talky-walky, 27 MHz et nous pose diverses questions à son sujet.

2) Déparasitage d'un modulateur de lumière.

1) Talky-walky 27 MHz :

a) Correspondances des transistors :

2 SA 2661 — AF124.

2 SB 32et 2 SB 33 — AC151 ; AC125 ; AC122 ; 2N 1192.

b) La bobine marquée 1,8 est un bobinage d'arrêt 27 MHz.

L'enroulement marqué 1,5 est la bobine d'accord de l'antenne ; ses caractéristiques sont fonctions de la longueur du fouet d'antenne. La bobine marquée 1,4 est le bobinage d'accord de l'étage détecteur ou oscillateur sur 27 MHz.

Nous attirons votre attention sur le fait que le schéma de cet étage (détecteur en réception ; oscillateur en émission) est incorrect sur le document que vous nous communiquez. c) Les transformateurs T_2 et T_3 sont identiques et montés en opposition, c'est-à-dire secondaires tournés vers S6 ; ils peuvent être du type TRSS 20 de Audax. Le transformateur driver T_1 peut être du type TRSS 3 de Audax. d) La puissance de cet appareil est très certainement inférieure à 50 mV. e) Déparasitage des circuits à triacs. Veuillez vous reporter aux articles publiés sur ce sujet dans nos numéros 1291 (page 65), 1334 (page 232), 1338 (page 232), 1511 (page 189).

●

RR - 05.07 - M. Laurent PAGANI, 94 Joinville-le-Pont, nous demande :

1) Des renseignements complémentaires au sujet de l'allumeur électronique décrit dans le N° 1587, page 142.

2) Comment se procurer des anciens numéros de la revue.

3) Caractéristiques et équivalences des diodes OA214 (OA28) et SFR164.

4) Les conditions d'utilisation d'un pont moulé redresseur en sa possession.

1) Les caractéristiques des éléments qu'il vous intéressait de connaître ont été publiées dans un rectificatif paru à la page 260 du N° 1591.

Les condensateurs C_1 et C_3 sont du type 25 V ; le condensateur C_4 est du type 12 V.

2) Il suffit d'écrire à l'adresse de la revue (2 à 12, rue de Bellevue 75019 Paris - Service abonnements) en joignant 7 F en timbres par exemplaire demandé. 3) **OA214 :** tension inverse de crête = 700 V ; intensité directe = 500 mA. Diodes de remplacement : BY142 ; BY 250 ; BY100 ; BY112 ; BY103 ; BY133 ; BY178 ; BY152N ; BY127 ; BY227.

SFR164 : tension inverse de crête = 800 V ; intensité directe = 550 mA. Diodes de remplacement : comme ci-dessus.

4) Votre pont redresseur est prévu pour être utilisé sur une tension alternative maximale de 80 V efficaces. Son intensité redressée en régime permanent est prévue pour 3 A, ou 5 A max. durant de courtes périodes.

●

RR - 05.08 - M. Jean-Claude GURY, 57 Montois-la-Montagne, nous demande les caractéristiques du circuit intégré TBA641 B, son brochage, un schéma d'utilisation et l'adresse du fabricant de ce circuit intégré (SGS).

Nous vous prions de bien vouloir vous reporter à la page 425 de notre N° 1530, réponse RR-8.09-F, où tous les renseignements que vous sollicitez ont déjà été publiés. Adresse actuelle de S.G.S. :

S.G.S. - ATES FRANCE S.A.
Immeuble « Le Palatino »
17, avenue de Choisy
75643 Paris-Cedex 13.

●

RR - 05.09-F - M. Roger DUNAND, 69006 Lyon, désire le schéma d'un réducteur de tension stabilisée 12 V/6 V permettant l'alimentation d'un auto-radio 6 V sur une vatterie de 12 V.

Le schéma demandé est représenté sur la figure RR-05.09. Pour obtenir une tension de sortie de 6 V, il faut utiliser une diode zener DZ du type BZX 87/C6 V2.

Ce type de montage nous étant fréquemment demandé par nos lecteurs, nous en profitons pour indiquer les types de diode zener à employer pour d'autres tensions de sortie :

Pour 7,5 V, DZ du type BZX 87/C7 V5

Pour 9 V, DZ du type BZX 87/C9 V1.

●

RR - 05.10 - M. Jacques PERRIN, 54 Essey-les-Nancy, nous fait part d'un projet pour la réalisation d'un récepteur 27 MHz qu'il qualifie d'universel...

1) Les circuits et étages de base que vous vous proposez de réaliser sont tout à fait corrects.

Dans le cas d'une fréquence F fixe à recevoir dans la bande 27 MHz, le quartz de l'oscillateur aura pour valeur F + 455 ou F - 455 (puisque 455 kHz est la valeur « moyenne fréquence » du récepteur). Pour la couverture de la bande 27 MHz, le V.F.O. (oscillateur variable, et non plus piloté par quartz) devra couvrir une gamme correspondante avec + , ou avec - 455 kHz.

2) Un filtre céramique MF augmente la sélectivité, mais ne change rien du point de vue sensibilité.

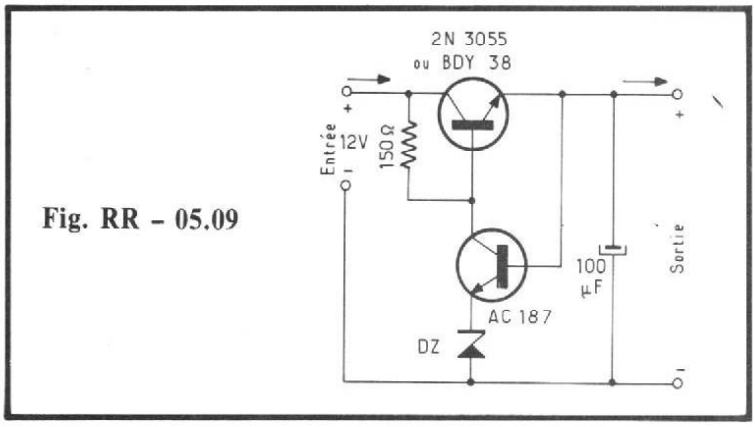


Fig. RR - 05.09

3) L'alimentation pourrait se faire, soit directement sur une batterie d'accumulateur de 12 V, soit à partir du secteur alternatif 220 V par l'intermédiaire d'une alimentation délivrant une tension stabilisée et filtrée de 12 V.

4) S'il ne s'agissait que d'écouter la bande 27 MHz, nous n'aurions aucune objection à formuler. Mais dans le cas de l'utilisation de ce récepteur dans un dispositif d'alarme comme vous l'envisagez, une importante remarque s'impose : vous risquez fort d'être alerté à tout moment, sans raison valable ! En effet, la bande 27 MHz est extrêmement encombrée et les signaux perturbateurs de tous genres sont excessivement nombreux ; d'où déclenchements intempestifs du dispositif d'alarme, et donc protection assez illusoire !

●

RR - 05.11 - M. Julien BANCEL, 55 Verdun, désire construire l'adaptateur BLU décrit dans l'ouvrage « L'émission et la Réception d'Amateur », page 684, et nous demande à ce sujet quelques renseignements complémentaires.

Les valeurs des éléments des réseaux phase-shift HF et BF doivent évidemment être aussi précises que possible.

Pour les résistances, les fabricants en éléments de précision sont nombreux ; au hasard, citons : Sfernice BP17, 06021 Nice-Cedex.

Pour R_3 et R_4, on arrive à la valeur en montant en série 100 kΩ + 33 kΩ ; toutefois, la valeur 133 kΩ existe dans la catégorie à tolérance 1 %.

Pour C_5 et C_6, on a une valeur de 90,9 pF (toujours dans la catégorie 1 %).

Pour C_7 et C_8, la valeur de 200 pF existe.

Pour C_9 et C_{10}, on a une valeur de 392 pF. Dans tous les cas, les condensateurs ajustables permettent de rattraper et d'obtenir le réglage.

Tous les fabricants de condensateurs de précision présentent des séries à coefficient de température nul.

Pour C_1, on a 604 pF sur le marché en 1 % ; on peut donc en sélectionner un à 607 pF dans la marge de la tolérance. Mais dans les phase-shift BF, il n'est tout de même pas nécessaire de prévoir des condensateurs ajustables.

Pour C_2, la valeur 2439 pF existe.

Pour C_3, on propose 1210 pF.

Pour C_4, on propose 4870 pF.

Les capacités parasites de câblage sont sans effet sur le phase-shift BF ; pour le phase-shift HF, on les rattrape par les condensateurs ajustables.

Les réglages des balances n'ont pas à être sortis sur le panneau avant ; ils se font une fois pour toutes lors de la mise au point et ils ne sont pas à retoucher lors d'une variation de fréquence.

●

RR - 05.12 - M. André BERTHIER, 88 Saint-Die, nous demande conseil pour la mise au point d'un amplificateur BF dont le schéma a été inspiré de celui que nous avions publié dans le N° 1450, page 157.

Votre montage d'amplificateur BF doit nécessairement être modifié conformément au schéma de la figure 6, page 157, N° 1450, lequel est parfaitement clair et sans ambiguïté, notamment vis-à-vis des points de raccordement.

Le calcul des résistances est exposé dans le texte (pages 156 et 157). Mais peut-être avez-vous été gêné par une erreur d'imprimerie dans la formule I_c max. ; au numérateur, il faut lire 0,6 (R_2 + R_3).

C'est ainsi que si l'on prend $V_c$max. = 60 V et I_c max. = 5 A, on obtient :

R_e = 0,5 Ω

R_3 = 47 Ω

R_2 = 15 Ω

R_1 = 1 100 Ω. Calculs théoriques, bien sûr... car tout dispositif ajouté à un montage existant nécessite sa propre mise au point pour une parfaite adaptation.

●

RR - 05.13-F - M. Georges DAVAL, 974 Saint-Denis-de-la-Réunion, nous demande le schéma d'un clignoteur fonctionnant sous 12 V, pour une intensité de 2 ou 3 A, et ayant la possibilité de pouvoir en modifier les temps d'allumage et d'extinction.

Le schéma du montage que vous nous demandez est représenté sur la figure RR-05.13.

Il s'agit d'un classique multivibrateur comportant deux transistors du type 2N 2222 ou similaire, ce circuit étant complété par un étage de puissance avec transistor 2N 3055 monté sur radiateur, compte-tenu de l'intensité demandée.

Comme dans tous les montages de ce genre, la fréquence de clignotement (temps d'éclairage et temps de coupure) peut être ajustée par modification des valeurs des condensateurs (50 et 100 μF), mais aussi par modification des valeurs des résistances R_1 et R_2 (ce qui est souvent plus commode) ; ces deux derniers éléments peuvent d'ailleurs être des résistances ajustables, si on le désire.

●

RR - 55.14 - M. René DUTHEY, 95 Pontoise, désire savoir comment on procède pour « thermostater » un quartz.

Pour thermostater un quartz, il faut placer quartz et support dans une enceinte métallique close, cette enceinte comporte en outre une résistance chauffante et une thermistance utilisée en sonde de température. On se fixe une température (par exemple + 25 °C) à laquelle on étalonne le quartz. La sonde thermistance commande un thermostat électronique extérieur réglé à 25 °C, lequel thermostat commande le courant appliqué (ou non) à la résistance chauffante de l'enceinte à quartz.

●

RR - 05.15 - M. Raymond CHANTOSSEL, 95 Cergy, se plaint de son amplificateur Hi-Fi qui a la fâcheuse tendance d'amplifier tous les parasites environnants : craquements lors de la manœuvre des interrupteurs d'éclairage, lors de l'enclenchement du réfrigérateur, etc.

Il n'existe pas de filtre-secteur totalement efficace dans le cas des perturbations exposées dans votre lettre.

Vous pourriez cependant essayer un filtre-secteur en double π monté sur les fils d'alimentation de l'amplifica-

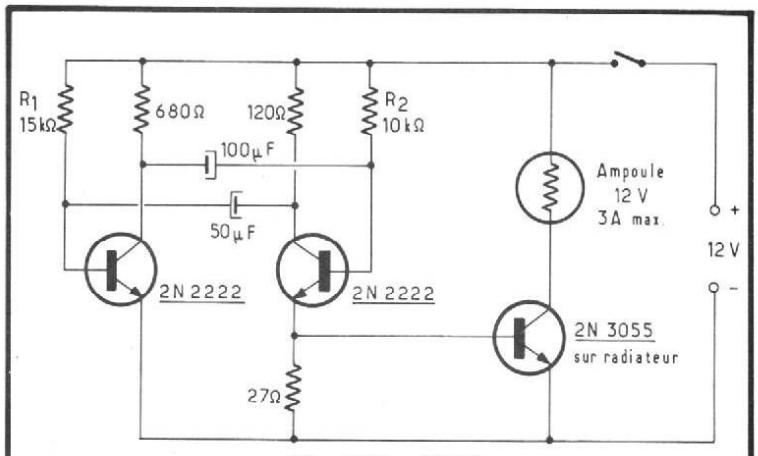


Fig. RR - 05.13

teur (une section π sur chaque fil) ; des exemples ont été donnés à plusieurs reprises dans cette rubrique.

Avez-vous essayé de relier la masse générale de l'amplificateur BF à une bonne prise de terre (tuyau de distribution d'eau ou de chauffage central).

Vous pouvez essayer aussi de placer un condensateur de l'ordre de 20 à 100 nF (type papier) en shunt sur les contacts de chaque interrupteur, commutateur, thermostat... générateurs de parasites.

Vous pouvez également essayer de blinder entièrement le préamplificateur (le monter dans un boîtier métallique clos relié à la masse générale de l'amplificateur). Améliorez le blindage des fils aboutissant aux entrées de l'amplificateur (liaisons provenant du tuner, du pick-up et du magnétophone).

Le cas échéant, on peut également tenter de shunter chaque entrée par un condensateur de faible capacité (100 pF ENVIRON).

Enfin, on peut parfois intervenir sur la conception même du préamplificateur, et notamment sur son étage d'entrée : mais il nous faudrait en avoir le schéma pour pouvoir déterminer ce qui pourrait être éventuellement fait.

●

RR - 05.16 - M. Joseph DUCHET, 76 Rouen, désire obtenir des précisions complémentaires au sujet de l'amplificateur Esart type Pa15 décrit dans notre N° 1473.

1) Concernant l'alimentation (HP N° 1413, p. 161), la sortie + V_{ap} concerne le préamplificateur ; cette tension s'applique à la ligne d'alimentation supérieure (par exemple, au sommet de la résistance de collecteur de 4,7 kΩ du dernier transistor PBC 109C).

2) Les transistors BC238 C peuvent se remplacer par BC108 C ; les transistors PBC109 C peuvent se remplacer pr BC109 C.

3) Vous pouvez remplacer les transistors BDY24 ES par des BDY 24.

4) Les transistors complémentaires BD519 et BD520 peuvent se remplacer respectivement par les types BD329 et BD330.

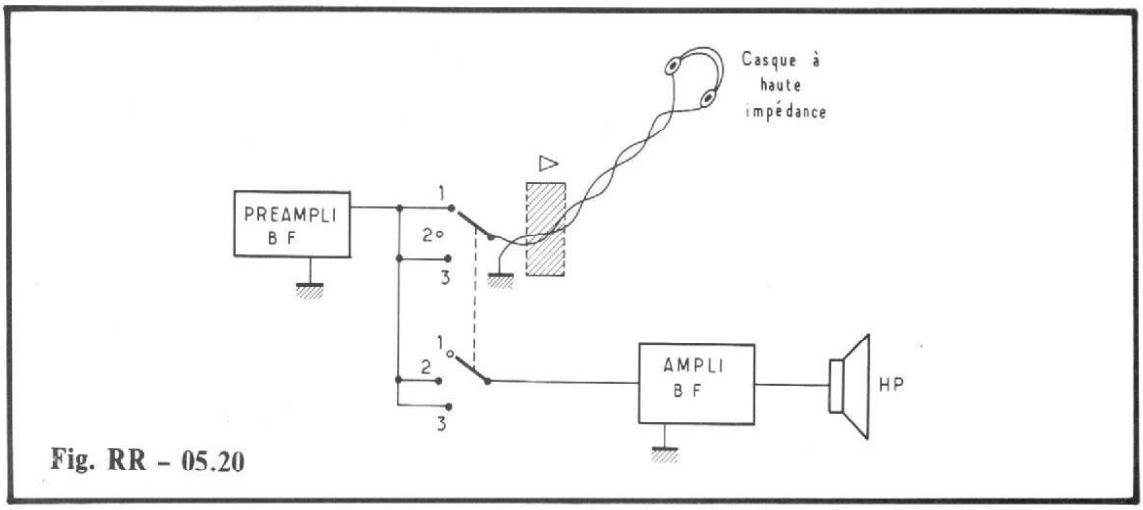


Fig. RR - 05.20

● **RR - 05.17 - M. Benoit BETTON, 17 Rochefort, nous demande les équivalences et les caractéristiques du transistor BC172 C.**

Equivalences du transistor BC172 C : BC108 ; BC148 ; BC168 ; BC183 ; BC238 ; BC114 ; MPS6520 ; 2SC 281 (suffixe C pour tous).

Caractéristiques maximales :

Silicium NPN ; préamplificateur BF à faible souffle ; Vcb = 30 V ; Vce = 20 V ; Veb = 5 V ; Ic = 100 mA ; Pd = 300 mW ; H fe = 600 pour Vce = 5 V et Ic = 2 mA ; boîtier TO92.

●

RR - 05.18 - M. Jean-Louis ARNAUD, 80 Abbeville, nous demande les correspondances actuelles de certains transistors et diodes.

Voici les correspondances demandées :

THP47 B — ASZ17
941 T 1 — AC128
155 T 1 — AF116 - AF126
965 T 1 — AC126
15 J 2 — BY100 - BY127 - BY227
1N 649 — BYX36 - 400

●

RR - 05.19 - M. Jules ABRIAL, 38 Vienne, recherche le schéma de l'oscilloscope type OC 422 C - J fabriqué par les établissements CRC et dans ce but, nous demande également l'adresse de cette entreprise.

1) Nous ne disposons pas du schéma que vous recherchez.

2) L'adresse des établissements CRC est la suivante :
CRC
5, rue Daguerre
42100 Saint-Etienne.

Nous ne vous garantissons pas que cette entreprise puisse vous fournir le schéma de l'oscilloscope OC 422 dont la fabrication a été abandonnée depuis denombreuses années. C'est à votre fournisseur (là où vous avez acheté l'appareil) qu'il aurait fallu demander ce schéma.

●

RR - 05.20-F - M. Marcel BRUNET, 36 Valencay, désire obtenir quelques précisions complémentaires au sujet du préamplificateur BF faisant l'objet de la figure 4, page 200, du N° 1499.

1) Le condensateur C_8 est représenté et est connecté convenablement ; dans la représentation de ce condensateur, l'armature épaisse correspond au pôle « plus ».

2) Pour le condensateur C_{18}, le pôle (+) est du côté de la base de Q_3.

3) Les condensateurs C_{22} et C_{23} sont corrects. Mais le condensateur C_{24} doit être inversé (pôle + du côté collecteur de Q_4).

Si vous désirez utiliser un casque directement à la sortie de ce préamplificateur, c'est un modèle à haute impédance qu'il convient d'employer (aussi forte que possible).

La commutation à réaliser est représentée sur la figure RR-05.20 (inverseur double à trois positions) :

Position 1 = Casque seul.
Position 2 = Amplificateur seul.
Position 3 = Casque + amplificateur.

Il est normal que le volume sonore de l'amplificateur soit modifié entre les positions 2 et 3 (du fait de l'énergie BF consommée, ou non, par le casque).

Une solution plus élégante et plus rationnelle consisterait à faire précéder le casque par un petit amplificateur représenté sur notre figure par un rectangle hachuré et dont le schéma pourrait être celui qui a fait l'objet de la figure 59, page 238, du N° 1570.

●

L'ANGLETERRE 100% DANS LE

AMSTRAD

leader de la Hi-Fi en Grande-Bretagne

vous en fait profiter en AVANT-PREMIÈRE !

Cette chaîne 2×25 W watts, vendue jusqu'à ce jour 1890F
AU PRIX LE PLUS BAS, AMSTRAD VOUS LA PROPOSE

AUJOURD'HUI A 1490F COMPLETE

(à crédit : 310 F comptant et 21 x 69,50 F)

Demande de documentation gratuite
à découper et à retourner à l'une des adresses ci-dessous :

EUROP'CONFORT
ELECTRONIC
87, bd Sébastopol
75002 PARIS

Hifi DISCOUNT
ALESIA
80, rue d'Alésia
75014 PARIS

NOM : _____

ADRESSE : _____

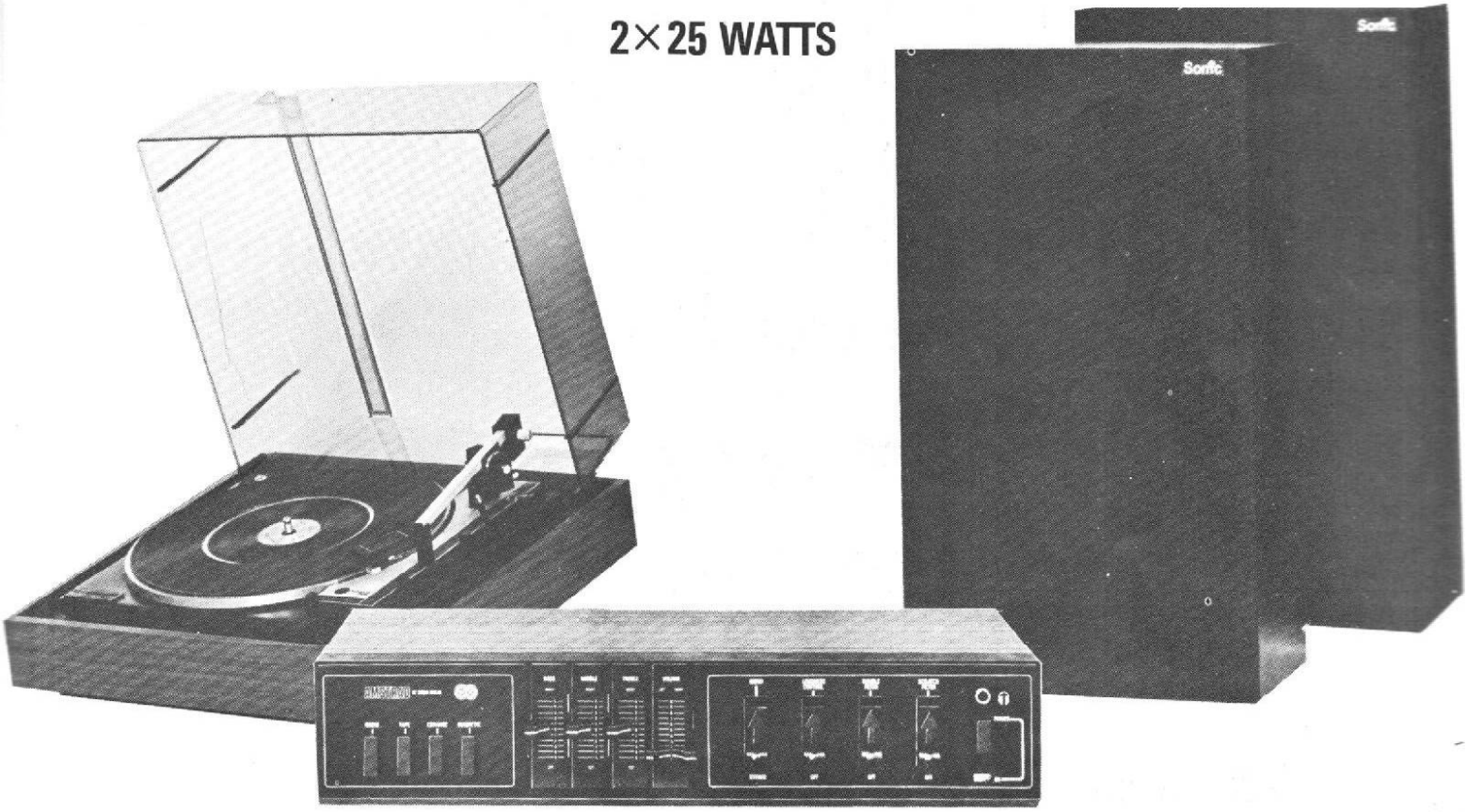
☐ **Chaine AMSTRAD IC 2000 à 1.490 F**

☐ **Chaîne AMSTRAD avec 5050 à 1.990 F**

MARCHE COMMUN AU 1er JUILLET

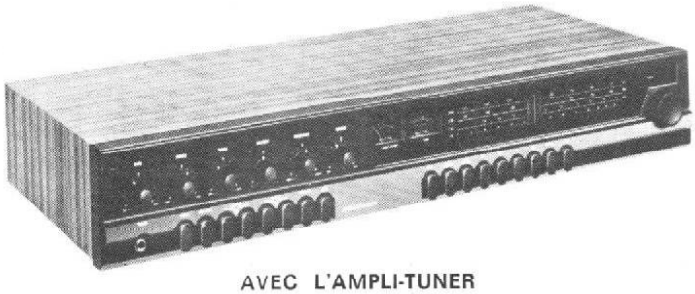
LA CHAINE AMSTRAD MKIII

2×25 WATTS



Cette chaîne comprend :

- Le nouvel ampli-préampli AMSTRAD IC 2000 MK III
- La table de lecture BSR P 128 R
- La cellule magnétique ADC K 8
- Un capot plexi fumé
- 2 enceintes SONIC 2000 D



AVEC L'AMPLI-TUNER

AMSTRAD 5050 (2 x 25 W)

à la place de l'ampli IC 2000

LA CHAINE COMPLETE **1990 F**

(A crédit : 1er versement 410 F
et 92,30 F x 21 mois)

PRIX DE CETTE CHAINE JUSQU'A CE JOUR : **2.800 F**

EUROP'CONFORT ELECTRONIC
87, bd Sébastopol, 75002 Paris
Tél. : 236.38.76
Métro : Réaumur-Sébastopol

Hifi DISCOUNT ALESIA
80, rue d'Alésia, 75014 Paris
Tél. : 542.93.92 - 542.43.52
Métro : Alésia

Auditoriums ouverts tous les jours de 9 h 30 à 13 h et 14 h à 19 h 30 sauf dimanche - Expéditions dans toute la France

TERAL 30 & 53

RUE TRAVERSIÈRE-PARIS 12e-TÉL. 307.87.74 +

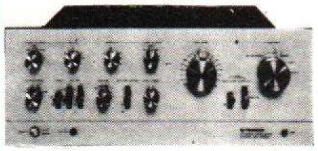
HIFI-CLUB TERAL

UNE ÉQUIPE DE SPÉCIALISTES TOUJOURS A VOTRE SERVICE

PRIX ET QUALITÉ CHEZ TERAL

UN CONDENSÉ DE LA MULTITUDE DE CHAINES DISPONIBLES PLÉBISCITÉ PAR NOS CLIENTS

CHAINE COMPLETE PIONEER SX 450



- Ampli-tuner AM-FM **PIONEER** 2 x 15 W.
- Platine **AKAI AP 001.**
- 2 enceintes **3 A ALPHASE** ou **PHONIA** BR 250.

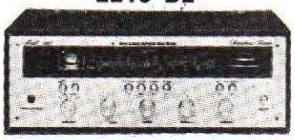
IMPENSABLE **2790 F**

CHAINE COMPLETE Technics 5360 avec magnétophone

- Ampli-tuner 5360 **TECHNICS** AM-FM - 3 à 40 W.
- Platine **AKAI AP 001.**
- 2 enceintes **3A ALPHASE** ou **BR 250 PHONIA.**
- Platine CASSETTE **TECHNICS RS 630.**

L'ENSEMBLE **4600 F**

CHAINE COMPLETE marantz 2215 BL



- Ampli-tuner **MARANTZ 2215 BL** - AM-FM-GO - 2 x 15 W.
- Platine **AKAI AP 001.**
- 2 enceintes **SIARE BX 32** ou **PHONIA BR 250.**

L'ENSEMBLE **2800 F**

CHAINE COMPLETE SCOTT R 326 L

- Ampli-tuner **SCOTT R 326 L.**
- Platine **TECHNICS SL 2000** - ent. direct. ou **THORENS TD 166, MK II.**
- 2 enceintes **SIARE CX 32.**

L'ENSEMBLE **3950 F**

CHAINE COMPLETE PIONEER SA 8500

- Ampli-préampli 2 x 60 W.
- Platine **TECHNICS** SL 2000 entraînement direct ou **THORENS** TD 166 MK II.
- 2 enceintes **SIARE FUGUE 50.**

INCROYABLE **4250 F**

CHAINE COMPLETE Technics SU 8600

- Ampli - préampli SU 8600 **TECHNICS** 2 x 75 W.
- Platine SL 2000 entraînement direct ou TD 166 MK II **THORENS.**
- 2 enceintes **3 A ALLEGRETO** ou **ULTRA LINEAR 125.**

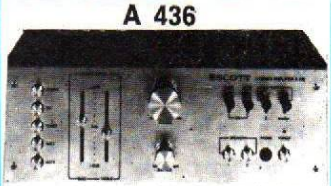
L'ENSEMBLE **4900 F**

CHAINE COMPLETE marantz 1040 avec magnétophone

- Ampli - préampli **MARANTZ 1040** 2 x 20 W.
- Platine **AKAI AP 001.**
- 2 enceintes **3 A-ALPHASE** ou BR 250.
- Platine cassette **TECHNICS RS 630.**

L'ENSEMBLE **3950 F**

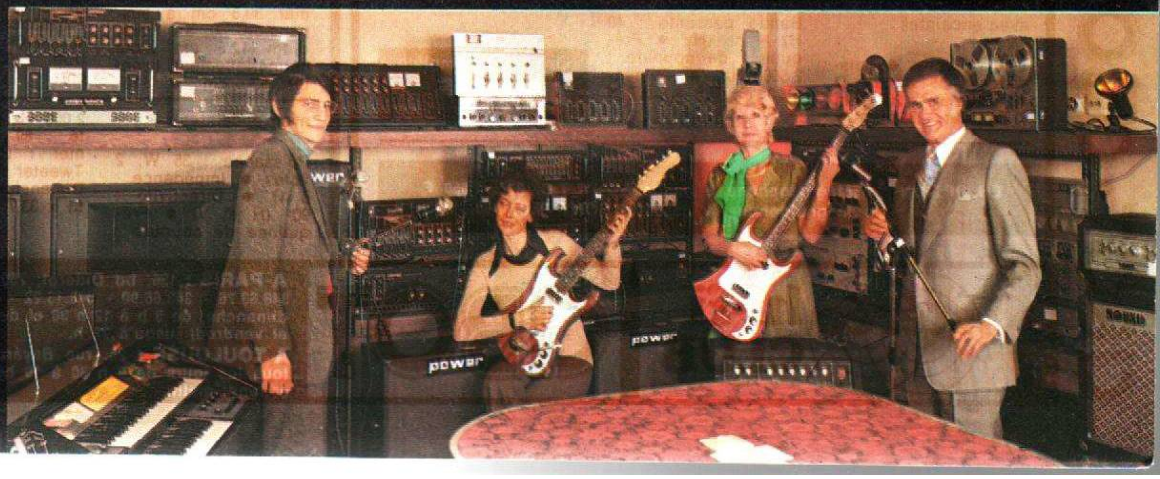
CHAINE COMPLETE SCOTT A 436



- Ampli-préampli **SCOTT A 436** - 2 x 38 W.
- Platine **AKAI AP 001.**
- 2 enceintes **3 A APOGEE.**

L'ENSEMBLE **3290 F**

TERAL SONO LIGHT-SHOW MUSIQUE



·CIBOT·CIBOT·CIBOT·CIBOT·CIBOT·CIBOT·

A PARTIR D'ELEMENTS DES PLUS GRANDES MARQUES CIBOT VOUS OFFRE 20 CHAINES A COMPOSER VOUS-MEME

AMPLI-TUNER PIONEER SX 450
Ampli-tuner GO/FM - 2 x 20 watts ● Distorsion harmonique < 0,5 % ● Réglages de tonalité séparés - Loudness ● Prise pour 2 paires d'enceintes ● Sensibilité FM : 1,8 µV ● Sélectivité : 60 dB ● Muting pour la FM ● Monitoring (2 magnétos) ● Bande passante : 20 Hz à 20 kHz.

AMPLI-TUNER MARANTZ 2225 L
Ampli-tuner AM/FM, PO/GO/FM - 2 x 25 watts ● Distorsion harmonique < 0,5 % ● Bande passante : 20-20 000 Hz. ± 1 dB ● Réception sur cadre incorporé pour PO/GO ● Décodeur PLL et transistors à effet de champs dans la section FM ● Rapport S/Bruit > 65 dB ● Prises pour 2 magnétophones ● Correcteur physiologique ● 2 vu-mètres.

PLATINE PIONEER PL 115 D
Entraînement par courroie ● Contre-platine suspendue ● Moteur synchrone 4 pôles, bras en S équilibré statiquement ● Antiskating ● Arrêt et retour du bras automatiques, système débrayable ● Cellule Shure 44/7, pointe diamant ● Socle et couvercle articulé.

PLATINE AKAI AP 005
Entraînement par courroie ● 2 moteurs ● Excellentes performances : rapport signal/bruit 68 dB ● Lift hydraulique. ● Arrêt et retour du bras automatiques ● Programmable ● Cellule magnétique Audio Technica, pointe diamant ● Socle et couvercle.

PLATINE THORENS
T.D. 145 MK II Cellule SHURE
Entraînement par courroie ● Pleurage : 0,06 %, rumble : — 65 dB (pondéré) ● Moteur 16 pôles synchrone ● Arrêt automatique et commande du lift par système électronique ● Antiskating.

PLATINE TECHNICS
SL 2000 Cellule TECHNICS
Manuelle, à entraînement direct ● Régulation électronique de la vitesse ● Réglage fin de chaque vitesse (33-45 t) par stroboscope incorporé ● Dispositif de lift hydraulique ● Réglage de l'antiskating et de la force d'appui.

La chaîne complète, l'ampli + 1 platine + 2 enceintes **SUPER PROMOTION**

avec enceintes **L.E.S.**
L.E.S. 20 : 3 voies ● Puissance : 20 watts/8 Ω ● Bande passante : 60 Hz à 20 kHz ● Transducteurs à haut rendement ● Section : 170 - 120 - 65 mm ● Garantie 5 ans ● Dimensions : 46 x 25 x 23 cm.
La chaîne complète **3215 F**

avec enceintes **H.R.C.**
Woodstock - 3 voies, 3 HP - Sections : 17, 12 et 6,5 cm ● Puissance : 20 watts RMS ● Bande passante : 50 Hz à 20 kHz ● Fréquences de coupure : 100 - 4 000 Hz ● Impédance : 5/8 Ω ● Dimensions : 47 x 25 x 24 cm.
La chaîne complète **3490 F**

avec enceintes **MARTIN**
Gamma 208 - Enceinte 2 voies - Boomer : 21 cm - Tweeter : 10 cm ● Fréquence de coupure : 1 500 Hz ● Bande passante : 40 Hz à 18 kHz ● Puissance : 40 W/8 Ω ● Sensibilité : 92 dB ● Dimensions : 45 x 26 x 24 cm.
La chaîne complète **3730 F**

avec enceintes **ULTRALINEAR**
77 P - 3 voies ● Puissance : 30 watts/8 Ω ● Boomer : 24,5 cm - Médium : 12 cm - Tweeter : 5,1 cm ● Bande passante : 38 Hz à 19 000 Hz ● Fréquences de coupure : 1 800 - 4 000 Hz ● Garantie 5 ans ● Dimensions : 59 x 30 x 24 cm.
La chaîne complète **3980 F**

avec enceintes **J.B.L.**
L 16 - 2 voies ● Puissance : 35 watts/8 Ω ● Boomer : 200 mm - Tweeter : 36 mm ● Bande passante : 40 Hz - 20 kHz ● Fréquence de coupure : 2 500 Hz ● Dimensions : 48,9 x 26,7 x 26 cm.
La chaîne complète **4120 F**

EN OPTION : ● Magnétophone à bande SONY T.C. 377. 1 850 F
● Magnétophone à cassette SONY T.C. 186. 1 650 F

La chaîne complète, l'ampli + 1 platine + 2 enceintes **SUPER PROMOTION**

avec enceintes **L.E.S. 35 B**
3 voies, 30 watts ● Très bonne enceinte promotionnelle ● 1 boomer : 21 cm, 1 médium : 10 cm et 1 tweeter : 8,5 cm ● Présentation : noyer d'Amérique ● Dimensions : 540 x 285 x 255 cm.
La chaîne complète avec :
platine TECHNICS **3990 F**
platine THORENS **4560 F**

avec enceintes **H.R.C. Ile de Wight**
3 voies, 3 haut-parleurs de sections : 21, 17 et 6,5 cm ● Puissance : 25 W efficaces ● Bande passante : 45 à 20 000 Hz ● Fréquences de recouvrements : 150-3 500 Hz ● Impédance : 5-8 Ω ● Ébénisterie : noyer d'Amérique ● Dim. : 650 x 285 x 285 mm.
La chaîne complète avec :
platine TECHNICS **4250 F**
platine THORENS **4820 F**

avec enceintes **MARTIN Gamma 308**
3 voies ● Boomer : 21 cm, Médium : 12 cm, Tweeter : 10 cm ● Fréquences de coupure : 1 000-5 000 Hz ● Bande passante : 40-18 000 Hz ● Puissance : 40 watts ● Sensibilité : 92 dB ● Dimensions : 540 x 310 x 180 mm.
La chaîne complète avec :
platine TECHNICS **4580 F**
platine THORENS **5150 F**

avec enceintes **ULTRALINEAR**
200 B ● 3 voies, Boomer 30,5 cm à suspension à air, médium 12,5 cm isolé hermétiquement, tweeter 5,1 cm ● Fréquences de coupures : 1 500-4 000 Hz ● Courbe de réponse : 28 à 20 000 Hz ● Puissance : 50 W RMS ● Prés. noyer ● Dim. : 62 x 37 x 31 cm.
La chaîne complète avec :
platine TECHNICS **4890 F**
platine THORENS **5460 F**

avec enceintes **J.B.L. L 26**
Puissance : 35 W, 2 voies ● Impédance : 8 Ω ● Directivité : 90° (H et V) ● Fréquence de coupure : 2 000 Hz ● Sensibilité : 89 dB ● Boomer : Ø 25 cm ● Tweeter : Ø 3,6 cm ● Dimensions : 32,4 x 61 x 33,7 cm.
La chaîne complète avec :
platine TECHNICS **5390 F**
platine THORENS **5960 F**

A PARIS : 136, bd Diderot, 75012 - 12, rue de Reuilly, 75012 - Tél. : 346.63.76 - 343.66.90 - 343.13.22 - 307.23.07 - Ouvert tous les jours (sauf dimanche) de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h - NOCTURNES : mercredi et vendredi jusqu'à 22 h.

A TOULOUSE : 25, rue Bayard, 31000 - Tél. : (61) 62.02.21 - Ouvert tous les jours de 9 h 30 à 19 heures sans interruption sauf dimanche et lundi matin.