

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

ISSN.0337-1883

SON TÉLÉVISION RADIO ÉLECTRONIQUE

■ BANCS D'ESSAI: L'ampli-tuner TOSHIBA SA420
■ L'oscilloscope LEADER LBO 508 ■ Le magnéto-
phone OPTONICA RT 3838 etc... ■ REALISEZ : Un
compte-tours et mesureur d'angle de came pour
moteurs ■ Interphone de bord, auto, avion, moto etc...



PHILIPS

ADMINISTRATION - REDACTION

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

SOCIETE DES PUBLICATIONS RADIO-ELECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES

Société anonyme au capital de 120 000 F

2 à 12, rue de Bellevue
 75019 PARIS - Tél. : 200-33-05

La Rédaction du Haut-Parleur décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.

ABONNEMENTS

ABONNEMENT D'UN AN comprenant :

14 numéros dont 2 numéros spécialisés :
 LE HAUT-PARLEUR SPECIAL PANORAMA HIFI
 LE HAUT-PARLEUR SPECIAL RADIOCOMMANDE
 FRANCE : 85 F ETRANGER : 135 F

Nous proposons aux lecteurs qui le désirent de souscrire à un abonnement groupé :
 14 numéros LE HAUT-PARLEUR
 + 11 numéros ELECTRONIQUE PRATIQUE
 + 11 numéros SONO
 FRANCE : 155 F ETRANGER : 225 F

14 numéros LE HAUT-PARLEUR
 + 11 numéros ELECTRONIQUE PRATIQUE
 FRANCE : 110 F ETRANGER : 180 F

14 numéros LE HAUT-PARLEUR
 + 11 numéros SONO
 FRANCE : 120 F ETRANGER : 170 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.

Page

B.F. - Technique générale - HiFi

● Le tuner amplificateur TOSHIBA SA 420.....	144
● Le magnétophone à cassette OPTONICA RT 3838.....	150
● Le 20 ^e Festival du Son.....	219
● Les enceintes acoustiques au 20 ^e Festival du Son.....	224
● Filtre passif d'enregistrement et d'écoute.....	266
● Les têtes de lecture SHURE V 15 III et V 15 IV et bras SME Série III.....	269
● Mesure pratique de la masse ramenée d'un bras de lecture.....	275

Electronique - Technique générale

● Utilisation des cristaux liquides en affichage électronique.....	135
● Modulation par impulsions et codages.....	195
● Presse technique étrangère.....	208
● Les magnétoscopes : enregistrement audio - enregistrement vidéo.....	213
● ABC : lampes - tubes cathodiques.....	231
● Code de désignation des semi-conducteurs.....	268

Réalisations

● Horloge digitale : le module réveil.....	163
● Compte-tours à mesureur d'angle de came pour moteur à combustion.....	165
● Un amplificateur de puissance : 2 x 15 W.....	170
● Un multiplicateur de tension sans transformateur.....	178
● Pour remplacer les batteries construisez une alimentation 12 V/20 A.....	182
● Réalisez un mini-ordinateur domestique.....	187
● Réalisez vos jeux TV.....	193
● Visualisation de texte sur tube cathodique.....	200
● Réalisez un lève-bras à « touch control ».....	245
● Construisez ce « microscope » pour vos systèmes à microprocesseur.....	249
● Télécommande par téléphone.....	252
● Un chargeur universel pour batteries au cadmium nickel.....	260
● Interphone de bord : avion - auto - moto.....	264

Mesure - Service

● L'oscilloscope LEADER LBO 508.....	158
--------------------------------------	-----

Journal des O.M.

● Un amplificateur de 100 W à transistors (sur 432 MHz).....	285
● Le TEC 432 convertisseur pour la bande 432 MHz.....	288

Divers

● Informations - Nouveautés.....	131
● STUDER ou la naissance d'un REVOX.....	139
● Sélection de chaînes HiFi.....	277
● Courrier technique.....	279
● Petites annonces.....	292
● ARGUS.....	297
● Libre Service.....	302
● Encart EURELEC.....	243-244

PUBLICITE

SOCIETE AUXILIAIRE DE PUBLICITE
 43, rue de Dunkerque
 75010 PARIS
 Tél. : 285-04-46 (lignes groupées)
 C.C.P. PARIS 379360



Commission Paritaire N° 56 701

Copyright - 1978
 Société des Publications
 radioélectriques et
 scientifiques

Dépôt légal : 2^e trimestre 78
 N° éditeur : 419
 Distribué par
 « Transport Presse »

LAG électronique

PLATINES Garrard

**LA TECHNIQUE JAPONAISE
ALLIÉE A LA HAUTE TRADITION ANGLAISE**
MATÉRIEL D'ORIGINE - ABSOLUMENT NEUF GARANTIE 1 AN



GARRARD 86 SB

Caractéristiques : Vitesse 33 1/3, 45 tr/mn. Diamètre du plateau : 29 cm. Poids du plateau : 2,5 kg Wow et Flutter : meilleur que 0,1 %. Rumble : meilleur que - 60 dB. Lève-bras hydraulique. Moteur synchro-vitesses synchronisées. Cellule magnétique SHURE M 75 6S. Dimensions : 43 x 38 x 17,5 cm. Alimentation : 110-220 volts commutable 50 Hz.

Platine livrée complète avec socle et capot.

Prix détail conseillé : ~~990 F~~

Prix LAG : 699 F TTC + port 39 F



GARRARD GT 20

Plateau \varnothing 300 mm, type aluminium coulé, inertie du tourne-disque 160 kgcm. Entraînement par courroie, moteur 4 pôles synchrone, 33 1/3 et 45 t. Bras de P.U. en S, long. eff. 230 mm, masse eff. av. cart. 5 g, pivots roult-rubis usuel de cart. 4,9 g, cellule Excel ES 70 S. Performances : rumble (DIN A) - 43 dB, rumble (DIN B) - 63 dB, pleurage et scintillement (DIN) 0,12 %. Dimensions (mm) : avec couvercle 450 x 150 x 365, le capot ouvert 450 x 410 x 425. Platine livrée complète avec socle et capot.

Prix LAG : 880 F TTC + port 50 F



PLATINE GT 25 P

Plateau \varnothing 300 mm, type aluminium coulé, inertie du tourne-disque 160 kgcm. Entraînement : par courroie, moteur 4 pôles synchrone, 33 1/3 et 45 t. Bras de P.U. : en S, long. eff. 230 mm, masse eff. av. cart. 5 g, pivots roult-rubis, poids usuel de cart. 4,9 g, cellule Excel ES 70 S. Performances : rumble (DIN A) - 43 dB, rumble (DIN B) - 63 dB, pleurage et scintillement (DIN) 0,12 %. Dimensions (mm) : avec couvercle 450 x 150 x 365, le capot ouvert 450 x 410 x 425.

PRIX LAG : 1.100 F TTC + port 50 F



PLATINE GT 35 P

Plateau \varnothing 300 mm, type aluminium coulé avec stroboscope, inertie du tourne-disque 220 kgcm. Entraînement : par courroie, servomoteur courant continu, 33 1/3 et 45 t. Bras de P.U. : en S, long. eff. 230 mm, masse eff. av. cart. 5 g, pivots roult-rubis, poids usuel de cart. 4,9 g, cellule Excel QD 700 EX. Performance : rumble (DIN A) - 45 dB, rumble (DIN B) - 65 dB, pleurage et scintillement (DIN) 0,10 %. Dimensions (mm) : avec couvercle 450 x 150 x 365, le capot ouvert 450 x 410 x 425.

PRIX LAG : 1.290 F TTC + port 50 F

**TOUTES CES PLATINES SONT LIVRÉES AVEC
COUVERCLES ANTI-POUSSIÈRE, AVEC SOCLE,
AVEC CELLULE MAGNÉTIQUE STÉRÉO.**



**LA CELLULE SUPPLÉMENTAIRE
TYPE EXCEL ES 70 : 56 F TTC**

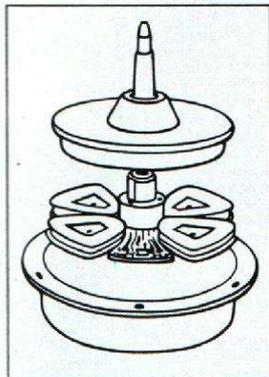
ADRESSEZ VOS COMMANDES A LAG ELECTRONIC, route de Vernouillet 78630 ORGEVAL
Magasin dans Paris : 26, rue d'Hauteville 75010 PARIS - Tél. 824.57.30
Expéditions uniquement contre chèque ou mandat joint à la commande - C.C.P. Paris 6741-70

**LAG
électronique**

Les invariables.

Moteur couple linéaire BSL

Moteur, ça tourne. Dès la première seconde, la stabilité de rotation est telle que sous les éclairs lumineux du stroboscope, le plateau semble immobile (et pourtant il tourne).



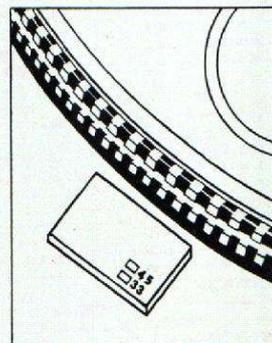
Le moteur couple linéaire sans balai, ni fente (BSL), démarre au 1/3 de tour.

Les premières notes vous envoûtent tant elles sont rondes, chaleureuses, précises.

Que les oreilles pointilleuses se réjouissent, elles n'entendent aucune fluctuation durant tout le disque.

Système d'asservissement à disque magnétique.

Grâce à un système de magnétisation exclusif à Sony (Magnéscale), l'asservissement est de la plus haute précision. La périphérie interne du plateau contient une échelle magnétique dont les "barreaux" sont constamment détectés par une tête magnétique. Elle assure une stabilité de vitesse incomparable.



Système de verrouillage à quartz.

Pour parer à toute dérive, un système de verrouillage à quartz a été adopté, bien connu par sa précision. Le quartz autorise des performances telles qu'on atteint la limite du mesurable.

PS X 4
Semi-automatique



PS X 7
Automatique



Fluctuation de la vitesse	Asservissement de vitesse traditionnel	Asservissement à quartz
Dérive due à la température ambiante	0,04 %/°C	< 0,00003 %/°C
Dérive due à la tension secteur	0,01 %/V	< 0,00001 %/V
Dérive due à l'excédent de charge (poids)	0,05 % pour 3g	0 % pour 150g

On retrouve le même souci de perfection dans la conception d'ensemble de ces platines (boîtier en SBMC, pieds isolants de haute viscosité).

Résultats : Ecart relatif de vitesse : < 0,0003 %

Fluctuations : 0,02 % pondéré

Rapport signal/bruit (DIN) : 73 dB

La caractéristique la plus étonnante de cette génération de platines, c'est que pour une gamme de performances aussi vaste, Sony offre une gamme de prix très raisonnable.

Platines Sony à quartz.

Tous renseignements et démonstration permanente au Salon Sony, 66, Champs-Élysées, Tél. 359.06.58 et 06.64.



PS X 3
Manuelle

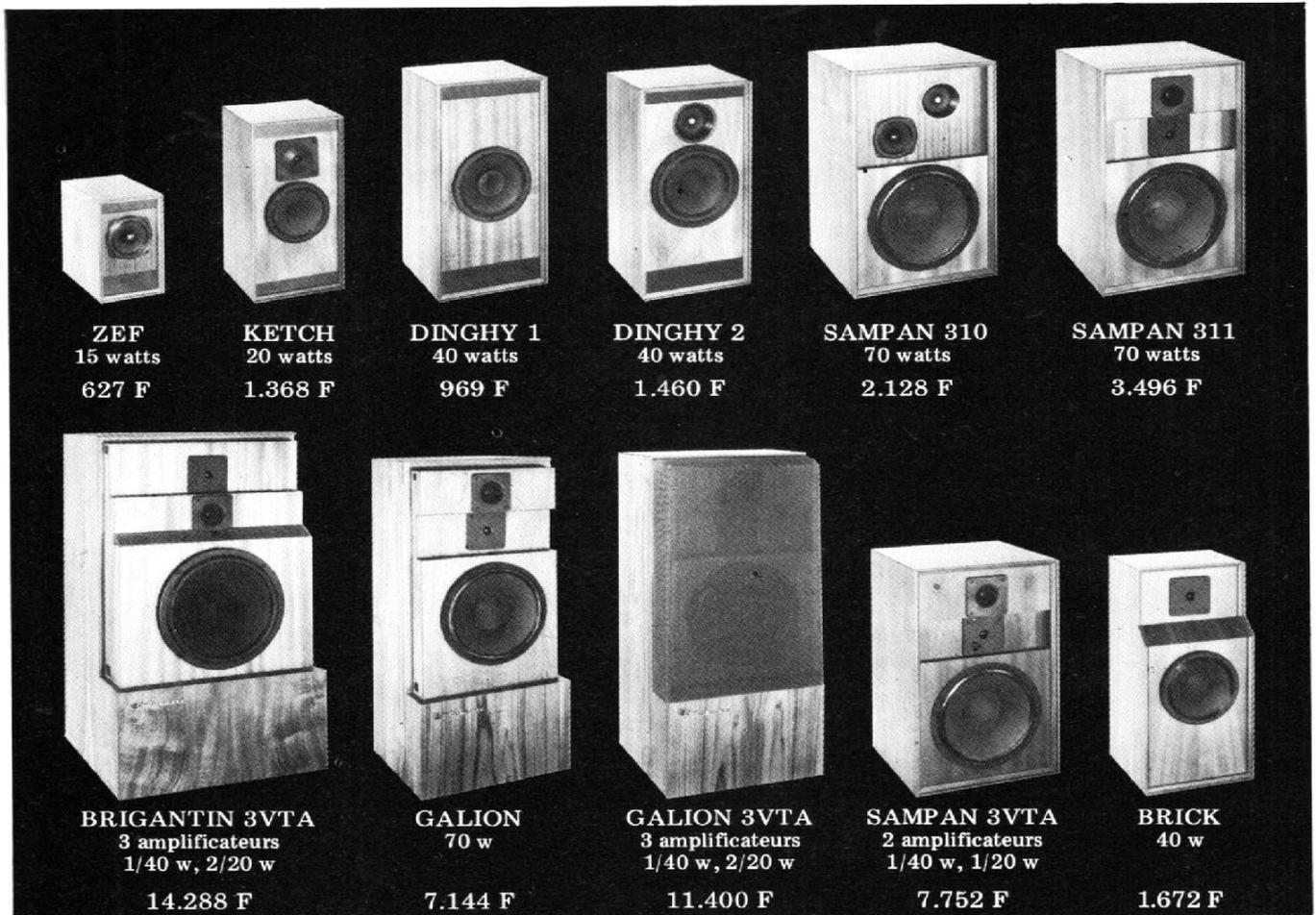


PS X 6
Automatique

SONY

CABASSE AU XX^e FESTIVAL DU SON.

LA DEMONSTRATION QUE LA HAUTE-FIDELITE EXISTE
DE 627 F à 14 288 F.



Depuis vingt ans, Festival après Festival, les amateurs se forgent une idée de plus en plus précise sur ce qu'est une démonstration de vraie haute-fidélité.

Ils le doivent en grande partie à Cabasse qui, du 1er au 20^e Festival du Son, continue à démontrer que la preuve d'une supériorité n'est pas donnée par des effets faciles, comme les jeux de phénomènes stéréophoniques, la reproduction d'un son déjà produit par un haut-parleur (c'est le cas de toutes les musiques électroniques), mais dans la vérité d'un violon, d'un piano, d'un

grand orchestre ou de la voix humaine.

Un parcours dans les allées du Festival était une démonstration magistrale de cette vérité. En arrivant près du stand Cabasse, ce n'était plus de la musique enregistrée que l'on entendait. Le visiteur était brusquement saisi par la présence de l'instrument. Il était là. On le cherchait des yeux. Il n'était plus question de musicalité, mais de musique. Les nouveaux venus levaient les yeux pour comprendre le sortilège : ils lisaient la marque Cabasse.

HP

Cabasse vient d'éditer un catalogue sur les mesures comparatives des enceintes.

Pour recevoir toute documentation, ainsi que la liste des dépositaires agréés, adressez ce bon à CABASSE "Service Informations" Kergonan 29200 BREST :

NOM..... ADRESSE.....

USINE et BUREAUX - Kergonan 29200 Brest - tél. (98)02 14 50 - télex 940587 Cabasse Brest
SERVICE COMMERCIAL - 182, rue Lafayette 75010 Paris - tél. 202 74 40 - télex 210887 Cabasse Paris

 **Cabasse**
La Référence en Haute-Fidélité

NÉCROLOGIE

C'est avec tristesse que nous avons appris, à la veille de l'ouverture du 20^e Festival du Son, le décès de M. Jacques BARTHE, Président du SIERE (Syndicat des Industries Electroniques de Reproduction et d'Enregistrement) et Président-directeur général de la Société J. Barthe.

A sa famille, ses amis et collaborateurs « Le Haut-Parleur » présente ses condoléances.

L'informatique et l'ordinateur en 15 leçons par Pierre Morvan, docteur de l'Université Ingénieur à la Compagnie Internationale de Services en Informatique. Editions Radio-Hachette.

Tout le monde est concerné par l'informatique et l'ordinateur. Chacun d'entre nous a donc le droit à une information claire et précise sur cette discipline et les techniques qu'elle met en jeu.

L'ordinateur et l'informatique en 15 leçons !

A première vue, compte tenu du mystère que certains laissent planer sur ces drôles de machines et leur mise en œuvre, cette affirmation peut paraître bien ambitieuse.

Pourtant, c'est le but que Pierre Morvan, ingénieur à la Compagnie Internationale de Services en Informatique (CISI), spécialiste bien connu des applications de l'ordinateur et de la conception assistée s'est fixé.

Ce livre traite d'une façon simple et claire de l'ensemble des techniques informatiques depuis la saisie des données, la restitution des résultats en passant par la description de la « machine informatique » et de ses périphériques, l'exploitation en multiprogrammation et en partage de temps, sans oublier la téléinformatique et les réseaux d'ordinateurs.

Dans cet ouvrage plein d'humour, bien illustré par Marie-Thérèse Kony, Pierre Morvan et ses collaborateurs Daniel Le Roch, Henri Lilen, Bernard Mailhol et Yves Matras vous apportent les connaissances nécessaires et suffisantes pour aborder cette fameuse informatique et rester ses utilisateurs et non ses utilisés (ouvrage de 224 pages, format 14 x 20, prix : 30 F).

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

Nouveau magnéscope couleur à cassettes V.C.R. longue durée N 1700/29

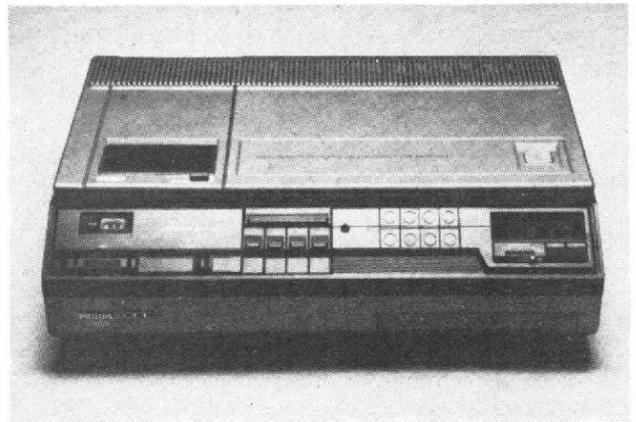
Il permet :

- 2 h 30 de programme sans interruption (avec vidéo cassette type LVC 150).
- L'enregistrement des émissions couleur regardées.
- L'enregistrement d'une émission couleur autre que celle regardée grâce au démodulateur incorporé.
- L'enregistrement en son absence jusqu'à 2 heures 30 de programme couleur grâce à l'horloge incorporée.
- De reproduire au moment choisi et aussi souvent qu'on le souhaite les enregistrements de son choix.
- La réalisation de ses propres prises de vues avec la caméra V 100.

Le magnéscope V.C.R. longue durée N 1700 se raccorde directement à l'antenne.

Un seul câble le relie au téléviseur couleur.

Prix : environ 6 750 F.



Caractéristiques techniques :

- Exécution : modèle de table entièrement transistorisé.
- Principe : hélicoïdal 180° (2 têtes rotatives).
- Dimensions : 560 x 370 x 160 mm.
- Poids : environ 17 kg.
- Consommation : 60 W en activité, 8 W au repos.
- Tensions d'alimentation : 220 à 240 V \pm 10% - 50 Hz \pm 1%.

NOTRE COUVERTURE :

PHILIPS

NOUVELLES PLATINES A CASSETTES PHILIPS

Tête magnétique longue durée « FSX »
Moteur d'entraînement asservi.

La tête FSX admet un niveau de saturation très élevé et possède une haute résistance à l'abrasion. La qualité de la reproduction musicale est aussi maintenue dans le temps avec une dynamique améliorée. Cette qualité est également assurée par une vitesse constante. A cet effet, une génératrice tachymétrique montée sur le moteur mesure de façon continue la vitesse de rotation. Dès qu'un écart de vitesse est mesuré, le moteur reçoit un signal de correction.

A - CARACTERISTIQUES COMMUNES AUX N
2534 ET N 2538

- 1° - SELECTEUR POUR L'ADAPTATION DE L'ELECTRONIQUE AUX CASSETTES A L'OXYDE FERRIQUE ET AU BIOXYDE DE CHROME.
- 2° - DISPOSITIF DE REDUCTION DE BRUIT DOLBY. Améliorer du signal sur bruit (diminution du souffle de bande). En fonction pendant l'enregistrement et à la reproduction.
- 3° - TETES MAGNETIQUES LONGUE DUREE AVEC LA NOUVELLE TETE D'ENREGISTREMENT/LECTURE « FSX ».
- 4° - INDICATEUR-LUMINEUX DE POINTE DE MODULATION.
- 5° - DEUX INDICATEURS DU NIVEAU D'ENREGISTREMENT.
- 6° - ARRÊT AUTOMATIQUE EN FIN DE BANDE AVEC DEVERROUILLAGE DES TOUCHES DU CLAVIER DE COMMANDES.
- 7° - MOTEUR ASSERVI PAR GENERATRICE TACHYMETRIQUE ASSURANT UNE VITESSE DE DEFILEMENT CONSTANTE.

8° - FILTRE SUPPRESSEUR DE LA FREQUENCE PILETE EN FM.

9° - NIVEAU DE LA SORTIE « LIGNE » REGLABLE.

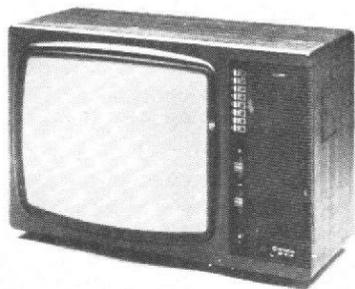
10° - PRISE POUR CASQUE.

11° - RETOUR RAPIDE ET AVANCE RAPIDE EN POSITION ECOUTE.

B - CARACTERISTIQUES SPECIFIQUES A LA N
2538

- POSITION SPECIALE DU SELECTEUR POUR CASSETTE AU FERROCHROME
- DISPOSITIF DE REDUCTION DE BRUIT DNL.
- COMPTEUR AVEC MEMOIRE.
- RETOUR RAPIDE ET AVANCE RAPIDE EN POSITION ECOUTE.
- REMARQUABLES PERFORMANCES (DIN 45 500)
- Bande passante : 40-17 000 Hz (ferrochrome)
- Rapport signal/bruit : 57 dB (ferrochrome)
- 40-16 000 Hz (bioxyde de chrome)
- 56 dB (bioxyde de chrome)

Le téléviseur couleur CTS 267 Hitachi

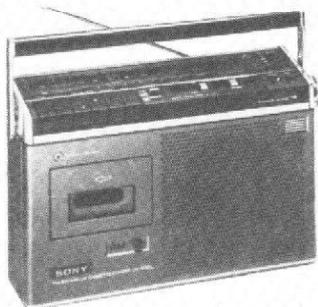


Téléviseur couleur transportable. Standard Secam. Nouveau tube Hitachi « In line system ». 51 cm. Canon court. Déflecteur semi-toroïdal.

Convergences statiques. Canaux : F2 à F12/UHF : 21 à 69. Circuit intégré. CAF débrayable. Logement de présélection latéral. Tuner diode Varicap. Clavier 8 positions à touches sensor. Entièrement transistorisé. Alimentation stabilisée 110/220 V automatique. Consommation 100 W (220 V).

Puissance BF 3 W. Contrôle de balance couleur. Haut-parleur frontal. Prise écouteur en façade avec cache. Façade gris noir, ébénisterie noyer. Dimensions : 655 x 430 x 456 mm. Poids : 26 kg.

Le combiné radio-cassette Sony CF430L



Combiné Radio-magnétophone à cassette, 4 gammes d'ondes : FM - PO - GO - OC.

Contrôle automatique de fréquence (AFC). Avance et retour rapide en lecture. Sélecteur d'entrée REC/PB (prise DIN). Comp- teur de défilement de bande. Sélecteur de bande (CR 02, normal). Microphone à condensateur électret incorporé. Interrupteur de « sommeil ». Indicateur réglage, état des piles. Bouton de recherche de stations, très sensible. Entrées micro/ligne - sortie écouteur. Pause.

Système d'enregistrement : 2 pistes monaural.

Antennes : FM/OC, antenne télescopique ; PO/GO, en barre de fer- rite.

Bande passante : 70 à 11 000 Hz (CrO2) ; 70 - 10 000 Hz (normal). Vitesse de défilement : 4,8 cm/s.

Puissance de sortie : 3 W (max).

Haut-parleur : 1 HP : 16 cm Ø.

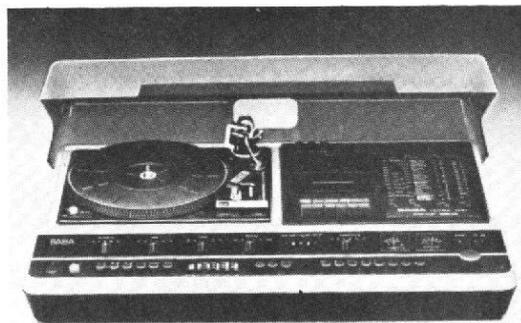
Alimentation : secteur 110 - 120 - 220 - 240 V. Piles 4 x 1.5 V.

Dimensions : 350 x 222 x 114 mm.

Poids : 3,7 kg.

Accessoires fournis : bande de démonstration, fiche d'effacement, câble de raccordement, nettoie-têtes, écouteur.

Le nouveau HiFi Center 9903 - Saba.



Combiné triple HiFi compact, dont tous les composants corres- pondent à la norme HiFi.

Caractéristique générales :

- Ensemble HiFi Stéréo complet correspondant à la norme DIN 45500 avec ampli-tuner, tourne-disques et magnétophone à cassette.

Cet ensemble stéréo est conçu pour la restitution d'émissions radiophoniques, de disques et de cassettes, pour la reproduction de disques, d'enregistrements personnels, à l'aide du micro sur des cassettes.

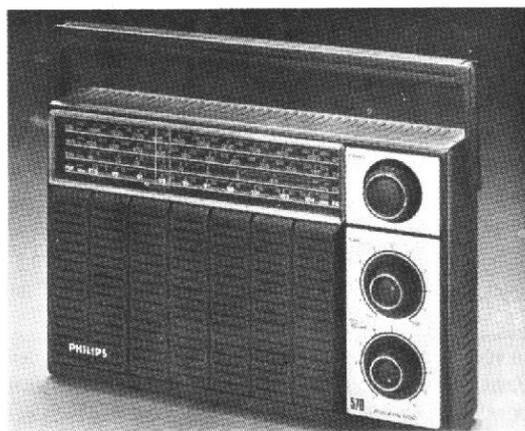
- Amplificateur de 2 x 28 W.

- Tuner à 4 gammes d'onde : PO - GO - FM - OC.

- Magnétophone à cassette équipé d'un dispositif Dolby et PNL, accepte 3 types de bandes : standard CrO2 et FeCr. arrêt automa- tique en fin de bande.

- Tourne-disque Dual 1237 à entraînement par courroie - arrêt et retour du bras automatiques.

Le récepteur portable Philips AL570



Ce récepteur portable à 4 gammes d'onde : FM - PO - GO - OC est alimenté soit par 4 piles de 1,5 V ou sur secteur 110/220 V la commutation piles/secteur se fait automatiquement.

La réception se fait sur antenne ferrite pour les Grandes et Peti- tes Ondes et sur antenne télescopique pour la FM et les ondes cour- tes - La recherche des stations s'effectue à l'aide d'un bouton de grand diamètre comme d'ailleurs les commandes de puissance et de tonalité. La puissance délivrée est de 700 mW sur piles et de 1 W sur secteur. Le haut-parleur mesure 10 cm de diamètre.

Dimensions : 280 x 177 x 73 mm.

Le SIM de Milan en préparation

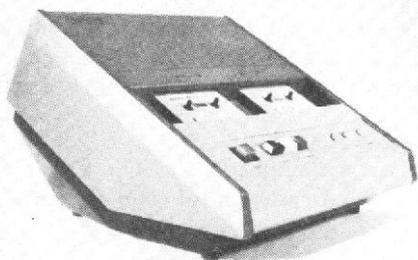
La douzième édition du SIM (Salon International de la Musique) se déroulera dans le quartier de la « Fiera di Milano » du 7 au 11 septembre 1978.

Toute la production mondiale sera représentée en 5 pavillons, sur une surface totale de 40 000 m² : 800 marques de 40 pays spécialisées dans la production d'instruments de musique et d'amplification, P.A. Systems, matériels et accessoires haute-fidélité, équipements audio-professionnels, systèmes vidéo.

L'exposition milanaise qui, dans sa spécialité, compte aujourd'hui parmi les meilleures d'Europe, reçoit chaque année la visite de 80 000 personnes environ, dont au moins 2 000 étrangers de 69 pays et 35 000 opérateurs commerciaux et professionnels de la musique.

Le Secrétariat général du SIM a été transféré Via Domenichino 11, tél. : (02) 49.89.984 et 46.97.519, 20149 Milan.

Le sonocopieur Alpha



Le nouveau Sonocopieur Alpha permet d'obtenir la copie d'une cassette enregistrée recto-verso en 90 secondes.

Avec cet appareil la sonocopie devient aussi simple et courante que la photocopie. Sélectionné par la firme danoise Lyrec, le sonocopieur Alpha est équipé de moteurs à entraînement direct.

Appareil robuste et fiable, peut être utilisé sans aucune formation particulière.

Il suffit de placer la cassette enregistrée et la cassette vierge sur l'appareil et appuyer sur un bouton.

Selon le modèle Alpha choisi, on obtient une copie recto-verso d'excellente qualité d'une cassette mono ou stéréo.

Distribué en France par Audiovision Equipment, 3, rue Félix Faure 75015 Paris. Tél. : 532.82.02.

La nouvelle série 5280 Heathkit

Cette nouvelle série comprend 5 instruments conçus pour l'amateur désireux commencer l'équipement d'un laboratoire.

Leurs conceptions les rendent faciles à assembler et à utiliser. Les coffrets sont identiques avec compartiment de rangement pour câbles et accessoires (dimensions 14 x 27 x 19).

Chaque instrument est alimenté par 2 piles de 9 V et l'alimentation secteur optionnelle - (PA 5280-1 - vous permet de les alimenter tous les cinq simultanément sur le secteur 110 ou 220 V.

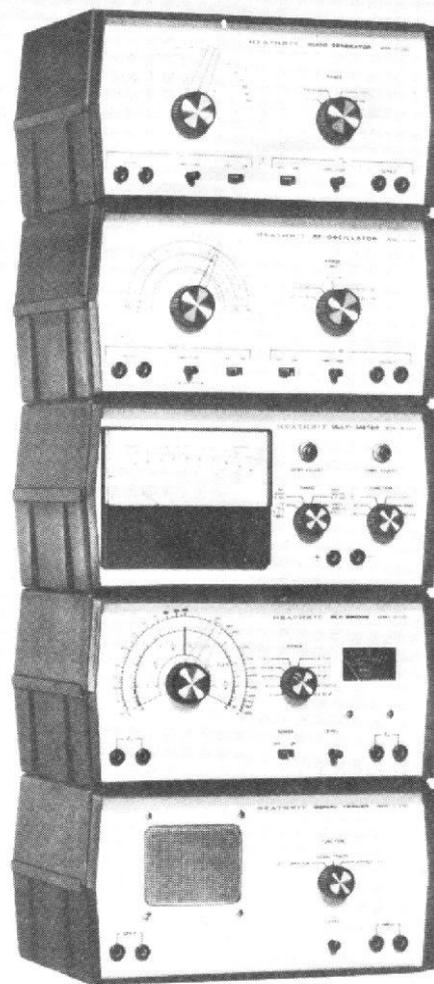
De haut en bas nous avons (voir photographie ci-contre) :

Le générateur HF - IG5280 : Bande de fréquence 100 kHz couverte en 4 gammes mode sinus ou carré. Utilisable comme signal tracer audio avec les équipements appropriés. Idéal pour tester le gain et la distorsion des étages amplificateur audio. Permet avec les équipements appropriés associés les tests de gain et de distorsion des étages amplificateurs. Signaux carrés prévus pour vérification de la réponse en fréquence. Manuel en anglais.

Le générateur HF IG5280 : Générateur H.F. livré avec sondes ; très utile pour réaliser l'alignement des étages H.F. accordés en AM et FM et sur les téléviseurs ; il couvre de 310 kHz à 110 MHz en 5 bandes et 100 à 220 MHz sur harmonique. Modulation interne 1 kHz accessible sur face avant pour test sur équipement BF. Manuel en anglais.

Le multimètre électronique IM5284 : 4 fonctions grand galvanomètre très lisible - Tensions AC et DC jusqu'à 1 000 V et mesures de courant jusqu'à 1 000 mA pleine échelle. Fonction ohmmètre divisée en 4 gammes : X1, X100, X10 k Ω et X1 M Ω , impédance 10 M Ω . Pointes de touches fournies. Manuel en anglais.

Le pont d'impédance-Résistances-Capacités-Selfs - IB5281 : En boîtier de la série 5280, muni d'un circuit à semi-conducteurs, vous déterminerez aisément et rapidement les valeurs inconnues de résistances, de capacités et de selfs. Résistances : 3 gammes 10 Ω à 10 M Ω . Inductances : 3 gammes 10 μ H à 10 H. Condensateurs : 3 gammes 10 pF à 10 μ F. Facile à assembler. Manuel en anglais.



Le signal Tracer IT5283 : Suivez rapidement les différents étages des récepteurs, émetteurs afin de détecter le composant défectueux et les pannes dans les circuits. Permet de suivre les signaux HF et BF. Possède une position « Logique » vous permettant de suivre les états 1 ou 0 des portes grâce à son signal auditif - Equipé d'un haut-parleur utilisable séparément pour d'autres utilisations. Manuel en anglais.

Une alimentation d'atelier IPA5280 : Délivre plus et moins 9 VDC permettant d'alimenter sur le secteur 110/220 V les instruments de la série 5280 simultanément. Prévu avec prise de raccordement pour chacun d'eux Double régulation par CI. Manuel en anglais.

Comme toujours chez Heathkit ces appareils sont livrables en kit ou tout montés.

Pour tout renseignement complémentaire s'adresser à Heathkit, 47, rue de la colonie 75013 Paris.

Utilisation

des cristaux liquides

en affichage

électronique

(suite voir n° 1630)

- H - Dispositifs électro-optiques d'affichage à base des cristaux liquides nématiques

Ces dispositifs peuvent se subdiviser en deux catégories, l'une faisant appel au D.S.M. (dynamic scattering mode) et l'autre à ce qu'il est commun d'appeler « l'effet de champ »

1. Effet de diffusion dynamique de la lumière

Ce phénomène a été découvert par Heilmeyer en 1968 et a donné un nouvel essor à

l'étude du cristal liquide. Son principe nous est donné par la figure 11.

La tension appliquée au cristal liquide est continue ou alternative de basse fréquence de manière à ce que les ions présents créés injectés dans le cristal liquide puissent transiter d'une électrode à l'autre et

induire un mouvement tourbillonnaire cellulaire dans le liquide.

Ce dernier étant constitué de domaines anisotropes diffusera fortement la lumière incidente. La tension de seuil de cet effet est en général comprise entre 7 et 10 V.

2. Effet de champ

Ce phénomène est basé sur l'orientation collective des molécules et la variation de cette orientation par un champ électrique.

Une biréfringence ou une

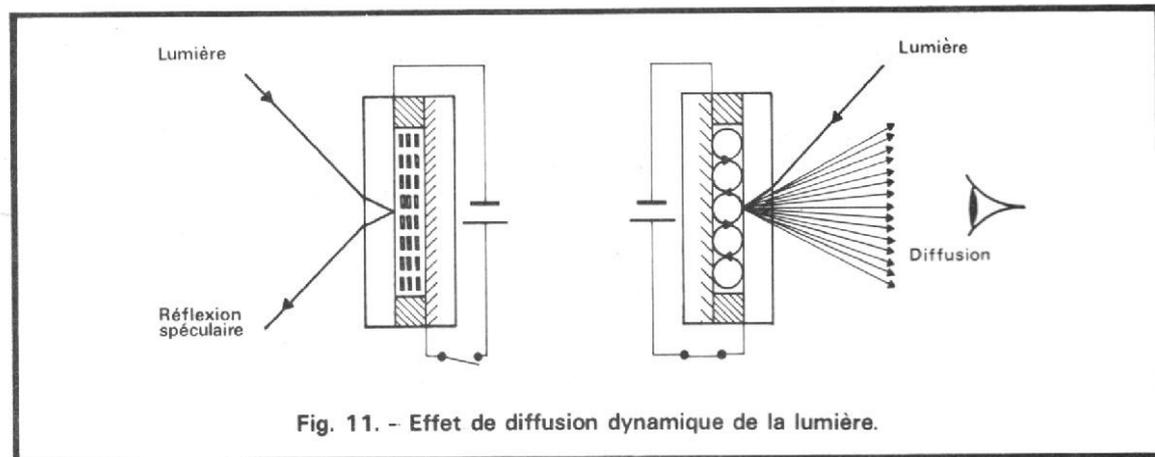


Fig. 11. - Effet de diffusion dynamique de la lumière.

rotation du plan de polarisation due à l'anisotropie optique du milieu est induite électriquement par l'intermédiaire de l'anisotropie diélectrique.

Cet effet est à la base de deux types de procédés de visualisation :

a) Effet de birefringence induit électriquement

Ce procédé permet d'obtenir un système d'affichage dont la couleur peut varier avec la tension appliquée. Il est possible de faire varier la couleur du fond par rapport à celle du caractère à afficher.

Sur la figure 12 sont représentés deux types d'affichage utilisant : le premier des molécules dont le moment dipolaire est perpendiculaire au grand axe de la molécule ($\epsilon_{//} < \epsilon_{\perp}$ fig. 11a) et le second des molécules dont le moment dipolaire est collinéaire au grand axe ($\epsilon_{//} > \epsilon_{\perp}$ fig. 11b). L'observation se fait en lumière blanche entre polariseurs et analyseurs croisés.

Le premier cas permet un affichage de différentes couleurs sur fond noir ou sur fond uniformément coloré, le second cas un affichage couleur ou noir sur fond coloré.

Pour les amateurs de formules - ces deux types d'affichage sont caractérisés par une tension de seuil V_s telle que

$$V_s = 2 \pi \sqrt{\frac{\pi K_{ii}}{\epsilon_{//} - \epsilon_{\perp}}}$$

K_{ii} étant une constante élastique.

b) Nématique twisté

Cette technique utilise des cristaux liquides à anisotropie diélectrique positive et dont les orientations sur les électrodes sont perpendiculaires. (Voir fig. 12)

L'observation se fait en lumière blanche ou monochromatique entre polariseurs et analyseurs parallèles. Sans tension, la phase « twistée » fait tourner le plan de polarisation de la lumière et ainsi, la lumière incidente n'est pas transmise ; avec tension, l'état twisté est homéotrope et ne

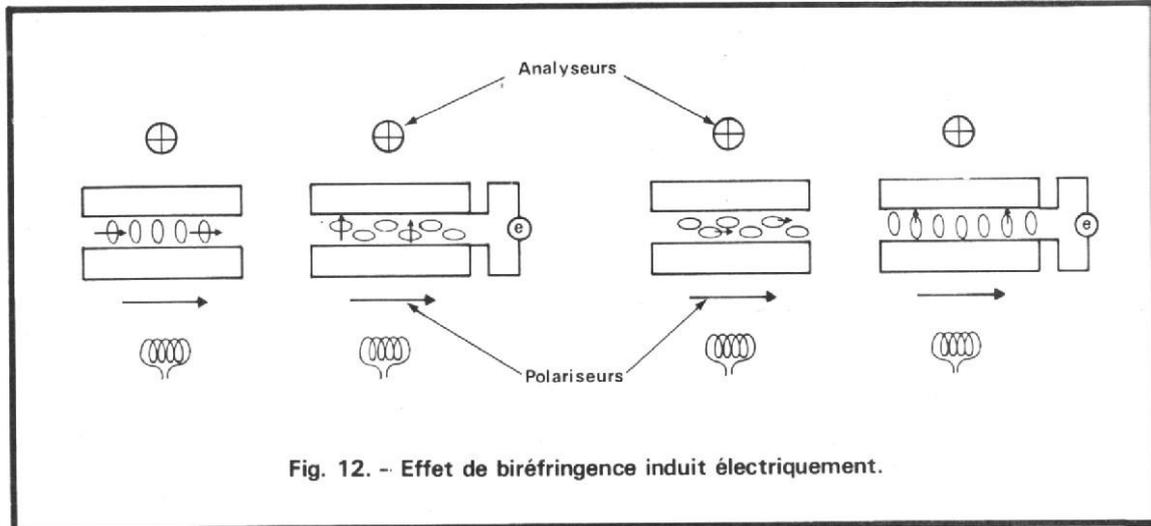


Fig. 12. - Effet de biréfringence induit électriquement.

fait pas tourner le plan de polarisation et la lumière est transmise.

Cet effet est aussi caractérisé par une tension seuil ayant la même forme que précédemment.

Sur le plan technologique, les problèmes importants à résoudre pour réaliser une cellule d'affichage du type « nématique twisté » sur circuit intégré de commande sont l'adressage de l'information et le scellement du container du cristal liquide.

Une solution à ces problèmes peut être par exemple, d'utiliser un circuit intégré à transistors MOS comprenant les circuits adressage de chaque point et jouant aussi le rôle de mémorisation de l'information. Au-dessus de ce circuit intégré on mettrait la cellule à cristal liquide dont l'étanchéité est assurée par un ruban de soudure fait au Laser. Un système similaire mis au point au L.E.T.I. à Grenoble fonctionne actuellement dans des très bonnes conditions.

3. Et maintenant un peu de technologie...

La cellule de base de la visualisation peut être fabriquée assez facilement en tenant compte des principes théoriques que nous venons de développer.

Nous allons présenter un exemple de réalisation d'une cellule de base fondée sur l'effet du mode de diffusion dynamique :

On dispose d'une cellule transparente constituée de deux armatures supportant deux électrodes rendues conductrices par de l'oxyde d'étain. Les parties conductrices sont en contact avec le cristal liquide. En l'absence de différence de potentiel entre les électrodes, un faisceau de lumière traversant la cellule donne une ligne de diffusion dans un cône d'axe dans la direction du faisceau et de demi-angle au sommet de 5 à 10 degrés. (Cf. fig. 14)

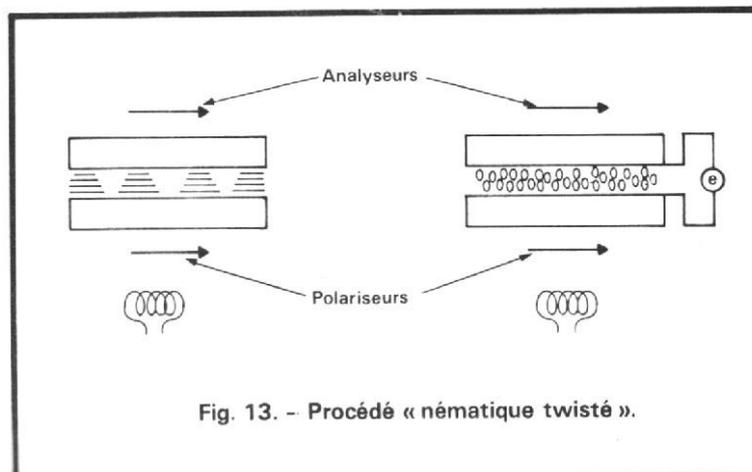


Fig. 13. - Procédé « nématique twisté ».

Si l'on applique une différence de potentiel continue ou de basse fréquence de quelques volts, à partir d'un seuil, il y a apparition d'éléments diffusants, la lumière incidente étant diffusée en avant dans un cône de demi-angle au sommet de l'ordre de 30 à 40 degrés. Ainsi, si on place la cellule sur un fond noir pour $V = 0$ le phénomène de diffusion n'apparaissant pas, la cellule sera noire ; pour $V > V_s$, la diffusion alors se fera et l'œil observateur verra la cellule devenir blanche.

Signalons à ce sujet, les études du Laboratoire d'Electronique et de Technologie de l'Informatique (LETI) qui ont abouti à la fabrication, par l'EFCIS (Société pour l'Etude et la Fabrication de Circuits Intégrés Spéciaux), de cellules DSM réalisées par application des couches actives de cristaux liquides directement sur des circuits MOS (registres à décalage), permettant d'obtenir ainsi des zones élémentaires d'affichage de 300μ

Toutefois, quelques difficultés subsistent freinant l'expansion de cette technique. En effet, la durée de vie n'est pas un paramètre connu avec précision et les temps de réponse sont élevés, car l'effet de diffusion est un effet mécanique lent. Les meilleurs temps sont de l'ordre de 0,3 ms.

Les circuits électroniques à mettre en œuvre pour la réalisation des principales applications actuelles sont très élémentaires - comme nous le témoigne la figure 15 représentant un circuit électronique

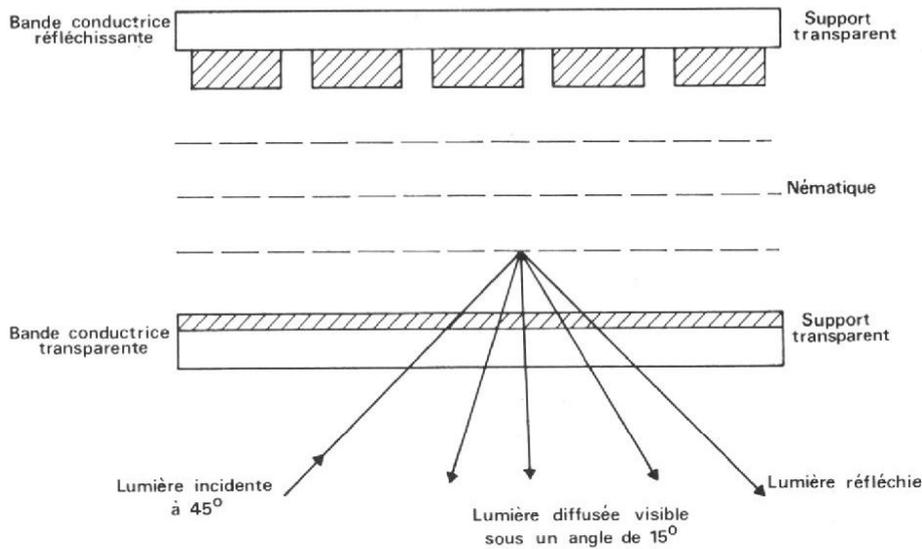


Fig. 14. - Cellule de base de visualisation.

Cette rotation est mise en évidence par la variation de la transmission I de l'ensemble cellulo-polariseurs croisés (du fait de la biréfringence du cristal liquide, le retard optique δ introduit par la cellule sur une lumière rectilignement polarisée varie avec la tension appliquée ce qui module la transmission).

En lumière monochromatique on observe une variation de l'intensité (cf. fig. 16) en lumière blanche une modification de la couleur de la lumière transmise (cf. fig. 17).

En basse fréquence, la rotation des molécules est contrariée par l'apparition à une tension V_s d'instabilité électrohydrodynamiques telle que la diffusion dynamique. On travaille donc en haute fréquence ce qui élimine l'électrolyse du cristal liquide puisqu'il n'y a plus migration des ions sous l'effet du champ électrique.

Une autre caractéristique intéressante à cet effet est sa capacité de multiplexage.

Multiplexer un affichage de n caractères c'est exciter ces n caractères séquentiellement les uns après les autres. L'intérêt de ce procédé est double :
- on utilise un seul générateur de caractères, qui est un circuit coûteux pour n digits et non plus n générateurs puisqu'il sert successivement à chacun des caractères.

On réduit considérablement le nombre de connexions de l'affichage.

Une application dérivée de cette possibilité de multiplexage est la réalisation de cellules à accès matriciel $x \cdot y$. Le nombre n de points indépendants de cette matrice est théoriquement égal au nombre n de caractères multiplexables. En fait, si toutes les informations colonnes sont entrées en parallèle le balayage séquentiel porte sur les lignes, dont le nombre est égal à n : une matrice carrée comprend alors n^2 points indépendants.

La tension appliquée à un point excité est de V_{eff} pendant un temps et $V_{eff}/3$ pendant un temps $T - \tau$. Cette séquence se renouvelle avec la période T . Pendant le temps $T - \tau$ on peut exciter $(T - \tau)/\tau$ autres points : le rapport T/τ est la

équivalent à un affichage des caractères alphanumériques sur des indicateurs de tableau.

Ces techniques présentent beaucoup d'intérêt dans l'industrie horlogère où plusieurs modèles de montres à affichage par cristaux liquides sont déjà commercialisés. Il existe déjà aussi chez R.C.A. des tubes électroniques de visualisation dont l'écran est constitué d'une cible en cristaux liquides.

- I - Développements récents des dispositifs à cristaux liquides utilisant l'effet de birefringence électriquement contrôlée

Bien que connu depuis déjà bien longtemps, l'effet de birefringence électriquement contrôlée dans les cristaux liquides n'a trouvé son application aux dispositifs de visualisation que très tardivement.

Ses principaux avantages sur le phénomène de diffusion sont :

- une durée de vie plus importante,

- une capacité de multiplexage accrue,
- la possibilité d'un affichage en couleur.

Pratiquement, les deux premières techniques caractéristiques sont les plus intéressantes.

Il existe un certain nombre de paramètres qui influencent le taux de multiplexage et créent ainsi quelques problèmes lors de la mise en œuvre de cet effet dans les dispositifs de visualisation.

La cellule à cristal liquide est identique à celle utilisée pour l'observation du phénomène de diffusion dynamique mais sa mise en œuvre est différente puisque la cellule est placée entre polariseurs croisés et éclairée en lumière dirigée. De plus les molécules de cristal

liquide doivent toutes avoir la même orientation. Deux configurations principales sont possibles suivant que la direction d'alignement au repos est parallèle ou perpendiculaire aux électrodes.

Voyons ce qui se passe dans la configuration où des corps à anisotropie diélectrique négative tendent à s'orienter perpendiculairement au champ électrique.

Si la tension appliquée à la cellule est nulle ou inférieure à une certaine valeur seuil V_c caractéristique du cristal liquide les molécules restent perpendiculaires aux électrodes. Pour des tensions supérieures on observe une rotation de l'axe des molécules qui de perpendiculaire aux électrodes tend à leur devenir parallèle.

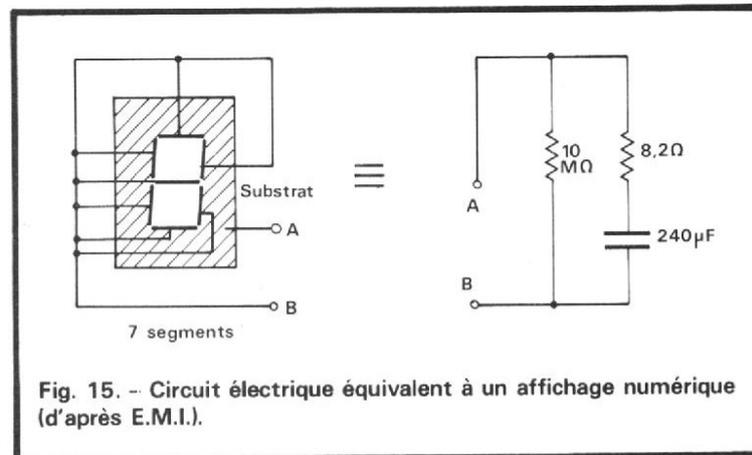


Fig. 15. - Circuit électrique équivalent à un affichage numérique (d'après E.M.I.).

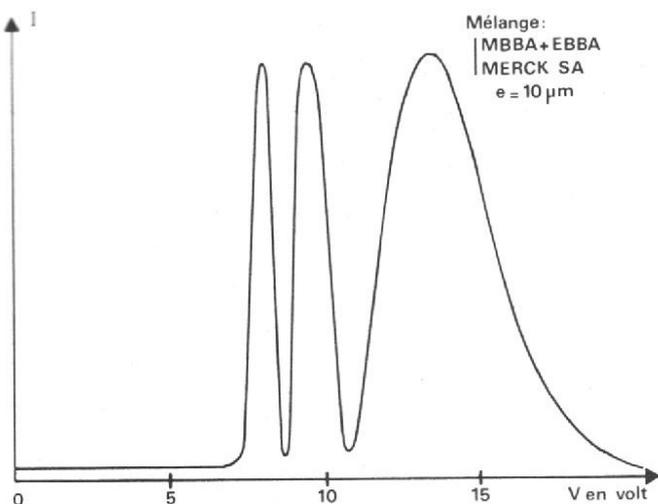


Fig. 16. - Transmission I de la cellule en fonction de la tension V.

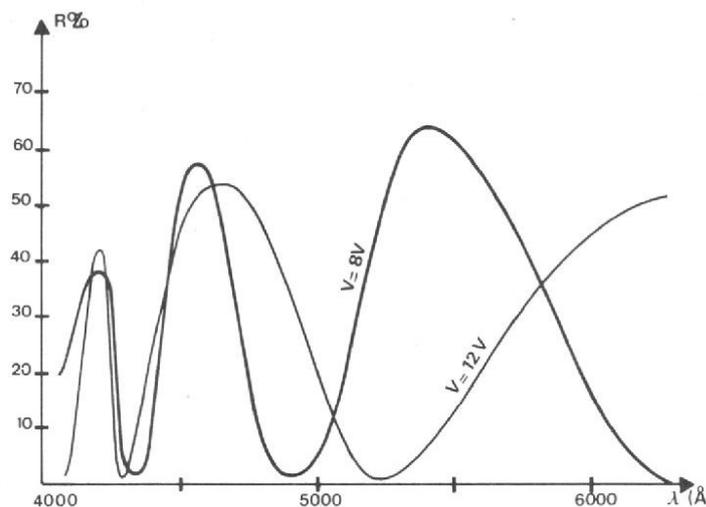


Fig. 17. - Transmission spectrale d'une cellule éclairée en lumière blanche.

capacité de multiplexage c'est-à-dire le nombre n de caractères d'un affichage, et de points (ou de lignes) d'une matrice.

La capacité de multiplexage semble être une caractéristique du cristal liquide puisqu'expérimentalement on constate qu'elle varie dans le même sens que la tension de seuil V_c : - elle est de l'ordre de 35 pour le mélange MBBA-EBBA dont le seuil est de 4,5 V alors qu'elle est de 60 pour le produit Merck V dont le seuil est à 9 V.

- Elle varie avec la température dans le même sens que la tension de seuil V_c . Avec un produit à seuil constant elle est pratiquement indépendante de la température.

- Elle dépend peu de l'épaisseur du cristal liquide.

Il semble donc que la seule façon d'augmenter la capacité de multiplexage soit d'augmenter la tension de seuil du cristal liquide. On obtient actuellement des capacités de multiplexage de 150. Ceci est tout à fait suffisant pour réaliser déjà des cellules à accès matriciel puisque le nombre de points indépendants est de 20 000. L'unique inconvénient de ce multiplexage est la lenteur des temps de réponse.

Les difficultés de réalisation d'affichage par birefringence électriquement contrôlée proviennent de la non homogénéité

de la transmission de cellules ayant des dimensions relativement importantes.

Cette transmission est donnée par la formule :

$$I = I_0 \sin^2 2\alpha \sin^2 2\pi \delta / \lambda$$

où α est l'angle que font les lignes neutres du nématique avec les polariseurs. Ici les lignes neutres sont des projections des axes des molécules sur les parois de la cellule.

δ est le retard optique introduit par le film nématique. Il dépend de l'épaisseur, de la tension V et des conditions aux limites (ancrage du nématique sur les parois).

Pour que δ soit constant sur toute la surface, il faut que l'épaisseur soit maintenue constante ainsi que la liaison existant entre les molécules et la paroi.

Si la première condition est assez facile à remplir la seconde dépend essentiellement du surfactant utilisé pour obtenir la structure homéotrope.

- J - Conclusion

Les intérêts principaux des systèmes d'affichage à cristaux liquides sont leur simpli-

cité technologique et leur faible consommation. Ces avantages les rendent très compétitifs vis-à-vis d'autres dispositifs, tels que les diodes électroluminescentes par exemple.

Si l'on compare ce mode d'affichage à l'emploi des tubes à rayons cathodiques, on peut noter les avantages suivants :

- écran de structure plane, de grande dimension ;
- affichage dans un milieu à haut niveau de lumière ambiante ;
- consommation d'énergie dérisoire et matériaux de base peu coûteux, se prêtant bien à la microminiaturisation.

A ces avantages viennent s'ajouter ceux particuliers au dernier-né des cristaux liquides : le « nématique twisté », à savoir :

- très bon contraste particulièrement en transmission,
- faible tension de seuil (≈ 1 V) donc faible tension de commande ce qui entraîne :
- un meilleur temps de réponse,
- une durée de vie améliorée aussi bien en excitation continue qu'alternative.

Les domaines d'application privilégiés de l'affichage à base des cristaux liquides sont :

l'affichage pour montres (faible consommation et faible tension de commande),

l'affichage alphanumérique de grands caractères pour appareil de mesure par exemple,

- la projection couleur sur grands panneaux.

Ces procédés ont aussi leurs défauts. En effet, la durée de vie n'est pas un paramètre connu avec précision et les temps de réponse sont élevés, car l'effet de diffusion est un effet mécanique lent. Les meilleurs temps actuellement sont de l'ordre de 0,3 ms.

L'implantation de ces nouvelles méthodes dépendent essentiellement des résultats acquis au cours des recherches actuellement en cours, de sorte qu'il est difficile de prédire quel sera le dispositif universel d'affichage de demain... Il est plus probable que nous assisterons au développement d'une variété de dispositifs de visualisation ayant chacun une application particulière pour un système donné, et que nous verrons encore longtemps le tube cathodique dans les systèmes où la fiabilité est une qualité primordiale en particulier dans les équipements militaires.

H. KADIMA

STUDER

ou la naissance des

REVOX

NOUS avons assisté à la naissance de quelques magnétophones Revox et Studer. L'usine de M. Willy Studer, les usines, devrions-nous dire, construisent deux gammes de matériels. D'un côté, les Revox : il s'agit là de la gamme d'appareils grand public, ceux construits en série relativement importante. D'un autre côté, ces usines produisent un matériel au caractère absolument professionnel. Le matériel grand public bénéficie de la technologie professionnelle alors que les appareils professionnels bénéficient des méthodes de fabrication grand public qui permettent d'abaisser les prix de revient.

On retrouvera d'ailleurs sur le matériel « grand public », et réciproquement, les mêmes techniques, par exemple pour l'asservissement en vitesse des cabestans des magnétophones.

Une particularité des usines Studer est de fabriquer depuis A jusqu'à Z son matériel, ce qui permet d'exercer un contrôle permanent sur la qualité de la fabrication. La Suisse étant un pays renommé pour sa précision, nous n'avons pas été du tout étonnés de découvrir quelques machines travaillant avec une précision très horlogère. Quoi d'étonnant à ce que les machines tournent comme des horloges...

Studer vit à l'heure de l'automatisme et de la programmation. Beaucoup de machines utilisent des systèmes de commande numérique. Ces machines, une fois réglées, travaillent toutes seules ; il faut seulement les alimenter. Elles compensent elles-mêmes l'usure des outils, en changent si cela devient nécessaire. Les circuits imprimés sont aussi réalisés grâce à des machines automatiques, pour leur dessin, assisté par ordinateur, ou pour les traitements électrochimiques.

Tôlerie, tournage, fraisage sont aussi pilotés par bandes perforées. Tout cela conduit à une production de haut niveau de qualité, une qualité qui est

contrôlée de nombreuses fois, toujours par des automates...

Nous avons pu visiter trois usines et en avons tiré quelques exemples qui nous ont paru les plus représentatifs et qui à notre avis, situent bien l'esprit de ces fabrications.

L'informatique et l'automatisme

Première phase : les contrôles d'entrée
(photo 1)

Un atelier est chargé de cette tâche. Bien que beaucoup de pièces soient vérifiées au niveau de leur fabrication,

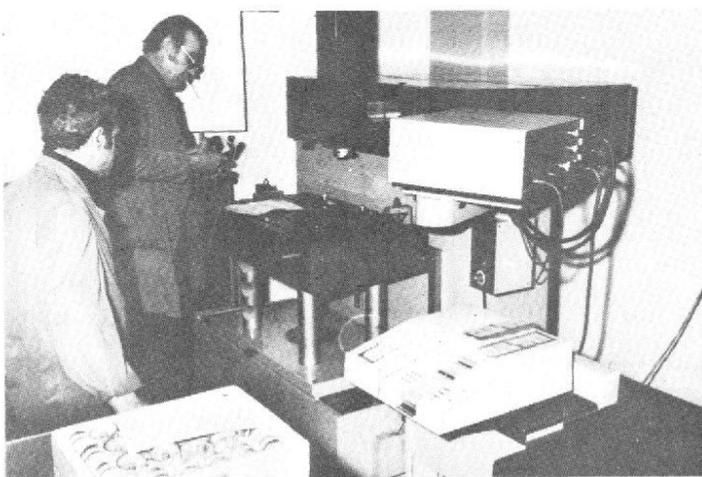


Photo 1. - Contrôle d'entrée électronique sur Inspector Olivetti. Introduction des paramètres à vérifier par cartes codées. Impression des résultats.



Photo 2. - La machine à dessiner les circuits imprimés, assistée par ordinateur.

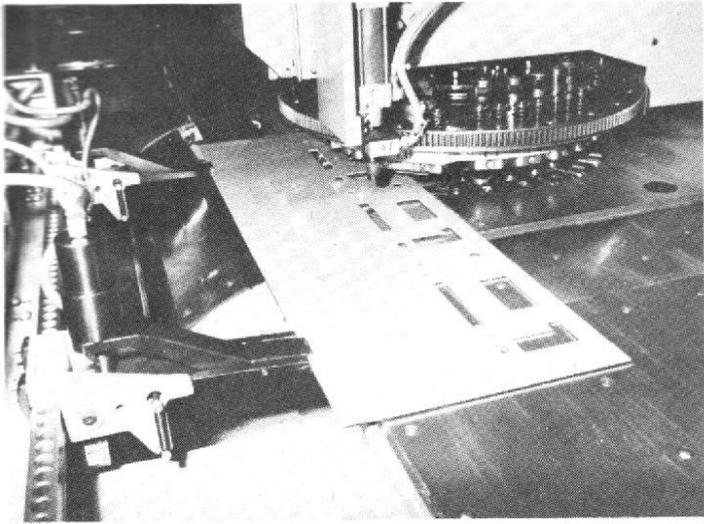


Photo 3. - Découpage des chassis. Pilotage par bandes perforées.

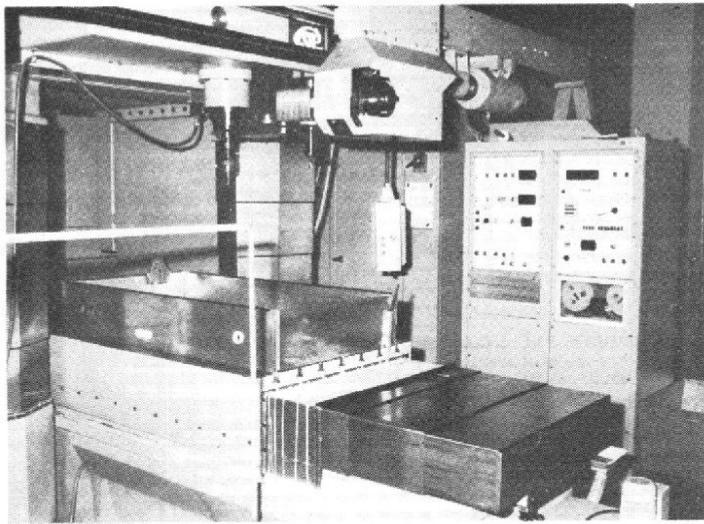


Photo 4. - Machine transfert, phase de changement des outils.



Photo 6. - La presse de 100 tonnes qui emboutit les rotors.

des vérifications sont nécessaires. Une vedette dans cet atelier, une machine Inspector d'Olivetti. C'est une machine universelle permettant de vérifier, grâce à des palpeurs ou des visualisations, toutes les cotes mécaniques d'une pièce. Les paramètres à mesurer sont inscrits sur une carte introduite dans la machine. Cette dernière peut imprimer les résultats.

Le dessin assisté par ordinateur (photo 2)

Une table à dessin qui ressemble à beaucoup d'autres. Un curseur se déplace suivant les deux axes X et Y. Cette machine est un auxiliaire précieux pour la fabrication des circuits imprimés. Elle effectue le tracé direct des films, évite les croisements intempestifs, élimine les risques de courts-circuits entre pistes, procure aussi les films de réserve de soudure ou de traitement de protection. Elle se charge aussi de délivrer les bandes perforées qui serviront au perçage sur machine multibroche des circuits imprimés.

Poinçonnage assisté (photo 3)

Une grande feuille de tôle sur la table d'une poinçonneuse. Une multitude de poinçons de formes diverses garnissent une grande roue. Deux pinces positionnent la feuille tandis que le poinçon choisi s'immobilise; un coup de presse et le trou est percé,

juste où il faut. Travail également à la vitesse d'une mitrailleuse pour les grandes ouvertures (grignotage).

Usinage sur machine transfert (photo 4)

Une machine, elle aussi vedette. Personne autour. Dans un bac entouré de plexiglas, un flot d'huile de coupe arrose un outil. Son travail presque terminé, un autre outil est extrait d'une réserve puis vient remplacer le premier. Tout cela est commandé par une armoire et des bandes perforées.

Un petit détail: nous avons vu usiner un châssis de table de lecture, châssis en alliage moulé. Précision du travail: le micron. Pour l'inauguration de la machine, elle était programmée pour servir les apéritifs, au cm³ près...

Le traitement des circuits imprimés (photo 5)

Les ateliers de circuits imprimés de Studer sont capables de réaliser toutes sortes de circuits imprimés, depuis la simple face jusqu'aux trous métallisés. Les bacs de traitement sont placés les uns derrière les autres; un système de chariots motorisés assure le transfert des plaques d'un bac à l'autre pour l'exécution des décapages, des traitements électrolytiques. La gravure est effectuée sur d'autres machines plus traditionnelles. On notera le parquet immaculé...

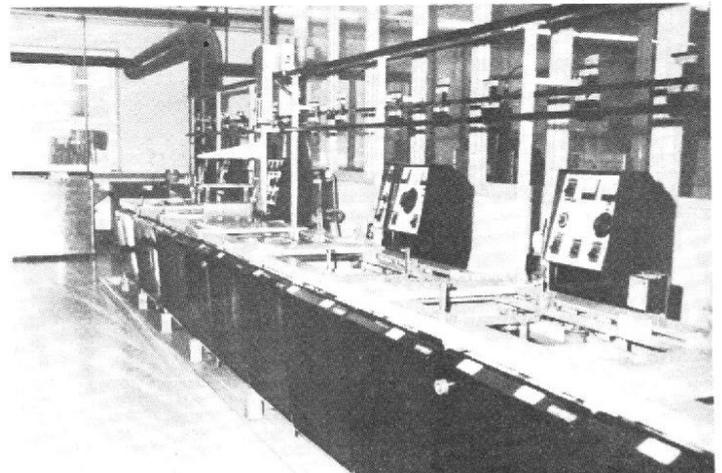


Photo 5. - Chaîne de traitements électrochimiques pour circuits imprimés.

La fabrication des moteurs (photo 6)

C'est en Forêt Noire, à Bonndorf, qu'elle se fait. Des coups sourds résonnent, c'est la presse de cent tonnes qui frappe les rotors. Ils sont extraits d'une plaque de tôle d'acier et emboutis en deux passes. Cette méthode assure à la fois le minimum des pertes et une homogénéité maximale. Il reste alors à usiner ces pièces au tour.

Equilibrage dynamique (photo 7)

La masse n'est pas toujours bien répartie. Un équilibrage est nécessaire. Cet équilibrage dynamique se fait au banc. Le rotor est mis en rotation et on « pèse » les efforts sur les axes. La direction et l'intensité des efforts sont repérées ; ce repérage permet d'enlever une partie de la masse pour rétablir l'équilibre. Une seconde opération d'équilibrage permet d'affiner la première.

Bobinage des stators (photo 8)

Les moteurs de cabestan et des porte-bobines sont à inducteur fixe et induit tournant. Des machines spéciales ont été mises au point chez Revox. Une personne peut assurer la conduite de deux machines. Le fil arrive par l'axe de la broche, un guide de forme spéciale place le fil dans les encoches du circuit magnétique. Travail très rapide, et dans la joie... Plusieurs phases de bobinage sont prévues. Sur

notre document, on voit les quatre premières passes.

Imprégnation des rotors (photo 9)

Les rotors sont ici montés sur un carrousel où ils reçoivent par des buses des filets de vernis d'imprégnation. Une fois l'imprégnation terminée, le séchage a lieu. Les enroulements sont connectés à une source de tension ; le courant, en passant, chauffe les bobinages. Méthode simple et directe. Pas besoin de four. La vitesse de rotation est calculée pour que le séchage soit complet. Le séchage terminé, les stators sont rectifiés (avec arrosage). Ils passent ensuite dans un bain de détergent, pour la vaisselle...

Elimination des faibles (photo 10)

Les moteurs terminés, ils sont installés sur des bancs où ils doivent tourner environ 24 heures. Cette opération sert à éliminer les moteurs défectueux et à assurer un premier rodage. Les moteurs seront alors montés sur des machines de test où les performances seront vérifiées (pleurage et scintillement). Les moteurs que l'on voit ici ont reçu leur cabestan.

Montage des têtes (photo 11)

Les têtes que nous montrons ici sont des têtes pour Revox. Elles sont réalisées en alliage Revodur, un alliage très dur et d'une bonne perméabilité



Photo 8. - Bobinage des stators.

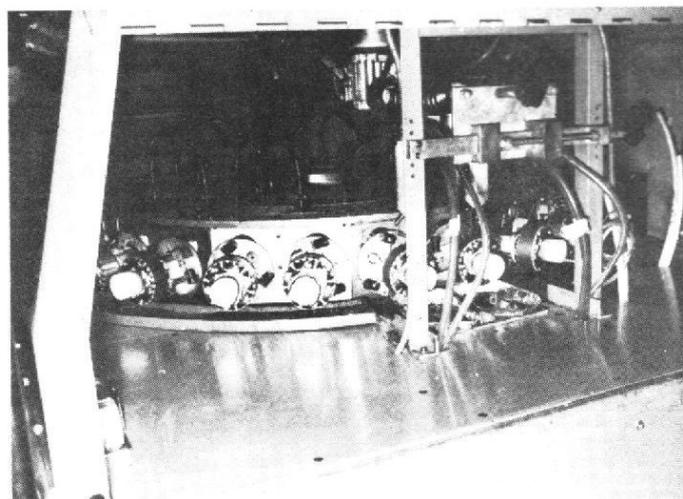


Photo 9. - Imprégnation et séchage sur carrousel.

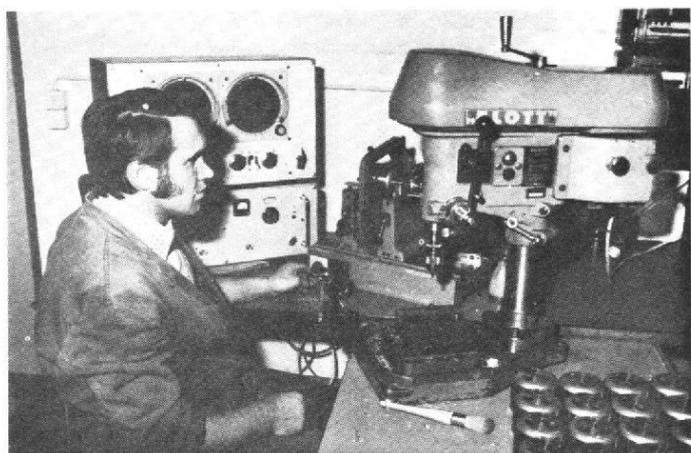


Photo 7. - Equilibrage des rotors.

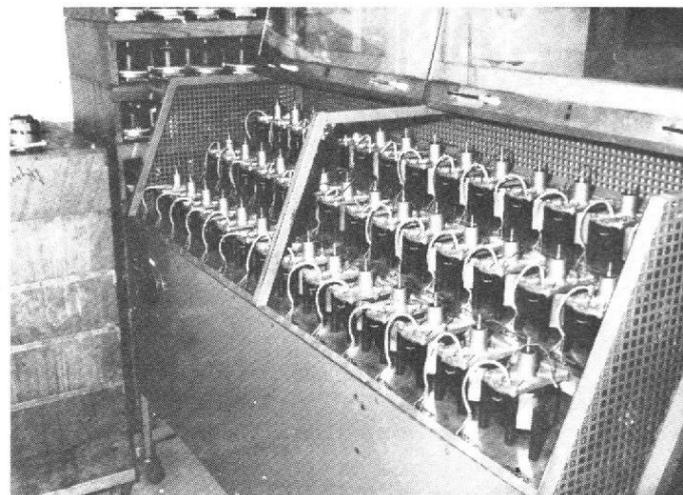


Photo 10. - Un banc pour les moteurs.



Photo 11. - Bobinage des têtes.



Photo 14. - Un poste de contrôle final.

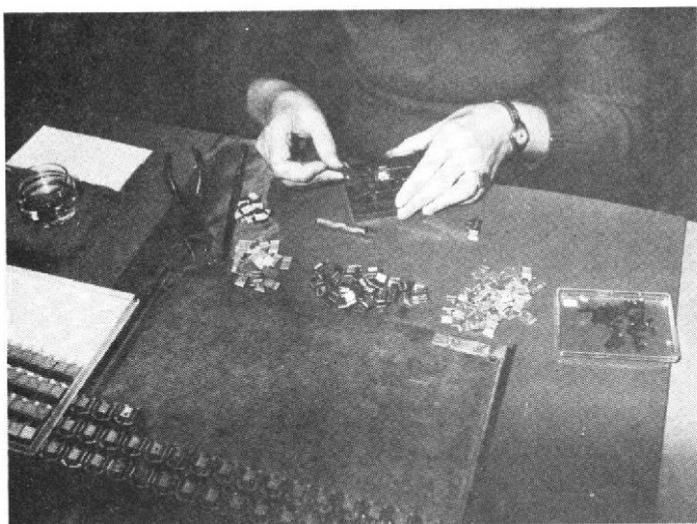


Photo 12. - Introduction des circuits magnétiques et pose de l'entrefer.

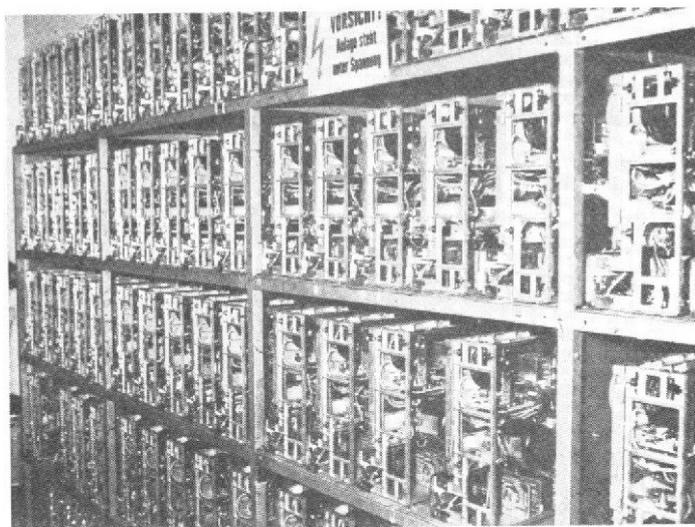


Photo 15. - Vue arrière de B77 pour 24 heures de chauffe.

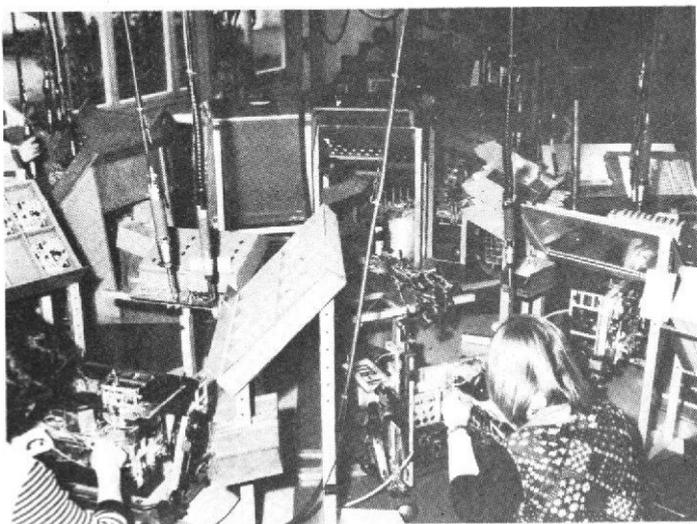


Photo 13. - Comment on monte les B77, travail par groupe de 5 à 6 personnes.



Photo 16. M. Delapraz notre guide pour la circonstance nous faisant découvrir l'armoire de chauffe des tuners digitaux.



Photo 17. - Les machines professionnelles au réglage.

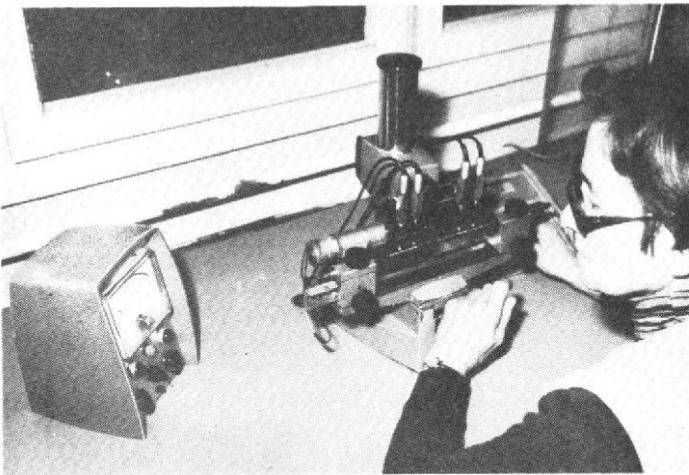


Photo 18. - Contrôle d'un cabestan.



Photo 19. - Contrôle de module sur machine pilotée par bande perforée.

magnétique. Les circuits magnétiques sont en deux parties; chacune est bobinée sur une machine automatique que l'on voit sur la photo 11. Le circuit magnétique est fixe; le fil tourne autour de la tête.

Montage proprement dit (photo 12)

Dans la boîte à droite de la photo, nous avons les entrefers..., de très minces plaquettes. Pour des têtes nécessitant un entrefer plus étroit, on utilise des techniques d'évaporation sous vide permettant d'obtenir des dépôts très fins et d'une épaisseur contrôlée grâce à un quartz. Après montage, les têtes seront rectifiées comme un cylindre. Un travail particulièrement minutieux.

L'assemblage des Revox B 77 (photo 13)

La dernière série était en fabrication à l'usine de Löffingen. Les grandes chaînes de fabrication ont disparu; nous avons maintenant de petites unités de fabrication autour desquelles cinq ou six personnes s'activent à l'assemblage total d'un produit. Chaque personne effectue un certain nombre d'opérations, ce qui évite la monotonie du travail. Les plus récentes techniques psychologiques sont mises à profit.

Réglage d'un Révox (photo 14)

Ce banc de mesure est relativement simple; il y en a d'autres tout au long des « chaînes ». Les modules qui entrent dans la composition d'un appareil sont déjà vérifiés avant leur montage...

Essais de durée (photo 15)

Un contrôle avant réglage pour le déverminage, l'élimination de défauts de jeunesse. Cycles marche/arrêt pendant 24 heures. Un panorama qui en fera rêver plus d'un.

La chauffe des tuners (photo 16)

Des armoires chauffantes pour les tuners. Encore un sys-

tème pour éliminer les appareils douteux. La chaleur active l'apparition des pannes. Pas besoin de chauffage auxiliaire; la chaleur dégagée par les tuners suffit à entretenir la bonne température.

Contrôle des machines professionnelles (photo 17)

Chaque machine professionnelle passe plusieurs heures à être mesurée; les châssis sont installés sur des supports basculants. Les générateurs de test sont en partie fabriqués sur mesure par le constructeur. Plusieurs bancs (très complets) identiques à celui-ci sont installés dans ce laboratoire.

Contrôle d'un cabestan (photo 18)

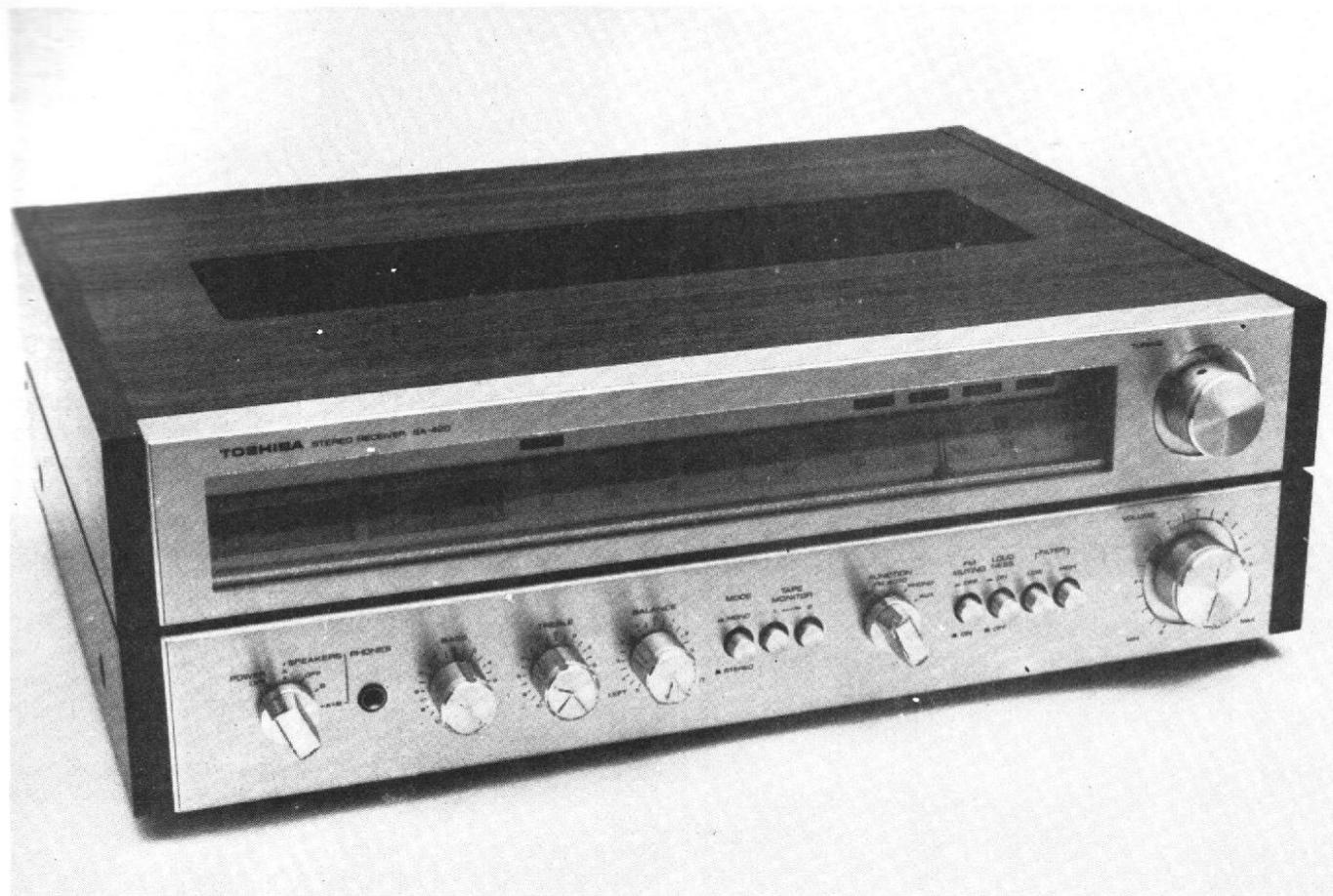
Une mesure mécanique mais qui fait appel à des techniques électroniques. Cet appareil permet d'effectuer en quatre points la mesure de rotundité d'un cabestan. Entraînement du cabestan par un petit moteur. Précision de la lecture: $\pm 1\mu\text{m}$.

Contrôle des modules (photo 19)

Bon, au-dessus, au-dessous, c'est ce que sait dire cet ensemble de mesure automatique piloté par bande perforée. Le circuit imprimé est monté sur un châssis spécial permettant de prendre des mesures sur le connecteur ou, par pointes de touches, directement sur le circuit imprimé. Permet une vérification très rapide de toutes les fonctions et une détection de la panne.

E.L.

Le tuner amplificateur



TOSHIBA SA 420

UN pas en avant dans la conception des amplificateurs, c'est par quoi commence la notice d'origine du produit. Ce pas en avant, c'est une séparation horizontale entre l'amplificateur et le tuner. La section tuner est installée en haut, l'amplificateur en bas, ce qui est le cas de la plupart des appareils équivalents du commerce. Cette séparation est donc purement esthétique ; il n'est pas possible de séparer physiquement les deux sections. L'ampli-tuner SA 420 est donc un classique du genre.

Présentation

Un trait noir coupe en deux l'ampli-tuner. Un trait noir qui allonge les deux moitiés. L'esthétique des produits de haut de gamme japonaise est à la ligne basse ; en somme, nous avons ici deux appareils « ligne basse » superposés... A ce titre, le SA 420 est très à la mode, et heureusement son prix n'a pas subi le revers de cette mode, l'ascension vertigineuse. La technologie utilisée n'est pas non plus celle de ces supers appareils ultra minces.

L'anodisation rappelle le champagne par sa couleur, un doré très pâle. Pas de cadran sombre mais un fond d'aluminium. Les deux cadrans d'accord sont d'un vert presque fluorescent. Les boutons

sont toujours bien usinés, une variante par rapport à la concurrence : le moletage qui ressemble à un sablage et non à des canelures.

Le coffret est sans doute l'imitation la plus ressemblante que nous n'ayons jamais vue ! Les dessins du teck sont en léger (trop léger) relief. La lampe a donné son verdict !

Nous retrouvons le trait noir horizontal de la face sur les faces latérales. Par contre, le constructeur n'a pas été jusqu'à ajouter d'autres vis de fixation.

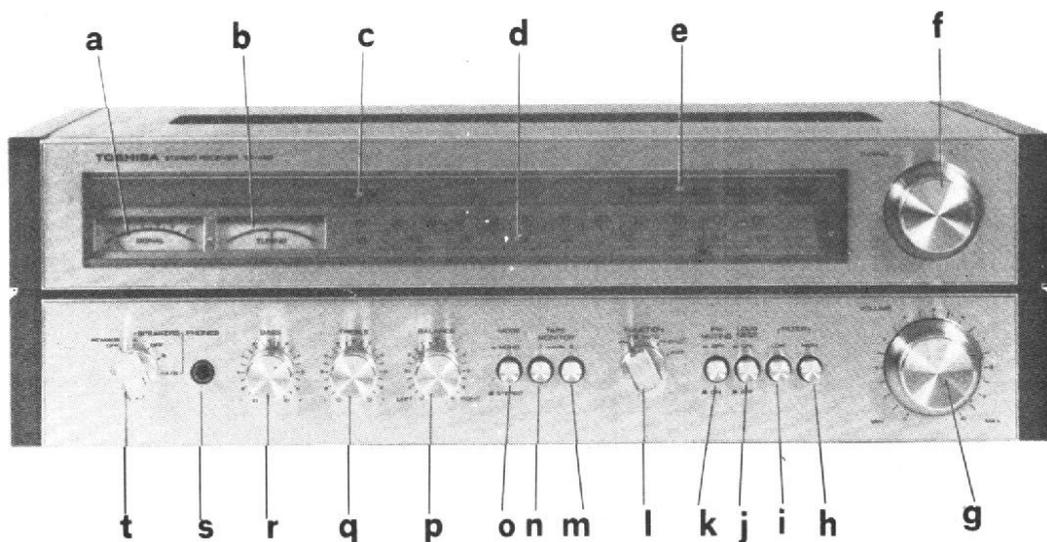
Fonctions

Au-dessus, la radio. Nous avons droit à deux gammes dont la modulation de fré-

quence, celle qui reste étant les ondes... moyennes, pas de chance, les ondes longues ont été rejetées. Les ondes moyennes seront reçues sur une antenne extérieure ou ferrite, un petit barreau est installé derrière l'appareil.

Pour la modulation de fréquence, nous avons une prise pour antenne 75 Ω , prise à vis serrant la gaine conductrice et l'âme et une prise à deux bornes pour une antenne type twin lead 300 Ω . Une antenne de ce type est d'ailleurs livrée avec l'appareil.

L'accord est affiné avec l'aide de deux indicateurs, l'un à zéro central, l'autre étant un indicateur de champ. Ce dernier sera aussi employé pour la modulation d'amplitude.



- a indicateur de champ
- b accord à zéro central
- c voyant stéréo
- d cadran
- e voyant des entrées
- f bouton d'accord
- g volume
- h filtre passe-bas
- i filtre passe-haut
- j correction physiologique
- k silencieux MF
- l sélection des entrées
- m contrôle bande 2
- n contrôle bande 1
- o mono/stéréo
- p balance
- q aigu
- r basses
- s prise casque
- t sélecteur d'enceintes

Le SA 420 de Toshiba est d'origine japonaise. L'accord se fait par un condensateur variable entraîné par une molette gyroskopique confortable. Une seule commande pour le tuner : un silencieux fort utile pour se débarrasser du bruit pendant une recherche de station.

L'amplificateur peut être raccordé à deux paires d'enceintes. C'est le commutateur d'enceintes qui sert d'interrupteur général. Nous avons la possibilité de faire fonctionner les deux paires d'enceintes simultanément avec la recommandation de ne pas descendre au-dessous de 4Ω pour l'impédance de charge.

Un seul potentiomètre possède un cran de repérage mécanique de position, c'est celui de balance. Branchement de deux magnétophones, deux filtres passe-haut et passe-bas, correction physiologique commutable. Les fonctions sont affichées en haut et à droite du cadran du tuner.

Les prises d'entrée sont aux normes américaines, avec une prise DIN pour le second magnétophone. Pour les sorties de puissance, ce sont des bornes à vis qui ont été choisies; elles recevront soit des

fils dénudés soit des cosses. La polarité des bornes est indiquée de façon claire.

Une traduction de la notice est livrée avec le SA 420, pas de problème d'utilisation. Les dessins seront ceux de la notice originale en anglais. Une notice dont la dernière page est consacrée au schéma de principe détaillé, c'est rare.

Etude technique.

Section tuner MF

L'entrée à double impédance est confiée à un transformateur à large bande. Il est bobiné en fil double sur noyau de ferrite. Le premier transistor est un amplificateur, il utilise un transistor à effet de champ dont la polarisation est maintenue fixe. TR 102 est monté en mélangeur; il reçoit par C 109 la tension de l'oscillateur local et par un étage accordé celle de l'amplificateur HF. Le collecteur de TR 102 est chargé par un bobinage accordé sur la fréquence intermédiaire. Pas de commande automatique de fréquence pour l'oscillateur, c'est classique chez les Japonais. L'amplificateur FI est précédé d'un filtre céramique. Il attaque un transistor monté en ampli aperiodique chargé à son

tour par un second filtre céramique. Les opérations d'écrêtage et d'amplification ainsi d'ailleurs que la démodulation sont confiés à un circuit intégré complexe IC 201 du type LA 1230, une appellation japonaise de Sanyo.

Nous trouvons ensuite le décodeur stéréophonique qui comme d'habitude est à PLL. Il est suivi de son filtre passe-bas, un filtre LC enfermé dans une petite boîte et réglé une fois pour toutes.

TR 301 sert à commander l'arrêt du décodage; il est utilisé avec la commande de silencieux.

L'indicateur de champ est commandé directement par le circuit intégré LA 1230.

Les étages de faible gain TR 451 à TR 453 adaptent le niveau de sortie des tuners MA et MF à la sensibilité des entrées. Cela permet de disposer d'une information d'un niveau semblable pour ces deux gammes d'ondes.

Section tuner MA

Quatre transistors pour cette section. Nous y trouvons un cadre ferrite qui n'est pas déconnecté lorsque l'antenne externe sera utilisée. L'entrée du convertisseur (TR 203) est protégée par une diode

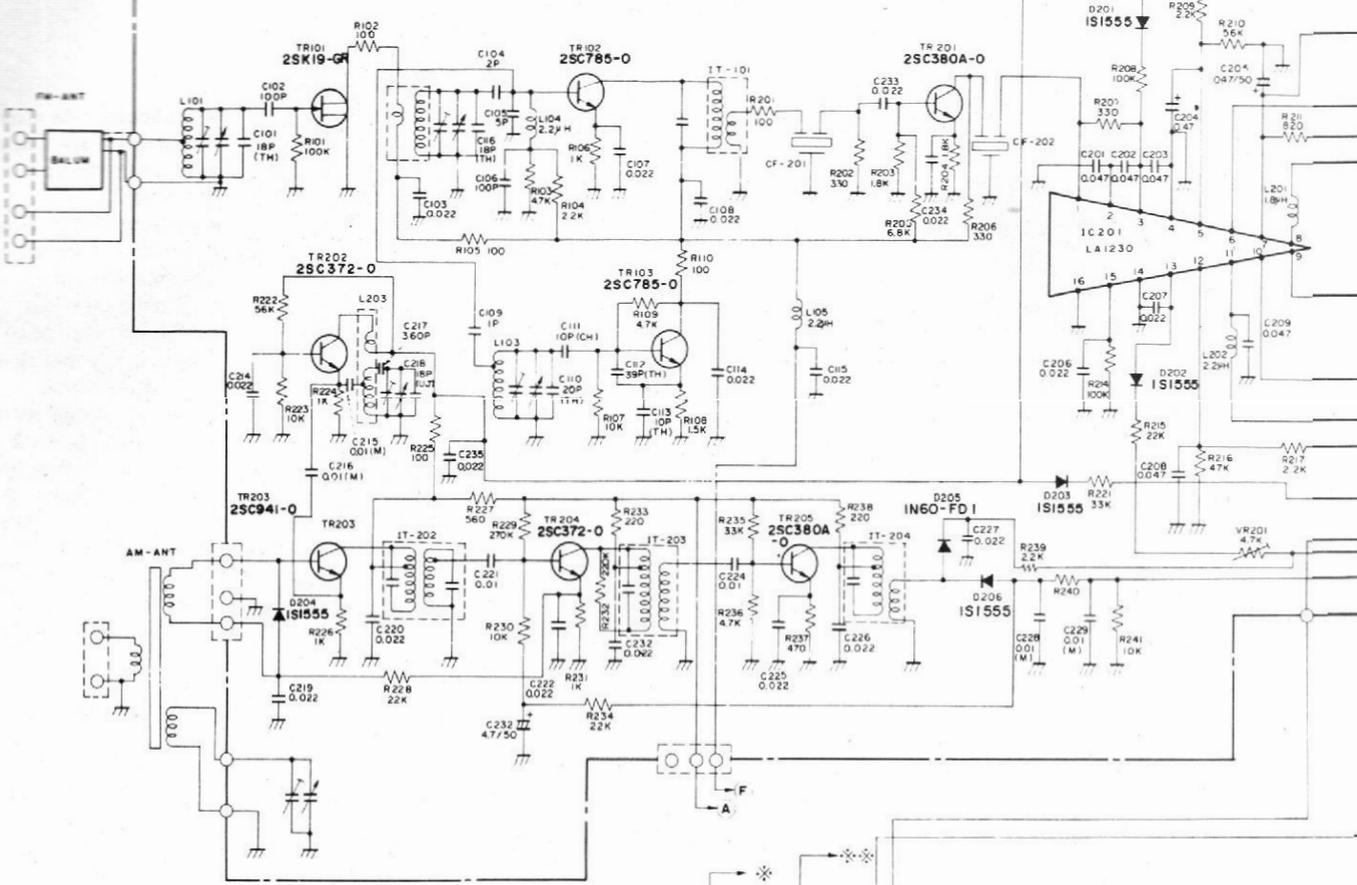
d'amortissement. L'oscillateur est ici séparé (TR 202). En sortie de l'étage FI, nous trouvons deux détecteurs, une pour les signaux audio et la CAG, l'autre pour l'indicateur de champ. Le constructeur utilise les deux alternances de la tension FI. La tension négative issue de D 206 commande la polarisation de base de TR 204. La réduction de polarisation entraîne une diminution du gain.

Section audio

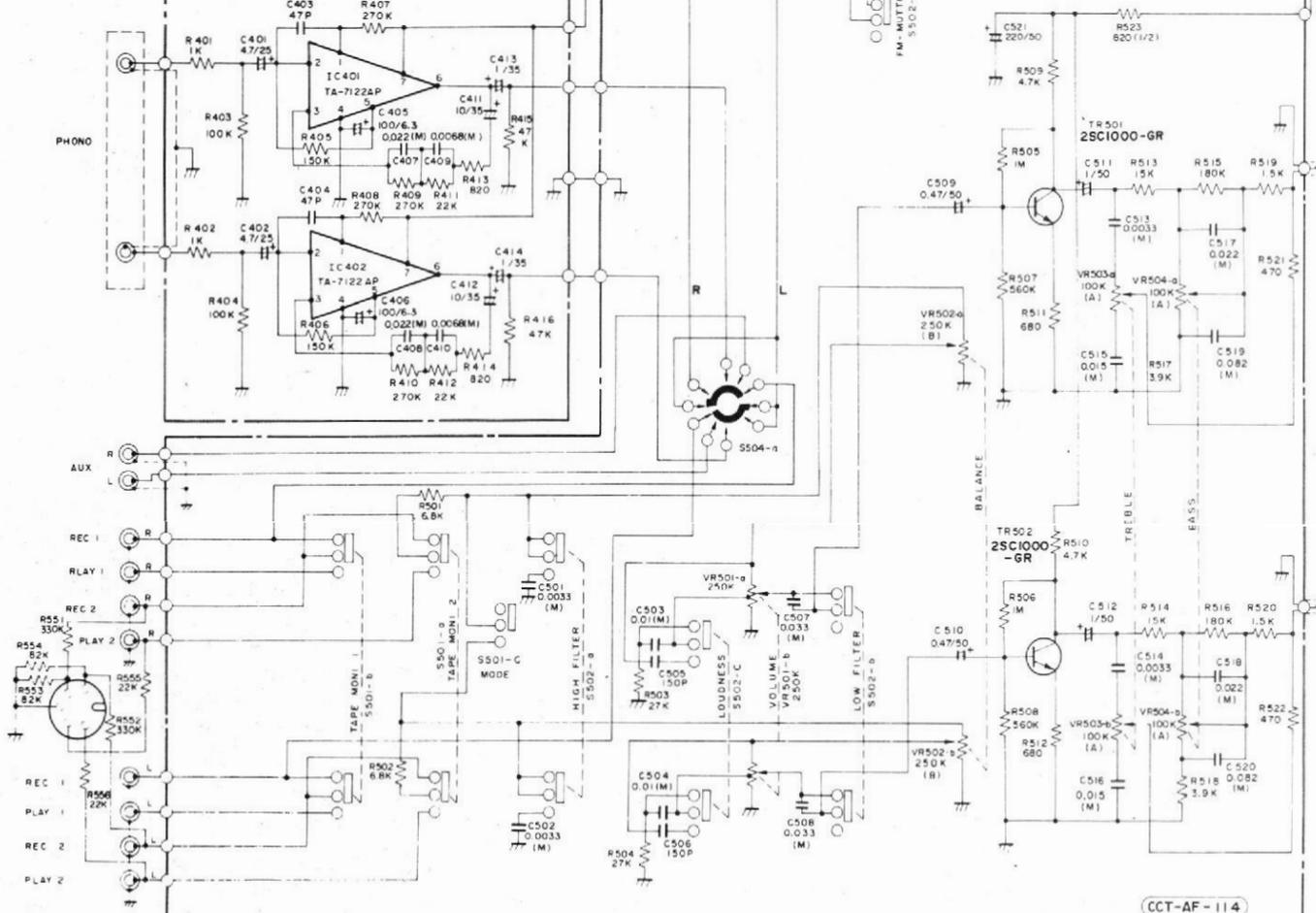
Les amplificateurs à circuit intégré ont fait des progrès; on en trouve de plus en plus dans les circuits d'entrée phono des amplificateurs. Ces circuits intégrés, TA 7122 AP sont associés aux réseaux de contre-réaction que l'on connaît. Deux circuits identiques sont utilisés.

Les tensions de sortie des préamplificateurs RIAA vont ensuite vers le sélecteur d'entrée qui reçoit d'une part les tensions des entrées externes et d'autre part celles des tuners. Après ce sélecteur, ce sont les commutateurs, les sélecteurs de contrôle magnétophone, bref tout ce qui permet de copier des bandes, ou des cassettes, de passer de mono en stéréo, de modifier le

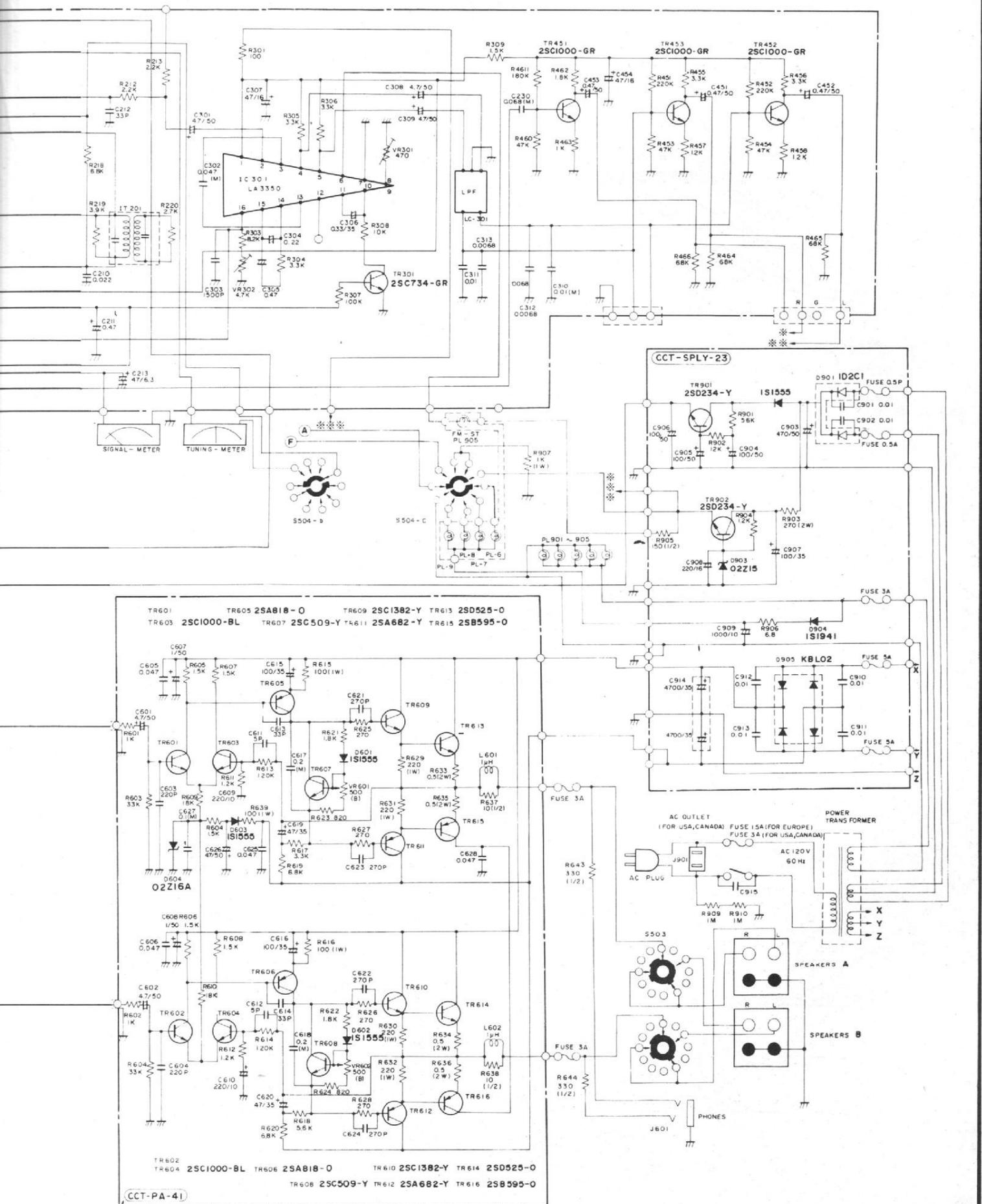
CCT-STP-45

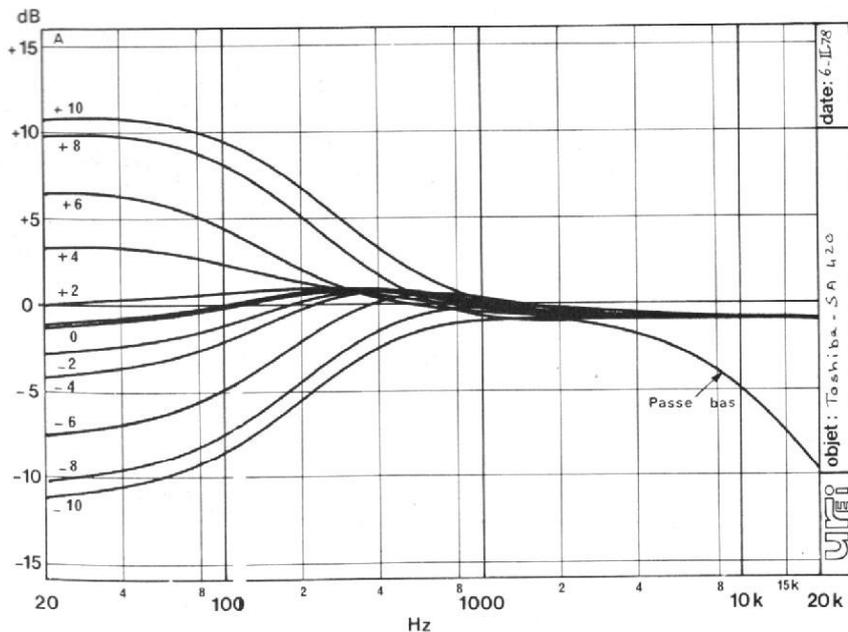


CCT-AF-11B

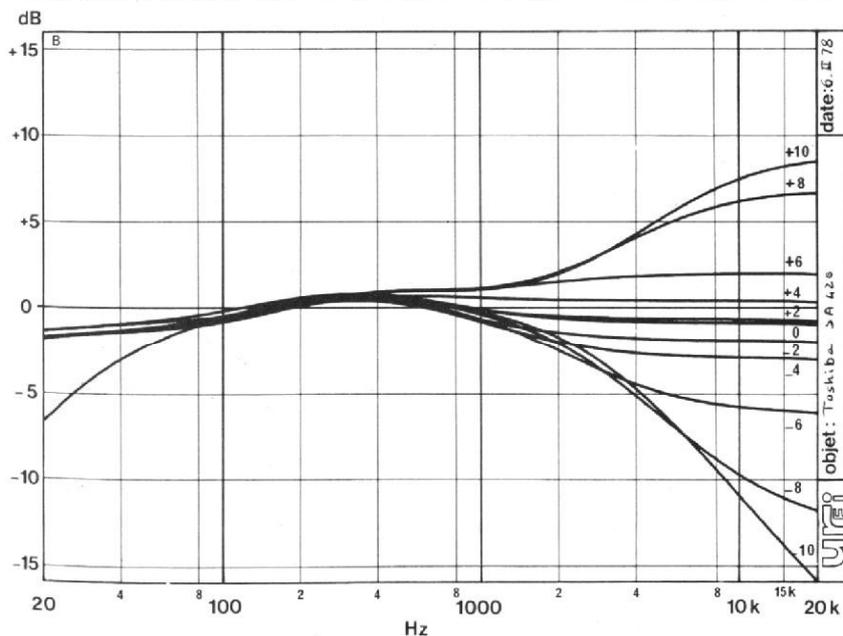


CCT-AF-114

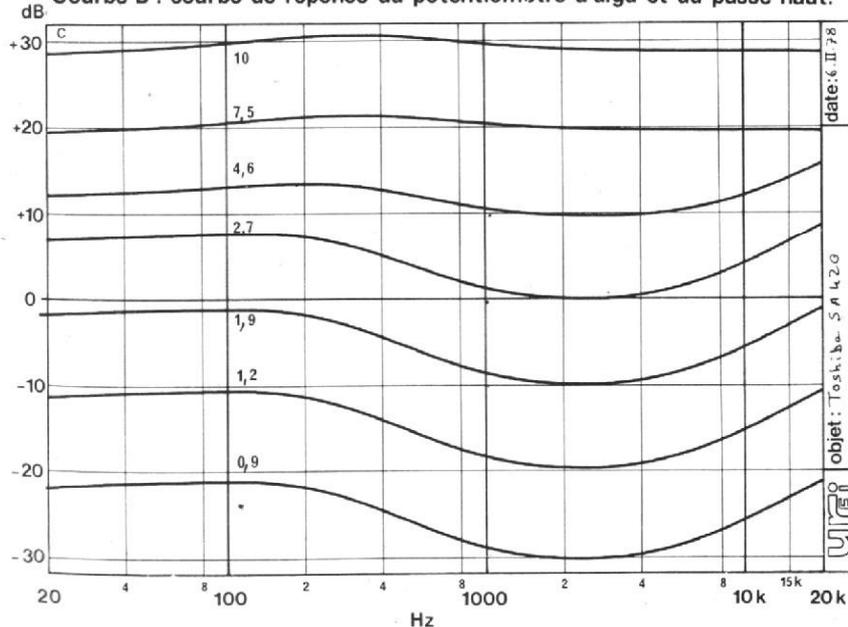




Courbe A : courbe de réponse du correcteur de grave et du filtre passe-bas.



Courbe B : courbe de réponse du potentiomètre d'aigu et du passe-haut.



Courbe C : courbe du correcteur physiologique. Les indications donnent la position du potentiomètre de volume.

volume sonore, d'ajouter un soupçon de grave ou d'aigu pour la correction physiologique.

Les filtres passe-haut et bas sont installés à ce niveau ; il s'agit de filtres très simples, constitués de cellule RC du premier ordre (6 dB par octave). Le correcteur de timbre est du type passif. Pas de contre-réaction. On notera que les potentiomètres utilisés ne sont pas linéaires comme ceux que l'on prend pour des corrections par circuit à contre-réaction. Les valeurs des condensateurs associés aux potentiomètres ne sont pas symétriques, 0,0033 μ F et 0,015 μ F de part et d'autre du correcteur d'aigu 0,022 et 0,082 pour le grave.

Les amplificateurs de puissance sont à structure complémentaire, paire d'entrée différentielle. Stabilisation thermique par transistor et diode. Pas de condensateur de liaison. La protection des étages de sortie se fait par fusible.

Réalisation

Châssis intermédiaire. Au-dessus, et à l'arrière, les circuits radio, au dessous le câblage. Les liaisons se font en partie par connecteurs. L'ensemble est très propre.

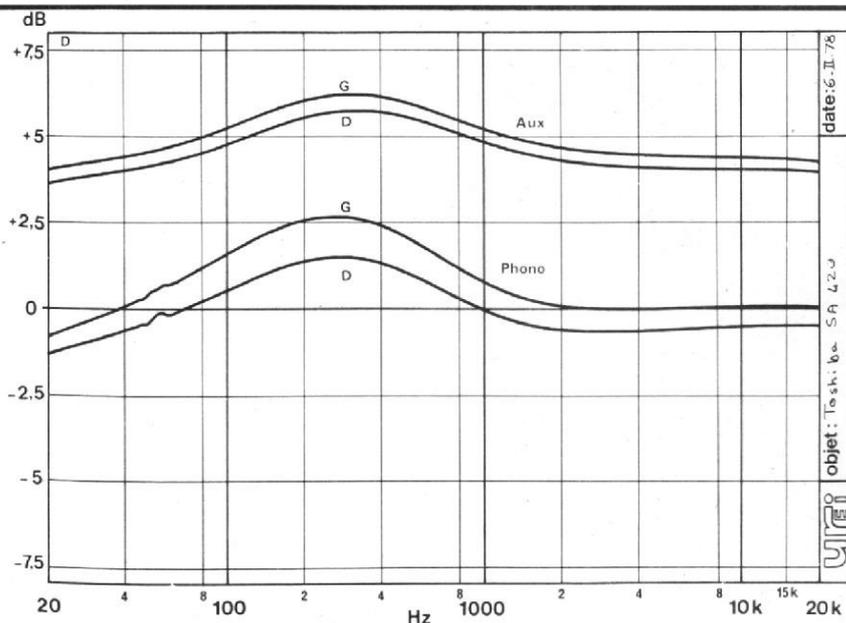
La tête HF n'est pas un modèle standard tel que l'on en trouve fréquemment, mais elle fait partie d'un module MF/MA.

Les transistors de puissance sont installés sur un grand U de tôle d'aluminium traité en noir. La circulation de l'air se fait depuis les ouvertures du bas du coffret au grillage de la partie supérieure.

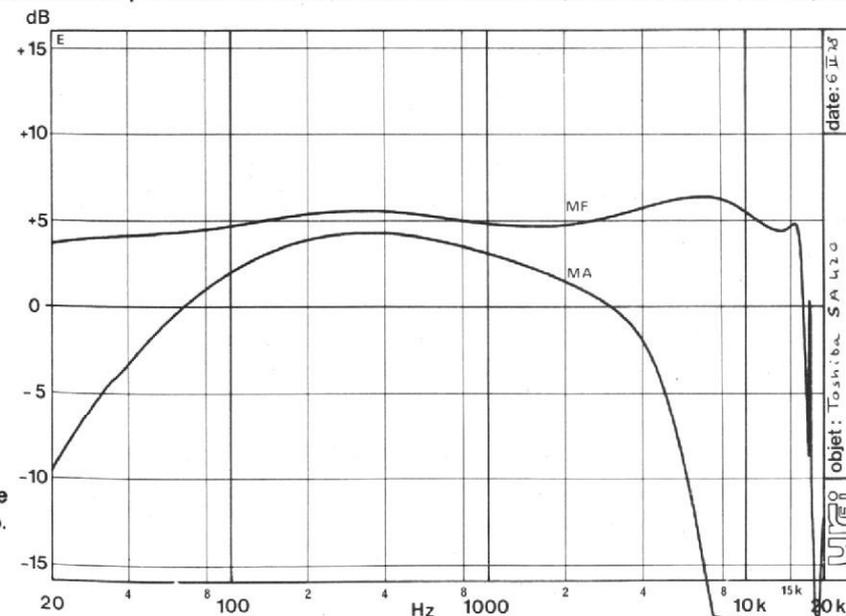
Beaucoup d'inscriptions sérigraphiées de part et d'autre des circuits imprimés. La plaque inférieure se démonte pour donner accès aux mains du dépanneur. Accès immédiat pratiquement partout.

Mesures

Le SA 420 de Toshiba est un modèle d'une puissance de deux fois 20 W. Nous avons



Courbe D : réponse des entrées phono et auxiliaire. On voit ici l'influence du correcteur de timbre pourtant mis en position 0.



Courbe E : réponse de la section radio.

trouvé, les deux canaux en service, une puissance de sortie de 28,5 W sur 8 Ω. Une seule voie en service, nous avons une puissance de sortie de 35 W. Sur 4 Ω, la puissance passe à 39 W les deux voies en service et à 49 W avec un seul canal chargé. Ces mesures correspondent à un niveau légèrement inférieur à celui d'écrêtage.

Le taux de distorsion harmonique est sensiblement inférieur sur 8 Ω. A 1000 Hz et P max, nous trouvons 0,035 % sur 8 Ω et 0,11 % sur 4 Ω. A 40 Hz, 0,08 et 0,2, à 10 000 Hz, 0,07 et 0,22. A mi-puissance, nous constatons une baisse sensible de distorsion, moins de 0,05 % en général sur 8 Ω, 0,05 sur 4 Ω à 1000 Hz, 0,08 à 40 et

10 000 Hz. Le taux de distorsion par intermodulation est de 0,17 % à P max sur 8 Ω, 0,07 % à pleine puissance. Sur 4 Ω, il passe à 0,4 % à pleine puissance et 0,22 à mi-puissance.

La sensibilité de l'entrée phono est de 3,8 mV la tension de saturation de 160 mV. Une bonne réserve de dynamique. Le rapport signal sur bruit est de 69 dB sans pondération.

L'entrée auxiliaire a une sensibilité de 215 mV, une tension de saturation supérieure à 3 V (on attaque un potentiomètre). Le rapport signal sur bruit est de 87 dB. En MF, le rapport signal sur bruit est de 64 dB sans pondération, 68 avec pour une tension d'entrée de 1 mV. La sensibilité est de 3 μV, le seuil du silencieux est situé à 4,5 μV.

Les courbes de réponse montrent que le correcteur n'est pas inefficace lorsque toutes les commandes sont à zéro ! C'est une caractéristique de ce type de correcteur dans lequel la symétrie n'est pas toujours parfaitement respectée. Cet écart se remarque surtout sur les courbes de réponse « agrandies », celle de l'entrée phono et celle de l'entrée auxiliaire. Par contre, la courbe du haut du réseau de correction physiologique paraît presque linéaire.

La progressivité du correcteur de grave est correcte, celle de celui d'aigu un peu moins, on constate un resserrement autour de la position centrale, une garantie contre les excès de correction. Les filtres passe-haut et bas sont mani-

festement du premier ordre, la coupure n'est pas aussi rapide que celle due à des filtres plus complexes.

Conclusions

Le SA 420, un ampli tuner classique, suffisamment puissant pour satisfaire la majorité des mélomanes. Belle qualité de la réalisation à noter. Présentation originale et particulièrement soignée.

E.L.

Caractéristiques techniques

Puissance de sortie : 25 W par canal sur 4 Ω de 20 à 20 000 Hz pour un taux de distorsion harmonique inférieur à 0,4 %

Taux de distorsion harmonique : moins de 0,4 % de 20 à 20 000 Hz

Taux de distorsion par intermodulation : moins de 0,4 %

Bande passante en puissance : de 10 Hz à 70 kHz (TDH 0,8 %)

Impédance de charge : 4 à 16 Ω

Sensibilité d'entrée : 2,5 mV sur 470 000 Ω

Surcharge : 110 mV

Sensibilité de l'entrée auxiliaire : 150 mV / 50 000 Ω

Réponse en fréquence :

Phono : 30 Hz, 15 kHz ± 1 dB, auxiliaire : 30 Hz / 30 kHz ± 1 dB

Correcteur : ± 8 dB à 100 Hz et 10 kHz

Filtres : -3 dB à 8 kHz et 50 Hz

Bruit de fond (pondéré réseau A) : phono plus de 70 dB, aux. plus de 90 dB

Section MF

Sensibilité : 1,9 μV

Rapport de capture : 1 dB

Rapport signal sur bruit : 70 dB

Taux de distorsion harmonique : moins de 0,2 % en mono, 0,4 % en stéréo

Réjection de la sous porteuse : 40 dB

Alimentation : 220 / 240 V 40 / 60 Hz 130 W

Dimensions : 500 x 158 x 435

Poids : 11,5 kg.

Le magnétophone à cassette



OPTONICA RT 3838

C'EST le magnétophone qui préfigure ceux de l'avenir. Le magnétophone à microprocesseur. Avec lui, le magnétophone devient plus facile à utiliser, se dote d'une horloge d'un compteur raffiné, de quoi retrouver automatiquement telle ou telle partie d'une cassette. Il sait presque choisir son morceau, bref, la cassette qui, jusqu'alors, était d'un accès relativement difficile, voit son usage s'assouplir considérablement. Sur ce plan, elle se hisse presque au niveau du disque. Il faudra tout de même attendre que le bobinage soit effectué...

Présentation

Le RT 3838 serait un frontal comme les autres s'il n'avait pas cet afficheur à cristaux liquides et ce clavier de calculatrice coincé entre les indicateurs de modulation et le tiroir à cassette.

Tous ces cadrans s'illuminent en un vert très pâle, dont la couleur des lampes est responsable.

L'afficheur est ici utilisé pour donner toutes les indications nécessaires au fonctionnement des automatismes.

Les deux cadrans des Vumètres sont immenses; la visibilité ainsi offerte est excellente.

Aluminium anodisé pour la façade, tôle noire pour le coffret, une présentation qui permettra au RT 3838 de s'adapter à toutes les chaînes de ce monde.

Fonctions

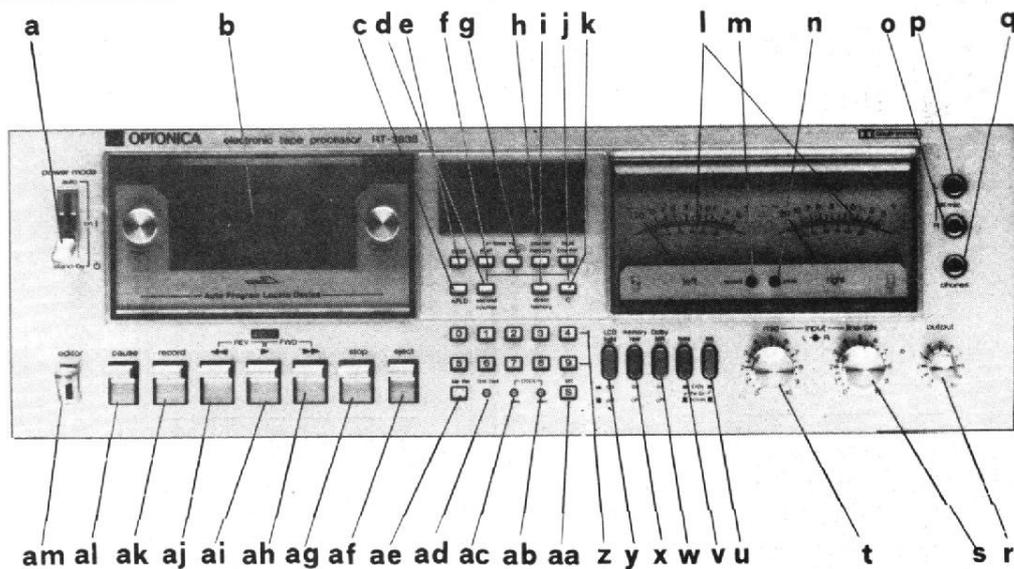
Première caractéristique intéressante: une notice d'une cinquantaine de pages. C'est rare mais justifié dans ce cas très particulier. Le microprocesseur, introduit par Sharp dans son RT 3838, offre de telles possibilités que de nombreuses explications sont nécessaires pour que l'on puisse en tirer la quintessence.

L'horloge

Elle est alimentée par piles et donnera l'heure même si le RT 3838 n'est pas raccordé au secteur. Une sécurité contre les défaillances du secteur. Cette alimentation externe permet également de conserver en mémoire les indications du compteur. L'affichage consomme peu d'énergie, il est à cristaux liquides.

Sa mise à l'heure se caractérise par une grande simplicité. Pas de minutes et d'heures à faire défiler; on affiche l'heure comme sur une calculatrice puis on enfonce la pointe d'un crayon dans la touche de départ, c'est fait. Pour plus de précision (top horaire, horloge parlante), on dispose d'une touche auxiliaire affichant 00 pour les minutes, un peu comme le ferait l'aiguille d'un chronomètre. On retrouve d'ailleurs l'analogie, avec cette aiguille, car le passage se fait à partir de 40. Si l'affichage est 13 h 41, l'indication passe à 14 h 00, si on lit 14 h 39, on retrouvera aussi 14 h 00. Deux points de séparation heures/minutes battent la seconde.

L'horloge donne l'heure sur 24 ou 12 heures, au choix. L'indication avant et après midi apparaît sur l'afficheur.



A inter-secteur, mode de fonctionnement
 B tiroir à cassette
 C recherche automatique de morceau
 D second compteur (durée écoulée)
 E horloge
 F minuterie : départ
 G minuterie : arrêt
 H afficheur à cristaux liquides
 I mémoire compteur et

seconde mémoire (entrée et mémoire du chiffre du compteur)
 J compteur
 K annulation, remise à zéro
 L vumètres
 M voyant d'enregistrement
 N indicateur de crête
 O-P jacks micro
 Q prise casque
 R potentiomètre de sortie
 S niveau ligne

T niveau micro
 U-V commutation du type de bande
 W dolby
 X mémoire du compteur
 Y éclairage de l'afficheur
 Z clavier numérique
 AA entrée du nombre affiché sur H
 AB départ horloge
 AC mise à l'heure AD : affichage sur 12 ou 24 heures

AE affichage matin ou après-midi (pour 12 heures)
 AF touche d'éjection
 AG touche d'arrêt
 AH avance rapide
 AI lecture
 AJ retour rapide
 AK enregistrement
 AL pause
 AM enregistrement des blancs

Horloge programmeuse

Cette programmation concerne le départ et l'arrêt. Le réglage de l'heure s'effectue aussi simplement que pour la remise à l'heure. Une fois que la bonne heure est trouvée, il faut faire entrer le chiffre par une action sur un bouton « set ». Sinon, un symbole clignote pour vous avertir. L'heure d'arrêt se programme comme celle de départ. Les heures ainsi affichées restent en mémoire jusqu'à ce que l'ordre ait été exécuté. Il n'est donc pas possible d'utiliser l'appareil comme un radio réveil.

Au moment de la programmation, on doit agir sur le clavier de défilement. Ce clavier est en effet un modèle mécanique ; les électro-aimants ne peuvent que libérer les touches. Pour un enregistrement, le clavier sera programmé avec en plus la touche pause enfoncée. A la mise en route, la touche de pause se relève et libérera le galet presseur (trois secondes après la mise sous tension). Au moment de l'arrêt, nous aurons un relâchement des touches d'enregistrement

et de lecture, comme le ferait la touche stop.

Pas de sortie secteur pour alimenter un tuner ; par contre, si vous êtes bricoleur, vous pourrez utiliser la tension d'alimentation du magnétophone pour alimenter un petit relais...

Compteur programmable

Le compteur à roues est remplacé par un compteur électronique. C'est un compteur qui ignore les nombres négatifs mais reproduit fidèlement les indications d'un compteur mécanique. Le compteur compte les tours de la bobine réceptrice par l'intermédiaire d'un capteur magnétique.

Ce compteur normal se remet au zéro comme les autres. Une touche permet un arrêt au zéro, un arrêt pas aussi précis que celui des autres magnétophones. L'arrêt se fait avec affichage du zéro... mais il reste un décalage de la bande par rapport à l'indication du compteur. Bon à savoir.

Un compteur auxiliaire de programmation existe ; il sert à commencer une opération à partir d'un nombre indiqué. Par

exemple, une lecture à partir de 256. On affiche sur le compteur 256, on enfonce les touches d'avance rapide et de lecture. Lorsque le nombre sera atteint, la lecture commencera. La même opération est possible en enregistrement. Si la touche de lecture n'était pas enfoncée, nous aurions eu l'arrêt. Une fois la lecture accomplie, on peut repasser en marche arrière rapide avec redépart automatique de la lecture au chiffre indiqué initialement.

Second compteur

C'est un compteur de temps. Il indique les minutes et les secondes. Mis à zéro au début d'un enregistrement, il indiquera la durée qui aura été enregistrée. Une simple soustraction permet de savoir l'autonomie de bande. Chaque fois que la touche d'arrêt est commandée, ce compteur s'arrête. Il donne une indication cumulative.

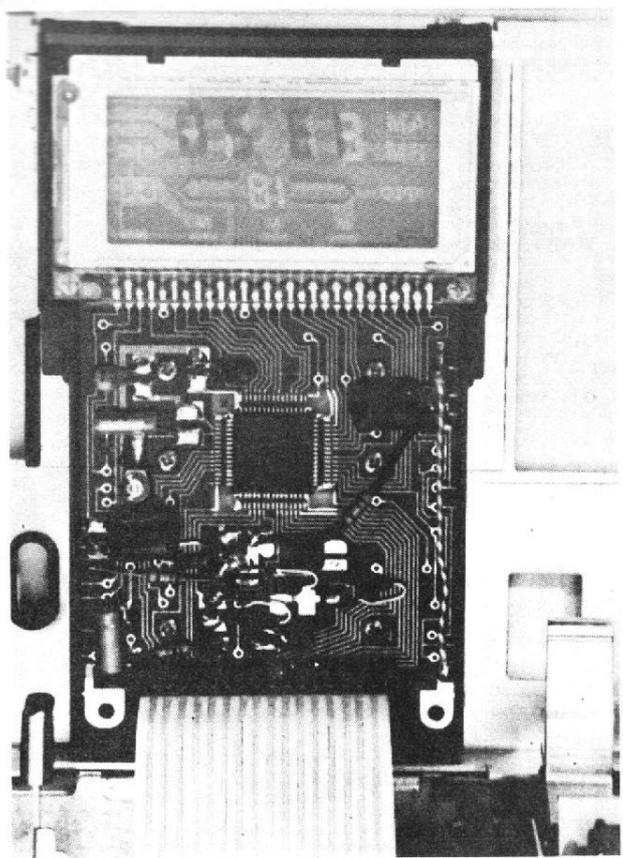
Recherche automatique d'un morceau

Elle existait sous une autre forme sur un magnétophone

frontal et aussi sur un radio-cassette stéréo. Cette fois, le micro-processeur est mis en cause. On affiche le nombre de chansons que l'on doit passer. Et on met la grande vitesse. L'électronique détecte les blancs entre les morceaux et assure l'arrêt au bout du N^{ième}. A chaque blanc, le nombre affiché diminue d'une unité. Lors d'un enregistrement, on utilisera une touche spéciale associée au clavier ; cette touche arrête l'enregistrement et permet donc l'inscription d'un blanc. On doit maintenant cette touche enfoncée pendant quatre secondes. Lors d'un enregistrement de disque, il n'est pas nécessaire d'assurer cet espacement, il existe naturellement sur le disque.

Le clavier de défilement

Il reste mécanique. L'éjection se fait par une touche séparée, mais contrairement à la plupart des autres magnétophones, elle commande également le retour des touches enfoncées. Il n'y a donc pas besoin de passer par la touche stop.



Gros plan sur le microprocesseur, un carré noir et plein de pattes. En haut l'afficheur. On voit ici les pistes conductrices de l'afficheur.

L'électronique

Deux entrées pour les signaux dits de ligne : une DIN, une américaine. Un commutateur installé à l'arrière assure le passage. Si par mégarde ce commutateur n'est pas mis dans la bonne position, on risque de se demander pourquoi aucun son ne sort de l'appareil. Il y a en effet court-circuit des prises qui ne sont pas utilisées.

Les entrées micro sont en façade; elles sont mélangeables avec les entrées lignes. Les réglages sont séparés mais une friction assure le mouvement simultané des deux potentiomètres.

Dolby, commutation pour fer, chrome et fer-chrome sont assurés; pas de commutation automatique par contre pour le chrome.

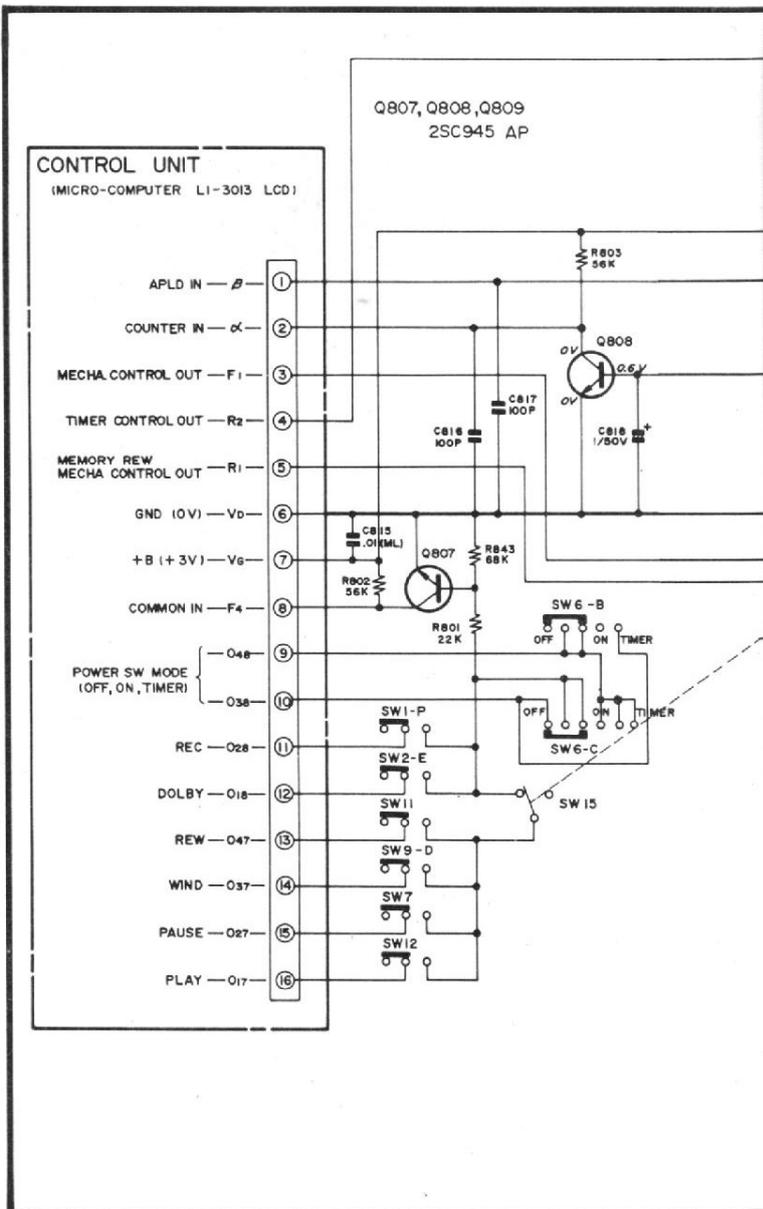
Etude technique

Vous n'aurez pas droit à une description du micro-processeur; le constructeur ne nous a

donné qu'un carré blanc. De toute façon, c'est un circuit intégré qui assure cette fonction. Un petit carré noir, il est accompagné de quelques éléments périphériques.

Le micro-processeur reçoit des ordres d'entrée et donne des ordres de sortie. Sur 1, il reçoit les informations de blanc. Elles sont détectées par lecture rapide. Les tensions sont lues par la tête de lecture, amplifiées par le circuit intégré préampli. Elles entrent sur la base de Q 811 pour être amplifiées par ce transistor et par Q 812. La détection est confiée à Q 813. Un trigger, Q 815/Q 814 fait la distinction entre le blanc et la musique. Les transistors suivants assurent la conformité des impulsions.

La seconde entrée, 2, est celle des impulsions du compteur. Ces impulsions sont créées par un générateur à effet Hall, installé dans un circuit intégré. Un aimant tourne devant cet élément; la sortie du circuit



intégré attaque la base de Q 808.

Les autres entrées sont celles des tensions indiquant les fonctions en service. Ces informations servent à gérer le fonctionnement du micro-processeur. Pour la fonction « Dolby », il s'agit uniquement de l'affichage d'un signal qui a été intégré à l'afficheur.

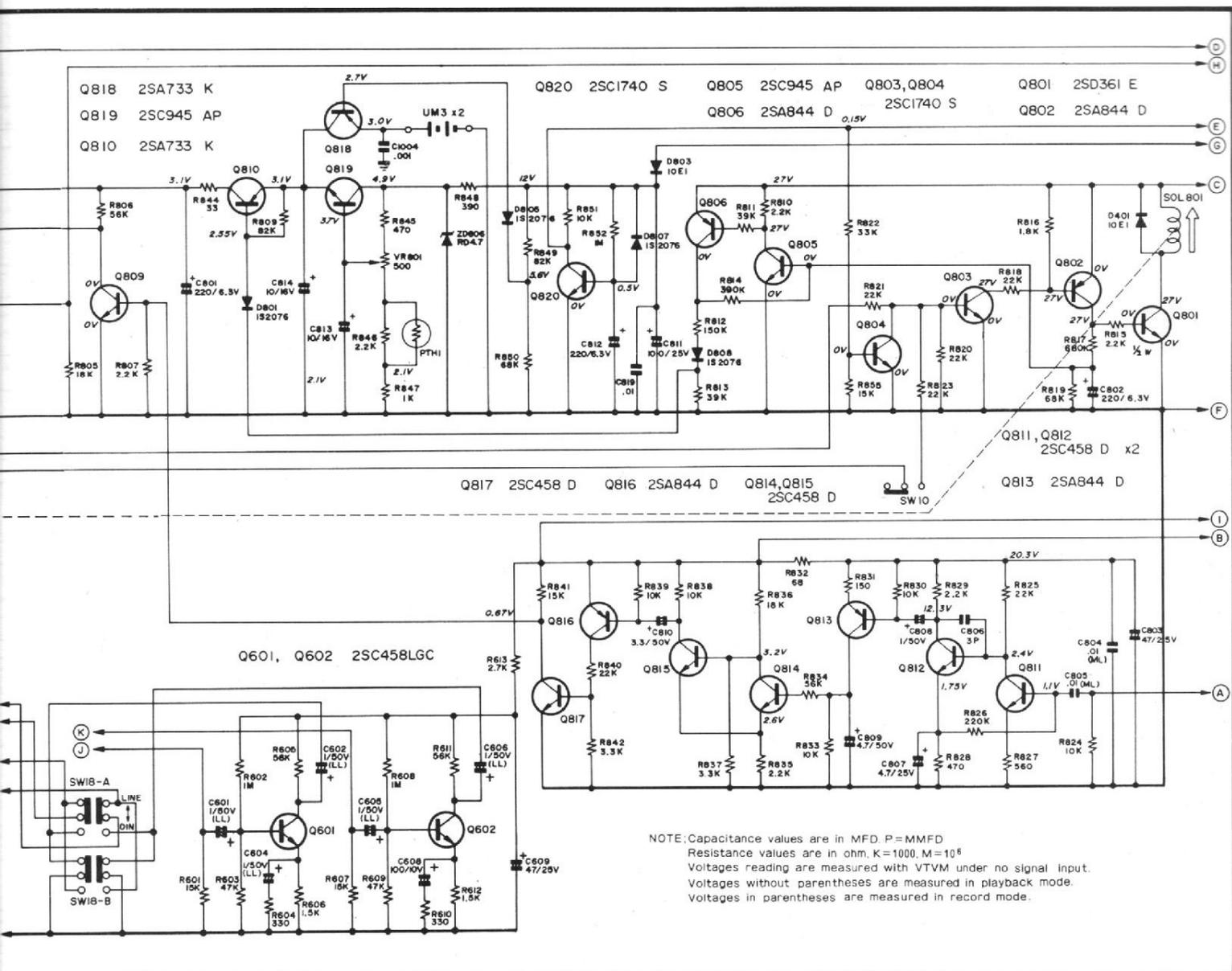
Le sélecteur de mode de fonctionnement, automatique, arrêt ou normal sera utilisé pour les départs ou arrêts automatiques.

Deux sorties: celle de la minuterie sur la borne 4 et celle de commande, borne 3. La tension de la borne 3 commande l'électroaimant SOL 801. Il sera aussi commandé par la sortie « mémoire » du compteur (arrêt au zéro), sortie 5. Le

commutateur SW 10 doit auparavant être fermé pour que l'ordre parvienne à sa destination. Le transistor Q 804 assure l'inhibition de l'arrêt. Cette inhibition se produit au moment de la mise sous tension de l'appareil; Q 820 sert de temporisateur.

Dans le collecteur de Q 802, nous avons un circuit de sécurité. Si l'ordre d'arrêt dure trop longtemps, le condensateur C 802 se charge. Il fait conduire Q 805; une tension positive est envoyée sur la base de Q 810 qui coupe alors l'alimentation du micro-processeur.

Q 818 assure l'alimentation par la pile lorsque le secteur n'est pas présent. Les transistors Q 601 et Q 602 sont des amplificateurs utilisés pour les entrées DIN.



Une série de transistors, Q 900 et la suite assurent un silencieux en shuntant les sorties pendant les phénomènes transitoires ; ils sont commandés par le contact SW 16. Q 401 à 405 assurent certaines fonctions liées à la vitesse du moteur. Ce dernier est symbolisé par un simple rond, en fait, il est piloté par quartz. Un circuit imprimé auxiliaire comporte les éléments nécessaires : deux circuits intégrés aux références inconnues, un transistor monté sur un radiateur.

Côté électronique classique, celle de l'amplification et de l'enregistrement, elle est confiée à des transistors et des circuits intégrés. Nous trouvons un premier étage qui sert d'amplificateur à grand gain pour les entrées micro et pour la lecture. Suivant son utilisation,

on commute des constantes de temps. Ensuite vient le réducteur de bruit Dolby. Sous la référence Sharp, nous trouvons un circuit de Signetics.

En Q 102 et 106, nous avons les correcteurs d'enregistrement. Trois courbes ont été prévues. Au-dessus des circuits, nous avons en effet les commutateurs de polarisation et d'égalisation. Suivant les combinaisons des deux, nous aurons trois circuits LRC montés en contre-réaction d'émetteur. Cette combinaison permet d'idéaliser également la réponse pour les cassettes fer/chrome, ce qui n'aurait pas été possible avec une commutation classique.

En sortie de l'électronique, nous avons un étage pour cas-

quettage, faisant par l'intermédiaire d'un transformateur.

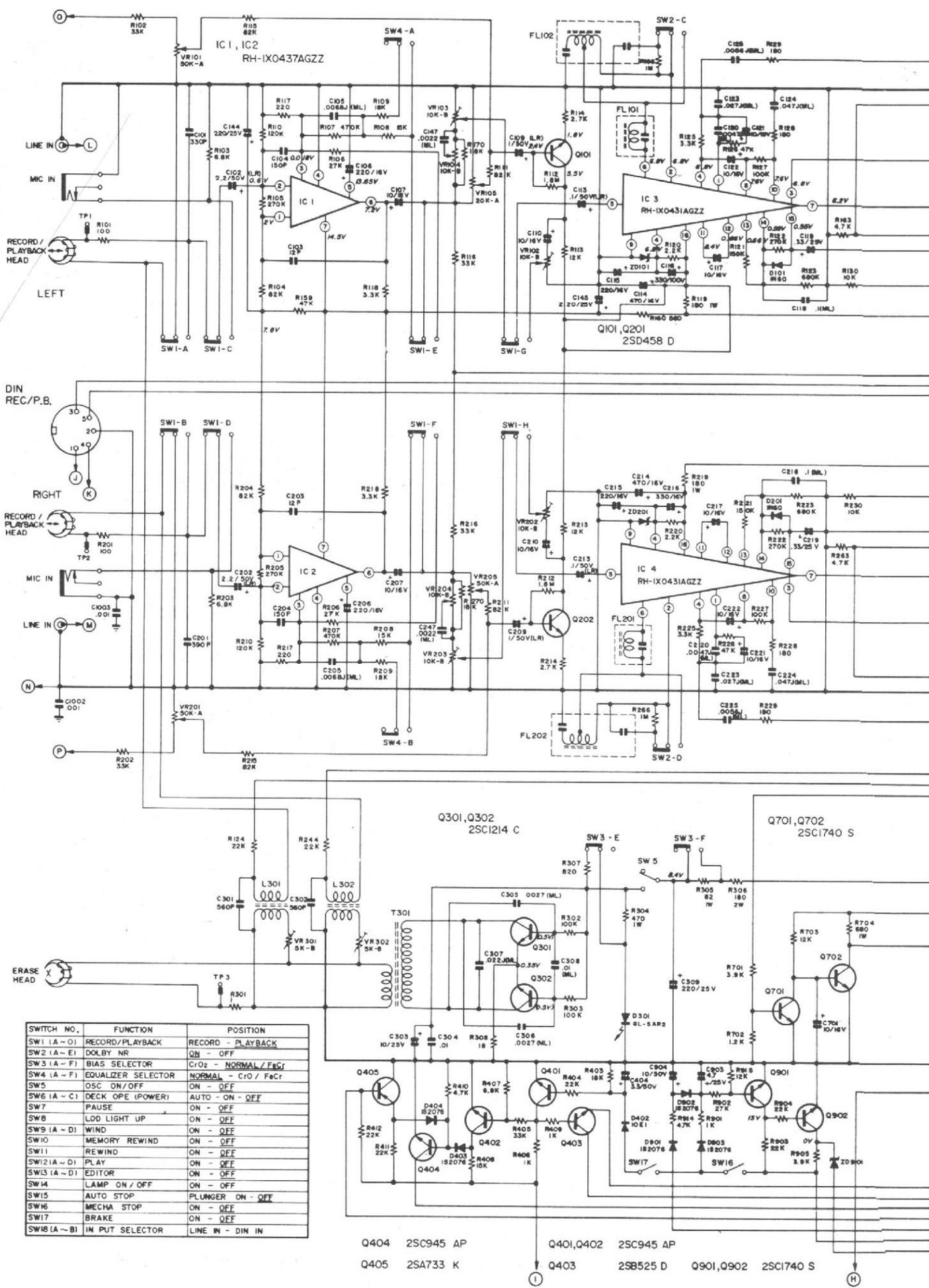
Q 105 est un amplificateur réservé aux indicateurs de niveau. Nous avons un indicateur de crête et un autre du type Vumètre, le couplage idéal. Les signaux des détecteurs de crête passent dans une porte à diodes D 702 et D 202. Cette tension attaque Q 701, C 701 sert de mémoire et conserve quelque temps la diode LED allumée. L'oscillateur est symétrique ; sa tension d'alimentation est modifiée pour adapter la valeur de la prémagnétisation au type de bande. La diode D 301 est alimentée par la tension de l'oscillateur ; elle sert d'indicateur d'enregistrement. Comme le constructeur ne veut pas que l'on constate de modification d'intensité

d'éclairage entre un enregistrement sur chrome ou sur fer, il met en parallèle une résistance auxiliaire et une résistance chutrice par SW-3-E. Le raffinement poussé à sa dernière extrémité.

Le couplage de la sortie de l'oscillateur et des têtes d'enregistrement se fait au travers de transformateurs qui sont en fait traversés par la tension audio à enregistrer. Le réglage de prémagnétisation se fait par l'intermédiaire de VR 301 et 302.

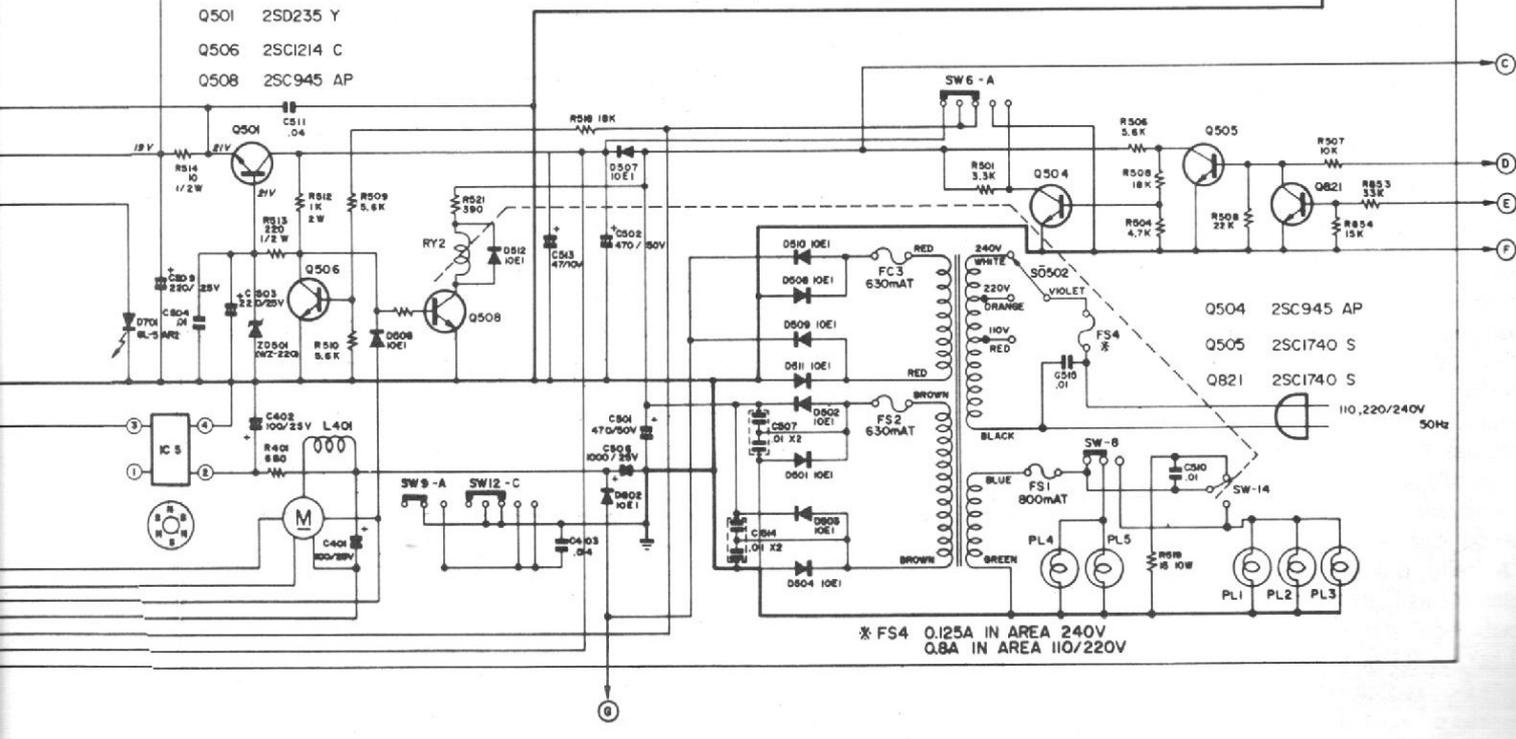
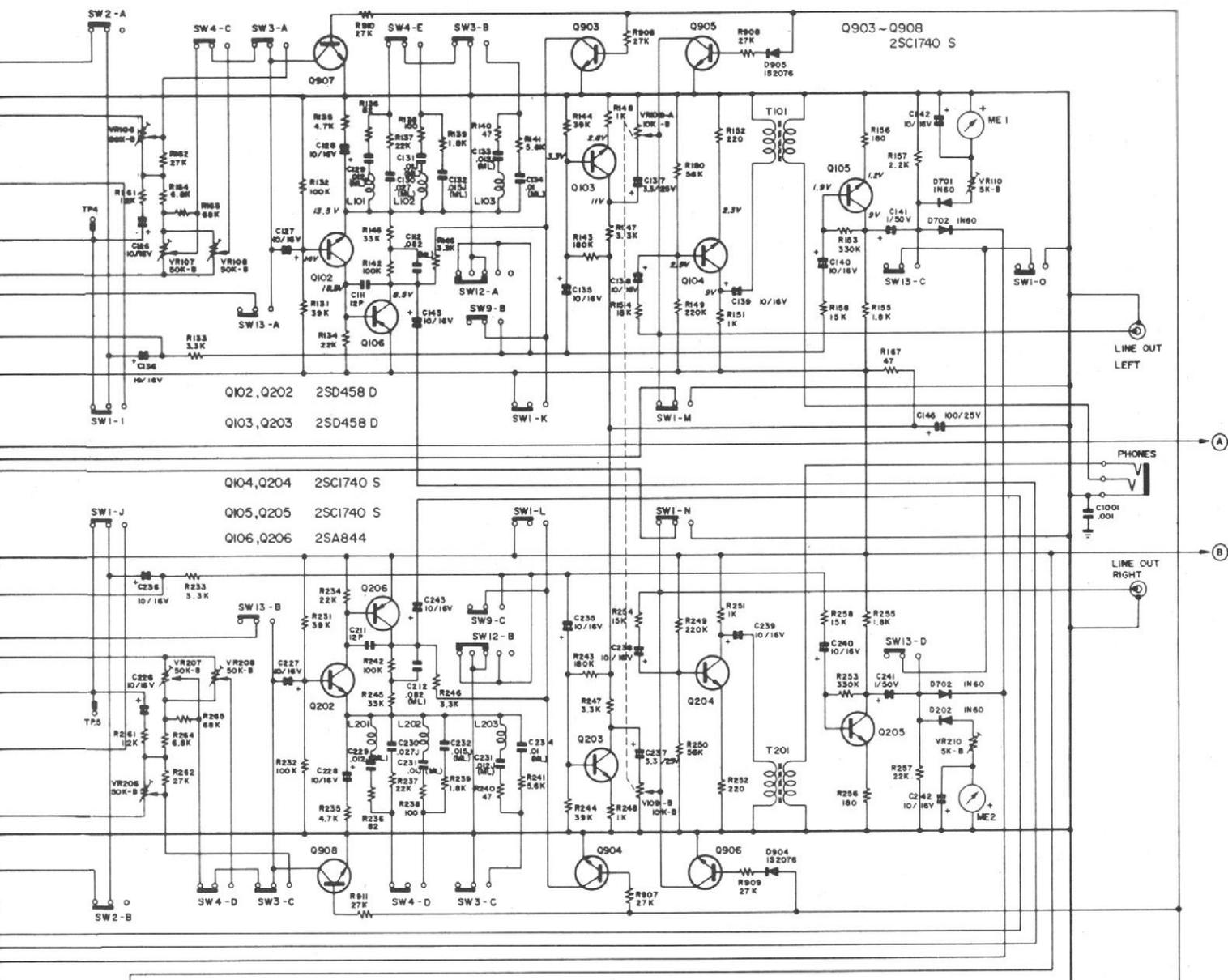
Réalisation

Le magnétophone RT 3878, une fois son capot enlevé, ressemble à beaucoup d'autres. La construction est très propre ; c'est une grande qualité



SWITCH NO.	FUNCTION	POSITION
SW1 (A - O)	RECORD/PLAYBACK	RECORD - PLAYBACK
SW2 (A - E)	DOLBY NR	ON - OFF
SW3 (A - F)	BIAS SELECTOR	CrO2 - NORMAL / FeCr
SW4 (A - F)	EQUALIZER SELECTOR	NORMAL - CrO / FeCr
SW5	OSC ON/OFF	ON - OFF
SW6 (A - C)	DECK OPE (POWER)	AUTO - ON - OFF
SW7	PAUSE	ON - OFF
SW8	LOD LIGHT UP	ON - OFF
SW9 (A - D)	WIND	ON - OFF
SW10	MEMORY REWIND	ON - OFF
SW11	REWIND	ON - OFF
SW12 (A - D)	PLAY	ON - OFF
SW13 (A - D)	EDITOR	ON - OFF
SW14	LAMP ON / OFF	ON - OFF
SW15	AUTO STOP	PLUNGER ON - OFF
SW16	MECHA STOP	ON - OFF
SW17	BRAKE	ON - OFF
SW18 (A - B)	IN PUT SELECTOR	LINE IN - DIN IN

- Q404 2SC945 AP
- Q405 2SA733 K
- Q401, Q402 2SC945 AP
- Q403 2SB525 D
- Q901, Q902 2SC1740 S



de l'appareil. Des fils courent tout autour d'un immense circuit imprimé. Quelques petits circuits auxiliaires sont éparpillés de place en place, l'un supporte un relais, l'autre les circuits de régulation de vitesse du moteur, etc.

Nous avons voulu aller jusqu'au micro-processeur. Son accès est assez délicat. Si vous avez un 3838, ne vous amusez pas à le démonter. Il est lié au circuit principal par un câble multiconducteurs méplat. Pour y accéder, il faut enlever complètement la face avant, les Vumètres et pas mal d'autres pièces. Une fois là, nous n'avons découvert qu'un circuit intégré carré bordé de pattes. Quelques composants périphériques sont soudés sur le circuit imprimé. Le tout est protégé par une plaque métallique.

Le dépannage de cette section devra être effectué par changement complet du module.

Sur le plan mécanique, nous avons un mécanisme vertical assez compact ; l'entraînement est confié à une courroie plate. Elle entraîne le volant d'inertie du cabestan sur sa périphérie.

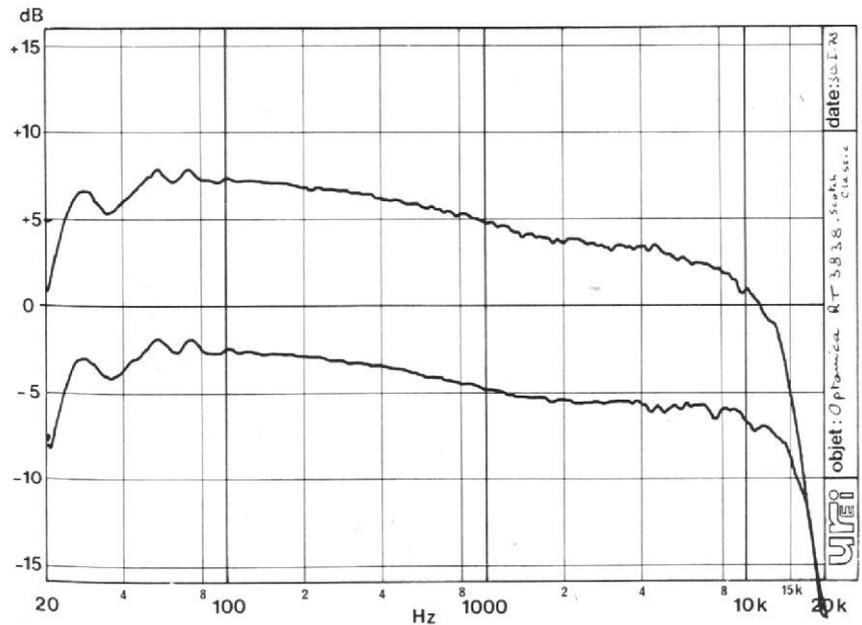
Le châssis est en tôle d'acier traité contre la corrosion. Une réalisation d'une qualité homogène.

Mesures

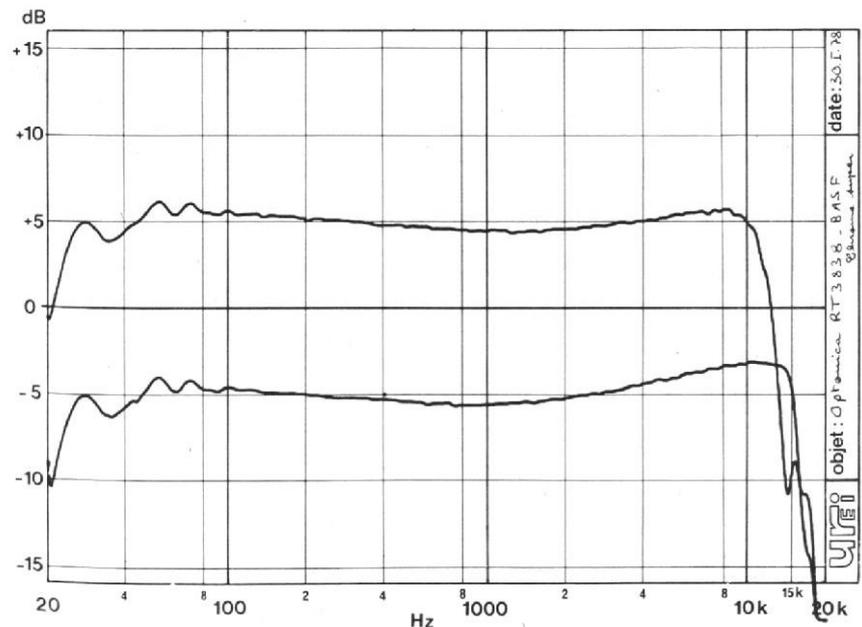
Le moteur est piloté par quartz, ce qui n'empêche pas la bande d'aller un peu plus vite que prévu ; un écart de + 0,5 % a été constaté. C'est en effet la vitesse du moteur qui est réglée et non celle du cabestan. Le taux de pleurage et de scintillement est de 0,06 % en mesure pondérée à la lecture d'une cassette. Il est de 0,1 à 0,15 % en enregistrement plus lecture.

Le compteur indique 479 pour une cassette C 60, une utilisation des chiffres identique à celle d'un appareil à compteur classique. Le temps de bobinage d'une cassette C 60 est de 93 secondes ; ce n'est pas un record de vitesse.

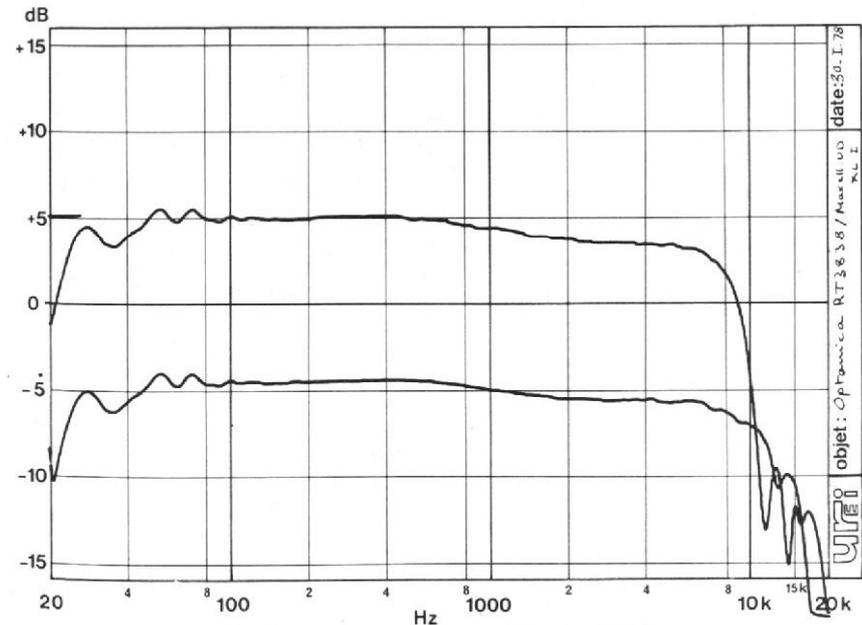
L'entrée micro a une sensibilité de 0,2 mV. La saturation se fait pour 30 mV.



Courbe 1 : courbe de réponse avec cassette FeCr Scotch classic



Courbe 2 : courbe de réponse avec cassette Chrome Super BASF



Courbe 3 : courbe de réponse avec cassette Maxell UDXLI

Au 0 du Vumètre, le taux de distorsion est de 0,85 % pour une cassette chrome super (BASF); il passe à 1,2 % pour une Scotch Classic et à 0,8 % pour une cassette Maxell UD XLI (fer).

L'indicateur de crête s'illumine pour un taux de 2,4 % pour les deux premières sortes de bande et de 2 % pour la cassette au fer.

Le taux de distorsion de 3 % est atteint avec une surmodulation de 7,5 dB pour le chrome et le fer/chrome, 8,5 dB pour la cassette au fer.

Trois rapports signal sur bruit, Dolby en service, en utilisant comme référence le niveau donnant une distorsion de 3 %. La cassette au chrome super arrive en tête avec 69 dB, vient ensuite celle au fer avec 68,5 et celle à double couche : 67,5 dB.

Trois réseaux de courbes de réponse. Nous avons pour ces trois types de bande relevé, deux courbes : l'une à 0 dB à 400 Hz (réseau de désaccentuation à 50 μ s en service), l'autre 10 dB au-dessous. Nous observons une certaine saturation pour la cassette au fer et pour celle au chrome super, par contre, la cassette à double couche passe nettement mieux.

Les courbes de réponse sont correctes dans l'ensemble avec pourtant une chute générale (et faible) au-dessus de 1 kHz. La cassette au chrome se comporte mieux de ce côté. Pour cette dernière, nous notons une remontée de l'aigu. C'est une des caractéristiques particulières de cette bande. Résultats conformes aux spécifications dans l'ensemble.

Conclusions

L'appareil de l'année, c'est sans doute ce RT 3838. C'est le magnétophone de demain, les micro-processeurs vont s'introduire en plein dans ces appareils, c'est certain. Sharp n'a pas été tenté de trop sophistication l'électronique pour ne pas trop faire monter le prix de son magnétophone; nous ne pouvons que l'en louer. Un très bon rapport pos-

sibilités/prix avec de très bonnes performances et une réalisation sérieuse.

Caractéristiques techniques

Type : Magnétophone stéréo à cassette, 4 canaux 2 pistes avec système de réduction de bruit Dolby

Alimentation : 110/220/240 V, 50/60 Hz CA

Semi-conducteurs : 1 LSI; 7 IC (circuits intégrés); 59 transistors; 34 diodes; 2 LED (diodes électroluminescentes)

Dimensions : largeur : 442 mm
- hauteur : 144 mm
- profondeur : 357 mm

Poids : 9 kg

Bande magnétique : cassette, type Philips

Vitesse de défilement : (DIN 45 500)

Gamme de fréquences : avec bande normale : 30-13 000 Hz, DIN 45 500; avec bande Fe-Cr : 30-16 000 Hz, DIN 45 500; avec bande Maxell UDX-LII : 30-15 000 Hz DIN

Rapport signal/bruit : plus de 50 dB avec bande normale, entrée ligne, Dolby Hors

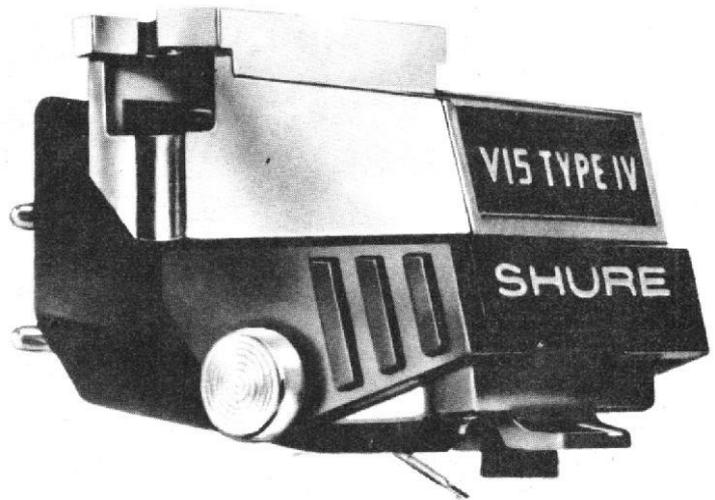
Effet du réducteur de bruit Dolby : 10 dB (à plus de 5 kHz)

Sensibilité et impédance d'entrée : microphone : 0,2 mV (6,8 k Ω) - ligne : 50 mV (54 Ω) - prise d'enregistrement/reproduction : 0,1 mV/k Ω

Niveau de sortie et impédance de charge : casque : 89 mV (« O » VU) 8 Ω - ligne : 775 mV (« O » VU) 50 k Ω - prise d'enregistrement/reproduction : 0,1 mV/k Ω 775 mV (« O » VU)

Etienne LEMERY

la Shure V15 type IV: pour un son encore... plus pur!



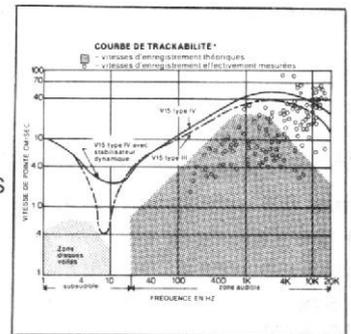
Avec la nouvelle V15 type IV stéréo dynetic, Shure, toujours à la pointe de la prospective acoustique, innove une fois de plus.

Résultat de plusieurs années de recherche, le V15 type IV Shure surpasse désormais toutes les cellules existantes, tant en transparence musicale qu'en normes techniques et en réponse uniforme.

LA V15 type IV PROPOSE :

- Une trackabilité dont l'amélioration est démontrée, sur tout le spectre audible.
- Une lecture stabilisée dynamiquement qui surmonte le problème des disques ondulés, tels que fluctuations de force d'appui, variations d'angle de lecture et pleurage.
- Une neutralisation électrostatique de la surface du disque, qui minimise trois problèmes distincts : décharge statique, attraction électrostatique de la cellule par le disque et attraction de poussières sur le disque.
- Un système "efficient" d'élimination des poussières.
- Une pointe de lecture à configuration Hyper-elliptique qui réduit les distorsions harmoniques et d'intermodulation de manière spectaculaire.
- Une réponse ultra-plate - testée individuellement à ± 1 dB.
- Une masse effective de l'équipage mobile encore plus réduite, pour un rendement optimum.

Autant de raisons objectives de choisir la pureté de la cellule Shure V15 type IV, pour un son encore... plus pur.



DEMANDE DE DOCUMENTATION
SHURE V15 type IV à adresser à CINECO
72 Champs Élysées 75008 PARIS

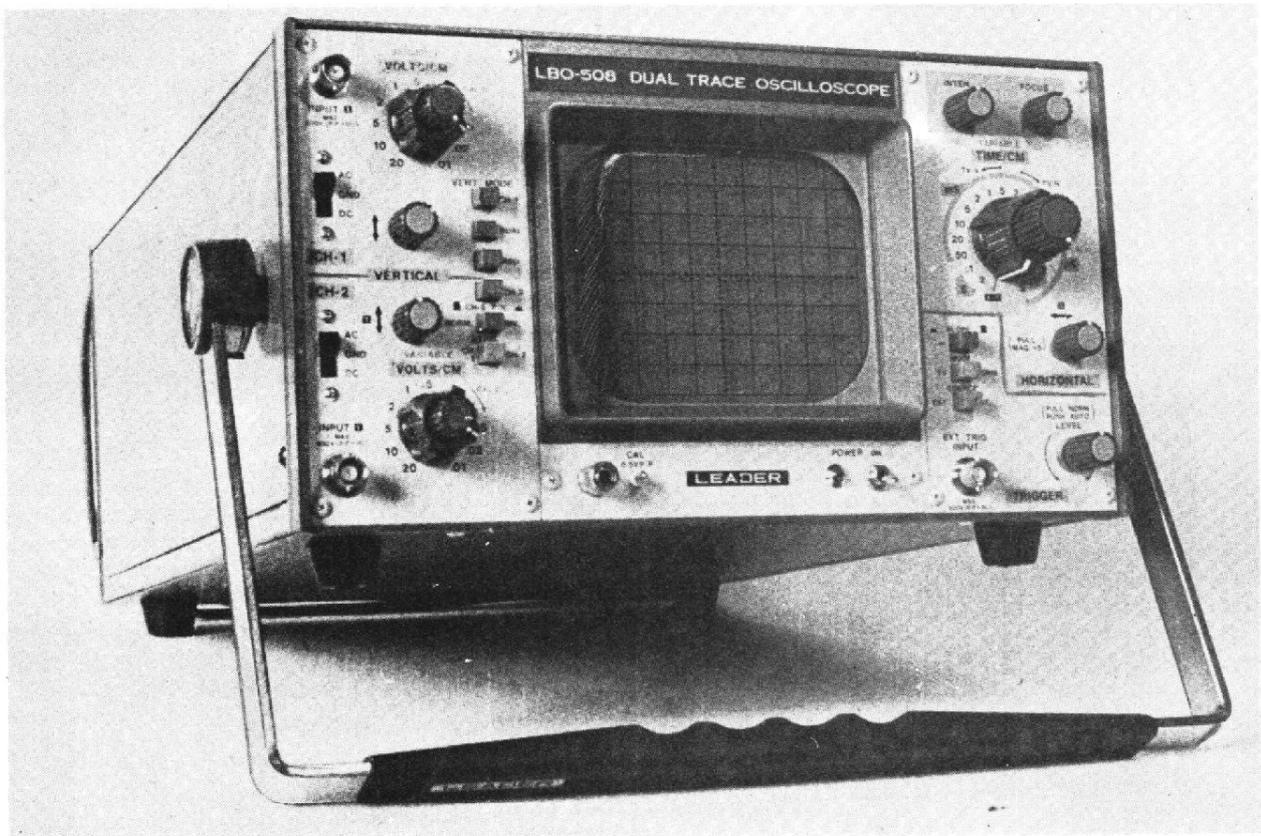
NOM _____ HP 4
Adresse _____

SHURE

Importateur exclusif.

CINECO
72, Champs-Élysées - PARIS 8^e
Téléphone : 225-11-54

L'oscilloscope



LEADER LBO-508

LES fabrications Leader sont déjà connues de nos lecteurs qui ont eu l'occasion de lire dans ces colonnes, entre autres, le banc d'essai de l'oscilloscope LBO-506 (N° 1596). Ce constructeur sort une nouvelle série d'oscilloscopes, respectivement référencés LBO-507, LBO-508, et LBO-520. Les deux derniers sont des double-trace, passant l'un 20 MHz, et l'autre 30 MHz. Nous avons choisi de tester le modèle 508 (2 X 20 MHz) qui, par son compromis prix-performances, nous semble propre à intéresser nombre de nos lecteurs.

Résumé des caractéristiques

Amplificateurs verticaux :

Sensibilité : de 10 mV/cm à 20 V/cm, en 11 positions (progression 1, 2, 5). Commande continue du gain. Précision d'étalonnage : $\pm 3\%$

Bande passante : du continu à 20 MHz, à -3dB (de 2 Hz à 20 MHz en position « alternatif »)

Temps de montée : 17,5 ns
Impédance d'entrée : 1 M Ω en parallèle sur 35 pF

Protection des entrées : 600 V (continu ou crête à crête)
Inversion de polarité possible, sur le canal 2

Base de temps :

De 0,5 $\mu\text{s}/\text{cm}$ à 200 ms/cm,

en 18 positions (progression 1, 2, 5). Dispositif de loupe électronique ($\times 5$) portant la plus grande vitesse à 100 ns/cm. Précision de l'étalonnage : $\pm 5\%$

Fonctionnement en double trace :

Modes possibles : canal 1, canal 2, canal 1 et canal 2, canal 1 \pm canal 2, XY

Type de commutation : découpé de 200 ms/cm à 0,5 ms/cm ; alterné de 200 $\mu\text{s}/\text{cm}$ à 0,5 $\mu\text{s}/\text{cm}$

Utilisation en XY :

Sensibilités de 10 mV/cm à 20 V/cm sur les deux axes
Bande passante en X : du continu (ou de 2 Hz) à 800 kHz (-3dB)

Déphasage entre les voies : inférieur à 3% à 100 kHz

Synchronisation :

Automatique (sur niveau

moyen du signal), ou à réglage de seuil. Polarité + ou -

Source de synchronisation : interne sur canal 1 ou 2, ou externe

Déclenchement jusqu'à 20 MHz, avec une hauteur de trace de 1 cm (en interne) ou une tension de 100 mV crête à crête (en externe)

Signal de calibrage :

Rectangulaire, à la fréquence du secteur

Amplitude : 0,5 V crête à crête, à $\pm 3\%$

Alimentation :

115/230 V, à 50 ou 60 Hz
Consommation : 32 W

Caractéristiques mécaniques :

Hauteur 160 mm ; profondeur : 375 mm ; largeur : 290 mm

Masse : 7 kg

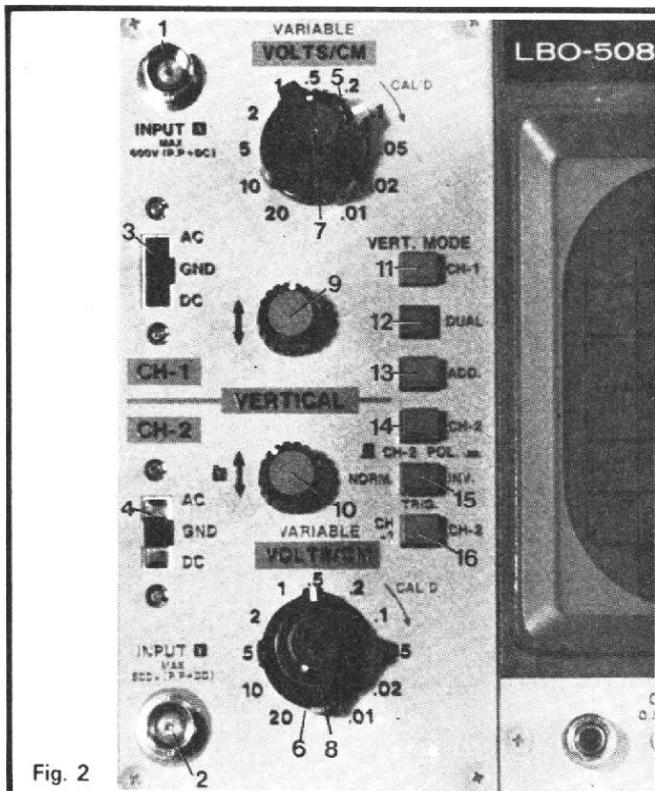


Fig. 2

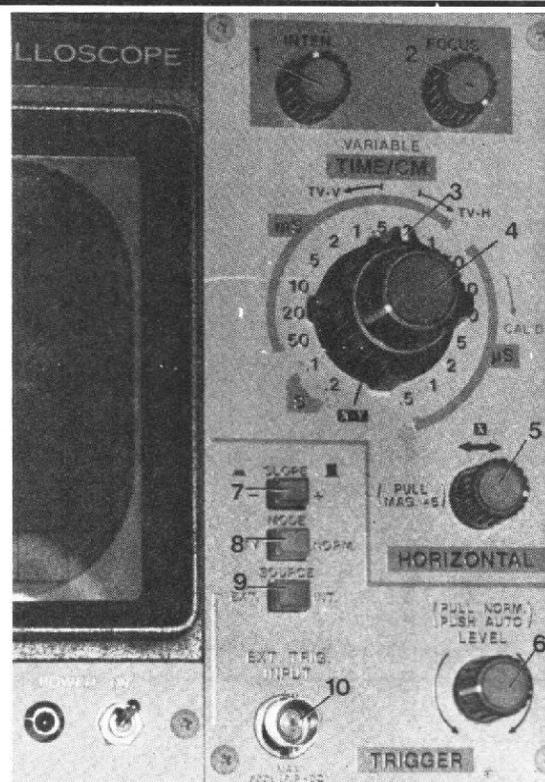


Fig. 3

Présentation du Leader LBO-508

Logé dans un coffret parallélépipédique de tôle laquée bleue, muni d'une confortable poignée formant béquille (enfin un constructeur ayant compris que la poignée ne doit pas être une tringle d'acier coupant les doigts : l'enrobage de plastique est fonctionnel et confortable), le Leader LBO-508, comme ses deux frères de la même série, flatte l'œil par la disposition de sa façade (fig. 1).

Sous le grand écran rectangulaire (surface utile de 8 x 10 cm), se trouvent l'interrupteur et le témoin de mise sous tension, ainsi que les bornes de sortie des crêneaux de calibrage. Toutes les commandes des amplificateurs se répartissent sur le panneau de gauche de la façade, tandis que celui de droite rassemble les commandes de la base de temps, et celles du faisceau électronique. Il est dommage que les impératifs de l'impression ne nous permettent pas la photographie en couleurs : sur un fond très clair, la sérigraphie et les boutons du LBO-508 font jouer une gamme de couleurs discrètes, mais flatteuses à l'œil, et efficaces pour le repérage rapide des commandes. Examinons ces dernières

plus en détail, en commençant par les amplificateurs (fig. 2).

A la verticale des entrées BNC des deux voies (1) et (2), se situent les commutateurs continu/alternatif (3) et (4), qui possèdent aussi une position de mise à la masse. Chaque commande de sensibilité verticale comporte le commutateur calibré (5) (6), concentrique au potentiomètre de réglage continu (7) (8). Les boutons (9) et (10) règlent la position verticale des traces. Enfin, près de l'écran, un clavier de six touches sélectionne le mode de fonctionnement : premier canal seul (11), double trace (12), addition des traces (13), deuxième canal seul (16), inversion de polarité du deuxième canal (15), et sélection de la voie de synchronisation interne (16).

La figure 3 détaille les commandes du panneau de droite. Au-dessous des réglages de luminosité et de focalisation (1) et (2), se trouve la double commande des vitesses de balayage, par pas étalonnés (3), et continue (4). Le bouton (5) joue le double rôle de cadrage par rotation, et de loupe électronique lorsqu'on le tire vers soi. De même, la commande (6) sélectionne le déclenchement automatique ou à réglage de seuil, en même temps qu'elle ajuste, dans ce dernier cas, le

niveau de déclenchement. La polarité de départ est choisie par le poussoir (7). La touche (8) met en fonction la synchronisation sur les signaux TV, automatiquement réglée sur les tops de trames ou sur les tops de lignes, en fonction de la vitesse de balayage adoptée. Enfin, le sélecteur (9) choisit la synchronisation interne ou externe, l'entrée du signal s'effectuant, dans ce dernier cas, sur la borne BNC (10).

On ne regrettera, à l'issue de cette énumération, que l'absence, souvent déplorée dans nos essais, d'un dispositif d'éclairage du graticule. Tous ceux qui enregistrent photographiquement des oscillogrammes, savent l'intérêt de ce perfectionnement peu coûteux, et hors duquel il n'est pas possible de conserver, sur les clichés, des informations quantitatives exploitables.

Les schémas du Leader LBO-508

L'ensemble des schémas descriptifs d'un oscilloscope évolué constitue un monument élevé dont la lecture devient vite fastidieuse. Selon notre habitude, et compte tenu du fait que les techniques utilisées en la matière suivent maintenant

des canons assez solidement établis, nous n'extrairons donc que les quelques points qui apportent une originalité en la matière.

Nous avons été frappé, déjà, par la relative sophistication des circuits de l'alimentation. Celle-ci, uniquement prévue pour un fonctionnement sur secteur, n'en comporte pas moins un total de 12 transistors, utilisés à des fins de stabilisation, de commande de luminosité, et de mise en forme des crêneaux de calibrage à la fréquence du secteur. A titre d'illustration, on trouvera, à la figure 4, le circuit de stabilisation du + 15 V (aux polarités près, le même est utilisé pour le - 15 V).

Après un redressement à double alternance par deux diodes et transformateur à point milieu, on dispose d'un premier filtrage par le condensateur C_1 . Le transistor NPN T_1 travaille en comparateur : son émetteur étant polarisé par la zéner DZ , la base reçoit, par l'intermédiaire du pont $R_5 R_6$, une fraction de la tension de sortie. Le courant de collecteur de T_1 , qui traverse l'ensemble $R_1 R_2$, fixe le potentiel de base de l'ensemble $T_2 T_3$, groupement Darlington utilisé en collecteur commun. On remarquera le soin apporté au filtrage dans les différents éta-

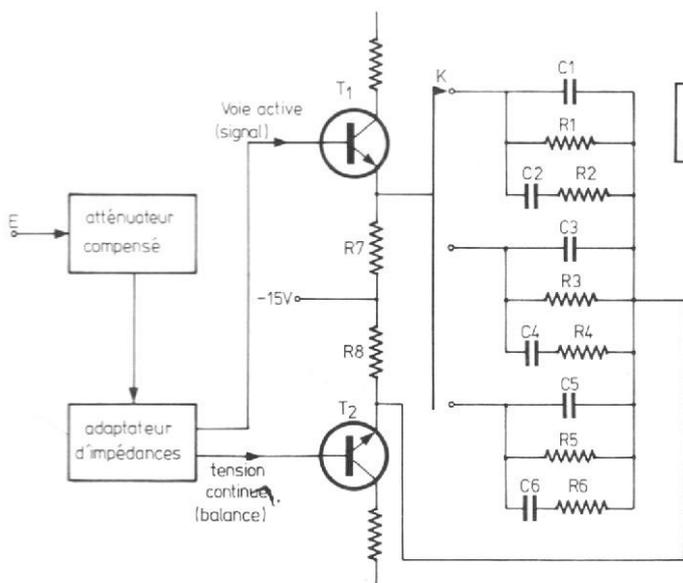


Fig. 4

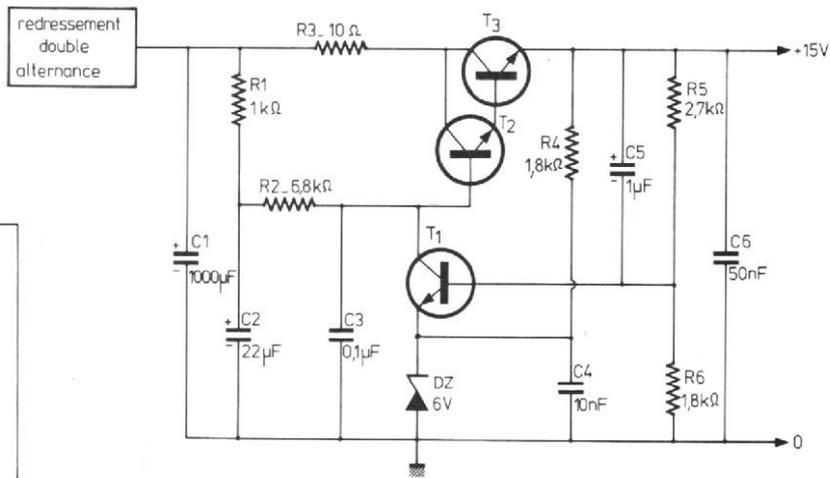


Fig. 5

ges : condensateurs C_2 et C_3 pour le collecteur de T_1 , condensateur C_4 pour éliminer le bruit de la diode zéner, condensateur C_5 établissant une boucle de contre-réaction en alternatif, de la sortie vers la base de T_1 , et enfin C_6 pour diminuer l'impédance de la sortie en régime impulsionnel.

En ce qui concerne les préamplificateurs des voies de déviation verticale, la principale originalité réside dans le mode de commutation des sensibilités (fig. 5). A l'entrée, le diviseur compensé en fréquence selon les procédés habituels, ne fournit que les rapports 1, 1/10, 1/100 et 1/1000. Les autres rapports de division (1, 1/2 et 1/5) sont obtenus en faisant varier le couplage des émetteurs dans l'étage différentiel. A cet effet, le commutateur K, dont la commande est couplée avec celle de l'atténuateur d'entrée, introduit, entre l'émetteur de T_1 et celui de T_2 , l'une ou l'autre de trois cellules compensées en fréquence. Cette technique, qui reporte une partie des commutations sur des circuits à basse impédance, facilite la solution des problèmes de bande passante aux fréquences élevées. Elle rend aussi plus commodes les réglages de compensation. En effet, dans un atténuateur à deux cellules en cascade, les étages interfèrent l'un sur l'autre par report des capacités parasites,

et la procédure de réglage s'en trouve compliquée.

A la suite des circuits préamplificateurs de chaque canal, un réseau de diodes, commutées du blocage à la conduction par des créneaux issus d'une bascule bistable, aiguille alternativement les signaux de chaque voie, vers l'amplificateur vertical de sortie. Celui-ci comporte trois étages symétriques dont le dernier attaque, par ses collecteurs, les plaques de déviation. Au niveau de ce dernier étage, se trouve également (fig. 6), un étage (T_5) destiné à polariser l'une des anodes du canon électronique. Il y a, ainsi, un asservissement du réglage d'astigmatisme, en fonction de la polarisation appliquée aux plaques.

Nous ne détaillerons pas le fonctionnement de la base de temps. Le circuit, encore qu'assez touffu, ne met en jeu que des fonctions bien

connues : mise en forme des signaux de synchronisation, circuits monostables et générateur de dents de scie, tensions d'allumage du faisceau, etc. Notons au passage que le tube cathodique, accéléré sous une tension de 1,5 kV, est équipé d'une électrode d'effacement : les fonctions d'allumage d'une part, en synchronisme avec la base de temps, et de commande manuelle de la luminosité d'autre part, sont ainsi totalement séparées.

A l'intérieur du coffret

Il faut, pour accéder à l'intérieur du coffret, dégager la tôle de couverture, en U, maintenue par huit vis à têtes cruciformes : on aurait aimé un procédé de déverrouillage plus simple.

Le câblage est réparti sur cinq circuits imprimés, qui se répartissent comme suit : alimentation et amplificateur horizontal, préamplificateurs des voies verticales, amplificateur de sortie verticale, base de temps, et un petit circuit associé au commutateur de mode. Les cartes se répartissent (fig. 7) sur les panneaux avant et arrière du coffret, où tout le volume central est occupé par le gros tube cathodique, entouré de son blindage.

La carte la plus grande regroupe tous les circuits de l'alimentation (fig. 8), avec ses condensateurs de filtrage, et les transistors ballast équipés de radiateurs à ailettes. Des radiateurs importants dissipent aussi la chaleur dans les transistors de sortie de l'amplificateur vertical (fig. 9), dont on remarquera les grosses résistances de charge, prévues pour une puissance de 7 W.

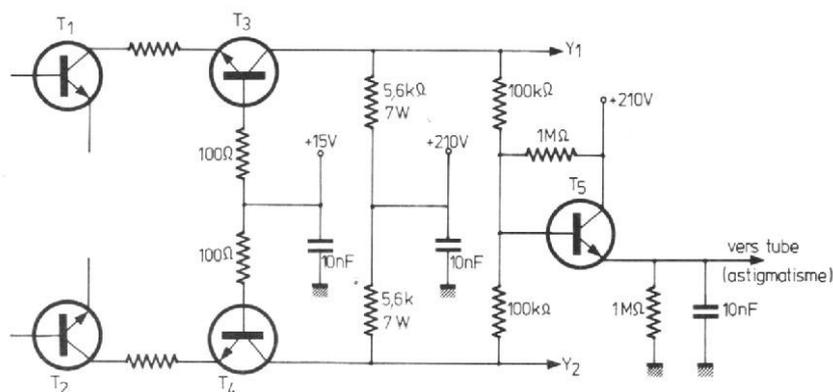


Fig. 6

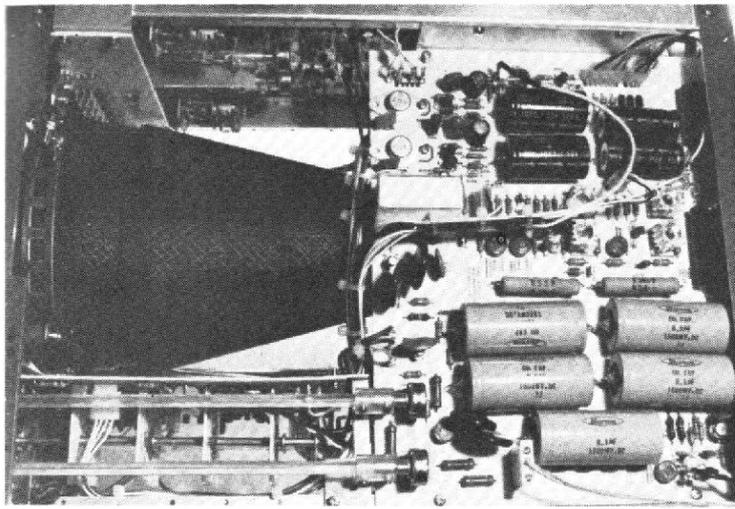


Fig. 7

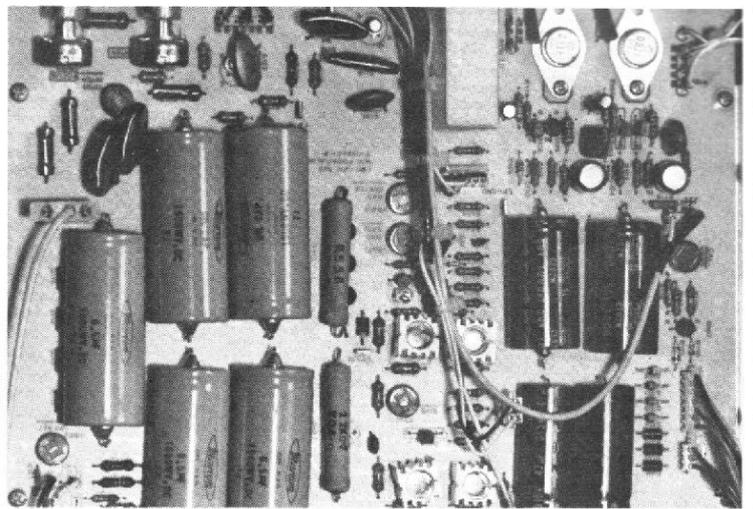


Fig. 8

Enfin, la photographie de la figure 10 montre une partie des circuits de préamplification des deux canaux verticaux. On y distingue aussi, juste contre le blindage du tube cathodique, les commutateurs à glissière sélectionnant le mode vertical, les deux atténuateurs, et les potentiomètres de cadrage vertical.

Nos impressions d'utilisation

La disposition très claire des différentes commandes assure une prise en main immédiate.

Avec sa tension d'accélération de 1500 V, le tube cathodique offre une trace suffisamment lumineuse. Toutefois, il convient d'éviter de pousser à fond le réglage de luminosité, ce qui entraîne une déconcentration du faisceau, sur laquelle n'agit plus la commande de focalisation : c'est là le lot de tous les tubes dépourvus de post-accélération, avec, en contrepartie, une économie non négligeable. Reconnaissons qu'ici, le compromis semble réussi.

Ne revenons pas sur l'absence d'éclairage du graticule : nous en avons déjà sou-

ligné les défauts, et il ne nous reste qu'à le déplorer encore...

La synchronisation, caractéristique essentielle d'un oscilloscope de laboratoire à large bande, ne souffre aucune critique, et ses possibilités dépassent même confortablement les minima annoncés par la notice du constructeur. Sur des signaux à 1 MHz pourtant très torturés (triangles sur lesquels nous avons superposé des oscillations à très haute fréquence), nous n'avons eu aucune difficulté à stabiliser la trace, avec une hauteur d'image de 0,5 cm, en synchronisation interne.

Nous avons aussi beaucoup apprécié la possibilité d'addition ou de soustraction des signaux des deux voies. A titre d'exemple, les oscillogrammes qui suivent, illustrent les intéressantes possibilités offertes

par ce perfectionnement (fig. 11, 12 et 13).

Sur la figure 11, chaque trace représente l'un des signaux de sortie d'un amplificateur différentiel utilisé en autodéphaseur, et dont nous souhaitons, entre autres tests, contrôler la symétrie. Pour obtenir l'oscillogramme de la figure 11, nous avons branché l'entrée de chaque canal, réglée à la même sensibilité, sur l'une et l'autre sortie de l'amplificateur essayé : les signaux paraissent parfaitement symétriques.

Une symétrie aussi parfaite devrait donner, par addition, une somme rigoureusement nulle. Or, l'oscillogramme de la figure 12, relevé dans la position « addition » du sélecteur de mode, et après avoir multiplié par 10 les sensibilités de chaque entrée verticale, laisse

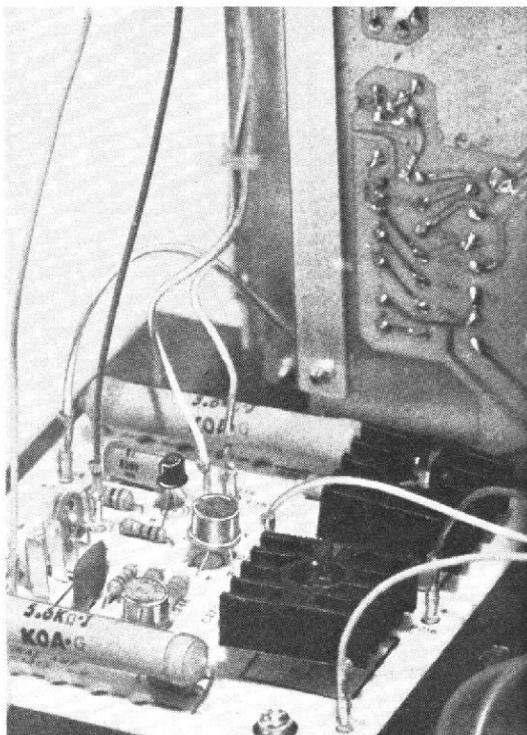


Fig. 9

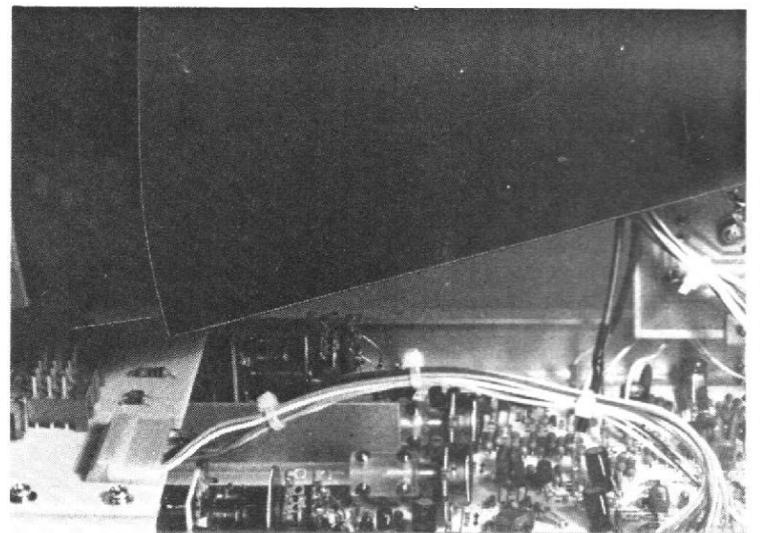


Fig. 10

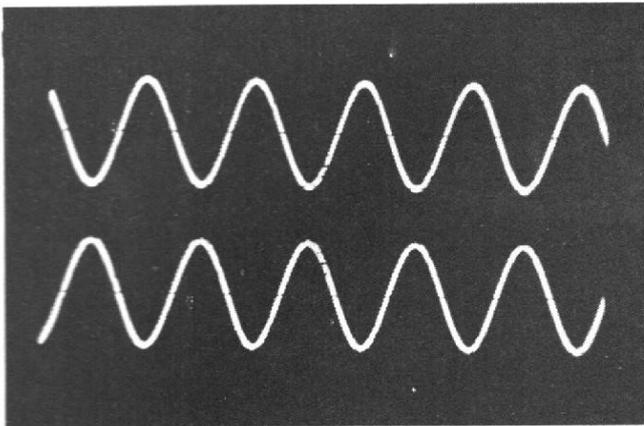


Fig. 11

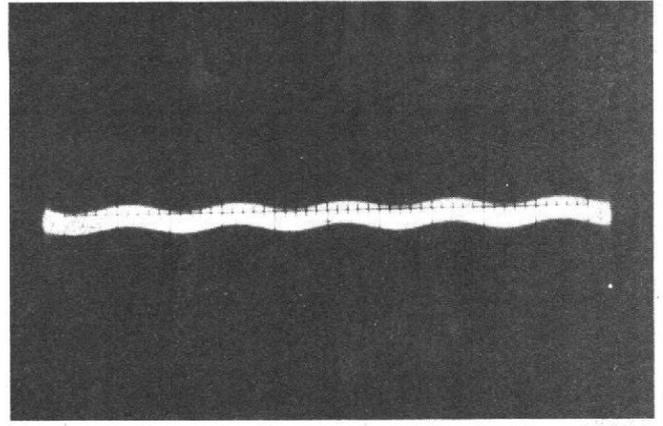


Fig. 12

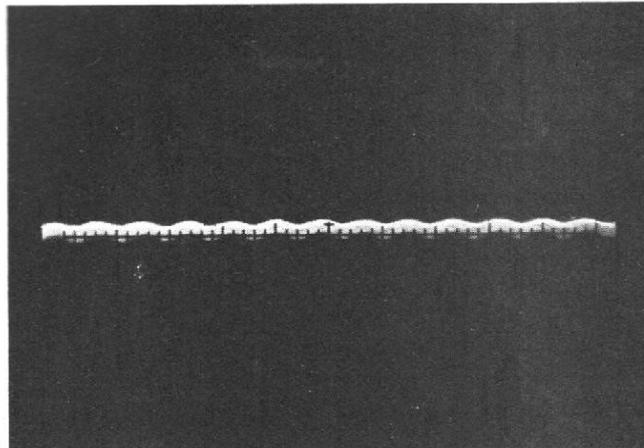


Fig. 13

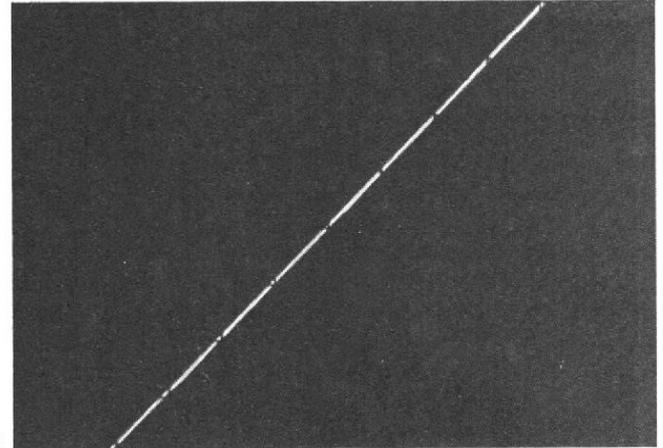


Fig. 14

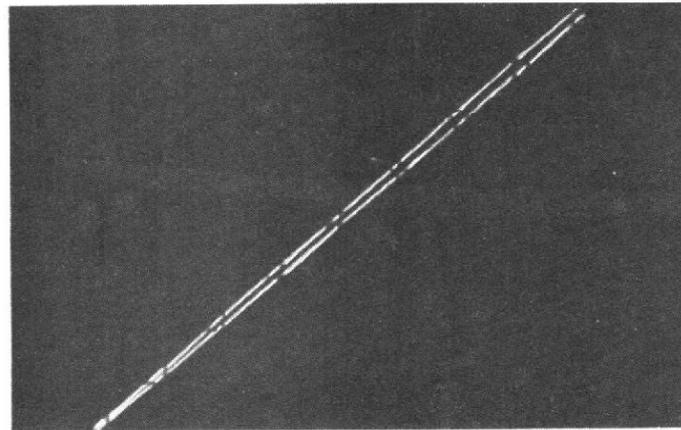


Fig. 15

apparaître une composante à la fréquence du signal injecté, ce qui révèle l'inégalité d'amplitude sur les deux sorties, indécélable dans les conditions précédentes.

D'autre part, l'épaississement de la trace laisse présager l'existence d'oscillations parasites. Toujours en additionnant les deux entrées, nous avons alors augmenté la vitesse de balayage, et obtenu l'oscillogramme de la figure 13: il montre une tension différentielle à haute fréquence.

Une autre caractéristique fort intéressante du Leader LBO-508, est son utilisation en XY. Pour en contrôler les limi-

tes, nous avons appliqué, sur les deux entrées, le même signal sinusoïdal, à fréquence croissante. Les deux oscillogrammes que nous extrayons de nos essais, ont été pris en choisissant une sensibilité élevée, de sorte que seule la partie centrale de la figure de Lissajous apparaisse sur l'écran. Il s'agit donc d'un examen « à la loupe » des éventuels déphasages, hors desquels l'oscillogramme se réduirait à une simple droite inclinée à 45°.

C'est le cas dans la figure 14, prise à une fréquence de 20 kHz: le fonctionnement en XY se révèle donc parfait dans le domaine

des audiofréquences. En fait, il nous a fallu atteindre 180 kHz (fig. 15), pour que, sur l'écran, le déphasage se manifeste de façon sensible. Les limites indiquées par le constructeur, soit une rotation différentielle de phase, inférieure à 3% à 100 kHz, semblent donc encore largement tenues.

Nos conclusions

Après la vulgarisation des oscilloscopes bicourbes de 10 MHz, puis de 15 MHz, voici que les deux fois 20 MHz s'inscrivent dans une tranche de prix encore accessible à l'ama-

teur exigeant, et au professionnel indépendant.

Dans cette catégorie, le Leader LBO-508 fait preuve d'une dentition de jeune loup bien né. Si l'on excepte cette éternelle petite critique sur la technologie des graticules noirs, il faut reconnaître que l'appareil se présente comme un compromis réussi, puisque le seul sacrifice porte sur le tube sans post-accélération, mais nullement sur les performances électroniques. C'est un bon choix, renforcé par une présentation agréable... nous allons tomber dans la mode des complications verbales en la qualifiant d'ergonomique !

R.R.

HORLOGE DIGITALE

LE MODULE REVEIL

(Suite voir N° 1630)

A) Le schéma de principe

L'horloge peut être agrémentée d'un réveil. Le schéma de principe fait l'objet de la figure 14. Le réveil est réglable par tranche de 10 mn. Le vibreur délivre un son de 1 kHz modulé par un rythme de 1,666 Hz.

L'heure de réveil est réglée au moyen de trois roues

codeuses. Cette sélection est alors comparée avec l'heure de l'horloge au moyen de portes OU-exclusif.

Au moment où les deux informations correspondent, les sorties de ces portes passent sur High, de même que les portes ET des 7411.

Le générateur RC composé du trigger de Schmitt (A) IC6-

7413 se met en route et produit le signal à 1 kHz. La deuxième moitié (B) de IC6-7413 amplifie le signal avant de le transmettre au haut-parleur.

La connexion (a) à l'entrée du trigger (B) « pin 5 du 7413 » est branchée au point (a) de l'horloge, d'où est délivrée l'impulsion de 1,666 Hz.

L'interrupteur arrêt-sonnerie, en série avec le haut-parleur coupe le son, sinon celui-ci continue pendant 10 mn, c'est-à-dire la durée pendant laquelle l'heure affichée et l'heure du réveil correspondent.

Le comparateur est composé de 9 logiques OU-exclusif : les 8 premières sont

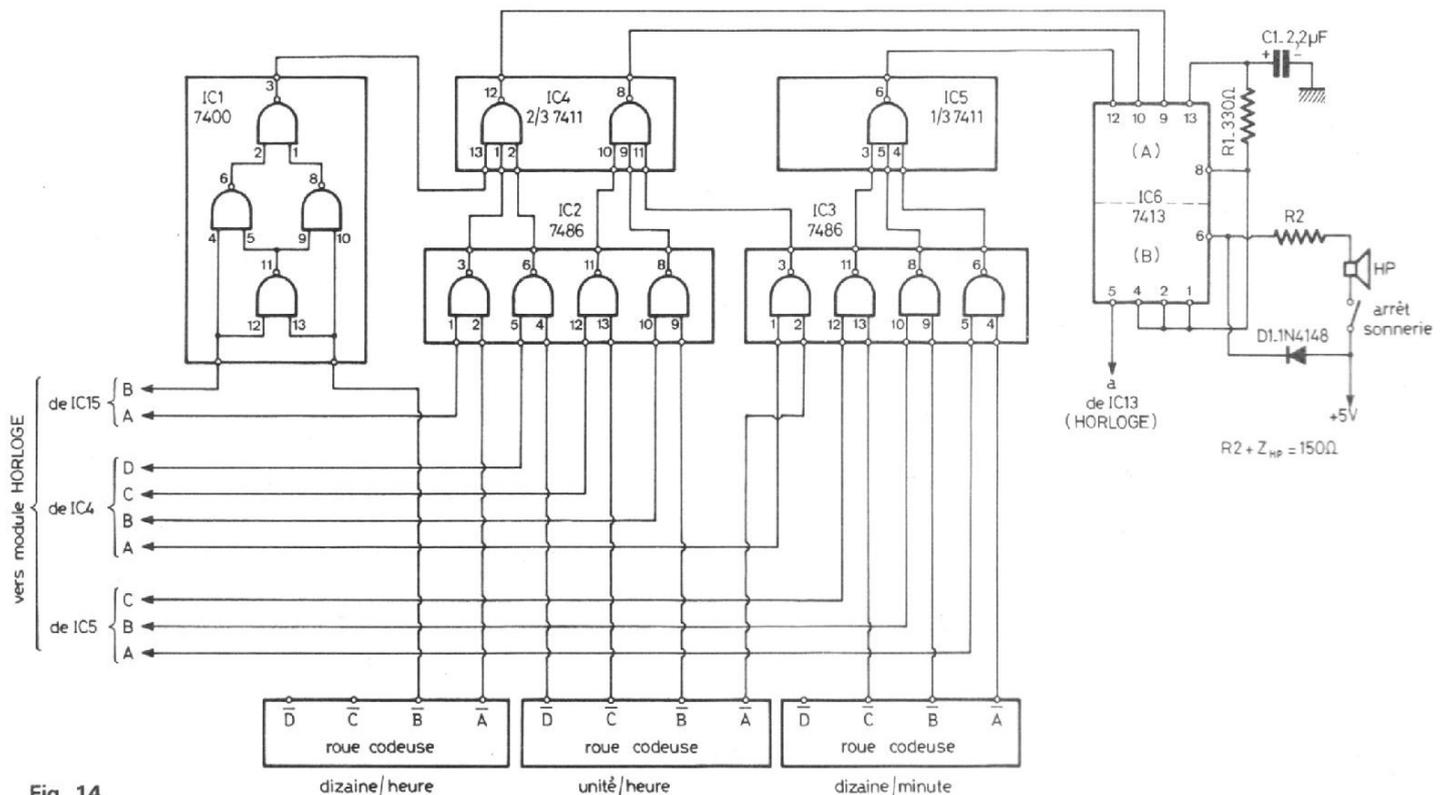


Fig. 14

contenues dans les deux 7486 : IC2 et IC3, la dernière étant réalisée par interconnexions des portes d'un 7400.

Neuf liaisons partent vers le module horloge et neuf liaisons vers les roues codeuses.

Chaque circuit intégré 7486 renferme 4 portes à 2 entrées. Une entrée est reliée au module horloge au point A-B-C ou D, tandis que la deuxième entrée est connectée à une roue codeuse \bar{A} - \bar{B} - \bar{C} ou \bar{D} (un A pour un \bar{A}).

L'impédance de charge en sortie de IC6 « pin 6 » doit être de 150Ω . La résistance R_2 permet de faire l'appoint si le HP présente une impédance insuffisante. *

B) Le circuit imprimé

Le dessin des pistes cuivrées est proposé à l'échelle 1, figure 15.

Les dimensions de la plaquette sont de 134×46 mm.

Afin d'éviter la gravure d'un circuit double face, nous avons utilisé des boîtiers « Dual in Line » autorisant le passage de liaisons entre les pastilles. Il faudra donc travailler avec soin pour éviter les courts-circuits.

Les liaisons sont effectuées avec du ruban de 0,6 mm de largeur.

Tous les perçages sont à prévoir à un diamètre de $\varnothing 0,8$ mm, à l'exception des deux trous de fixation qui eux sont forés à un \varnothing de 3 mm.

C) Câblage du module

Le plan de câblage de la figure 16 permet de mener à bien cette opération.

Il suffit de faire attention à l'orientation des semi-conducteurs et des électrochimiques.

Tous ces éléments étant repérés par leur symbole électrique, il suffit de se reporter à la nomenclature pour en connaître la valeur nominale.

L'étude de l'implantation du module « Réveil » s'est axée sur le positionnement des pastilles A - B - C - D.

Ces pastilles ont le même emplacement, par rapport aux deux trous de fixation, que celles du module horloge. Les interconnexions horloge-réveil (et la fixation des 2 modules)

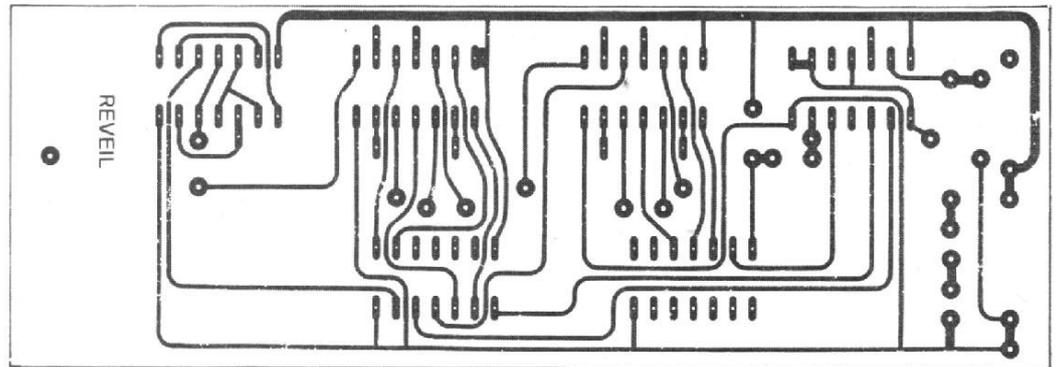


Fig. 15

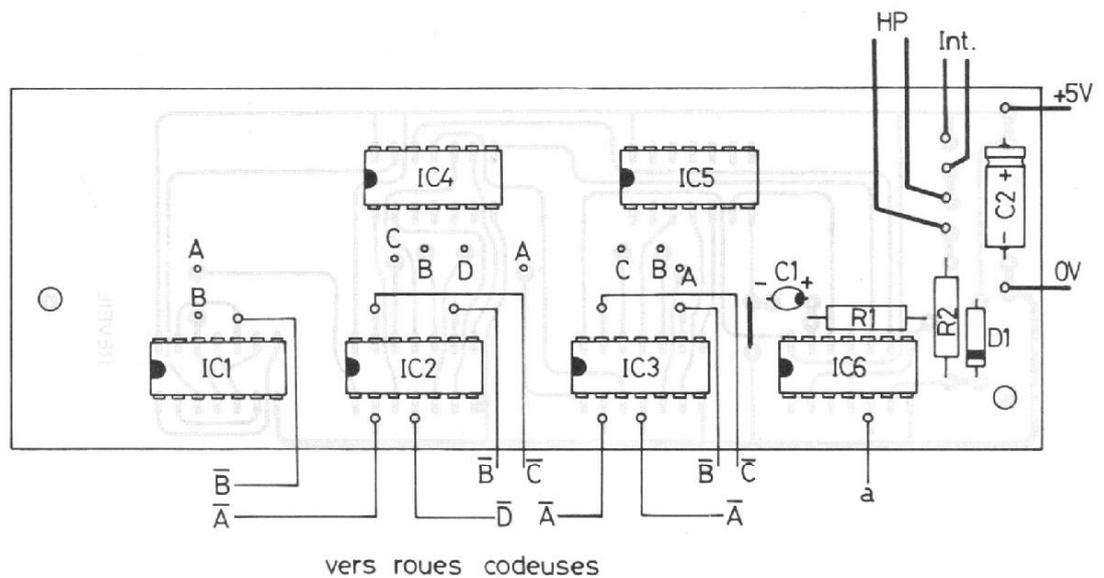


Fig. 16

seront donc directes et effectuées avec du fil de cuivre étamé de $8/10^e$ mm.

Ne pas oublier le strap à côté du condensateur C_1 .

Les interconnexions du module aux trois roues codeuses seront réalisées avec du fil de câblage de couleurs différentes pour éviter les erreurs. Ayant programmé le réveil à 8 heures, il serait dommage d'entendre la sonnerie à 11 heures.

D) Nomenclature des composants

* Semi-conducteurs

IC1 - MIC 7400 ou SN 7400.
IC2 - IC3 - MIC 7486 ou SN7486.
IC4 - IC5 - MIC 7411 ou SN7411.
IC6 - MIC 7413 ou SN 7413.
 D_1 - 1N4148 ou 1N914.

* Condensateurs

C_1 - $2,2 \mu F / 35 V$ tantale goutte.

C_2 - $4,7 \mu F / 35 V$.

* Résistances $1/2 W - \pm 5 \%$.
 R_1 - 330Ω .

R_1 - Valeur fonction de l'impédance du haut-parleur.

3 roues codeuses B - C - D.
Haut-parleur : impédance $\leq 150 \Omega$.

Commutateur unipolaire.
Fil de cuivre étamé $\varnothing 8/10$ mm.

Fil de câblage souple.

E) Nota

Revenons au schéma de principe du réveil et plus précisément au circuit intégré IC4 - 7411. Nous voyons que seules 2 portes sur les 3 disponibles sont utilisées et pourtant le circuit IC5 est également un 7411.

La solution est simple. N'ayant pas voulu obliger les lecteurs à entreprendre la gravure d'une plaquette double face, ce qui est toujours délicat, et n'ayant pu effectuer les interconnexions de la troisième porte de IC4 (pins 3 - 4 - 5 et 6) au circuit intégré IC3, nous avons ajouté un autre boîtier 7411, qui est IC5.

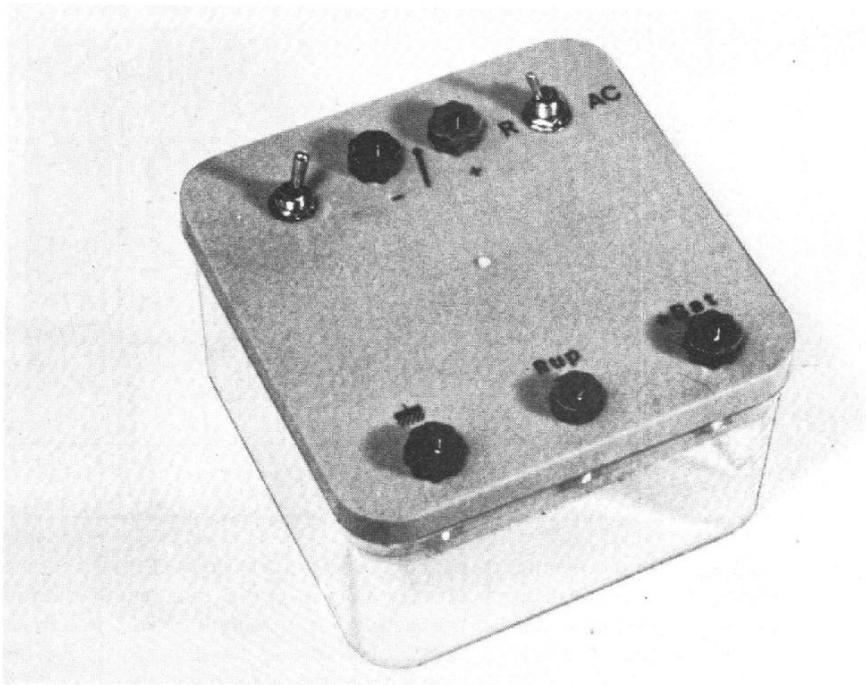
Par mesure d'économie, les lecteurs qui préféreraient supprimer IC5 le pourront. Il suffit de réaliser 4 straps entre les boîtiers IC4 - IC5 :

boîtier IC4 - IC5
broche : 4 - 4
broche : 5 - 5
broche : 3 - 3
broche : 6 - 6.

Précisons tout de même que le circuit intégré 7411 coûte 3 F, alors pour l'esthétique du module !

D.B.

COMPTE TOURS ET MESUREUR D'ANGLE DE CAME



POUR MOTEUR A COMBUSTION (4 CYLINDRES)

AUTREFOIS, le garagiste désireux de régler un moteur de voiture n'avait que son oreille et l'expérience. Aujourd'hui, il peut le faire plus facilement grâce au grand nombre d'appareils électroniques mis à sa disposition. De plus, avec l'apparition des circuits intégrés, les fonctions sont devenues de plus en plus simples à réaliser. Certains appareils, comme le dispositif présenté dans cet article, peuvent facilement être construits, même par quelqu'un n'ayant pas d'importantes connaissances en électronique.

Ce montage permet de régler le régime de ralenti, le calage de l'avance à l'origine,

ainsi que l'angle de came. Il utilise le circuit intégré SN 76810 P plus particulièrement destiné à la réalisation de compte-tours de voiture et dont l'entrée est prévue pour être directement connectée aux bornes des vis platiniées.

Fonctionnement du circuit intégré SN 76810 P

Le schéma fonctionnel du circuit SN 76810 P est représenté sur la figure 1. Ce circuit

intègre dans un même boîtier à huit broches un étage de mise en forme et de déclenchement, un monostable, un étage de puissance et une alimentation régulée du type parallèle.

L'étage de puissance est en fait un générateur de courant

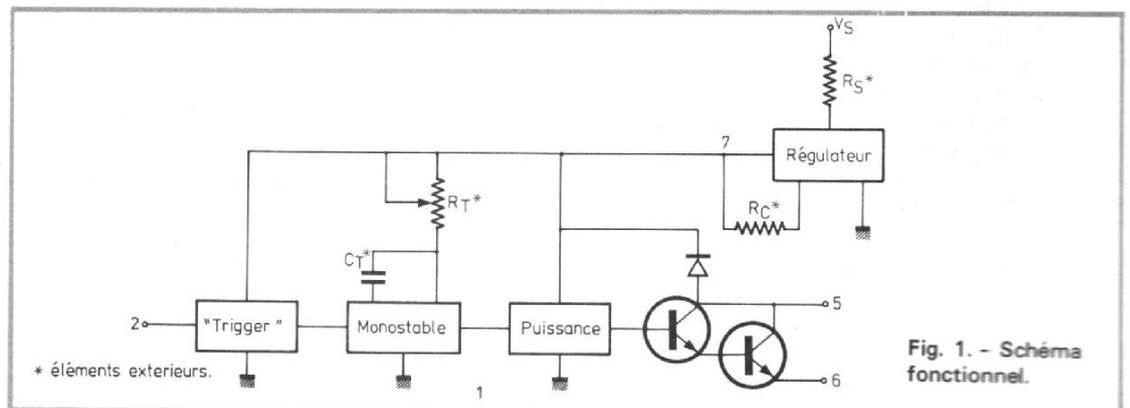


Fig. 1. - Schéma fonctionnel.

* éléments extérieurs.

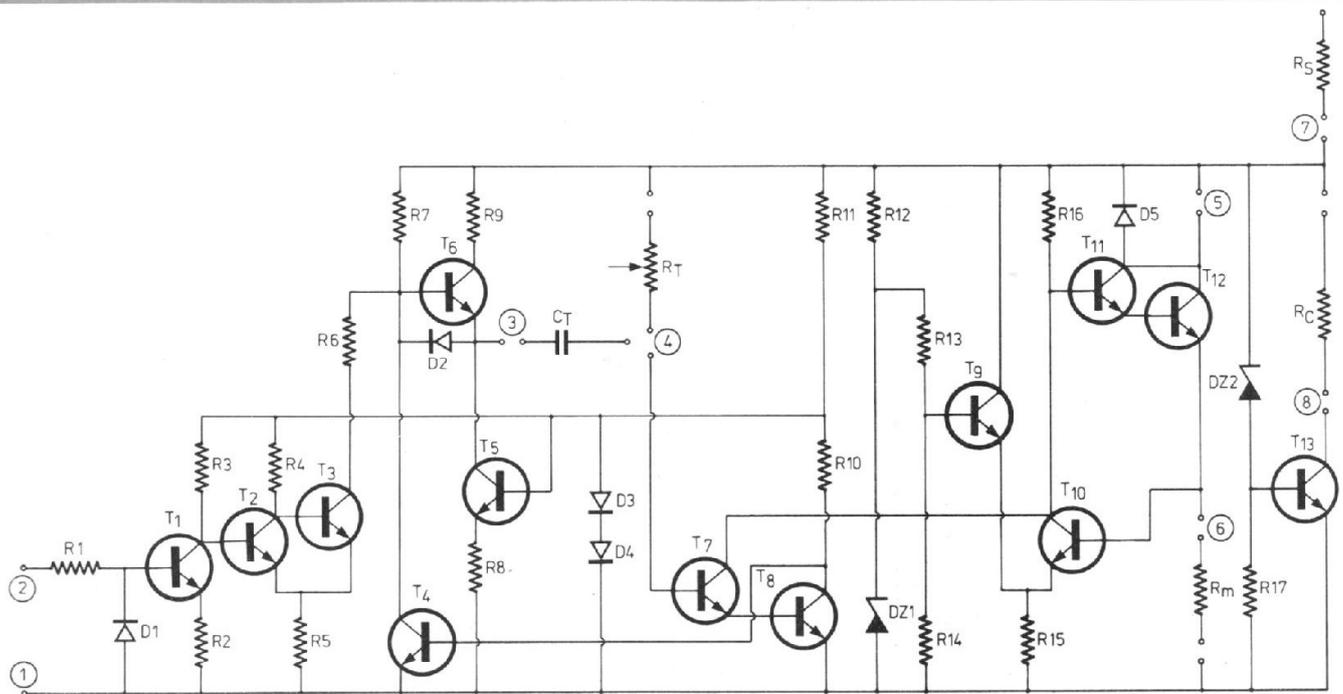


Fig. 2. - Schéma électrique interne.

commandé par l'impulsion de sortie du monostable. Les impulsions de courant sont ensuite intégrées par le galvanomètre dont la déviation est alors proportionnelle à la valeur moyenne. Le schéma électrique détaillé est celui de la figure 2.

L'impulsion d'entrée est d'abord appliquée sur un étage séparateur constitué par le transistor T_1 . La base de ce transistor est protégée d'une part contre les tensions d'entrée trop élevées par la résistance R_1 qui limite la valeur maximale du courant d'entrée, et d'autre part, contre les tensions négatives par la diode D_1 . La tension collecteur du transistor T_1 est appliquée sur l'entrée d'un « trigger » constitué par les transistors T_2 et T_3 . Lorsque la tension sur la broche 2 est faible, le transistor T_1 est bloqué. Le transistor T_2 est rendu conducteur par le courant qui traverse la résistance R_3 . Le transistor T_3 est bloqué et, par suite, le transistor T_6 est conducteur, la tension sur la broche 3 est élevée. Quant aux transistors T_7 et T_8 , ils sont conducteurs, compte tenu de la présence de la résistance extérieure R_T . De même, le transistor T_4 est bloqué. La tension au niveau de la broche 3 est donc pratiquement égale

à la tension stabilisée présente sur la broche 7. Si la valeur de la tension à l'entrée du circuit augmente, la tension collecteur du transistor T_1 atteint le seuil de déclenchement du « trigger » T_2/T_3 . Le transistor T_2 se bloque et T_3 devient conducteur en connectant la résistance R_6 à la masse. La tension sur l'émetteur du transistor descend et le front de tension est transmis sur la base du transistor T_7 par la capacité extérieure C_T . Les transistors T_7 et T_8 se bloquent et le transistor T_4 devient conducteur en connectant la base du transistor T_6 à la masse. Tant que le transistor T_4 est conducteur, le monostable ne peut plus être déclenché, même si le trigger

bascule une autre fois. En effet, il faut attendre que les transistors T_7/T_8 soient redevenus conducteurs pour pouvoir à nouveau déclencher le système. Ce dispositif procure une très bonne immunité vis-à-vis des parasites dus à l'allumage.

L'impulsion issue du monostable ($T = 0,7 R_T C_T$) commande le générateur de courant constitué par les transistors T_9, T_{10}, T_{11} et T_{12} . Lorsque le transistor T_7 est conducteur, le collecteur du transistor T_{10} est connecté à la masse et les transistors T_{11} et T_{12} sont bloqués. Il ne passe donc aucun courant dans le galvanomètre connecté entre les broches 5 et 7.

Lorsque le transistor T_7 se bloque, il libère le collecteur du transistor T_{10} . Les transistors T_{11} et T_{12} deviennent alors conducteurs et la tension sur l'émetteur est maintenue à une tension égale à la tension de la diode zener DZ_1 divisée par le pont de résistances R_{13}/R_{14} . La valeur du courant envoyé dans le galvanomètre est égale à cette tension divisée par la valeur de la résistance extérieure R_m . L'alimentation régulée de l'ensemble des fonctions est constituée par le transistor T_{13} et la diode zener DZ_2 . La figure 3 représente les chronogrammes les plus importants.

Réalisation pratique

Le montage de la figure 4 permet la lecture directe du régime de ralenti et de l'angle de came sur un simple contrôleur universel utilisé en milliampèremètre. La déviation maximale devra être de l'ordre de 10 à 15 mA de façon à pouvoir disposer d'une bonne précision de lecture.

Le dessin du circuit imprimé et le plan d'implantation des composants sont visibles sur la figure 5. Au niveau du rupteur, la tension peut atteindre facile-

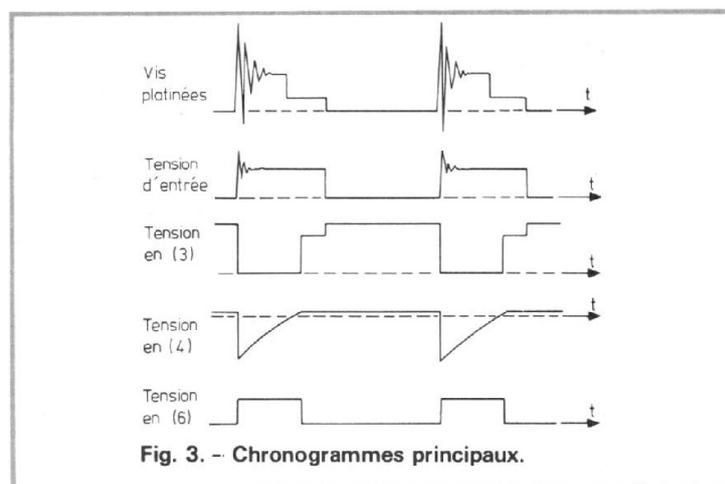


Fig. 3. - Chronogrammes principaux.

ment 300 à 400 V. Cette tension est ramenée à une valeur plus faible par le pont diviseur R_1/R_2 avant d'être appliquée à l'entrée du circuit.

D'autre part, cette tension est légèrement filtrée par le condensateur C_1 et la diode D_2 . Les pointes négatives sont très rapides et sont partiellement éliminées par suite du temps de recouvrement de la diode. Cette diode ne doit donc pas être du type rapide. L'alimentation du circuit intégré est faite à travers la résistance R_8 ; la capacité C_6 assure un filtrage correct. La diode D_1 évite toute destruction du circuit lorsque, par erreur, la polarité des fils d'alimentation n'est pas bonne. La capacité C_5 augmente l'immunité du monostable vis-à-vis des parasites d'allumage.

Pour la mesure du régime de rotation du moteur, deux gammes sont prévues. Une première gamme allant de 0 à 1000 t/mn à l'aide du condensateur C_3 et de la résistance R_9 . Une deuxième gamme allant de 0 à 5 000 t/mn à l'aide du condensateur C_3 et de la résistance R_9 . Une deuxième gamme allant de 0 à 5 000 t/mn à l'aide du condensateur C_4 et des résistances R_{10} et RV_3 . Les réglages de pleine échelle s'effectuent par la résistance variable RV_2 en gamme 1 000 t/mn et par la résistance RV_3 en gamme 5 000 t/mn.

Pour la mesure de l'angle de came, le commutateur S_2 est placé en position 2. La constante de temps du monostable est éliminée et le signal provenant des vis platinées est appliqué sur la base du transistor T_7 . Le transistor T_7 est bloqué tant que les vis platinées sont fermées et conducteur lorsqu'elles sont ouvertes. Rappelons que l'angle de came est l'angle de rotation du distributeur pendant lequel les vis platinées restent fermées (fig. 6).

Comme le courant du générateur traverse le galvanomètre lorsque le transistor T_7 est bloqué, l'aiguille indique une déviation proportionnelle à l'angle de came. La résistance RV_1 permet d'ajuster l'étalonnage du galvanomètre.

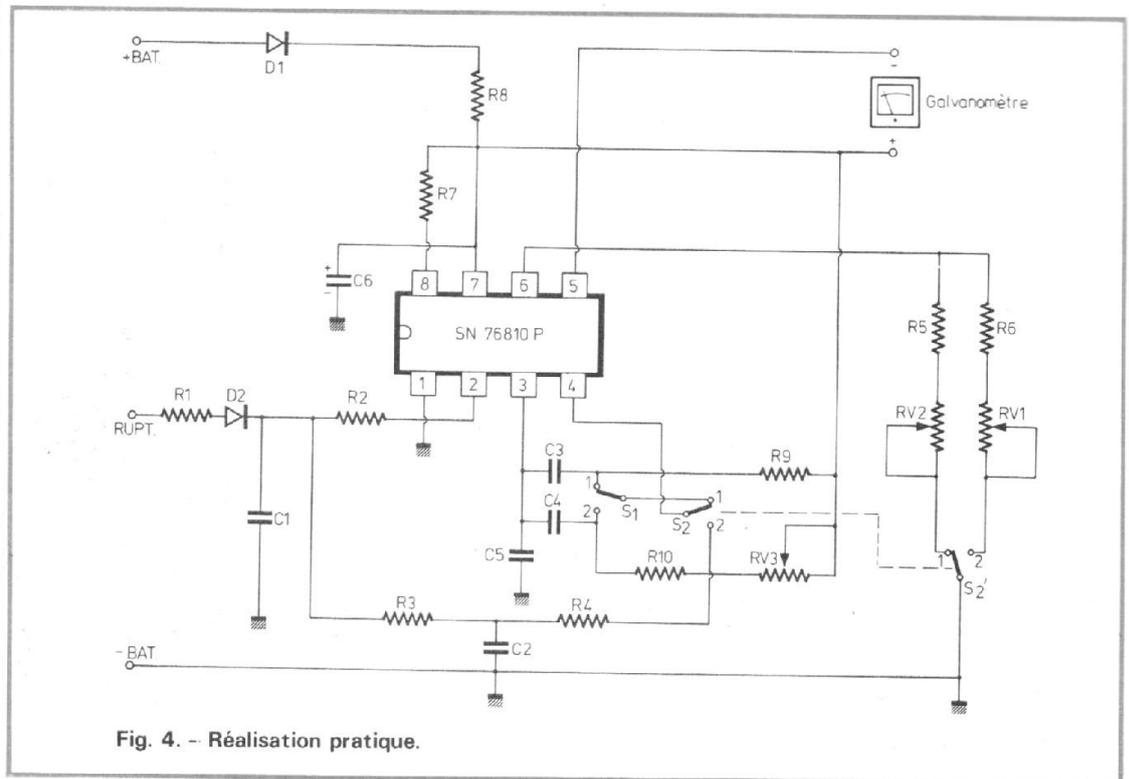


Fig. 4. - Réalisation pratique.

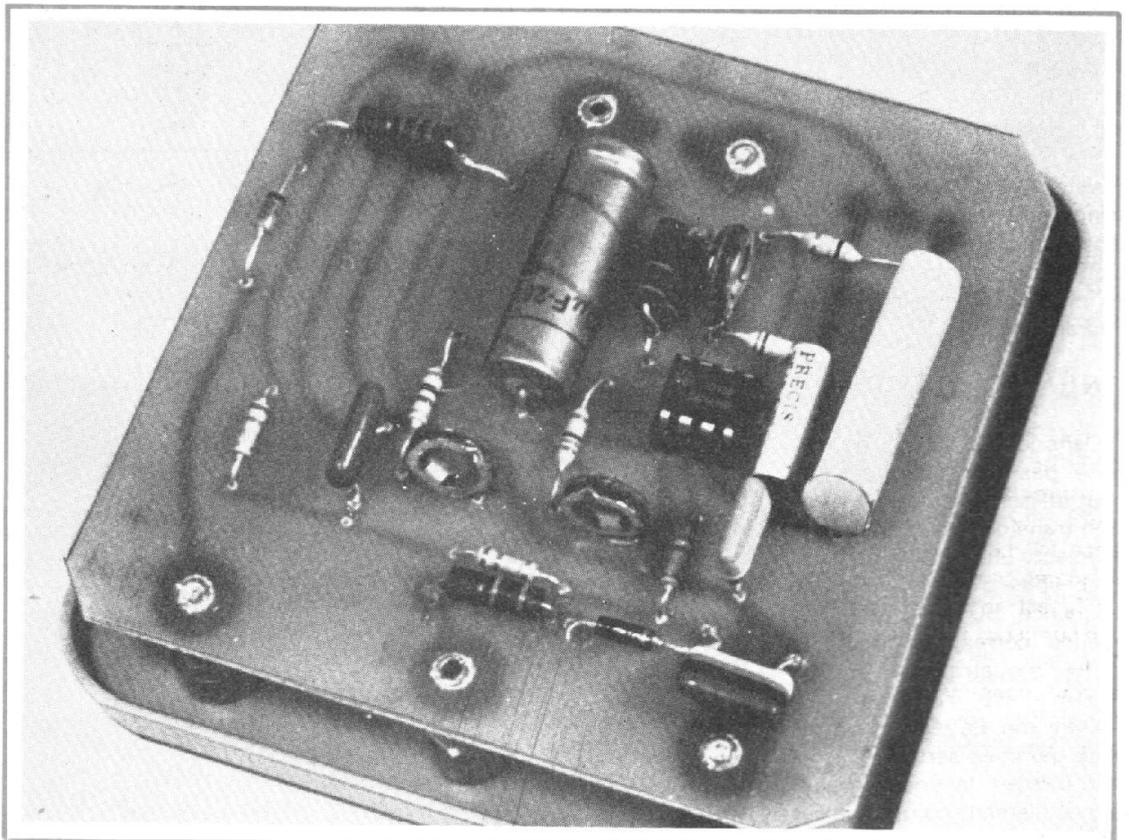
Mise au point et réglage

Le montage est alimenté par une tension de 12 V environ. Pour le réglage, on utilise un générateur dont la sortie est connectée après la diode D_2 . Si

le niveau de sortie est insuffisant pour déclencher le monostable, la sortie du générateur pourra être directement à l'entrée du circuit intégré. Le générateur est réglé de façon à délivrer un signal dont la fréquence est de 33,3 Hz, soit une période de 30 ms, ce qui

correspond à un régime de rotation de 1000 t/mn, pour un moteur à 4 cylindres. Le réglage de la gamme 0 à 1000 t/mn s'effectue en ajustant la résistance variable RV_2 de façon à ce que le galvanomètre indique 10 mA.

Ce réglage étant effectué



Liste des composants

R ₁ :	30 kΩ 1 W
R ₂ :	22 kΩ
R ₃ :	12 kΩ
R ₄ :	12 kΩ
R ₅ :	82 Ω
R ₆ :	200 Ω
R ₇ :	56 Ω 1 W
R ₈ :	82 Ω 1 W
R ₉ :	30 kΩ
R ₁₀ :	20 kΩ
C ₁ :	1 nF
C ₂ :	1 nF
C ₃ :	1 μF non polarisée
C ₄ :	0,22 μF non polarisée
C ₅ :	68 nF
C ₆ :	220 μF 12 V
RV ₁ :	100 Ω
RV ₂ :	100 Ω
RV ₃ :	5 kΩ
D ₁ :	1N647
D ₂ :	1N645
SN76810 P	Texas Instruments

lors de la mesure sur un moteur, il suffira de multiplier la lecture par 100 pour obtenir directement le résultat en tours par minute.

$$N(t/mn) = 100 \times I(mA)$$

Pour la gamme 5000 t/mn, le commutateur S₁ est placé sur la position 2. Avec le même signal d'entrée, on ajuste la résistance RV₃ pour que le galvanomètre indique 2 mA. La lecture en tours par minute s'obtiendra sur cette gamme en multipliant la valeur lue du courant par 500.

$$N(t/mn) = 500 \times I(mA)$$

Dans le cas où l'on ne dispose pas de générateur, on peut utiliser le secteur. A l'aide d'un transformateur abaisseur, on injecte une tension de quelques volts d'amplitude et de fréquence 50 Hz. Cette fréquence correspond pour un moteur à quatre cylindres à un régime de rotation de 1500 t/mn. Le réglage sur les deux gammes sera donc correct lorsque le courant aura respectivement comme valeur 15 mA et 3 mA.

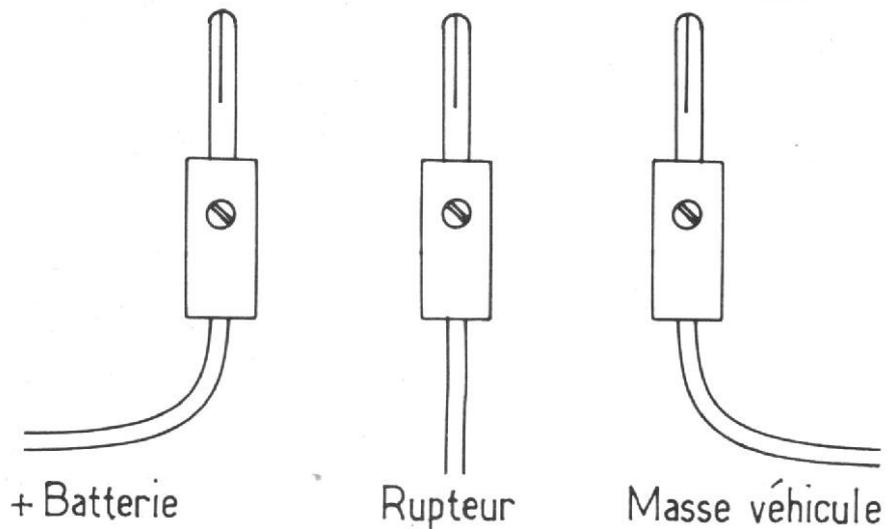
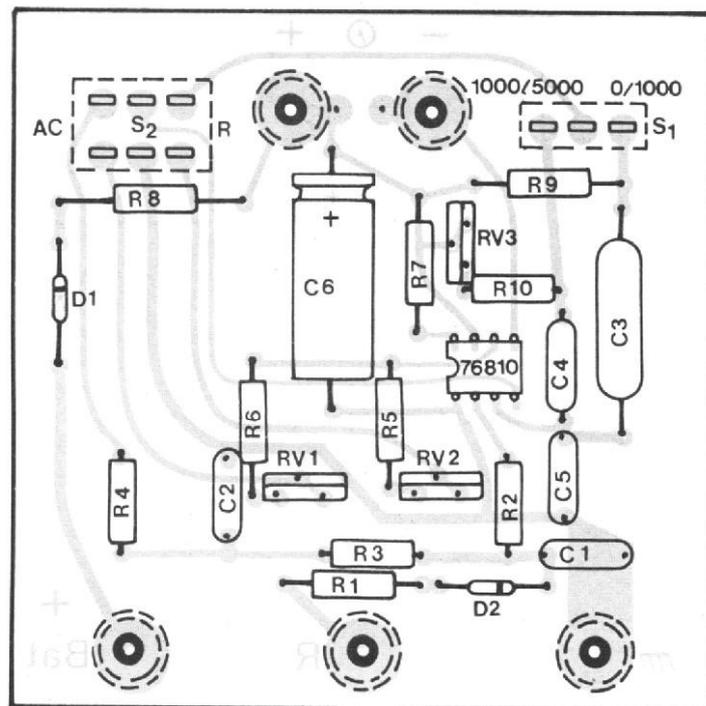
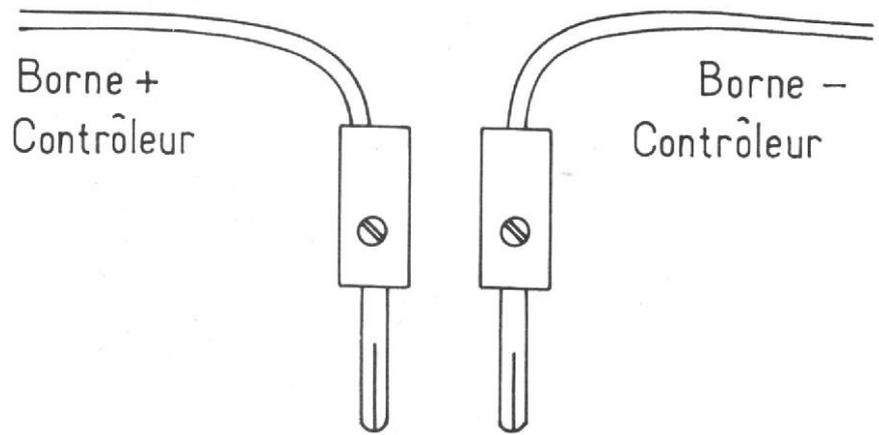


Fig. 5b. - Plan d'implantation.

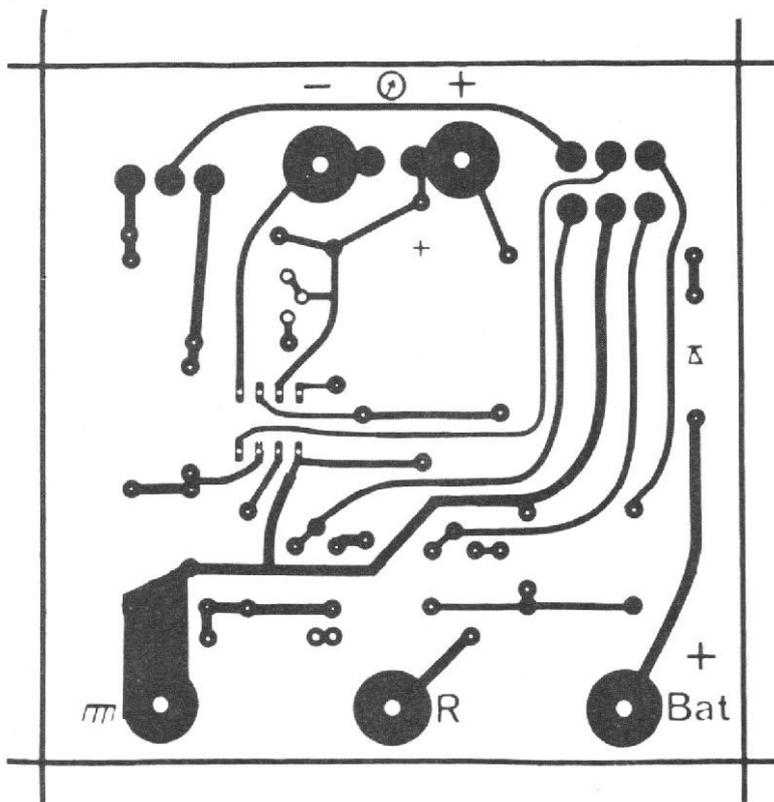


Fig. 5a. - Circuit imprimé (côté cuivre).

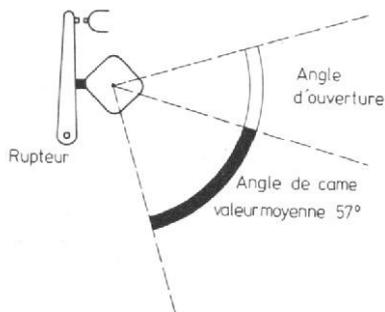


Fig. 6. - Angle de came pour moteur à 4 cylindres.

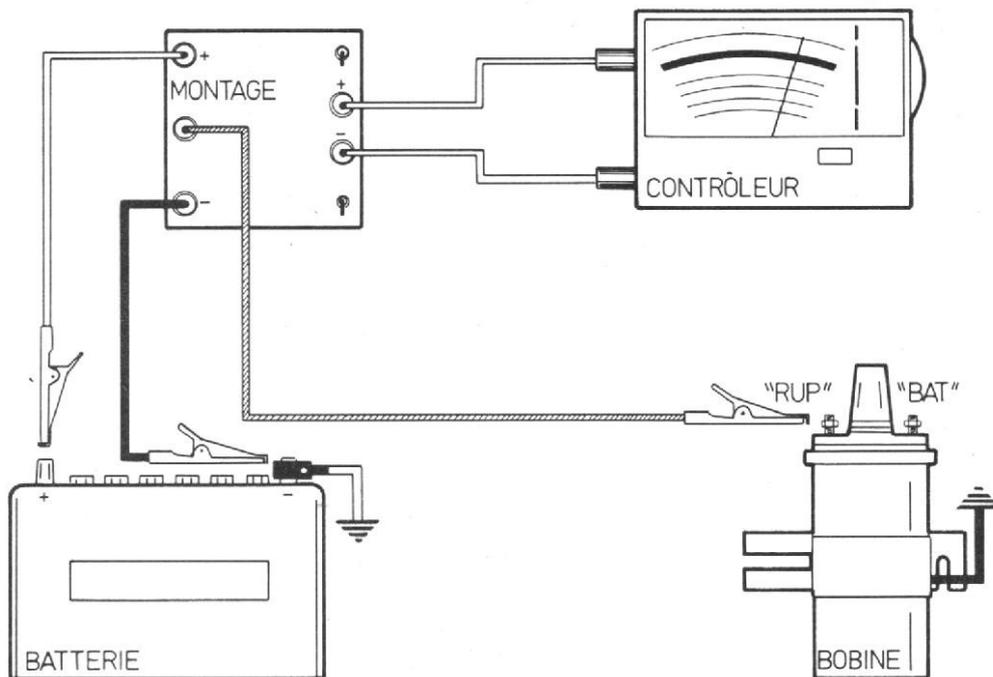


Fig. 7

Dans le cas de la mesure de l'angle de came, le commutateur S_2 est placé sur sa position 2. L'entrée du montage est directement reliée à l'alimentation. La résistance RV_1 est réglée pour une déviation du galvanomètre de 9 mA (les vis platinées continuellement ouvertes correspondent à un angle de came de 90°). Au cours d'une mesure sur véhicule, il suffit de multiplier la lecture par 10 pour connaître la valeur de l'angle de came en degré. Le montage étant réglé, il ne faudra pas oublier de bloquer toutes les résistances ajustables avec du vernis.

Conclusion

L'utilisation de ce montage est très simple (fig. 7). L'alimentation du circuit est faite à partir de la batterie tandis que le fil d'entrée est directement relié à la borne de la bobine marquée « RUP » (fig. 7).

Lors de la réalisation, on pourra souder directement, côté cuivre, les 5 douilles femelles ainsi que les interrupteurs S_1 et S_2 . Les douilles seront ensuite fixées sur le boîtier, ce qui assurera le maintien de la plaquette en évitant l'utilisation d'entretoises.

Bien que très facile à réaliser et ne comportant que peu de composants, ce montage peut rendre de grands services au moment du réglage d'un moteur.

De plus, il peut être utilisé pour le réglage du calage initial de l'allumage en sachant que, lorsque les vis platinées sont continuellement fermées, le galvanomètre indique 9 mA (90°) et lorsqu'elles sont continuellement ouvertes, il indique 0 mA.

Le montage décrit est prévu pour être utilisé avec un multimètre, mais il est tout à fait possible de réaliser un appareil autonome en montant l'ensemble dans un boîtier avec un milliampèremètre gradué directement en tours par minute et en degrés d'angle à came.

AMPLIFICATEUR

DE PUISSANCE

2 x 15 WATTS

NOUS avons publié récemment la description et la réalisation d'un préamplificateur stéréophonique (il s'agit des n^{os} 1602 et 1614 du Haut-Parleur). Les excellentes performances de cet appareil nous ont incité à nous pencher sur un bloc de puissance (de moyenne puissance: $2 \times 15 W_{eff}$) afin de posséder un bon maillon de base pour une chaîne Hi-Fi.

Comme le préamplificateur a été étudié autour d'un coffret GI, réf.: 5045/15, nous avons décidé, pour une question d'esthétique, de mener cette nouvelle étude autour d'un même coffret.

Le synoptique de la figure permet de voir les différents étages du bloc de puissance et les interconnexions au préamplificateur.

Bien que de faibles dimensions (62 x 105 x 112 mm), le coffret GI renferme tous les composants nécessaires à :

- 2 étages de puissance
- 1 alimentation symétrique $\pm U$ régulée
- 1 contrôle de surcharge à diodes LEDS

- 1 transformateur torique
Nous avons également prévu une prise pour l'alimentation du préamplificateur. Cette alimentation extérieure, comme nous l'avons souligné dans l'article, permet de réduire au maximum tout risque de ronronnement en entrée PU magnétique.

Le schéma de l'amplificateur

Nous avons retenu pour cette section amplificatrice un schéma à entrée différentielle. Bien que nécessitant une ali-

mentation symétrique, l'absence de condensateur de liaison ampli/HP permet un gain de place, ce qui est appréciable lorsque l'on dispose d'un volume de 730 cm³. De plus, l'absence de condensateur de liaison améliore la réponse aux basses fréquences.

Ce schéma de principe, certains lecteurs le reconnaîtront, nous l'avons déjà utilisé dans une version beaucoup plus puissante (voir HP n^o 1478 : amplificateur $2 \times 60 W_{eff}$). Si le schéma reste le même, les composants et notamment les semi-conducteurs sont diffé-

rents. Les performances sont excellentes, bande passante très étendue avec des taux de distorsion harmonique et intermodulation insignifiantes, alors pourquoi innover !

Ce schéma de principe est proposé à la figure 2. Il est simple avec peu de composants actifs, ceci grâce à un circuit intégré en entrée et à deux transistors darlington en sortie.

La sensibilité d'entrée est de $1 V_{eff}$, la modulation étant appliquée à la base du premier transistor IC_{1a} par un électrochimique $C_1 - 10 \mu F$.

L'impédance d'entrée est de 10 k Ω

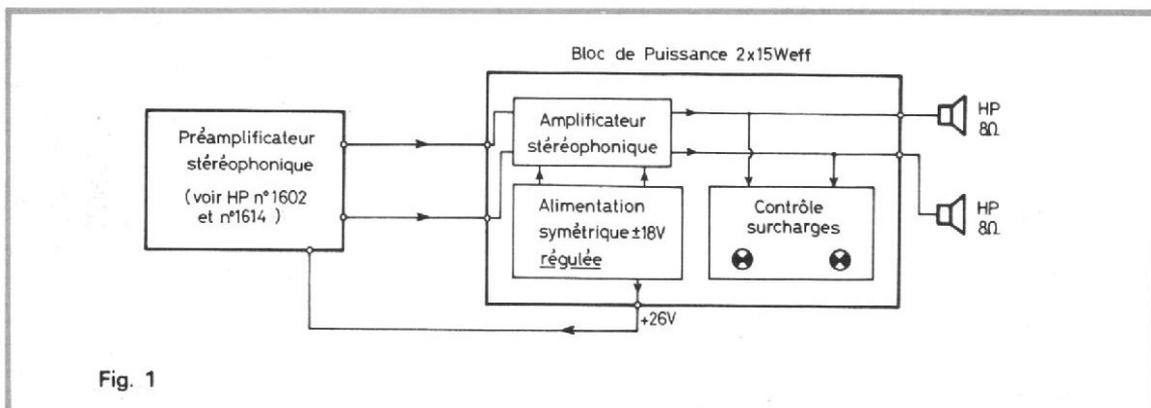


Fig. 1

Avec un amplificateur à entrée différentielle, la tension au point milieu (point commun de $R_{12} - R_{13}$) doit être maintenue à 0 V, non seulement pour bénéficier d'une amplitude maximale du signal de sortie sans écrêtage, mais également pour éviter que n'apparaisse une tension continue (positive ou négative) aux bornes de la bobine mobile du haut-parleur.

Ce potentiel 0 V est obtenu en utilisant une alimentation symétrique ± 18 V et un amplificateur différentiel à l'entrée du circuit.

Les transistors du différentiel ont leur collecteur polarisé chacun par un courant de 1 mA. Une diode zener Z1-MZ 500/16 (tension zener de 10 V) en liaison avec une résistance $R_3 - 5,1$ k Ω est utilisée pour maintenir ce courant. Elle sert également de filtrage et supprime bruit, ronflement sur la ligne -18 V.

La valeur de la résistance R_4 est choisie pour obtenir un courant de 4 mA : 2 mA pour la consommation de la diode zener et 2 mA pour le différentiel.

Le gain en alternatif en boucle fermée de l'amplificateur est déterminé par le rapport R_6/R_5 (soit sensiblement 13).

Le gain en tension du transistor Q_1 -MPSA55 est approximativement de 60 dB. Un condensateur $C_3 - 47$ pF supprime les oscillations HF.

Le transistor Q_3 -MPSA05 est utilisé en source de courant constant.

Le transistor Q_2 -MPSA13 (transistor darlington) sert à régler le courant de repos des transistors de puissance. La variation de courant est obtenue en ajustant $RV1 - 1$ k Ω .

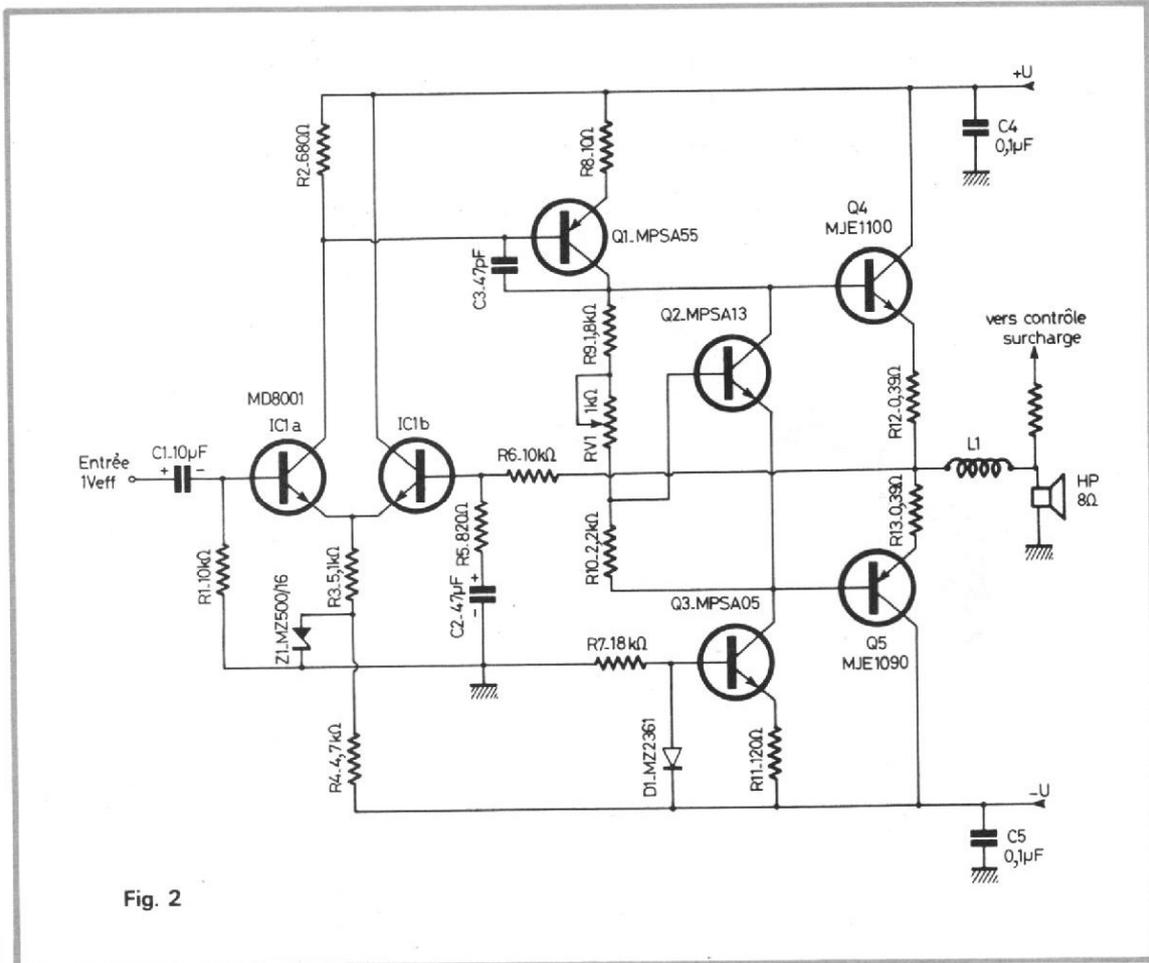


Fig. 2

La self L_1 , en sortie, évite les oscillations HF qui pourraient se manifester avec des charges capacitives.

Les transistors de sortie Q_4 et Q_5 sont des darlington, transistors « plastiques » en boîtier 90-05. Ils peuvent dissiper chacun 70 W.

Les résistances bobinées d'émetteur $R_{12} - R_{13}$ peuvent avoir une valeur nominale comprise entre 0,33 Ω et 0,47 Ω , la valeur 0,39 Ω n'étant pas impérative.

Les tensions symétriques d'alimentation ± 18 V sont découplées par des condensateurs de 0,1 μ F.

Le contrôle de surcharge

Le schéma du contrôle de surcharge fait l'objet de la figure 3. Il est simple mais efficace. Pourquoi un contrôle de surcharge sur cette maquette ? Simplement parce qu'un amplificateur de 2×15 W_{eff} est facilement saturable surtout si on possède des enceintes ayant un faible rendement et un préamplificateur pouvant donner de « la sauce », ce qui est notre cas.

Les entrées du circuit sont connectées aux bornes de sortie de chaque voie du bloc de

puissance. Les signaux délivrés par ce dernier sont redressés par des diodes 1N4148. La tension continue obtenue est proportionnelle à la tension alternative du signal. Cette tension continue est filtrée (pour chaque voie) par un électrochimique de 47 μ F puis est appliquée aux bornes d'un potentiomètre de 10 k Ω . C'est une fraction de cette tension continue qui polarise la base d'un transistor BC 207, l'émetteur étant porté à un potentiel fixe de 5,6 V par une diode zener.

Les transistors BC 207 sont normalement à l'état bloqué

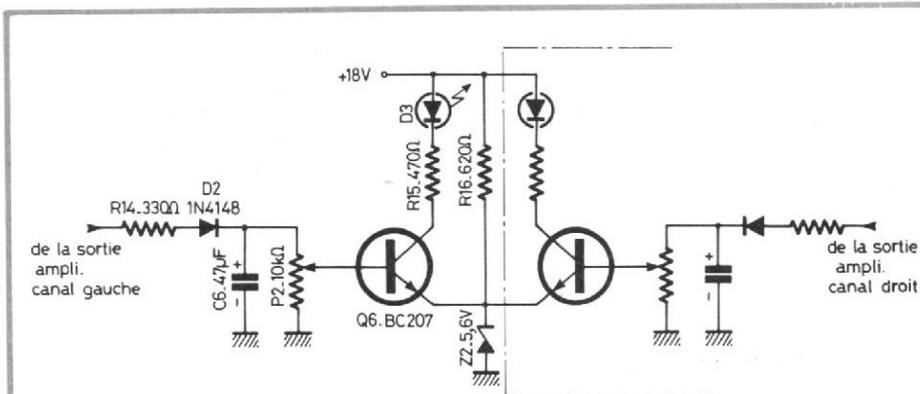


Fig. 3

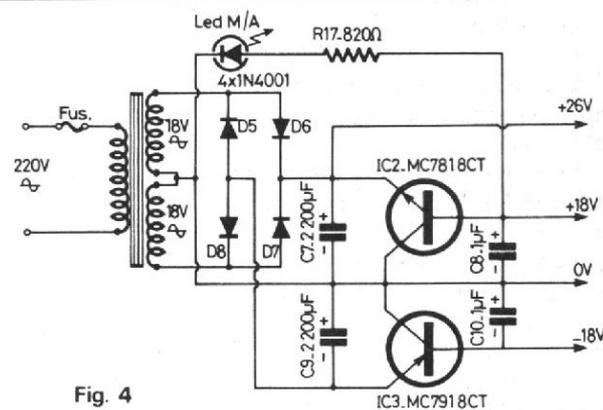


Fig. 4

étant effectuées avec de la bande de 2,54 mm de largeur.

Les pastilles ont un diamètre de $\varnothing 2,54$ mm.

Une plaquette imprimée photosensibilisée pour positif sera la bienvenue. Dans ce cas, il suffit de reproduire la figure 5 sur une feuille de calque ou de mylar pas trop opaque.

Toutes les pastilles sont forées à un diamètre de $\varnothing 0,8$ mm.

Le circuit imprimé gravé, découpé et percé, on termine cette première opération en désoxydant les liaisons cuivrées simplement en les frottant avec un tampon Jex.

B. Câblage du module

Le plan de câblage de la figure 6 doit permettre aux lecteurs de mener à bien cette opération. Les composants sont nombreux, mais en travaillant avec soin, on doit éviter toute erreur. Ici on remarque bien la symétrie de l'étude. Pour cette raison, nous avons dessiné une moitié de cette figure 6 en représentant les composants avec leurs valeurs nominales et l'autre moitié avec leurs repères.

On peut également se reporter à la nomenclature des composants qui donne un complément d'information.

Comment réaliser la self L_1 : Tout d'abord, il faut se procurer une résistance carbone de $10 \Omega / 2 W$ et du fil de cuivre émaillé de 12/10 de diamètre. On enroule ce fil de cuivre autour de la résistance et on soude à chaque extrémité après avoir décapé le vernis qui interdit cette opération. On doit pouvoir effectuer 12 spires autour de cette résistance.

Le module câblé et soigneusement vérifié, on dissout la résine des points de soudure avec du trichloréthylène.

C. Nomenclature des composants (à prévoir en double)

- Résistances à couche $\pm 5\%$: 1/2 W :

- $R_1 - R_6 - 10 k\Omega$
- $R_2 - 680 \Omega$
- $R_3 - 5,1 k\Omega$
- $R_4 - 4,7 k\Omega$
- $R_5 - 820 \Omega$
- $R_7 - 18 k\Omega$

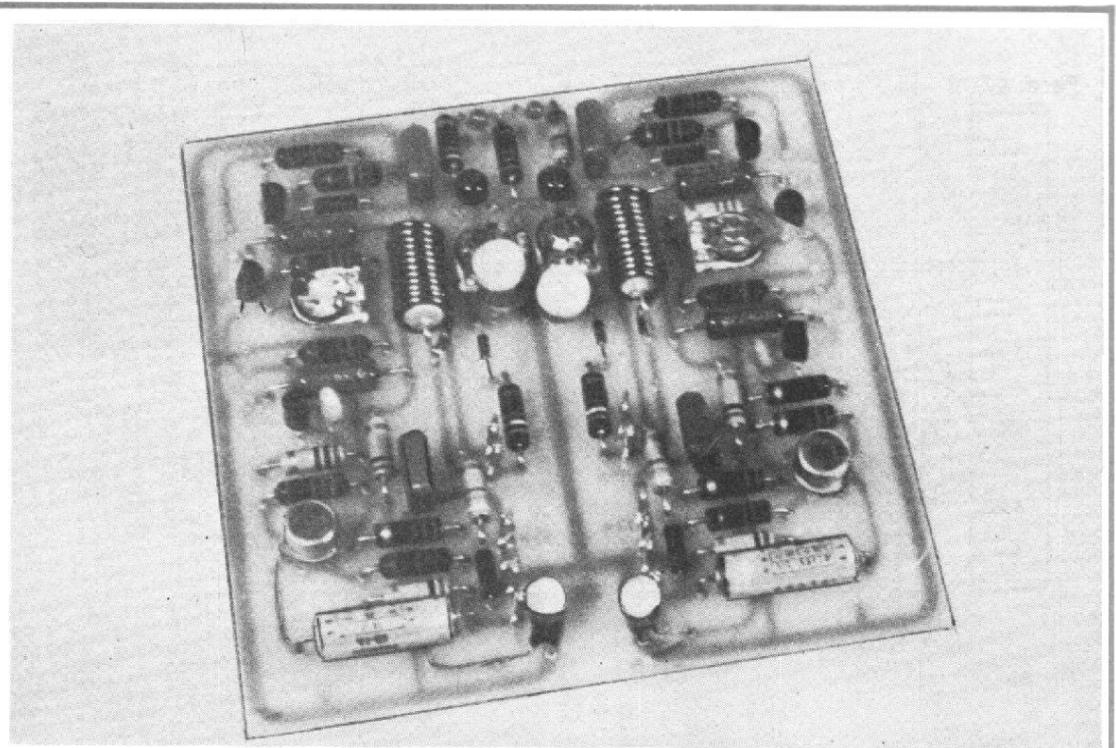


Photo 1

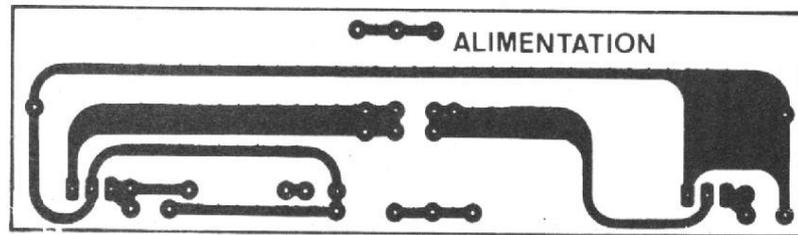


Fig. 7

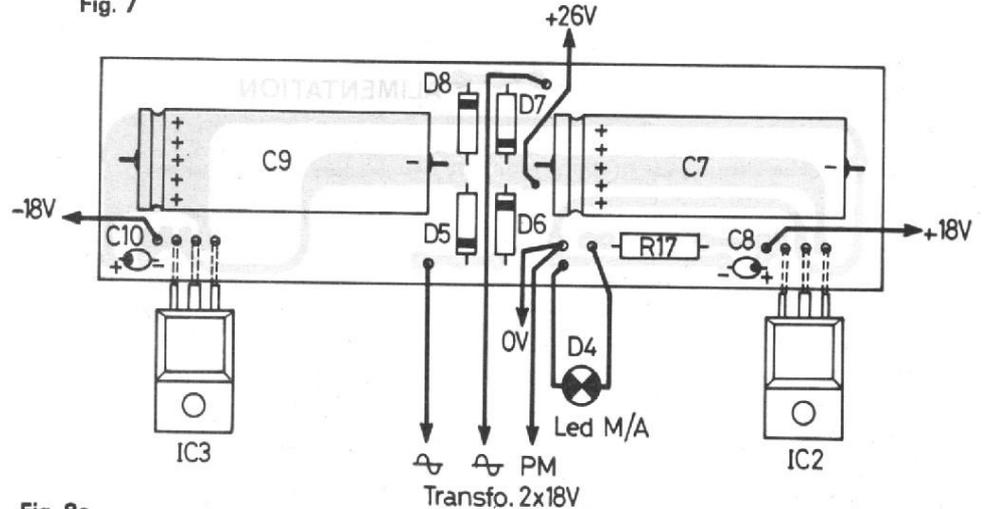


Fig. 8a

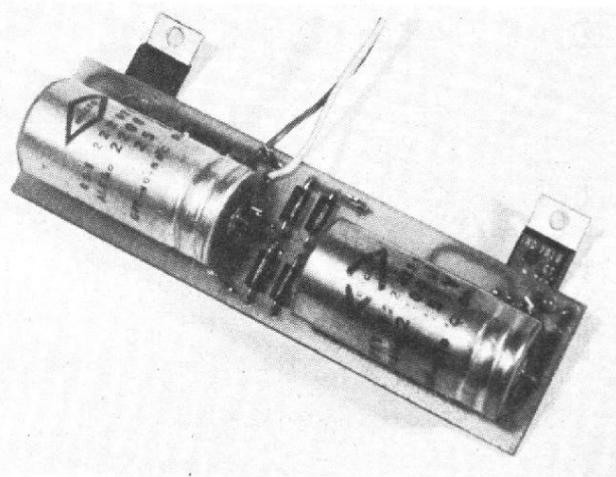


Photo 2

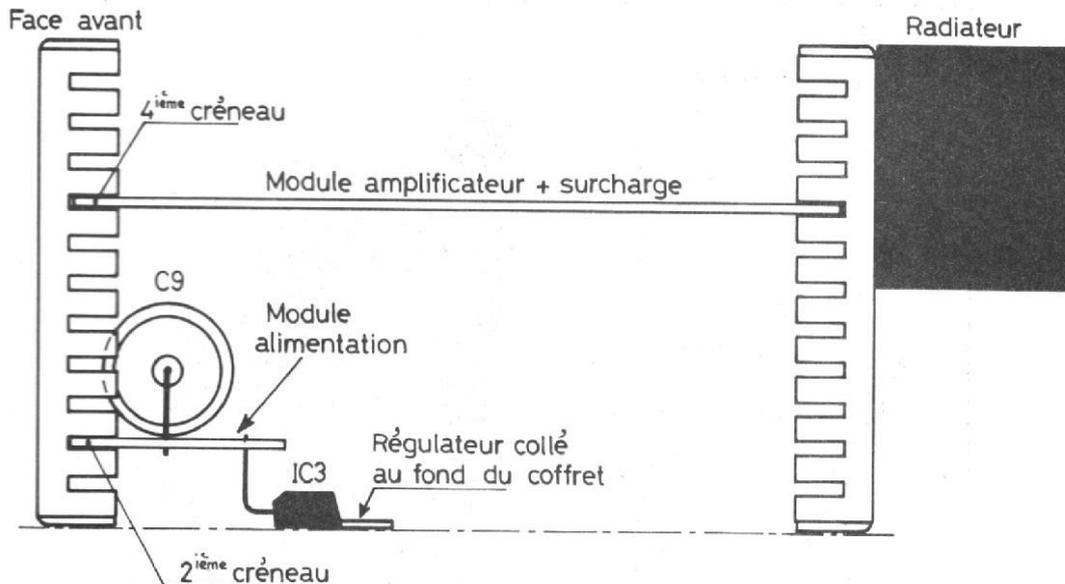


Fig. 8b

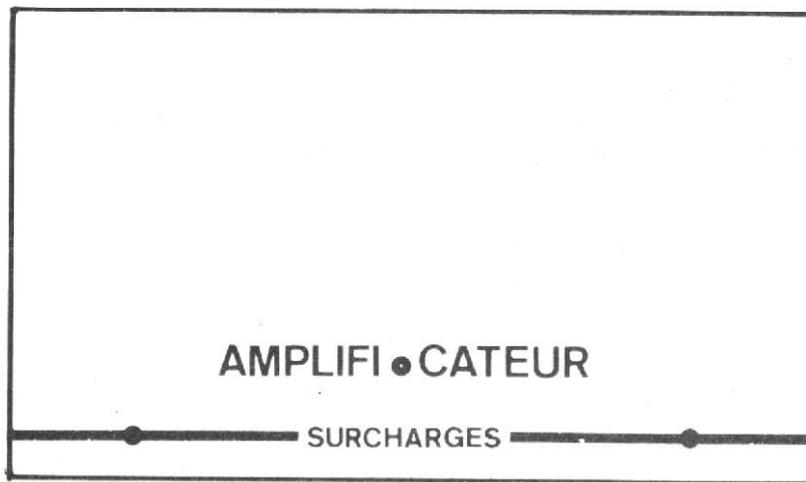


Fig. 9

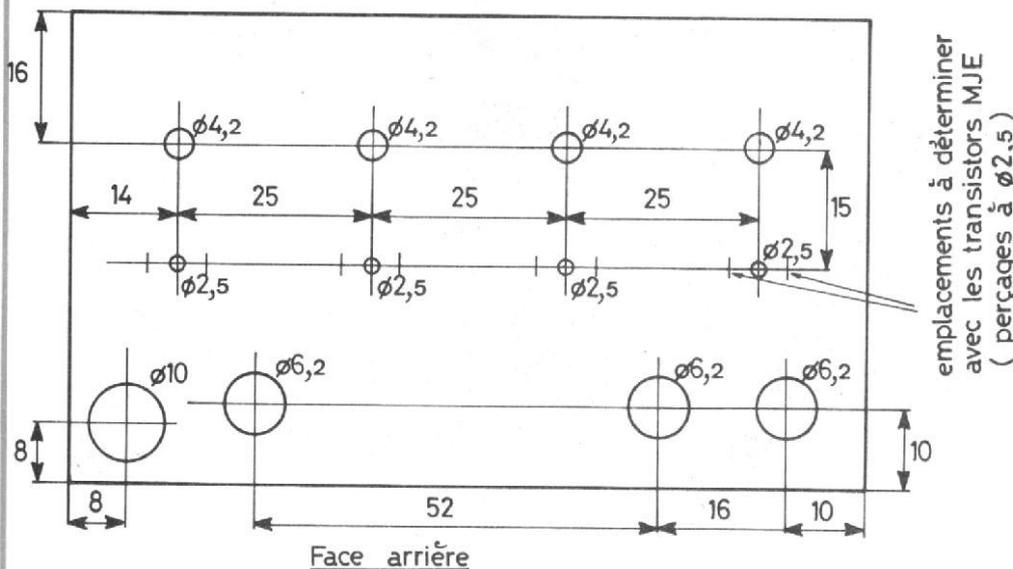


Fig. 10

- $R_8 - 10 \Omega$
- $R_9 - 1,8 k\Omega$
- $R_{10} - 2,2 k\Omega$
- $R_{11} - 120 \Omega$
- $R_{12} - R_{13} - 0,39 \Omega$ bobiné 3 W
- $R_{14} - 330 \Omega$
- $R_{15} - 470 \Omega$
- $R_{16} - 620 \Omega$ (une seule)
- Potentiomètres ajustables VA05 H :
 - $P_1 - 1 k\Omega$
 - $P_2 - 10 k\Omega$
- Condensateurs polarisés :
 - $C_1 - 10 \mu F / 25 V$
 - $C_2 - 47 \mu F / 6 V$
 - $C_6 - 47 \mu F / 35 V$, tantale goutte
- Condensateurs non polarisés :
 - $C_3 - 47 pF$ céramique
 - $C_4 - C_5 - 0,1 \mu F / 63 V$
- Semi-conducteurs :
 - $IC_1 - MD8001$
 - $Q_1 - MPSA55$
 - $Q_2 - MPA13$
 - $Q_3 - MPSA05$
 - $Q_4 - MJE1100$
 - $Q_5 - MJE1090$
 - $Q_6 - BC207$
 - $Z_1 - MZ500 - 16$ (zener de 10 V/500 mW)
 - $Z_2 -$ zener 5,6 V/1,3 W (une seule diode)
 - $D_1 - MZ2361$
 - $D_2 - 1N4148$
 - $D_3 -$ diode LED $\phi 3$ mm (verte)
- Self L_1
- Résistance carbone 10 Ω /2 W + fil de cuivre émaillé 12/10 $^\circ$

2° Le module alimentation symétrique $\pm 18 V$

A. Le circuit imprimé

La figure 7 permet de mener à bien la gravure d'une plaque imprimée de cette alimentation.

Les dimensions du CI sont de 103 x 28 mm. Les liaisons sont peu nombreuses, ce qui assure une facilité de reproduction d'un exemplaire de ce CI.

Toutes les pastilles sont forées à un diamètre de $\phi 0,8$ mm.

B. Câblage du module alimentation

Le plan de câblage de la figure est suffisamment clair pour éviter toute erreur.

Les régulateurs IC₂ et IC₃ sont à souder côté pistes cuivrées après avoir plié les pattes à 90°.

Avant de souder ces régulateurs, il faut connaître la distance entre le circuit imprimé et le fond du coffret. La figure 8 donne le positionnement du module alimentation dans le boîtier; le deuxième créneau en partant du bas.

Ces régulateurs seront ensuite, collés au fond du coffret afin de faciliter la dissipation thermique, le coffret GI étant métallique. De plus, ce coffret étant peint, ceci doit en principe éviter tout risque de court-circuit, ce que l'on vérifiera tout de même au contrôleur (position ohmmètre) en touchant les parties métalliques des boîtiers. On ne doit constater aucune déviation du galvanomètre. Dans le cas contraire, on isolera le boîtier métallique du régulateur négatif MC7918 CT avec une rondelle de mica.

Pour les interconnexions de ce module aux éléments extérieurs (transformateur, LED...) on soudera des petits picots sur le circuit, ce qui permettra un câblage côté composants, une fois le module mis en place au fond du boîtier GI.

C. Nomenclature des composants

- Semi-conducteurs :
IC₂ : MC 7818 CT
IC₃ : MC 7918 CT
D₅ - D₆ - D₇ - D₈ : 1N 4001 LED (rouge) Ø 3 mm
 - Condensateurs électrochimiques :
C₉ - C₇ : 2200 µF / 25 V (ou 4700 µF / 25 V)
C₈ - C₁₀ : 1 µF / 35 V, tantale goutte
 - Divers :
R₁₇ : résistance 820 Ω ± 5% - 1/2 W
- Picots à souder pour interconnexions

3° Le coffret GI 5045 / 15

A. Perçages de la face avant

Ces perçages sont au nombre de trois, trois trous forés à un diamètre de Ø 3 mm.

Il faut tout d'abord s'occuper de la gravure de la face avant.

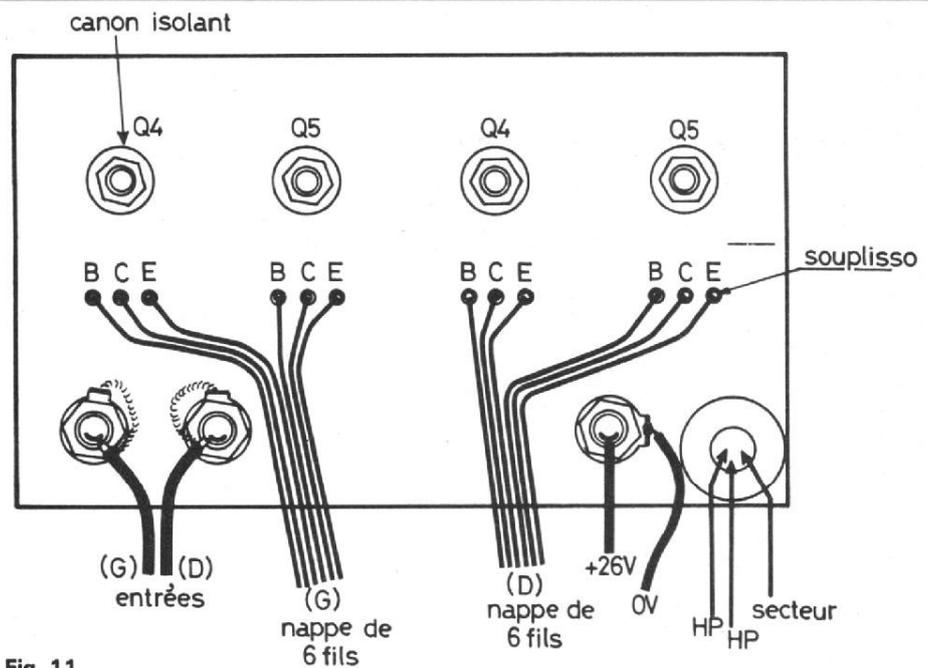


Fig. 11

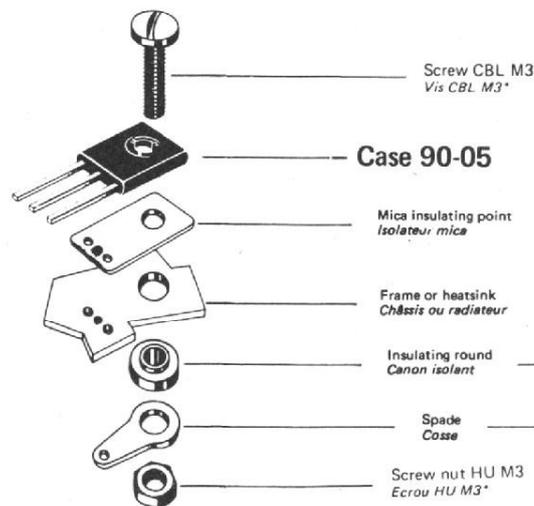


Fig. 12

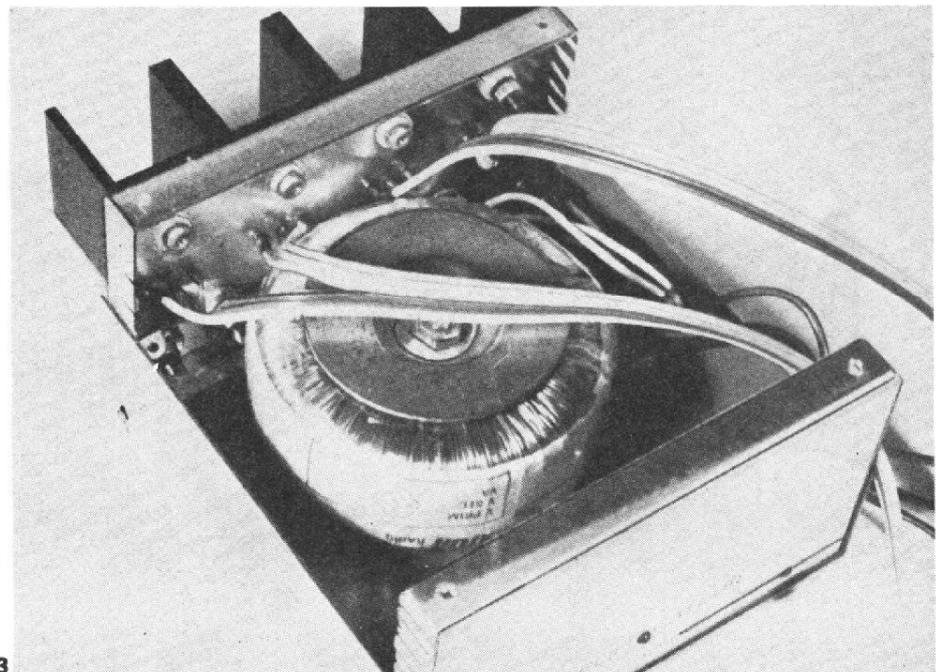


Photo 3

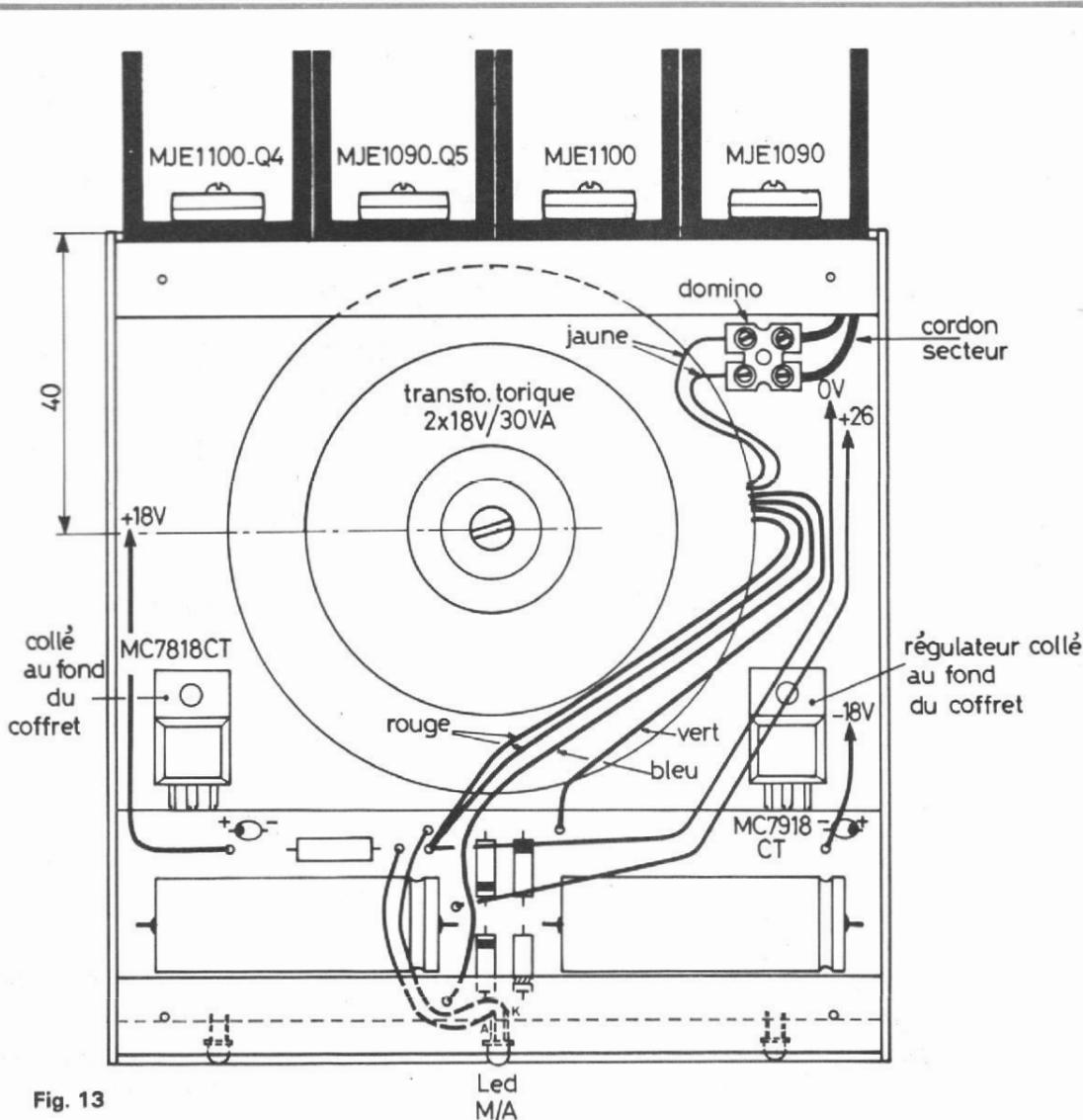


Fig. 13

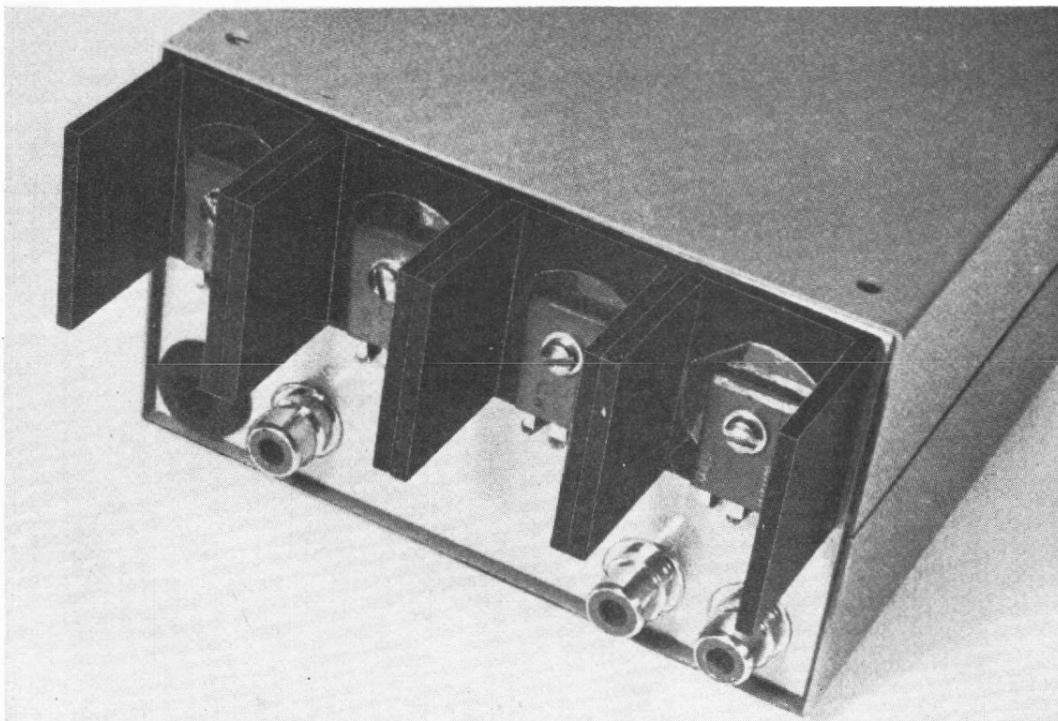


Photo 4

Un exemple est donné à la figure 9. Une face avant se grave comme un circuit imprimé, dans de l'aluminium brossé par exemple. On peut avoir recours pour cela à une maison qui fait de la gravure de circuits imprimés (voir les publicités de la revue Haut-Parleur).

On peut également, à partir d'une plaquette d'aluminium aux dimensions de 1103 x 59 mm, coller des lettres adhésives et ensuite pulvériser une couche de vernis protecteur. Ce procédé donne une très bonne présentation si on peut se préserver des grains de poussière qui sont projetés lors de la pulvérisation contre la face avant pour s'y coller.

Cette face avant est ensuite collée contre l'un des flasques du coffret GI. On perce ensuite les trois trous positionnés à la figure 9 par les pastilles, à un diamètre de $\varnothing 3$ mm.

B. Perçages de la face arrière

Le plan de perçage de cette face arrière fait l'objet de la figure 10. Il faudra travailler avec soin et précision, surtout pour le positionnement des transistors de puissance et les perçages à $\varnothing 2,5$ mm.

Les trous forés à $\varnothing 4,2$ mm permettent de fixer les transistors et les 12 trous forés à $\varnothing 2,5$ mm laissent le passage aux électrodes Emetteur - Base - Collecteur.

Pour les quatre trous au bas de cette face arrière, la précision est moins importante.

C Equipement de la face arrière

Le travail le plus important consiste en la mise en place des transistors de puissance. La figure 11 donne toutes indications nécessaires: emplacement des prises RCA, du passe-fil, des transistors MJE 1100 et MJE 1090.

Pour les transistors, un complément d'information est nécessaire. Il faut veiller bien entendu à isoler les boîtiers métalliques 90-05 de la face arrière.

Un plan de montage précis est fourni par la figure 12 qui

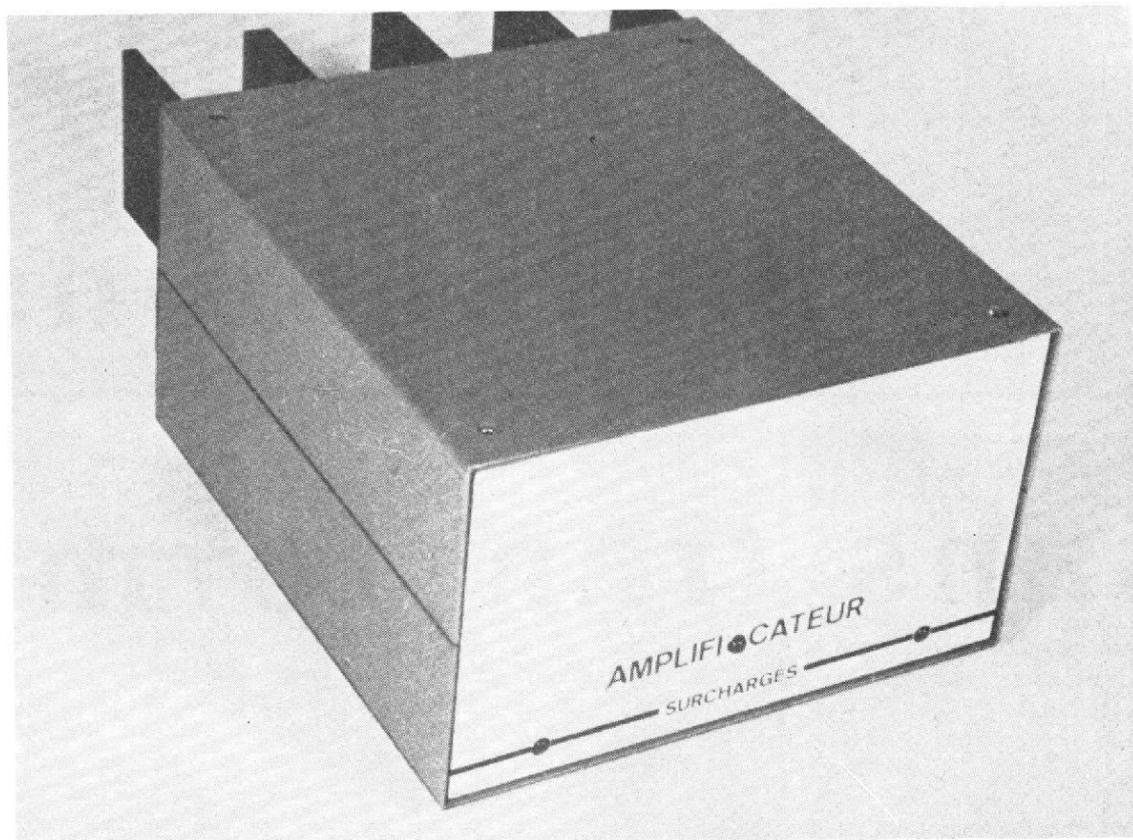


Photo 5

vous éviterez d'oublier de mettre en place ou la feuille de mica ou le canon isolant !

Pour les dissipateurs thermiques, le choix est laissé aux lecteurs (dissipateurs en U).

Les transistors, les prises RCA et le passe-fil mis en place, on revient à la figure 11 pour commencer le câblage.

On n'oubliera pas de glisser des morceaux de soupplisso dans les fils à souder aux électrodes des transistors, afin d'éviter des risques de court-circuit avec la platine arrière.

Tous ces fils auront une longueur de 15 cm environ. Il est intéressant d'employer du fil en nappe pour relier les transistors de puissance au module électronique, les couleurs différentes de chaque fil évitant les erreurs de câblage.

D. Fixation du transformateur au coffret GZ

La figure 13 donne l'emplacement que doit occuper ce transformateur toroïdal. Il se trouve à 40 mm à partir du fond du coffret et bien centré dans la largeur. Il suffit de per-

cer ensuite un trou à un diamètre de \varnothing 5 mm pour pouvoir le fixer solidement, en le prenant en sandwich entre les coupelles métalliques et les rondelles en caoutchouc.

Cette même figure 13 indique les différentes interconnexions à réaliser entre ce transformateur et le module alimentation symétrique ± 18 V.

On en profite également pour souder les deux liaisons entre cette alimentation et la diode LED rouge de contrôle marche/arrêt.

Le primaire du transformateur (2 fils jaunes) est vissé dans un domino d'où partira ensuite le cordon secteur.

On peut alors remettre en place la platine avant en la visant avec les deux vis Parkers.

On fait ensuite coulisser le module alimentation dans les créneaux au « 2^e étage » comme l'indique la figure 8.

Coller ensuite la diode LED rouge contre la face avant et les deux régulateurs au fond du coffret en vérifiant le parfait isolement électrique des boîtiers métalliques, surtout pour le MC 7918 CT.

E. Vérification du bon fonctionnement du module alimentation

Introduire le cordon secteur dans le passe-fil et raccorder celui-ci au domino. Coller ensuite le domino au fond du boîtier avec de la colle « cyano-lit », la prise est instantanée.

Brancher le cordon secteur au réseau EDF. La diode LED rouge doit s'allumer. Vérifier au contrôleur que l'on a bien ± 26 V aux bornes des électrochimiques de 2200 μ F.

Même vérification aux bornes des « tantalets gouttes » où l'on doit mesurer ± 18 V.

Les essais doivent être concluants dès la mise sous tension, sinon vérifier que le transformateur d'alimentation est correctement relié au module (fils de différentes couleurs).

F. Nomenclature des éléments extérieurs aux modules

- Coffret GI réf : 5045/15
- Transformateur torique 2 x 18 V/30 VA
- Visserie de \varnothing 5 mm
- Domino

- 3 prises RCA pour fixation châssis

- 1 passe-fil

- Fil blindé 1 conducteur et fils de câblage en nappes

- 4 radiateurs en U

- Cordon secteur avec fusible incorporé

Nota : Pour les lecteurs intéressés par cette étude qui se heurteraient à la fabrication des circuits imprimés, ceux-ci pourront leur être fournis (de même que ceux du préamplificateur) en en faisant la demande à la Rédaction.

(à suivre)

D.B.

Multiplicateur

de tensions

sans transformateur

NOMBREUX sont les circuits électroniques qui réclament, pour un fonctionnement optimal, deux tensions d'alimentation symétriques par rapport à la masse.

Parallèlement, les progrès technologiques, notamment dans le domaine des dispositifs à effet de champ, se traduisent par une diminution des consommations qui ouvre la porte à l'alimentation par piles, ou par batteries au cadmium-nickel de faibles capacités, intéressantes malgré leur faible rendement intrinsèque.

Piles ou batteries, ces sources demeurent, en tout état de cause, suffisamment coûteuses pour que leur multiplication grève sensiblement le prix de revient d'un appareil.

De là est née la préoccupation, chez les constructeurs d'appareils autonomes, de construire deux ou plusieurs tensions, aux polarités opposées, à partir d'une seule source.

Le montage que nous proposons s'inscrit dans le cadre de cette démarche. Son principal intérêt réside dans l'absence de transformateur ou de bobinage, justes objets de la défiance des amateurs, au goût peu marqué pour le tricot du cuivre... Sa première version permet, à partir d'une source E de polarité unique, de disposer de deux tensions $+E$ et $-E$ symétriques, ou d'une tension unique $2E$. Une extrapolation, traitée en fin d'article, montrera comment d'autres facteurs de multiplication peuvent être atteints.

- I - Passage d'une tension unique à deux tensions symétriques

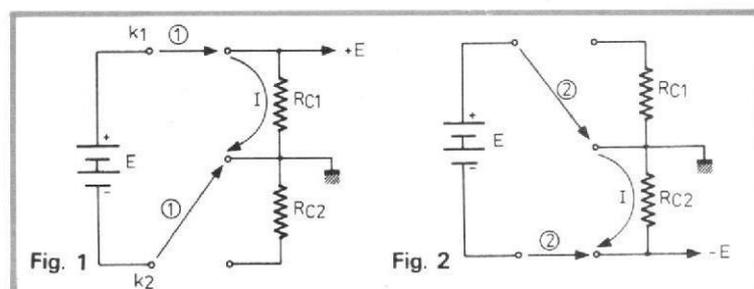
Le mécanisme d'une telle conversion, qui permet de disposer de tensions sensiblement égales à $+E$ ou $-E$ à partir d'une tension E unique, est analysé à travers l'enchaînement des figures 1 à 3.

Dans toutes ces figures, les résistances R_{c1} et R_{c2} symbolisent les charges consommatrices de courant, et qu'il convient d'alimenter symétriquement

par rapport à la masse du montage. Au départ, on ne dispose que d'une tension $+E$, fournie par exemple par une pile.

Examinons alors la configuration proposée par la figure 1. Les commutateurs K_1 et K_2 , inverseurs à un circuit et deux positions, occupent la direction 1 : il est clair que, seule, la résistance R_{c1} se trouve alimentée. Le courant I qui la traverse, circule dans le sens indiqué sur la figure, et la différence de potentiel aux bornes de R_{c1} égale la force électromotrice E .

De la figure 1 à la figure 2, les inverseurs K_1 et K_2 ont



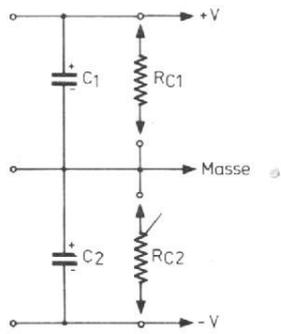


Fig. 3

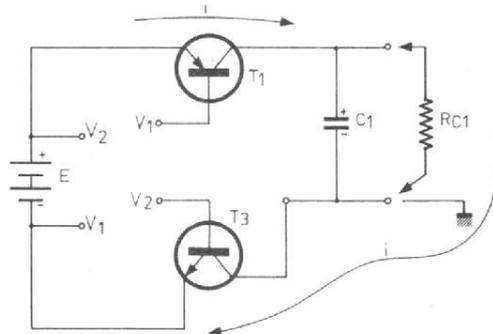


Fig. 4

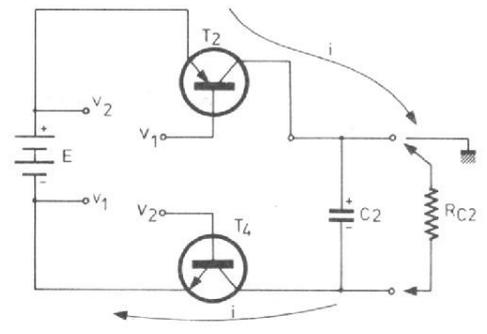


Fig. 5

changé de position. Le courant d'intensité I traverse maintenant la résistance R_{c2} , y créant la même chute de tension E . Si le point commun aux deux charges est choisi comme référence des potentiels, la tension au « point chaud » est maintenant $-E$.

Une commutation périodique des inverseurs K_1 et K_2 conduirait à l'application alternative des tensions $+E$ et $-E$ sur les résistances de charge R_{c1} et R_{c2} , avec des intervalles de temps ou l'une puis l'autre, de ces résistances, ne seraient pas alimentées. Là n'est pas le but poursuivi. Mais pour obtenir sur les deux « points chauds » du circuit des potentiels sensiblement constants, il suffit d'ajouter au montage les condensateurs C_1 et C_2 de la figure 3. Comme dans tout dispositif intégrateur construit à partir d'une cellule RC, l'écart à la valeur constante souhaitée, c'est-à-dire l'ondulation résiduelle, ne dépendra que du rapport entre la période T de commutation des inverseurs K_1 et K_2 , et la constante de temps :

$$= R_{c1} C_1 = R_{c2} C_2.$$

en supposant égales les caractéristiques des deux voies.

- II - Une commutation par transistors

Il est bien clair que, pour les électroniciens, la matérialisation des inverseurs K_1 et K_2 des figures 1 et 2, passera par l'utilisation de dispositifs semi-conducteurs. La solution pour

posée repose sur l'emploi de deux transistors à jonctions NPN (T_3 et T_4), et de deux transistors PNP (T_1 et T_2).

Le point de masse étant toujours, comme dans les exemples précédents, défini à la sortie, nous baptiserons v_1 et v_2 , respectivement, les niveaux de potentiel des deux pôles de la source d'entrée. Dans ces conditions, si v_1 est relié à la masse de la sortie, on a évidemment :

$$v_2 = +E$$

Inversement, le raccord de v_2 à la masse de sortie, implique l'égalité :

$$v_1 = -E.$$

Sans, pour l'instant, préciser les modalités pratiques de la commutation, supposons alors qu'on puisse imposer, au circuit étudié, la configuration de la figure 4, où les potentiels v_1 et v_2 sont respectivement imposés aux bases des transistors T_1 (PNP) et T_3 (NPN). Compte tenu du fait que les émetteurs de ces deux dispositifs sont reliés, eux, à v_2 et v_1 respectivement, T_1 et T_2 sont

tous les deux saturés, et peuvent être assimilés à des interrupteurs fermés. Le circuit de la figure 4 matérialise donc, en remplaçant les commutations mécaniques par des commutations électroniques, celui de la figure 1.

De la même façon, et en mettant en jeu les transistors T_2 (NPN) et T_4 (PNP), le circuit de la figure 5 matérialise celui de la figure 2.

- III - Schéma complet de l'alimentation

Pour y accéder, il nous suffit de rassembler les dispositifs partiels des figures 5 et 6, auxquels viendra s'adjoindre le circuit de commande permettant d'adresser, alternativement, les tensions de commande v_1 et v_2 d'abord sur les bases de T_2 et T_4 , puis sur celles de T_1 et T_3 . On aura déjà compris que le circuit de commande délivre deux trains de créneaux

en opposition de phases, ainsi que le précise le schéma de la figure 6. Pendant des intervalles de temps tels que $t_1 t_2$ ou $t_3 t_4$, les transistors conducteurs sont T_2 et T_4 , ce qui correspond au cas de la figure 5. Au contraire, pendant les intervalles $t_2 t_3$ ou $t_4 t_5$, les transistors T_1 et T_3 conduisent, conformément au modèle théorique de la figure 4.

Le plus simple des générateurs susceptibles de délivrer simultanément les créneaux requis, est un multivibrateur astable. Cette évidence nous mène alors au schéma complet de notre convertisseur, donné dans la figure 7.

Le premier paramètre, fixé avec une large part d'arbitraire, touche à la fréquence des commutations. Deux impératifs s'opposent pour cette détermination. La durée relative des transitoires, facteur négatif de rendement (pendant les transitoires, les transistors T_1 à T_4 travaillent en régime quasiment linéaire, alors que leur rôle utile se limite aux situations de blocage et de

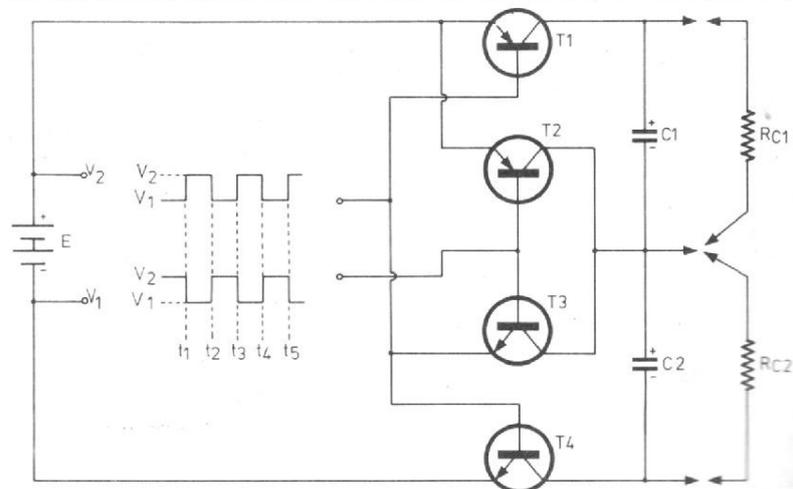


Fig. 6

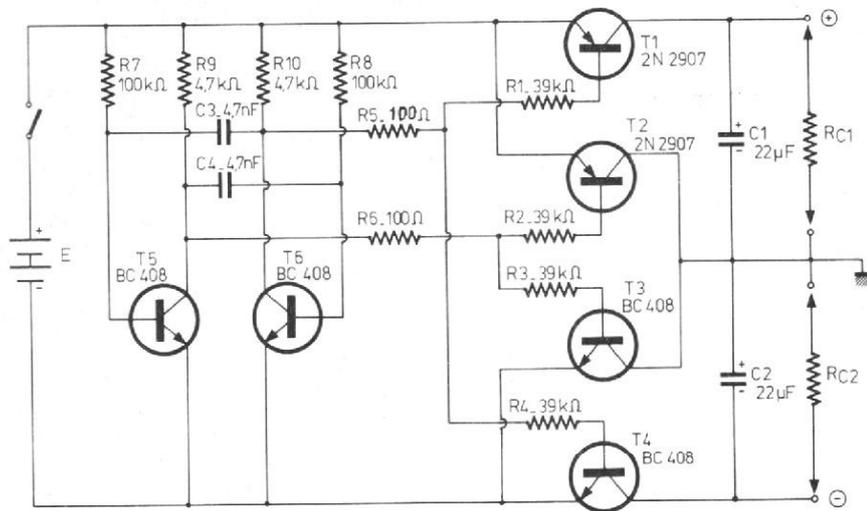


Fig. 7

Liste des composants

Résistances (0,5 W, 5 %) :

R_1, R_2, R_3, R_4 : 39 k Ω

R_5, R_6 : 100 Ω

R_7, R_8 : 100 k Ω

R_9, R_{10} : 4,7 k Ω

Condensateurs :

C_1, C_2 : 22 μ F (électrochimiques 25 V)

C_3, C_4 : 0,047 μ F

Transistors (voir texte) :

T_1, T_2 : 2N2907

T_3, T_4 : BC 408

T_5, T_6 : BC 408

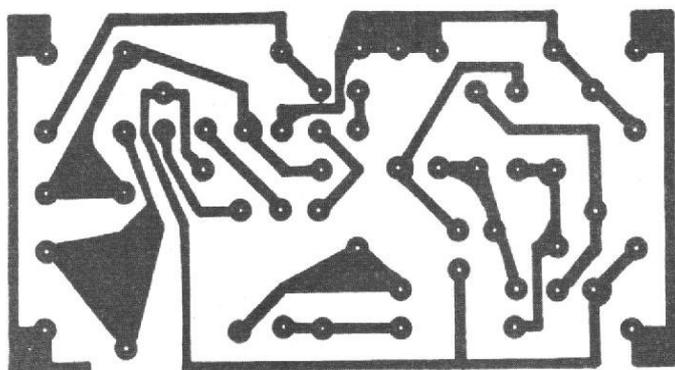


Fig. 8

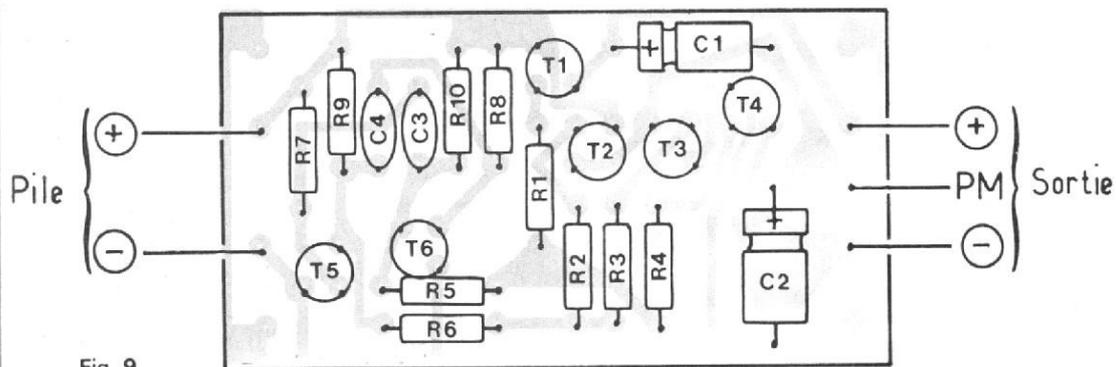


Fig. 9

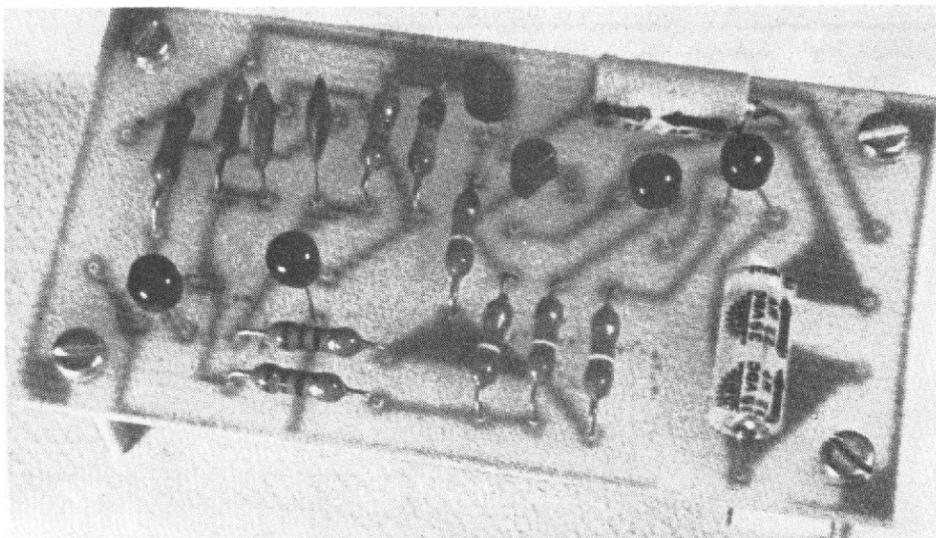


Fig. 10

saturation), incline à diminuer cette fréquence. A l'opposé, la commodité du filtrage, conduisant à de faibles capacités pour les condensateurs C_1 et C_2 , milite en faveur d'une fréquence élevée.

Les essais que nous avons tenté sur du matériel de grande diffusion, et en nous attachant d'abord à des considérations financières, nous ont montré que la plage la plus intéressante s'inscrivait dans une gamme cernée par les limites de 1000 Hz et de 5000 Hz, environ. De là découlent les valeurs numériques du schéma de la figure 7, universellement applicables à des sources E de 4,5 V ou de 9 V (le rendement étant plus intéressant dans ce deuxième cas, compte tenu des chutes de tension dans les transistors de commutation), et à des débits, pour chaque polarité, compris entre 0 et 100 mA (nous examinerons plus loin la possibilité d'extrapoler ces performances).

Le multivibrateur, d'un classicisme éprouvé, met en jeu les transistors T_5 et T_6 , NPN du type le plus universel, donc remplaçables (BC 317, BC 318, MTJ 113, etc.). La fréquence d'oscillation est fixée par les résistances de bases, et les condensateurs de couplage C_3 et C_4 ; on sait, en effet, que la période d'un tel multivibrateur s'exprime par la relation :

$$T = 0,7 R_7 \cdot C_3 = 0,7 R_8 \cdot C_4$$

Avec les valeurs proposées, on aboutit donc à une période d'environ 0,3 ms, soit une fréquence de 3300 Hz, inscrite dans la gamme précédemment sélectionnée.

Les résistances R_5 et R_6 pourraient disparaître sans grand dommage : l'expérience, toutefois, montre qu'elles atténuent les surtensions de commutation, ce qui constitue un facteur de fiabilité pour les transistors T_1 à T_4 .

Chaque base de ces derniers est commandée à travers l'une des résistances R_1 à R_4 , de 39 k Ω . En sortie, on réalise le filtrage par les condensateurs électrochimiques C_1 et C_2 , que le choix d'une fréquence relativement élevée, a permis de

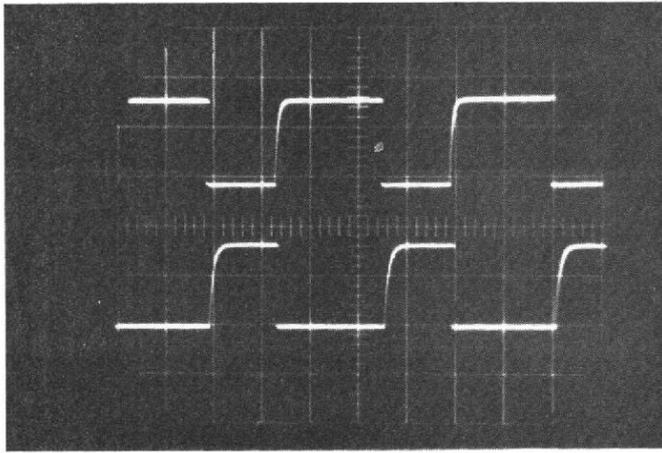


Fig. 11

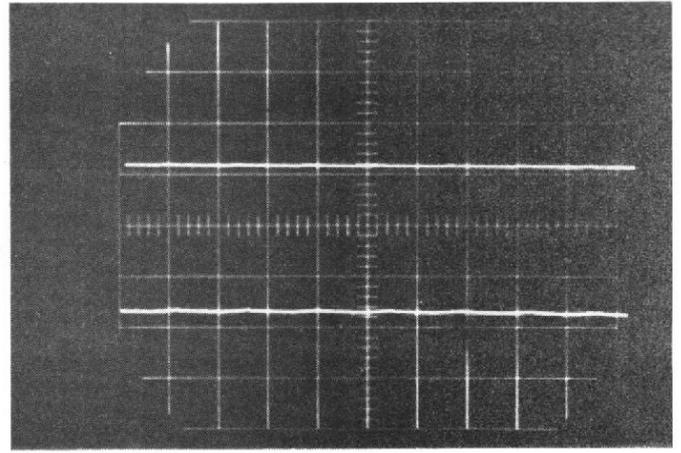


Fig. 12

limiter à $22 \mu\text{F}$ (nous verrons plus loin quelles performances sont alors atteintes, sur le plan de l'ondulation résiduelle).

- IV - La réalisation pratique

Le montage proposé n'offre d'intérêt que dans l'hypothèse de son insertion au sein d'une réalisation plus vaste, par exemple d'un appareil de mesure. Nous ne pouvons donc guère utilement proposer, sur le plan pratique, qu'un circuit imprimé de câblage.

Pour une version à faible puissance, donc strictement conforme au schéma de la figure 7, le circuit imprimé, vu par sa face cuivrée, pourra être celui de la figure 8. Il conduit au plan de mise en place donné à la figure 9 et que précise la photographie de la figure 10.

Si l'on excepte les traditionnels conseils d'attention, relativement aux polarités de certains composants (transistors, condensateurs électrochimiques), ces figures n'appellent aucun commentaire significatif.

- V - Vers les grandes puissances

Il ne nous paraît pas que la vocation du montage objet de cette étude soit la poursuite des puissances élevées. Tel que présenté ci-dessus, il répond déjà à des besoins nom-

breux, et notamment aux caractéristiques d'alimentation de nombre de circuits intégrés : amplificateurs opérationnels, générateur de fonctions, circuits pour voltmètres numériques, etc.

Sans modification des schémas d'implantation, donc du circuit imprimé, on peut atteindre des débits voisins de 300 mA par un simple changement des quatre transistors commutateurs : les 2N2907 deviendront des 2N2905, et les BC 408 pourront être remplacés par des 2N1893, 2N1889, ou 2N3053. On pensera toutefois que déjà une pile miniature de 9 V s'épuisera en guère plus d'une heure, et qu'une batterie de deux piles standard de 4,5 V ne pourra guère vivre au-delà de deux à trois heures.

Pour qui rêverait d'applications à des débits sensiblement plus élevés (nous pensons à la possibilité, dans le domaine de l'électricité automobile, d'ali-

menter, à partir d'une batterie de 6 V, des appareils fonctionnant sous 12 V), il faudrait songer à remplacer les transistors de commutation, T_1 à T_4 , par des groupements en Darlington, ou par l'association de paires de transistors complémentaires. L'auteur avoue n'avoir pas travaillé dans cette direction qui dépassait ses objectifs.

- VI - Vers une aide à la mise au point

Laissant au lecteur une assez vaste latitude d'exploitation du schéma de base, nous pensons pouvoir lui être utile en illustrant celui-ci (donc celui de la figure 7), par quelques oscillogrammes susceptibles d'expliquer le fonctionnement et de servir de référence à la mise au point.

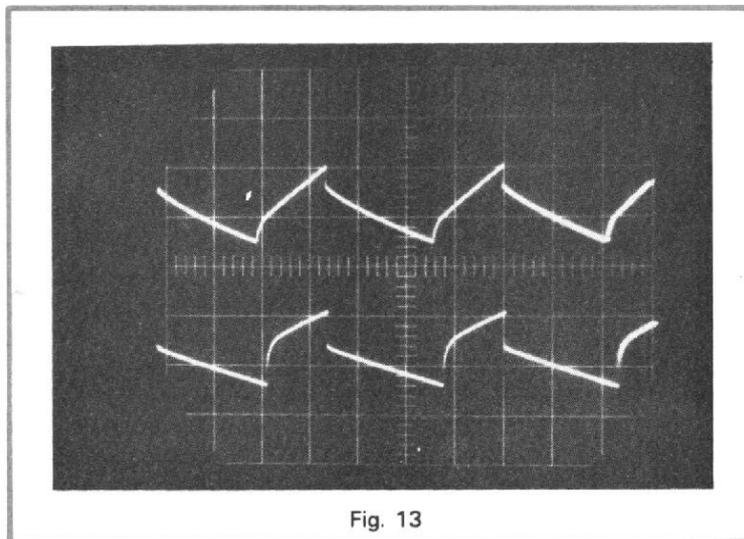


Fig. 13

Le premier (fig. 11), relatif au fonctionnement du multivibrateur construit autour des transistors T_5 et T_6 , n'offre que l'intérêt (non négligeable), d'un débat relatif à la symétrie du circuit. Si, par construction, une telle symétrie pouvait être atteinte de l'amont à l'aval du circuit, on trouverait en sortie des tensions rigoureusement égales en valeurs absolues, et ne différant que par leurs signes. Les tolérances habituelles aux matériels d'électronique font de cette hypothèse une utopie.

La première cause de dissymétrie découle de l'inégalité des constantes de temps $R_{c1}C_1$ et $R_{c2}C_2$: elle est suffisamment évidente pour que nous n'en traitons pas. La deuxième, provient de l'inégalité de durée des demi-crêteaux, au sein de chaque période. Ainsi, les oscillogrammes de la figure 11, pris sur les collecteurs des transistors T_5 et T_6 , conduisent à ceux de la figure 12, relevés en sortie, et avec passage de la composante continue. Dans cette dernière figure, la référence de masse commune aux deux voies de l'oscilloscope est matérialisée par la trace centrale (horizontale) du graticule de l'écran. Pour accéder à la symétrie non atteinte dans cet exemple, il faudrait trier les composants R_7 R_8 et C_3 C_4 .

L'oscillogramme de la figure 13, pris avec élimination, sur les deux canaux de la composante continue, montre l'allure de l'ondulation résiduelle.

POUR REMPLACER LES BATTERIES CONSTRUISEZ

UNE ALIMENTATION STABILISEE 12 VOLTS 20 AMPERES

DE nos jours, un grand nombre d'appareils électroniques sont conçus pour fonctionner sur batterie de 12 V, ce qui n'est pas toujours sans poser des problèmes pour la mise au point ou la maintenance de ces équipements. Ayant eu beaucoup de déboires avec les batteries en laboratoire, nous avons décidé de résoudre une fois pour

toutes le problème en construisant une alimentation de forte puissance capable de couvrir la plupart de nos besoins.

Pour cette réalisation nous nous sommes fixé comme objectif de pouvoir délivrer 20 A au minimum dans un volume qui ne soit pas prohibitif (notre réalisation mesure 120 × 120 × 300 mm).

Principe du circuit

Le circuit est tout à fait classique. Il s'agit d'une alimentation à ballast dont le cœur est un circuit intégré SFC 2723 bien connu. La figure 1 montre le schéma synoptique de l'alimentation.

On voit que le circuit se compose de quatre grandes fonctions :

- redressement et filtrage
- ballast de puissance
- circuit de régulation

- circuit de limitation de courant et de protection contre les courts-circuits.

Nous n'insisterons pas sur le principe de fonctionnement de l'alimentation à ballast décrit à maintes reprises dans les colonnes de cette revue.

Redressement et filtrage

Cette fonction, généralement passée sous silence pour les circuits de faible puissance,

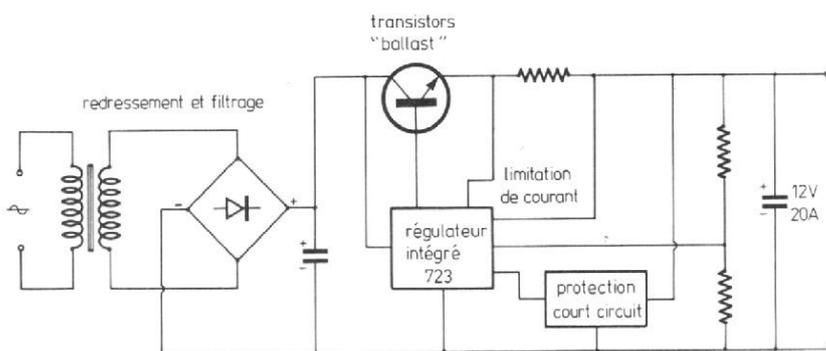


Fig. 1. - Schéma de principe de l'alimentation.

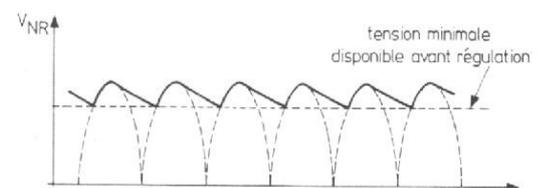


Fig. 2. - Pour obtenir une bonne régulation et une ondulation très faible en sortie, il est nécessaire de disposer d'une tension minimale avant régulation au moins supérieure de 5 V à la tension de sortie.

mérite quelques commentaires dans le cas d'un circuit à fort courant. Le transformateur tout d'abord devra être suffisant pour délivrer la puissance demandée et présenter une résistance des enroulements faible de manière à limiter la chute de tension interne.

C'est essentiellement cette dernière caractéristique du transformateur qui limitera le courant maximal que pourra sortir l'alimentation.

En effet, pour obtenir une bonne régulation et une ondulation résiduelle très faible en sortie, il faut disposer d'une tension après redressement et filtrage qui ne descende pas au-dessous de la valeur de la tension maximale de sortie désirée augmentée d'environ 5 V (voir fig. 2). On devra tenir compte également des fluctuations de la tension du réseau.

Le pont redresseur devra être largement dimensionné et placé sur un radiateur de dimensions suffisantes. Dans la majorité des cas, il ne sera pas nécessaire de prévoir de

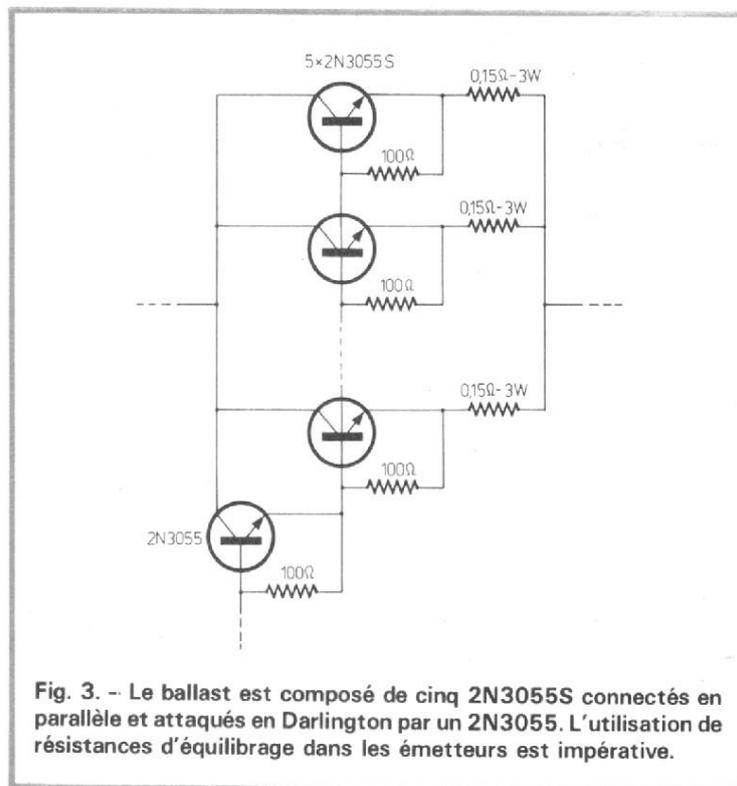


Fig. 3. - Le ballast est composé de cinq 2N3055S connectés en parallèle et attaqués en Darlington par un 2N3055. L'utilisation de résistances d'équilibrage dans les émetteurs est impérative.

résistance de limitation du courant de démarrage (le condensateur de filtrage déchargé se comporte comme un court-circuit à la mise sous tension) car le courant de

court-circuit des transformateurs de petite puissance reste inférieur au courant maximal de surcharge admissible par le pont redresseur. Dans le cas contraire, on pourra utiliser un

système de mise sous tension progressive constitué d'une résistance, connectée en série au primaire du transformateur, que l'on court-circuite à l'aide d'un relais quelques instants après la mise sous tension.

Pour le condensateur de filtrage on utilisera avantageusement plusieurs condensateurs électrochimiques connectés en parallèle. Les connexions entre transformateur, redresseur et condensateurs devront être courtes et de fort diamètre.

Les transistors de puissance

Compte-tenu de la puissance à dissiper et de l'importance du courant il faut utiliser plusieurs transistors connectés en parallèle et commandés en Darlington (fig. 3).

Le nombre de transistors à connecter en parallèle dépend essentiellement de la résistance thermique du refroidisseur utilisé. Pour des raisons d'encombrement, nous avons

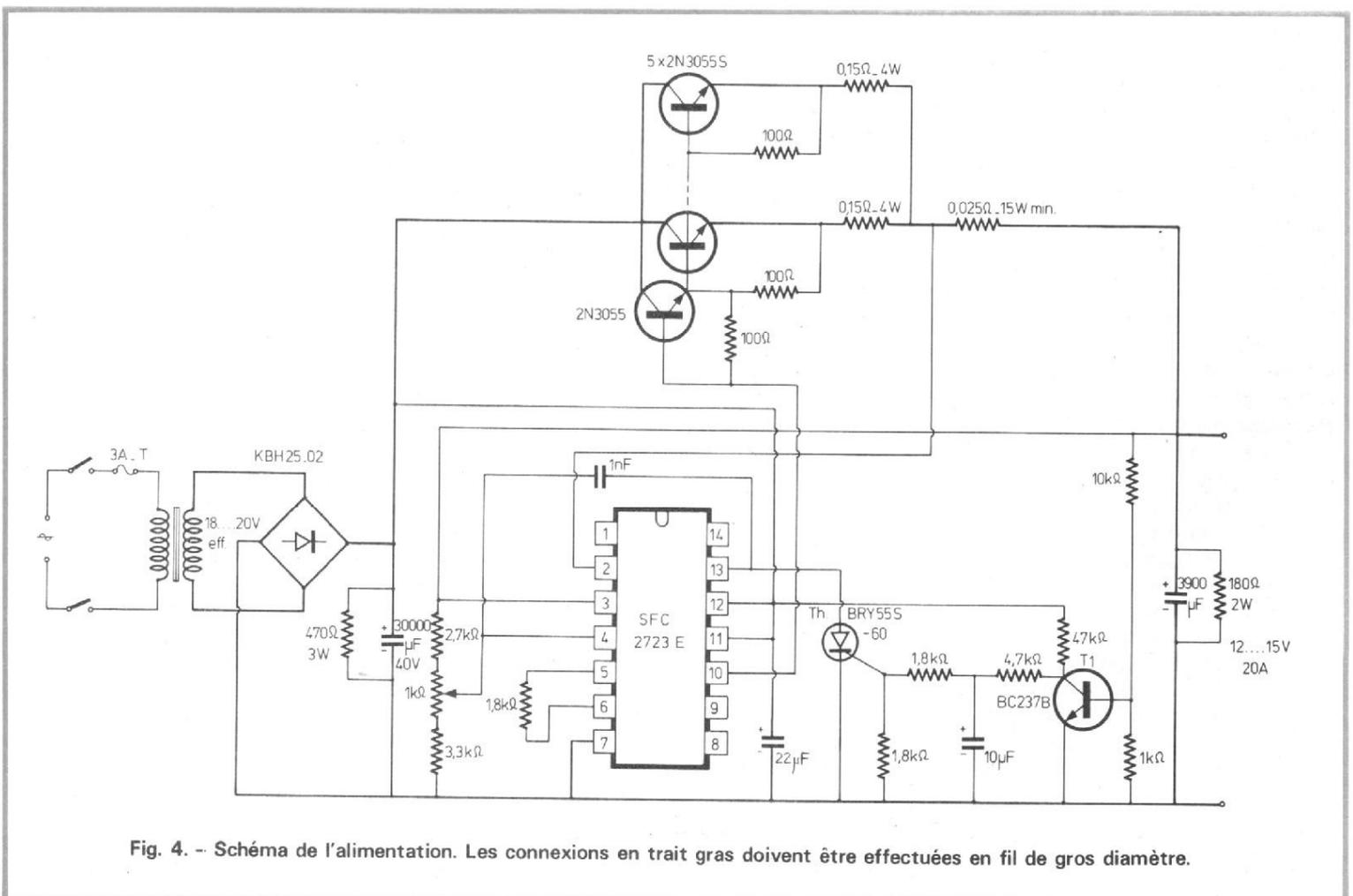


Fig. 4. - Schéma de l'alimentation. Les connexions en trait gras doivent être effectuées en fil de gros diamètre.

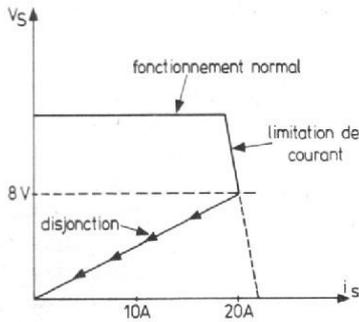


Fig. 5. - Caractéristique de sortie de l'alimentation.

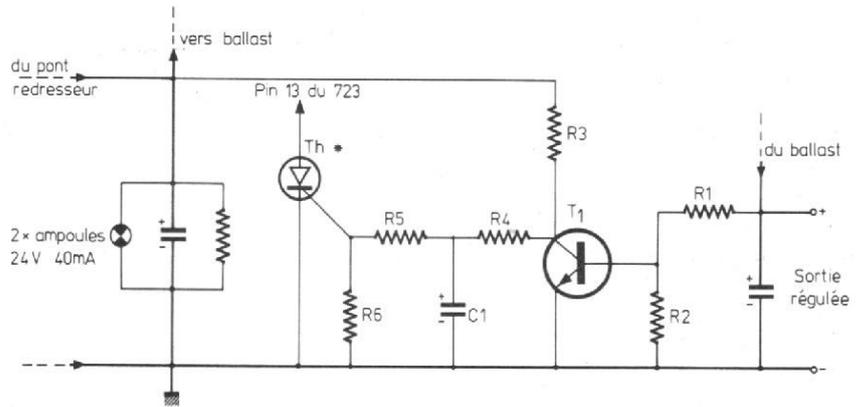


Fig. 6a. - Schéma du circuit disjoncteur.

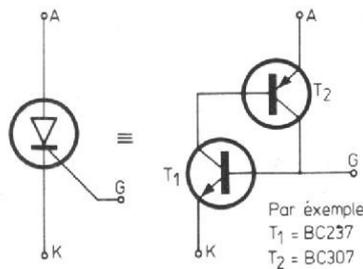


Fig. 6b. - * Les lecteurs ayant des difficultés pour se procurer des thyristors de faible puissance pourront utiliser deux transistors connectés comme suit : par exemple $T_1 = BC237$, $T_2 = BC307$.

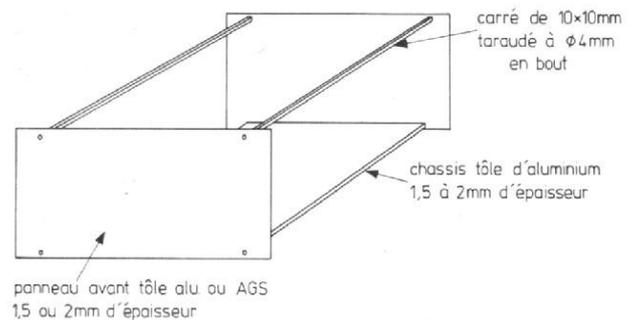


Fig. 7. - Réalisation du coffret.

préférée utiliser un nombre plus important de transistors répartis sur plusieurs petits radiateurs plutôt que moins de transistors sur un seul gros radiateur. Cette solution est, de plus, économique car ne faisant appel qu'à des composants d'usage courant.

Nous avons utilisé cinq transistors 2N 3055S connectés en parallèle et équilibrés avec des résistances de $0,15 \Omega$ dans les émetteurs. Le courant maximal traversant chaque transistor est donc de 4 A ce qui correspond à une dissipation inférieure à 25 W.

La résistance thermique du refroidisseur utilisé, compte tenu de l'isolant mica, est de l'ordre de $3 \text{ }^\circ\text{C/W}$. L'élévation maximale de température des transistors sera donc de $75 \text{ }^\circ\text{C}$ au-dessus de l'ambiance, soit une température maximale des boîtiers de $100 \text{ }^\circ\text{C}$, pour une utilisation de l'alimentation en atmosphère tempérée.

La commande de ces transistors s'effectue en Darlington

par un 2N 3055. Pour des raisons de stabilité thermique, chaque transistor possède sa propre résistance émetteur-base, câblée sur les pattes de sortie.

Pour des courants de sortie dépassant 20 A, on remplacera les 2N 3055S par des 2N 3772. Le courant de commande de l'ensemble ballast électronique est largement inférieure à 50 mA, ce qui permet de le commander directement à partir du régulateur SFC 2723.

Circuit de régulation

(voir schéma complet fig. 4)

Nous avons utilisé un régulateur intégré SFC 2723, en raison de ses excellentes performances, de son faible prix et de son courant de sortie élevé, permettant d'attaquer directement le ballast. Le montage est

très simple et amène peu de commentaires. Un potentiomètre permet d'ajuster la tension de sortie entre 11,5 V et 14,5 V.

Une résistance de $25 \text{ m}\Omega$, insérée entre le ballast et la sortie de l'alimentation, fournit une tension proportionnelle au courant de sortie, qui alimente le circuit de limitation de courant interne du SFC 2723. Le circuit fonctionne en régulateur de tension, jusqu'à 20 A de courant de sortie.

Le circuit de limitation de courant intervient entre 20 et 25 A, selon la dispersion des composants. On notera que le circuit est monté en limiteur de courant simple, c'est-à-dire que lorsque la charge est trop importante, la tension de sortie baisse alors que le courant reste à peu près constant. On voit donc que dans ce cas, le ballast voit la tension à ses bornes augmenter alors que le courant est maximal, d'où l'utilité du circuit de protection contre les courts-circuits.

Circuit de protection contre les courts-circuits

Il s'agit d'un circuit disjoncteur, qui bloque tout le circuit, si la tension de sortie descend au-dessous d'une certaine valeur (environ 8 V). Ce circuit fonctionne conjointement avec le limiteur de courant.

En cas de forte surcharge ou de court-circuit de la sortie, le circuit limiteur de courant entre en action et la tension de sortie baisse (fig. 5). Le transistor T_1 (fig. 6) qui est normalement saturé, se désature progressivement. Sa tension collecteur-émetteur, qui est appliquée par l'intermédiaire d'un diviseur de tension, entre gâchette et cathode d'un petit thyristor, se met à augmenter. Lorsque la tension gâchette-cathode du thyristor atteint 0,65 V, celui-ci s'amorce, mettant l'entrée « shut down » du

723 à zéro, ce qui a pour effet de bloquer immédiatement les transistors « ballast ». Le thyristor étant un élément bistable, il reste amorcé, même si le défaut disparaît. Le réarmement se fait en arrêtant l'alimentation et en attendant quelques instants, pour permettre aux condensateurs de filtrage d'entrée de se décharger; ce temps sera plus ou moins long, selon la valeur de la résistance de décharge.

Une petite astuce consiste à brancher, en plus d'une résistance, des petites ampoules 24 V qui serviront de voyant marche/arrêt, ou d'éclairage des éventuels appareils de mesure, placés sur le panneau avant (fig. 6).

Pour que l'alimentation puisse démarrer lorsque l'on branche le secteur, il est nécessaire de temporiser l'action du disjoncteur (au démarrage, la tension de sortie est nulle et le transistor T_1 est bloqué). C'est le rôle du condensateur C_1 . Cette légère temporisation

existe toujours, ce qui permet de surcharger l'alimentation pendant un temps très court, sans risque de disjonction (intéressant pour alimenter des amplificateurs de public adress ou des émetteurs SSB par exemple).

Réalisation

La réalisation est surtout mécanique et les dimensions du coffret dépendent essentiellement de la grosseur du transformateur. Nous nous bornerons donc à donner des informations sur le câblage et la disposition générale des éléments.

Comme l'indique la figure 7, le coffret est réalisé à partir d'un panneau avant et d'un panneau arrière reliés par quatre barres carrées de 10 mm x 10 mm. Sur les deux barres inférieures, repose une plaque en AG 5 de 1,5 à 2 mm d'épaisseur, qui sert de châssis.

Sur les côtés, sont fixés quatre radiateurs à ailettes (deux de chaque côté), sur lesquels sont disposés le pont redresseur et les transistors du ballast.

La figure 8 montre la disposition des principaux éléments.

Les transistors sont isolés du radiateur et montés avec mica et graisse silicone. Les radiateurs utilisés sont des modèles C 40 de BEE, dont la largeur est de 120 mm. La longueur de chaque radiateur dépendra de la hauteur du coffret (120 mm dans notre cas). On aura, de toute façon, intérêt à utiliser les radiateurs les plus gros possible.

Tous les éléments étant mis en place, il ne reste plus qu'à les raccorder... ce qui n'est pas toujours facile. Quelques astuces permettent de simplifier grandement la tâche.

Par exemple, le câblage de gros fil sur les pattes d'un transistor TO 3 n'est pas toujours une mince affaire. Il existe pourtant un moyen très simple : découper un morceau de

copper clad (epoxy cuivré pour circuit imprimé) de 30 mm x 20 mm, faire un trait de scie dans le sens de la largeur. On obtient ainsi deux secteurs de 15 mm x 20 mm isolés l'un de l'autre. Percer deux trous de 1,2 mm espacés de 11 mm, un dans chaque secteur isolé. Le transistor de puissance étant en place sur son radiateur, glisser ce petit circuit sur les pattes, le côté isolant contre le radiateur, et souder. On dispose maintenant de deux plages de cuivre sur lesquelles il est facile de raccorder les connexions base et émetteur et de placer la résistance émetteur-base. Pour relier tous les collecteurs entre eux, ramener toutes les connexions sur des bornes à vis type électricien (domino).

Le régulateur intégré et les quelques composants qui sont autour sont câblés sur un morceau de Véroboard fixé, par exemple, le long d'une des traverses supérieures.

Un galvanomètre commuté soit en ampèremètre soit en voltmètre fournit une indication très précieuse; la figure 9 montre les branchements à effectuer.

Le réglage des résistances série dépend de la sensibilité du galvanomètre. On pourra le cas échéant regraduer le cadran en utilisant des chiffres transferts.

Mise au point

Après avoir vérifié le câblage, mettre l'alimentation sous tension. Le circuit doit fonctionner immédiatement. Faire débiter quelques ampères et vérifier qu'il y a bien régulation (l'aiguille du voltmètre ne doit pas bouger), faire débiter ensuite une dizaine d'ampères et vérifier qu'aucun composant ne chauffe exagérément.

Vérifier ensuite la limitation de courant. Charger progressivement, le courant doit croître puis rester constant à une valeur comprise entre 20 et 25 A alors que la tension décroît. Continuer à charger, la disjonction doit intervenir aux environs de 8 V. Couper l'ali-

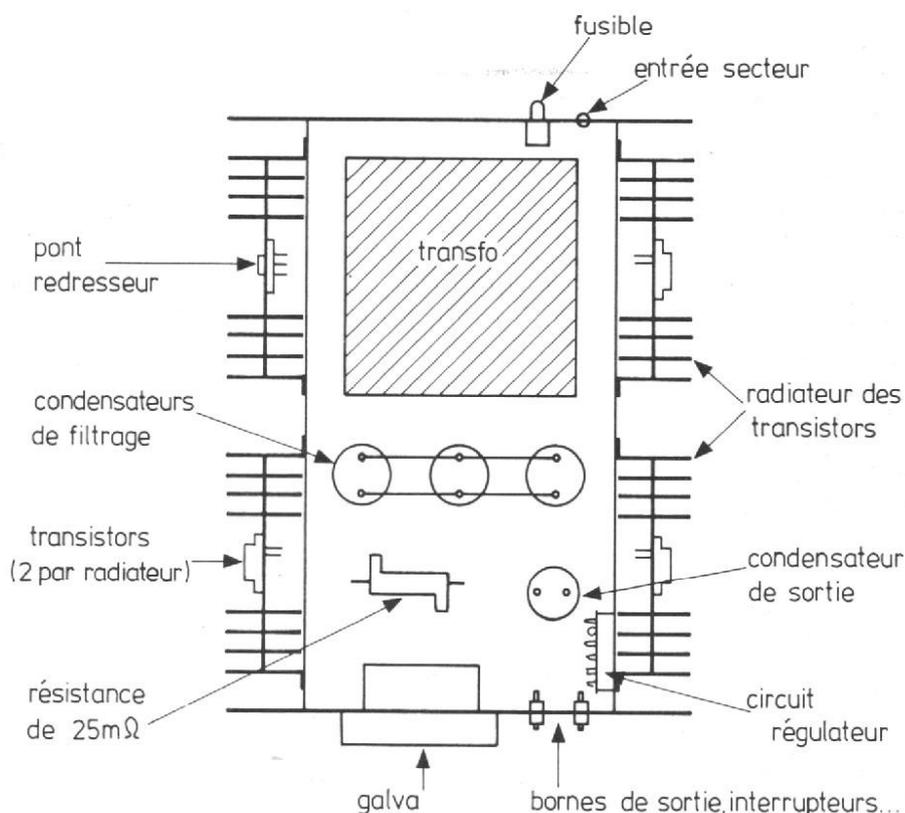


Fig. 8. - Disposition des principaux éléments dans le coffret.

JKA

AMBIO · SOUND · SYSTEMS

construit en France sous licence

des monstres de rendement vous garantissant, si vous le souhaitez, une écoute à niveau réel.



Type GE70P

- 98 dB/1 watt/1 mètre
- 120 litres
- B.P. 45/27 000 Hz
- puissance électrique continue admissible : 100 watts

RIX : **1 640 F***

Type W100

- 102 dB/1 watt/1 mètre
- 130 litres
- B.P. 30/27 000 Hz
- double parabole exponentielle
- puissance électrique continue admissible : 120 watts



RIX : **2 380 F***

allson

4, rue Rochambeau - Square Montholon
75009 Paris - Tél. 878.44.24 (métro Cadet)

DISTRIBUTEURS :

CONCERTO, 16, bd Magenta, 75010 Paris - Tél. 607.07.06.
HIFI TEST, 4, rue Rochambeau, 75009 Paris - Tél. 878.44.24.

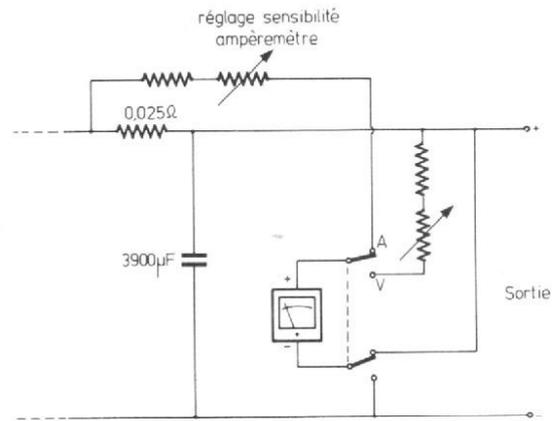


Fig. 9. - Branchement d'un galvanomètre connecté en ampèremètre ou voltmètre. N'importe quel appareil de mesure de sensibilité comprise en 100 μ A et 1 mA convient.

mentation, charger normalement la sortie. Attendre que les condensateurs de filtrage soient déchargés et remettre en route. L'alimentation ainsi vérifiée est prête à l'emploi.

Conclusion

Le circuit que nous avons présenté peut être extrapolé pour des puissances plus élevées ou des tensions différentes. La possession dans un laboratoire d'une alimentation largement dimensionnée est très utile et nous incitons fortement tous ceux que les quelques heures de mécanique ne rebutent pas à construire une telle alimentation.

J.R.

Liste des composants

Semi-conducteurs :

- 5 x 2N 3055 S, Sescossem
- 1 x 2N 3055, Sescossem
- 1 x BC 237 B, Sescossem
- 1 x thyristor BRY55 S-60, Sescossem
- 1 x SFC 2723 EC, Sescossem
- 1 x pont redresseur 25 A - KBH 25-02 ou équivalent

Condensateurs électrochimiques :

- 3 x 10 000 μ F - 40 V
- 1 x 3 900 μ F - 25 V
- 1 x 10 μ F - 40 V
- 1 x 22 μ F - 40 V

Condensateur céramique :

- 1 x 1 000 pF

Résistances de puissance :

- 1 x 180 Ω - 2 W
- 1 x 470 Ω - 3 W
- 5 x 0,15 Ω - 4 W
- 1 x 0,025 Ω - 15 W (ou 4 x 0,1 Ω en parallèle)

Résistances 0,5 W \pm 5 % :

- 6 x 100 Ω
- 1 x 3,3 k Ω
- 1 x 1 k Ω
- 1 x 4,7 k Ω
- 3 x 1,8 k Ω
- 1 x 10 k Ω
- 1 x 2,7 k Ω
- 1 x 47 k Ω

Refroidisseurs :

- 4 x radiateur à ailettes oxydé noir, 120 mm x 120 mm, référence C 40 BEE ou équivalent

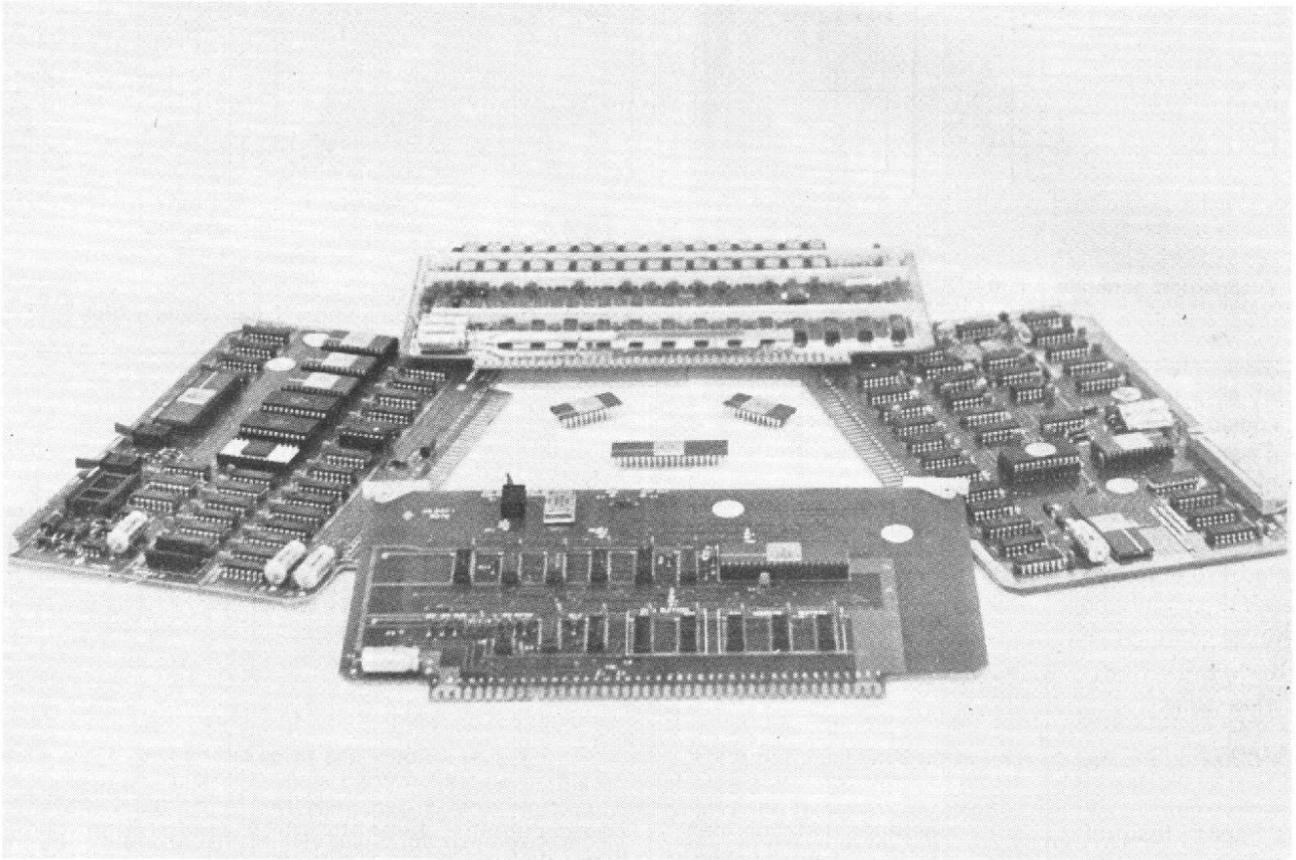
Transformateur :

- 1 x transformateur 220 V/18 à 20 V - 20 A

Divers :

- 1 x fusible temporisé 3 A et porte-fusible associé
- 1 x interrupteur double
- 1 x inverseur double
- 1 x galvanomètre 100 μ A à 1 mA
- 2 x lampes téléphone 24 V - 40 mA
- 2 x bornes de sortie
- 1 x potentiomètre linéaire 1 k Ω

REALISEZ UN MINI-ORDINATEUR



DOMESTIQUE

(Suite voir N° 1630)

COMME nous l'avons indiqué le mois dernier, cette troisième partie va commencer par la réalisation la plus pénible pour un électronicien : le boîtier. Nous allons ouvrir, à ce propos, une petite parenthèse pour vous signaler ceci : si, dans la plupart des réalisations électroniques que nous avons pu décrire, chacun pouvait concevoir le boîtier à son idée pour peu qu'il n'y ait pas d'aberrations notables (transformateur d'alimentation à côté d'une entrée pick-up magnétique dans un ampli HiFi par exemple), nous vous

conseillons de suivre les grandes lignes du plan de boîtier qui va être donné pour le mini-ordinateur et nous vous conseillons aussi de vous inspirer de la disposition que nous avons adoptée pour les différents sous-ensembles. Ceci pour une raison très importante : le boîtier a été conçu pour recevoir les différents circuits imprimés ; circuits dont les dimensions sont imposées par des raisons de compatibilité avec des cartes standard commerciales (nous verrons l'intérêt de cette compatibilité par la suite). Nous vous décon-

seillons formellement de changer la taille des cartes imprimées ; cela risquerait d'introduire des erreurs de dessin et cela vous ferait perdre le bénéfice de prévoir faire des échanges de cartes entre lecteur ou entre un lecteur et l'auteur de ces lignes ; échanges qui peuvent s'avérer très utiles en cas de panne rebelle.

Cela dit vous pouvez quand même changer un peu la taille et la forme du boîtier car nous vous indiquerons les différentes dimensions principales à respecter.

- A - Généralités

Comme le montrent les diverses photos, le boîtier est un grand parallépipède rectangle avec une cloison intérieure. La figure 1 nous montre quelle sera la disposition interne ; celle-ci étant prévue pour recevoir toutes les extensions à venir.

La partie avant sera occupée par un grand circuit imprimé fixé à plat sur le fond ; circuit sur lequel seront montés, au fur et à mesure des besoins, les

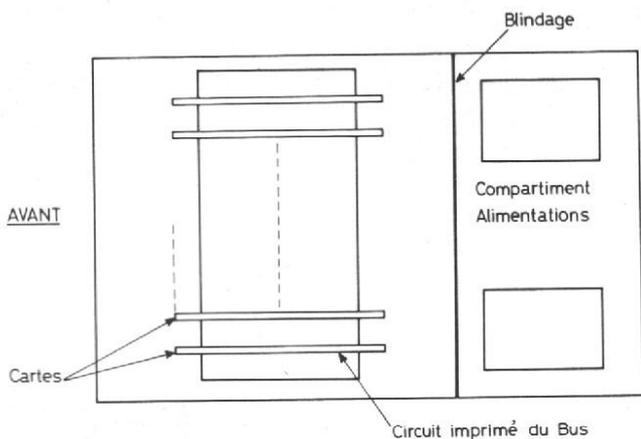


Fig. 1. - Disposition générale à l'intérieur du boîtier.

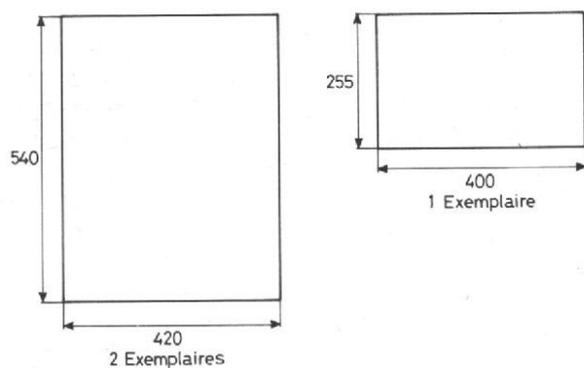


Fig. 3. - Côtés du dessus, du fond et du blindage interne.

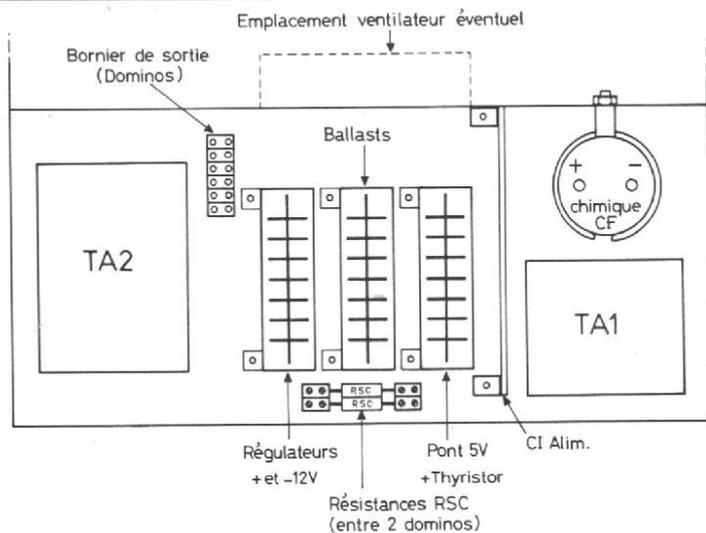


Fig. 2. - Disposition du compartiment alimentation.

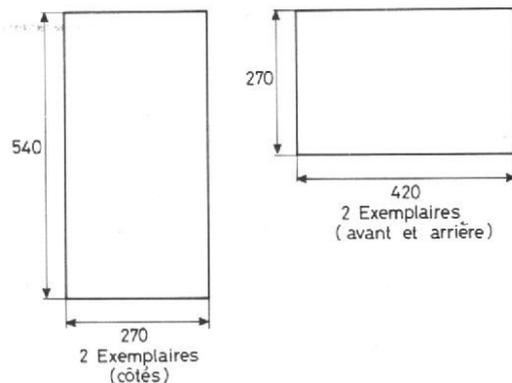


Fig. 4. - Côtés des faces latérales et avant-arrière.

connecteurs dans lesquels viendront s'enficher les cartes parallèlement aux faces latérales.

La partie arrière, séparée des circuits précédents par une plaque de blindage assurant également la rigidification du boîtier, est occupée par l'alimentation. La figure 2 et les différentes photographies montrent la disposition de ce compartiment; nous y reviendrons un peu plus loin lors de sa réalisation.

- B - Réalisation du boîtier

Pour pouvoir monter correctement la version la plus simple du mini-ordinateur, la réalisation du boîtier peut se limiter à la construction du fond et de la plaque de blindage interne; nous allons cependant étudier la réalisation complète, ce qui nous évitera d'y revenir ensuite. Le fond et le dessus

sont constitués de façon identique par une plaque d'aluminium ou de dural aux dimensions de la figure 3; on choisira une épaisseur de tôle d'au moins 10/10^e de mm pour assurer une rigidité suffisante. En bordure de la plaque, sur les côtés et le devant, on visse de la cornière de 10 mm sur 10 mm (vendue au mètre dans les magasins spécialisés en bricolage: OBI, BHV, etc.). Pour les lecteurs disposant d'une plieuse, ils peuvent constituer ces rebords en repliant à 90° une bande de 10 mm, il faut alors augmenter les dimensions de la figure 3 en conséquence. Une cornière du même type est également fixée (boulons de 3 mm et écrous) à 190 mm de la face arrière; elle servira au montage de la plaque de blindage interne.

La plaque de fond sera munie de quatre pieds disposés assez loin des angles afin qu'elle ne plie pas en son milieu; nous vous conseillons cependant d'attendre d'avoir installé les composants dans le

compartiment alimentation avant de fixer les pieds arrière (sinon ils tomberont presque à coup sûr sous un transformateur !!).

Le blindage interne est une plaque d'alu ou de dural d'au moins 10/10^e découpée aux dimensions indiquées également figure 3. Cette plaque est percée dans le bas, de trous permettant sa fixation sur la cornière interne. Cette plaque sera démontée lors de la réalisation de l'alimentation car nous aurons quelques trous à y percer, nous y reviendrons (ne vous souciez pas du ventilateur visible sur les photos !!).

Les faces avant et arrière sont identiques au point de vue taille et leurs dimensions sont indiquées figure 4.

La face avant sera vissée sur les deux cornières existant sur le fond et sur le capot, tandis que la face arrière sera fixée sur les cornières des côtés (voir plus bas).

La face avant est percée de cinq trous; trois d'entre eux sont utilisés par des diodes

électroluminescentes; les deux autres sont occupés; l'un par un interrupteur deux circuits deux positions (interrupteur marche/arrêt); l'autre par un poussoir un circuit contact en appuyant, de bonne qualité (poussoir de « reset » ou remise à zéro). Nous ne vous indiquons ni les diamètres de perçage, ni la disposition; vous pouvez faire à votre guise ou vous inspirer de nos photos.

La face arrière sera équipée, pour l'instant, d'un passe-fil pour le cordon secteur; mais au fur et à mesure de la réalisation elle sera démontée plusieurs fois, pour être équipée des prises qui deviendront nécessaires selon les options choisies.

Le plus gros problème des réalisations d'amateurs est la « décoration » de la face avant; nous allons donc étudier ci-dessous les différentes méthodes possibles:

- Papier à dessin noir mat et encre de Chine blanche; cette méthode proposée pour la première fois dans notre revue il y

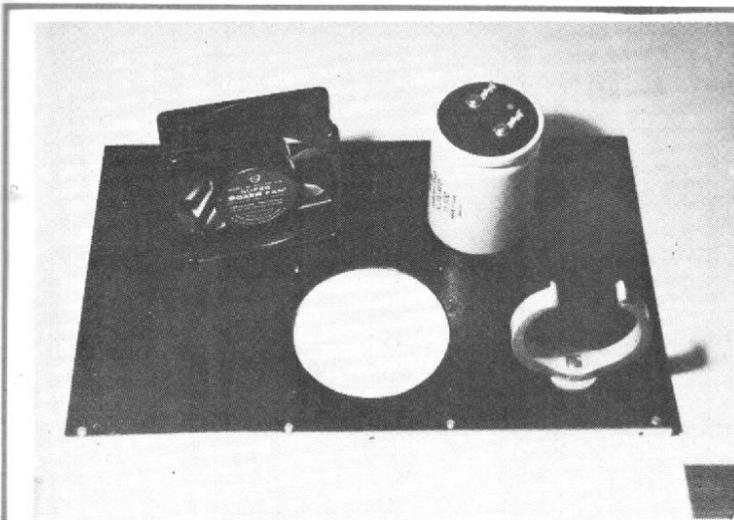


Photo A. - Le blindage interne et ses accessoires, remarquer le collier en plastique de fixation du chimique.

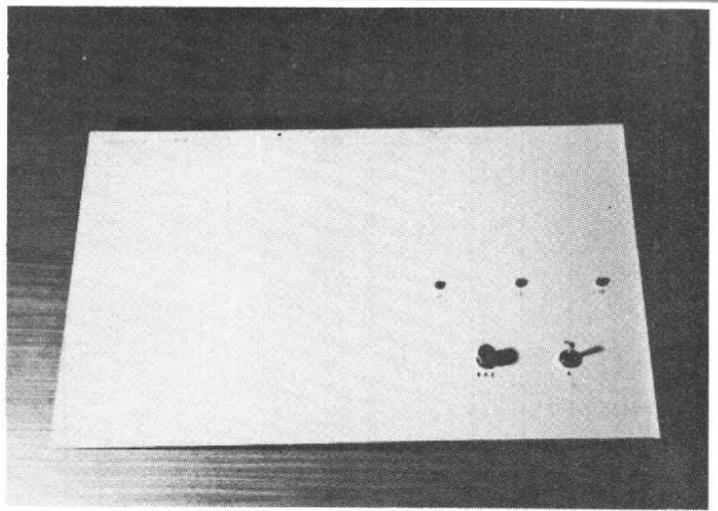


Photo B. - La face avant réalisée selon la méthode de l'adhésif plastique.

a plusieurs années par M. Thobois donne d'excellents résultats; nous vous renvoyons par exemple au Haut-Parleur n° 1623 page 165 où M. Thobois décrit lui-même le principe.

- Système photographique Scotchcal; ce procédé permet d'obtenir un aspect quasiment industriel mais demande un certain équipement; les lecteurs intéressés peuvent se renseigner auprès d'un distributeur de la marque Scotch.

- Système de l'aluminium anodisé et des lettres transfert; nous l'avons déjà utilisé et décrit dans plusieurs de nos articles; voir par exemple le Haut-Parleur n° 1628 page 231 où nous l'expliquons en détail.

- Enfin, un nouveau procédé que nous avons expérimenté pour cette réalisation; l'aspect obtenu est agréable et surtout, avantage considérable, le prix de revient est quasiment nul et le matériel nécessaire disponible partout. Nous allons vous expliquer en quelques lignes ce nouveau système: la face avant est réalisée en alu ordinaire qui peut être rayé ou même sale, cependant il faut éviter les plaques ayant reçu des coups violents; coups qui provoquent des trous dans le métal et qui sont difficiles à masquer. Après perçage des différents trous nécessaire, la plaque est dégraissée avec un produit à récurer quelconque et l'on colle dessus un adhésif plastique uni, de la couleur désirée; une fois les bulles d'air

bien chassées on découpe à l'aide d'un scalpel ou d'un couteau bien aiguisé le contour de la plaque et les différents trous. On peut alors procéder au marquage des inscriptions à l'aide de lettres transfert; en cas d'erreur la pointe d'un couteau suivie d'un coup d'éponge permet de tout arranger. Une fois cette besogne terminée il ne reste plus qu'à pulvériser sur l'ensemble plusieurs couches généreuses, de vernis en bombe (utiliser le vernis préconisé par le fabricant de vos lettres transfert). Si, par la suite, vous désirez changer quelque chose ou si une fausse manœuvre abîme votre face avant, vous n'avez qu'à décoller votre adhésif et à recommencer. Coût de l'opération: quelques francs pour les lettres transfert, le vernis et le morceau d'adhésif; aspect: voir photos...

Les faces latérales sont elles aussi en alu ou dural de 10/10^e et leurs dimensions sont indiquées figure 4. La partie arrière de ces plaques est munie, comme le fond et le dessus, de cornières sur lesquelles prendra appui la face arrière.

Le mini-ordinateur, dans sa version complète, chauffant beaucoup, en particulier au niveau du compartiment alimentation, quelques trous d'aération seront les bienvenus. Il est inutile d'en faire autant que sur les nôtres; en effet, nous avons récupéré les faces latérales à la « casse » et elles étaient déjà ajourées !!

Mis à part la face avant, les différentes plaques constitutives du boîtier pourront être peintes ou recouvertes elles aussi d'une feuille d'adhésif plastique. Avant de procéder à cette opération, nous vous

conseillons de faire un montage « en blanc » du boîtier pour vérifier que tout s'ajuste à peu près; nous vous indiquons un détail à ce sujet: les faces latérales sont fixées après le fond et le dessus par des boulons et des écrous grâce aux différentes cornières tandis que les faces avant et arrière sont vissées grâce à des vis autotaraudeuses (vis Parker) puisque l'intérieur n'est plus accessible lors de leur mise en place.

- C - Boîtiers personnels

Compte tenu des remarques faites en début d'article, nous vous indiquons dans ce chapitre les paramètres à prendre en considération pour réaliser un boîtier à votre « goût »:

- Les cartes imprimées auront toutes les dimensions indiquées figure 5 (les valeurs nous sont imposées et proviennent des multiples du pouce d'où les mesures non décimales !).

- L'alimentation doit être disposée à l'arrière et isolée du reste du montage par une plaque métallique.

- Nous vous rappelons qu'il y a en tout trois alimentations (voir article du mois précédent et ci-après); il vous faut donc tenir compte de la taille de vos transformateurs, de vos radiateurs et du gros chimique de filtrage du + 5 V.

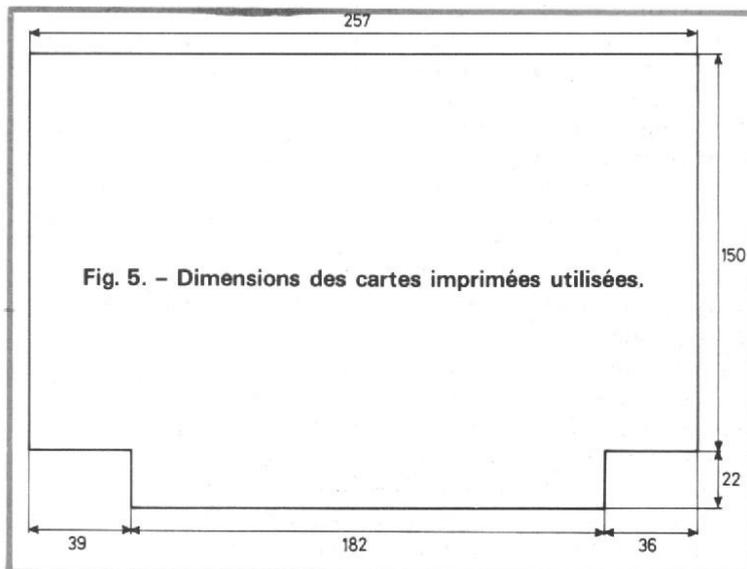


Fig. 5. - Dimensions des cartes imprimées utilisées.

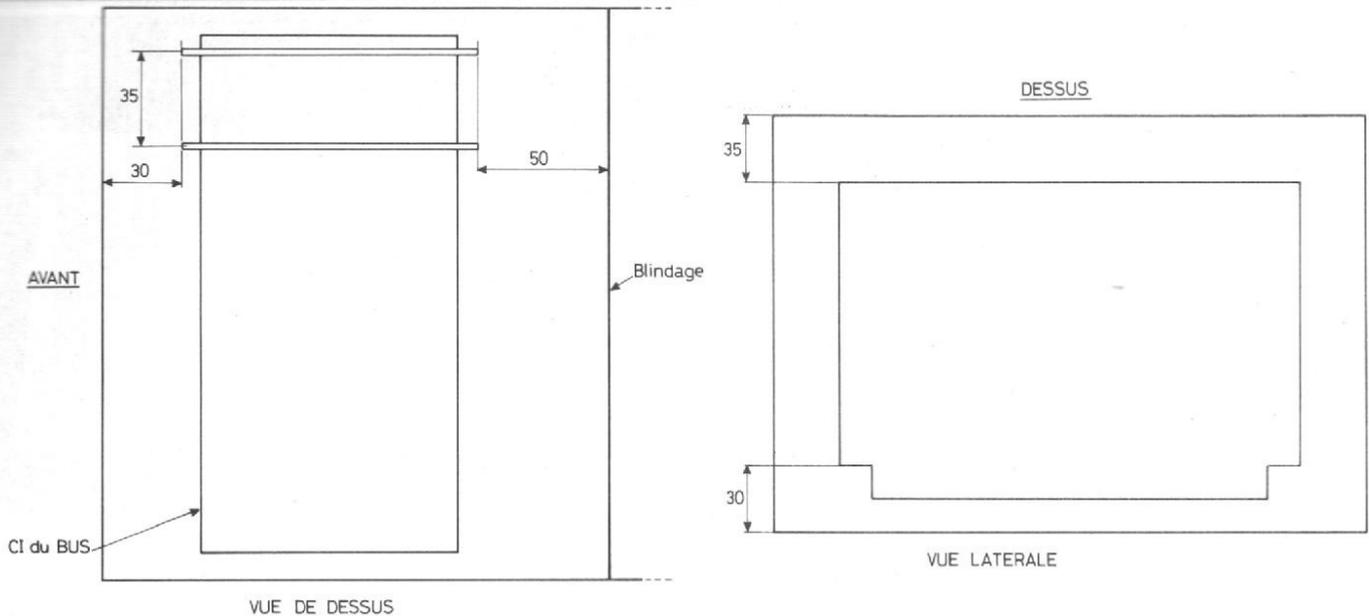


Fig. 6. - Développements minimum à respecter autour des cartes dans le cas d'un boîtier personnel.

- Enfin, la figure 6 vous indique le dégagement minimum à laisser autour des cartes; dégagement dont voici le pourquoi en détail: l'espace entre carte est fixé à 35 mm pour des raisons de taille de certains composants, le dégagement de 30 mm au-dessus des circuits est prévu pour la mise en place de connecteurs assurant les liaisons extérieures (clavier, affichage, mini K7, etc.); l'espace sous les cartes est l'encombrement maximum du connecteur et du circuit imprimé du bus; nous avons laissé un espace entre la face avant et l'ensemble des circuits pour prévoir le montage éventuel d'indicateurs ou afficheurs divers tandis que l'espace entre les cartes et la face arrière est prévu pour la mise en place d'un éventuel ventila-

teur (voir plus loin). Aucune dimension minimum n'est indiquée pour le compartiment alimentation puisque cela dépend de vos composants; cependant nous vous conseillons la lecture de la suite de la description afin de savoir comment organiser vos circuits dans ledit compartiment.

- D - Circuit imprimé de l'alimentation

Il est réalisé en verre époxy pour des raisons de rigidité mécanique car il est monté verticalement dans le boîtier. Il supporte la plupart des composants de la figure 4 du mois précédent à l'exception de

ceux qui sont montés sur radiateurs ou indépendamment:

- les deux transformateurs, les deux régulateurs + et - 12 V, les ballasts, le thyristor, le pont du 5 V, le chimique du 5 V (CF) et les résistances R_{SC} (émetteurs des ballasts).

Son dessin est très simple comme le montre la figure 7; de plus, l'espace entre les composants permet des retouches en fonction de ce que l'on a pu se procurer. Le transistor T_1 (fig. 4) est muni d'un petit radiateur (commerce ou morceau d'alu plié en U), ce qui explique la place laissée libre autour de lui. Il n'est prévu que deux résistances vers R_{sc} (100 Ω , fig. 4 mois dernier); cependant il y a de la place pour en loger une troisième. Selon le pont utilisé, vous

pourrez être amené à retoucher le dessin au niveau des gros chimiques du + et - 12 V. Les deux potentiomètres ajustables (représentés par des rectangles) seront de préférence des modèles de bonne qualité (ne pas oublier que si l'alimentation 5 V fait des folies, certains composants chers risquent d'en souffrir!). Enfin ce circuit est monté sur le fond grâce à deux équerres métalliques dont l'emplacement est figuré en pointillé.

La figure 8 donne toutes les indications utiles pour la mise en place des composants qui sera faite dans l'ordre classique: picots de raccordement, support de CI, résistances, condensateurs, diodes, transistors et circuit intégré. Le résultat est visible sur les photographies.

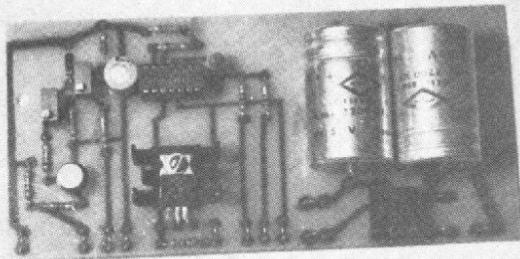


Photo C. - Le circuit imprimé de l'alimentation; le pont + 12 V n'est pas équipé de son radiateur.

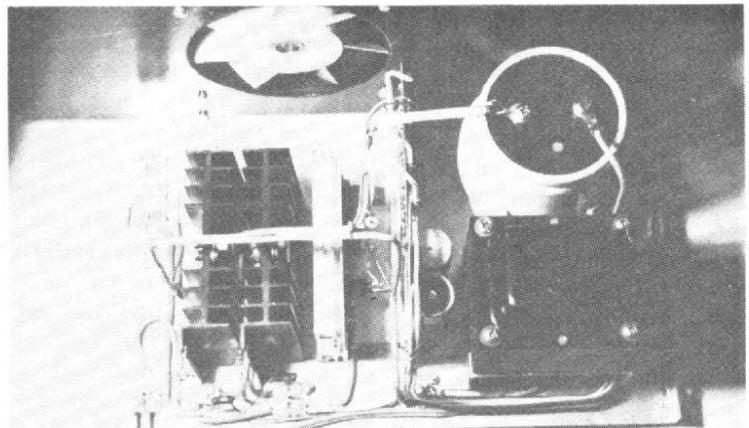


Photo D. - Le compartiment alimentations vu de dessus, du côté du transformateur « ± 12 V ». Remarquer les résistances R_x fixées sur des dominos ainsi que le bornier de sortie (en haut à gauche).

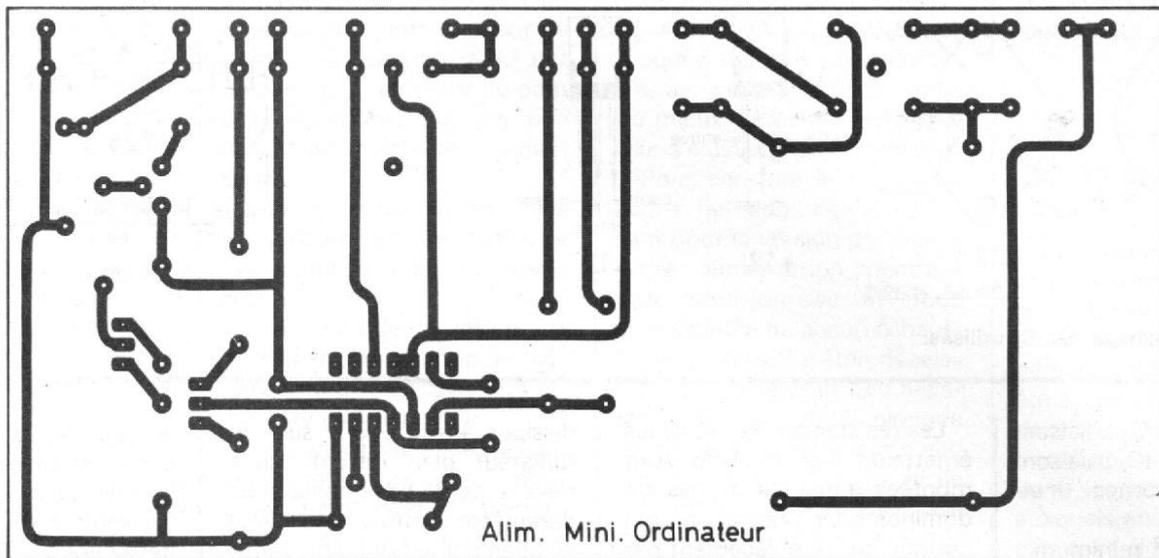


Fig. 7. - Circuit imprimé de l'alimentation (échelle 1).

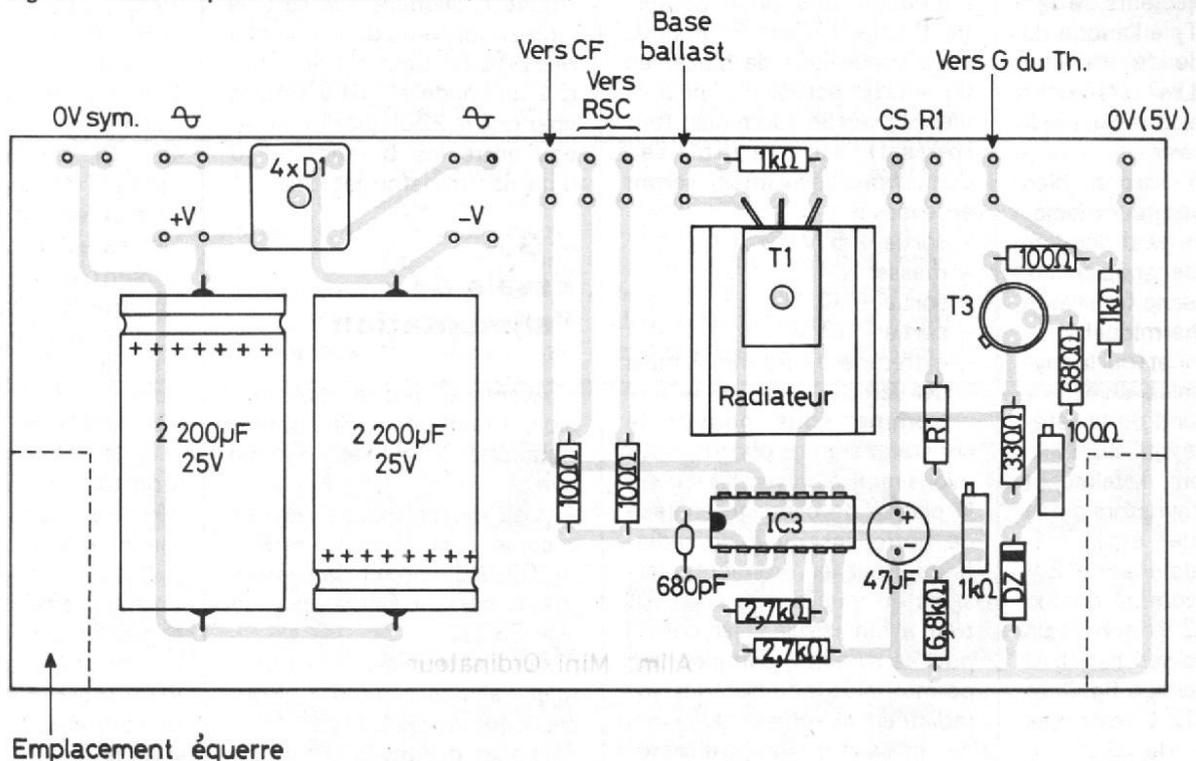


Fig. 8. - Emplacement des composants sur le CI de l'alimentation (les repères sont relatifs à la figure 4 du mois dernier).

- E - Le compartiment alimentation

La disposition des différents éléments est dictée par la logique; comme le montre la figure 2 nous avons un transformateur de chaque côté du boîtier pour des raisons d'équilibre; les radiateurs et le circuit imprimé sont montés verticalement au milieu de l'emplacement libre, tandis que le chimique du + 5 V est monté à côté du transformateur de l'alimentation + et

- 12 V qui, puisqu'étant moins puissant, est plus petit que celui de l'alimentation 5 V. Les radiateurs sont au nombre de trois et, comme le montrent les photos, le premier supporte les deux régulateurs intégrés, le deuxième les deux 2N3055 ballasts et le troisième le pont et le thyristor.

Le condensateur du + 5 V étant assez volumineux, nous l'avons fixé sur la plaque de blindage grâce à un collier en plastique (utilisé habituellement pour fixer les tuyaux le long des murs !).

Pour des raisons de facilité

de câblage des dominos plastique sont vissés de place en place.

Si vous ne montez pas l'alimentation + et - 12 V pour l'instant, prévoyez tout de même son emplacement compte tenu des remarques précédentes et des photos.

- F - Câblage de l'alimentation

Il est simple mais vous n'obtiendrez de bonnes performances qu'en procédant avec

soin. Tous les fils où passeront les 10 A de l'alimentation 5 V devront avoir une section de 2,5 mm² au moins. Les fils où passeront les 1,5 A de l'alimentation + et - 12 V feront 1,5 mm² au moins; les autres sont sans importance. Les différentes masses seront toutes reliées par un fil en un seul et même point du châssis; par exemple une grosse cosse à souder prise sous la vis de fixation d'un transformateur. Nous allons récapituler ci-dessous les liaisons à effectuer en fil de diamètre déterminé:

- section 1,5 mm² minimum:

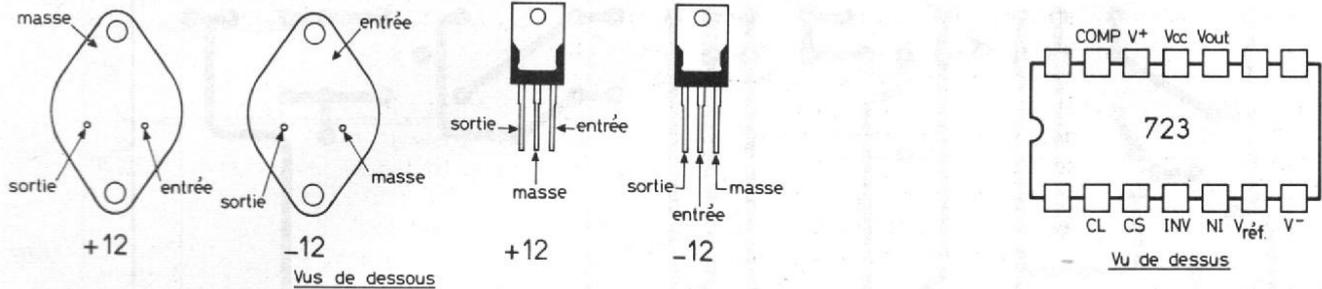


Fig. 9. - Brochage des CI utilisés.

liaison TA1 à $4 \times D_1$; liaison $2200 \mu F$ à IC₁ et IC₂; liaison IC₁ et IC₂ aux bornes + et - 12 V;

- section $2,5 \text{ mm}^2$ minimum: liaison TA2 à $4 \times D_2$; $4 \times D_2$ à CF; CF aux collecteurs de T₂; collecteurs de T₂ à l'anode du thyristor; anode du thyristor borne + 5 V. Les références citées sont celles des figures 3 et 4 du mois dernier.

Les 2N3055 seront, bien sûr, montés avec leurs isolateurs en mica; ces derniers étant enduits de graisse aux silicones si possible (meilleure conductibilité thermique).

Le pont du 5 V et (ou) le thyristor seront isolés si nécessaire; tout dépend de la référence que vous utilisez (certains ponts sont totalement isolés, certains thyristors ont la cathode au boîtier, etc.).

Les régulateurs + et - 12 V seront montés comme suit; le régulateur + 12 V non isolé puisque son boîtier est à la masse (voir brochage fig. 9) et le régulateur - 12 V isolé. Les condensateurs de $0,22 \mu F$ seront montés directement entre leurs pattes.

Les résistances R_{SC} dans les émetteurs des 2N3055 sont montées entre les bornes de dominos (voir photos), ce qui permet leur remplacement par des valeurs plus faibles (augmentation du courant de sortie) très facilement. Enfin nous vous conseillons de placer en un endroit accessible un bornier de sortie (dominos toujours !) sur lequel les connexions suivantes seront amenées :

- sortie + 5 V 10 A
- masse
- sortie + 12 V
- sortie - 12 V
- extrémité de R₁ (fig. 4 mois dernier).

Comme vous pouvez le constater sur nos photos, nous avons monté un ventilateur sur la plaque de blindage en face de notre ensemble de radiateurs. Pour les premières versions du mini-ordinateur c'est tout à fait inutile; par contre pour le système complet cela permet d'économiser sur les radiateurs et sur les transistors de puissance (un transistor pouvant dissiper 5 W sur un radiateur non ventilé peut en

dissiper jusqu'à 30 sur un radiateur bien refroidi, sous réserve de ne pas dépasser un paramètre limite), économie justifiée par le fait qu'un ventilateur comme le nôtre se trouve facilement aux surplus (voir annonceurs de la revue) à bas prix. On peut même prendre un modèle 110 V (moins cher que le 220) que l'on branche entre les bornes 0-110 d'un des transformateurs.

- G - Essais de l'alimentation

Avant de mettre sous tension, il faut trouver les potentiomètres ajustables comme suit :

- $1 \text{ k}\Omega$ de réglage de tension, curseur en direction de R₁
- 100Ω du circuit de protection, curseur en direction de la 330Ω .

Nous allons essayer en premier l'alimentation 5 V. Pour cela débranchez le fil allant à la gâchette du thyristor; reliez par un court-circuit l'extrémité libre de R₁ à la sortie 5 V

(accessible sur le domino de sortie) et placez en sortie de l'alimentation 5 V un voltmètre, mettez sous tension, vous devez lire moins de 5 V; agissez alors sur le potentiomètre de $1 \text{ k}\Omega$ pour amener la sortie à 5 V exactement.

Vérifiez qu'avant les ballasts (aux bornes du chimique par exemple) vous avez au moins 9 V. Si, par extraordinaire, la tension de sortie ne pouvait être amenée à 5 V (dispersion des caractéristiques des composants), agissez sur R₁ compte tenu du fait que :

- si la tension de sortie est trop faible même avec le curseur du $1 \text{ k}\Omega$ complètement vers la $6,8 \text{ k}\Omega$, augmentez R₁;
- si la tension de sortie est trop forte même avec le curseur du $1 \text{ k}\Omega$ du côté de R₁, diminuez R₁.

Court-circuitez la sortie sur un ampèremètre et vérifiez que la formule donnée le mois dernier pour R_{SX} est valable (à $\pm 20\%$ près). Placez à nouveau un voltmètre en sortie et branchez le fil de gâchette du thyristor; deux cas peuvent se produire: le thyristor s'amorce

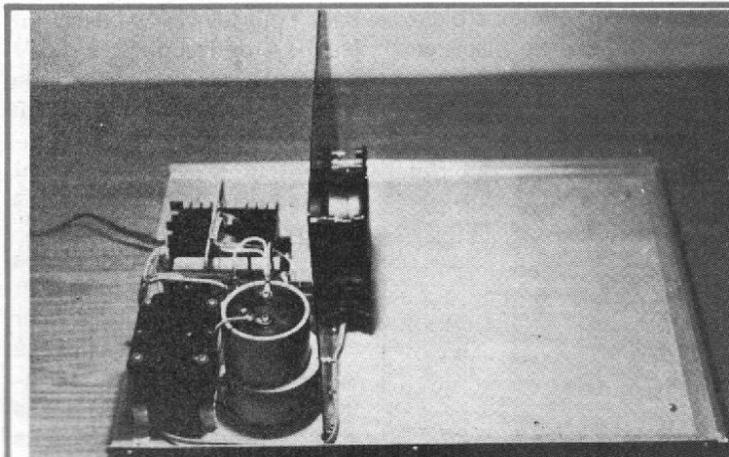


Photo E. - Vue générale du fond; le transformateur du « + 5 V » n'est pas encore mis en place.

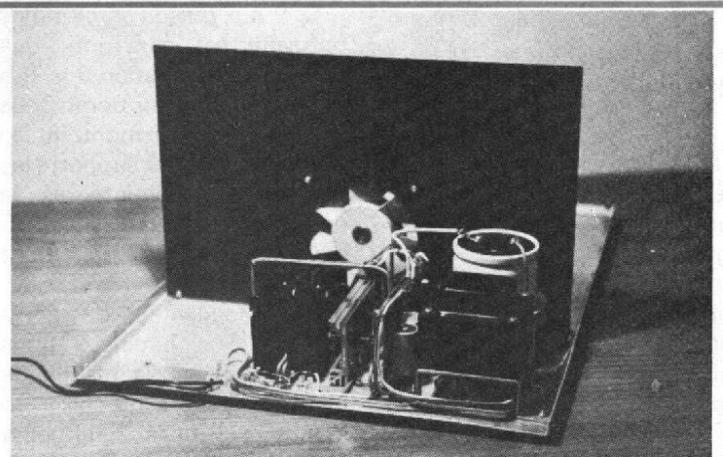


Photo F. - Vue d'ensemble du compartiment alimentations.

et court-circuite la sortie, rien ne se passe. Nous allons examiner le deuxième cas qui est plus vite réglé :

- Tournez doucement le 100Ω jusqu'à ce que le thyristor s'amorce ; à ce moment là revenez un peu en arrière, c'est fini ! Si avec le curseur côté zener le thyristor ne s'est toujours pas amorcé, votre zener a une tension trop forte, changez-la par une du même type (la tolérance sur les tensions zeners est en général de $\pm 20\%$).

- Dans le premier cas (thyristor amorcé) votre zener a une tension trop faible, changez-la par une du même type (même remarque que ci-dessus) ou diminuez légèrement la résistance de 330Ω (mettre 270Ω par exemple).

Remarque importante

Dans tous les cas, quand le thyristor est amorcé, il ne peut être désamorcé qu'en coupant le courant et en attendant que

le chimique de filtrage C soit suffisamment déchargé ; en effet, et nous insistons sur ce point qui, semble-t-il, est méconnu, un thyristor ne peut être désamorcé que par une des deux méthodes ci-dessous :

- annulation du courant dans le circuit anode-cathode (ouverture du circuit par exemple)

- annulation de la tension aux bornes anode-cathode du thyristor (court-circuit anode-cathode par exemple).

Cela étant vu et les essais précédents concluants, nous allons nous livrer à quelques tests supplémentaires. Compte tenu du fait que :

- le $1 \text{ k}\Omega$ règle la tension de sortie

- le 100Ω règle la tension maximum autorisée en sortie (plage de réglage assez faible),

ajustez ces potentiomètres de telle façon que la tension de sortie soit comprise entre $4,8 \text{ V}$ et 5 V et que la coupure de la sortie ait lieu pour $5,15 \text{ V}$ à $5,25 \text{ V}$ au maximum. Avec les composants indiqués sur

les schémas et sans retouche nous avons sur la maquette : $V_s = 5 \text{ V}$; $V_{\text{limite}} = 5,10 \text{ V}$. Bloquez alors les potentiomètres avec une goutte de vernis ou mieux de paraffine fondue (elle s'enlève plus facilement).

Pour conclure le tout nous avons fait débiter 1 A (suffisant pour la version de base) à notre alimentation pendant une demi-journée et nous avons vérifié qu'aucun échauffement excessif n'était décelable. La charge était une résistance de $4,7 \Omega$ 5 W plongée dans une cuvette remplie d'eau (refroidissement !). Lors de ce test vérifiez en particulier que vous n'avez pas un transistor très chaud par rapport à son radiateur, ce qui serait le signe d'un mauvais contact thermique (graisse aux silicones). Si vous n'avez pas bloqué vos potentiomètres vérifiez aussi le seuil d'entrée en action du thyristor (normalement inchangé ou très peu $\pm 2\%$).

Les alimentations $+$ et -12 V sont essayées beaucoup plus vite ; mesurez les deux tensions de sortie. Court-circuitez les sorties l'une après

l'autre sur un ampèremètre et vérifiez que l'on a bien un courant de $1,5$ à 2 A ; c'est tout !

- H - Conclusion

Si vous nous avez suivis, vous avez maintenant terminé la partie la moins passionnante de la réalisation du mini-ordinateur ; nous espérons avoir été assez explicites pour vous permettre de mener à bien ce travail au risque d'avoir un peu lassé les lecteurs chevronnés auxquels nous présentons nos excuses ; il faut que tout le monde s'initie et personne ne possède la science infuse. Le mois prochain nous aborderons une partie beaucoup plus palpitante, d'ici là nous restons à la disposition des lecteurs ayant rencontré des problèmes (écrire à l'auteur à l'adresse de la revue, en joignant une enveloppe timbrée et self-adressée pour la réponse S.V.P.).

(à suivre)

C. TAVERNIER

RÉALISEZ VOS JEUX POUR RÉCEPTEUR T.V. « PATIENCE »

Il ne s'agit pas, hélas, du titre d'un nouveau jeu mais plutôt de la concrétisation d'un nouveau délai infligé par la société General Instrument. Bien que ce délai soit totalement indépendant de notre volonté, nous pensons qu'il est de notre devoir de vous fournir quelques explications sur la politique que semble suivre ce constructeur (pour autant que nous puissions en juger). Le circuit qui aurait dû faire l'objet de l'étude de ce mois-ci ; l'AY-3-8700, permettait la réalisation d'une bataille de tanks. Ce circuit, après avoir été annoncé pour la mi-mars comme nous

vous l'avions laissé pressentir le mois dernier, et pour lequel une feuille de caractéristiques existait déjà, ne verra probablement jamais le jour en Europe. Pourquoi ? mystère ? Toujours est-il qu'il va être remplacé « dans les meilleurs délais » (« sic ») par un circuit plus performant ; circuit réalisant toujours une bataille de tanks.

A quelque chose malheur est bon dit un proverbe, l'introduction de ce nouveau circuit aura lieu conjointement à celle de nouveaux jeux programmables plus simples (et moins chers !) que ceux annoncés dans nos

articles précédents. Les jeux programmables annoncés verront cependant le jour « début 78 » (sic).

Toutes ces informations doivent vous sembler un peu anarchiques et peu sérieuses ; cependant, la responsabilité n'en incombe ni à nous-mêmes qui nous « débattons comme des diables » pour essayer de savoir, ni à l'importateur en France qui nous tient régulièrement informé des rapides évolutions que décide la maison mère de l'autre côté de l'Atlantique.

Nous espérons que vous nous comprendrez et que vous

voudrez bien nous pardonner ce nouveau délai ; de toutes façons nous sommes en liaison constante avec General Instrument France et, dès qu'un nouveau circuit sera réellement disponible sur le marché, vous en trouverez aussitôt une étude et la description d'une réalisation pratique. Notre consolation tient au fait que ce genre de problème n'arrive qu'à ceux qui suivent de très près l'évolution de la technique et nous espérons que vous saurez l'apprécier.

... à suivre...

C. TAVERNIER

N° 1631 - Page 193

MODULATION PAR IMPULSIONS ET CODAGES

LES appareils à haute fidélité : électrophones, magnétophones et chaînes sonores, donnent des résultats remarquables, qui satisfont la plus grande partie des mélomanes. Ils sont dotés de montages de plus en plus ingénieux, égalisateurs et réducteurs de bruits parasites, systèmes de contrôle, sinon de truquage sonore. Les distorsions dues à des causes mécaniques ou électroniques sont réduites à un minimum ; mais, ils peuvent présenter encore des défauts graves, en raison des caractéristiques mêmes des supports de son, qu'il s'agisse de disques ou de bandes magnétiques.

La bande et spécialement la bande étroite présente des caractéristiques magnétiques et électroacoustiques qui ne sont pas linéaires ; l'inscription des signaux sonores à haute fidélité n'a été possible que grâce à des prodiges de compétence technique et d'ingéniosité.

De même le disque moderne vinylique est beaucoup moins fragile que le cylindre primitif en cire d'Edison, ou le disque

en gommelaque 78 tours ; il n'en est pas moins un véritable collecteur de poussière. Malgré toutes les précautions, chaque petit dépôt à la surface d'un sillon détermine au moment de la lecture la production d'un transitoire ou « pop », qui risque de devenir permanent sous la pression de la pointe du style en diamant.

Beaucoup d'amateurs difficiles se plaignent des défauts de pressage, des irrégularités de fabrication, de l'imperfection du conditionnement ; il y a une limite à la réduction de largeur et aux amplitudes d'ondulation des sillons. Un phonocapteur idéal devrait théoriquement pouvoir suivre un sillon aussi réduit qu'une molécule du matériau vinylique du support, qui mesure seulement une fraction de micromètre en largeur ou en épaisseur.

Le remède consiste, sans doute, à améliorer d'abord les systèmes d'enregistrement et de copie des bandes et la fabrication des disques ; il en est ainsi, par exemple, pour les recherches sur la gravure directe sans bande magnétique intermédiaire, solution qui,

pourtant, avait semblé constituer un perfectionnement décisif au moment de son avènement !

Le remède radical, qui doit assurer une solution complète du problème et des possibilités de qualité sonore entièrement nouvelles, consiste cependant à envisager une méthode différente pour inscrire les signaux sonores sur la surface des supports. Il faut remplacer les systèmes de modulation normaux à variation d'amplitude sinon de fréquence par un procédé

digital avec des sons codés numériquement, c'est-à-dire remplacer les ondulations des signaux à variation progressive par des impulsions en tout ou rien (fig. 1 et 4).

Dans les systèmes habituels, l'inscription des pistes sonores s'effectue d'une manière analogique. Les ondulations des sillons sur le disque, les différences d'aimantation tout au long des pistes magnétiques, ou même les variations des parties transparentes ou opaques des pistes sonores opti-

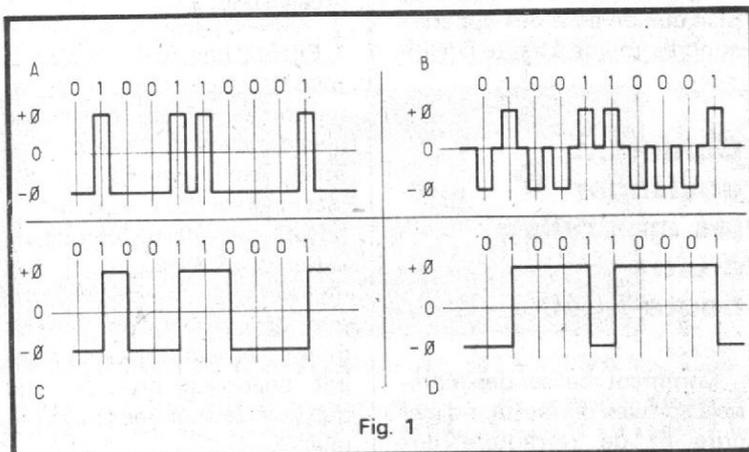


Fig. 1

tournez la page

infra
vous informe

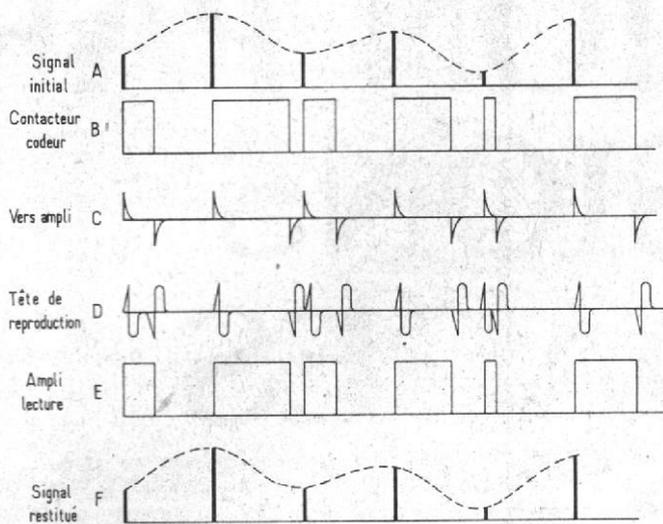


Fig. 2

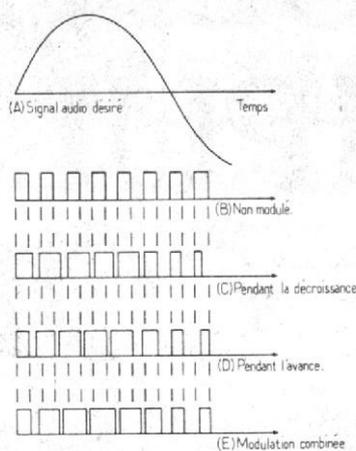


Fig. 3

ques, suivent plus ou moins fidèlement les variations sonores restituées par les haut-parleurs.

Le style en diamant d'un phonocapteur, par exemple, suit les ondulations des sillons et transforme les mouvements en vibrations électriques, dont les variations correspondent aux ondulations du sillon et sont ensuite amplifiées.

Modulation par impulsions et codage digital

« La haute fidélité, disent les spécialistes, va bientôt devenir digitale », et cette formule signale sans doute la plus grande transformation de la reproduction sonore qu'on a pu imaginer depuis l'invention du disque microsillon. Elle doit assurer la production de disques d'une qualité sans comparaison avec celle des disques actuels.

Les techniques digitales sont déjà utilisées pour l'enregistrement magnétique et sont étudiées depuis quelque temps pour les transmissions entre les studios et les émetteurs de radiophonie. Nous avons déjà vu apparaître, tout au moins comme première étape de cette transformation des disques microsillons normaux, mais enregistrés par l'intermédiaire d'une bande magnétique suivant les techniques digitales par impulsions.

Pour mettre complètement en œuvre ces nouvelles techniques, il ne faut pas prévoir seulement des méthodes nouvelles d'inscription des signaux, il faut envisager des amplificateurs de type particulier, et même finalement des haut-parleurs capables d'être actionnés directement par ces nouveaux types de signaux.

La technique digitale est déjà appliquée à la transmission des images télévisées et à la phototélégraphie; mais le problème n'est pas le même que pour le son, et peut-être plus facile à résoudre pour des causes très diverses.

En technique sonore, au lieu d'enregistrer des ondulations semblables aux variations de pression du son initial, comme on le fait par exemple pour les signaux modulés en amplitude, on code ces variations sous forme numérique (revoir fig. 1 et 4).

Considérons, par exemple, un son d'une certaine fréquence. Supposons qu'un appareil de mesure détermine 40 000 fois par seconde les valeurs caractérisant les vibrations sonores; on obtient une suite de nombres qui permettent, inversement, de reconstituer la vibration initiale. Il suffit d'utiliser un générateur électrique produisant à la même fréquence une tension électrique proportionnelle aux nombres mesurés.

Ce procédé constitue le codage digital, c'est-à-dire numérique, de la vibration; au

lieu de transmettre une ondulation on retransmet ainsi une suite de nombres.

Ces nombres sont, eux-mêmes, normalement codés sous forme binaire, c'est-à-dire sous forme d'impulsions tout ou rien, comme dans le télégraphe Morse, mais sans la complication des points et des traits.

Le codage digital d'un son suppose donc que l'on puisse, en principe, produire et utiliser 40 000 fois par seconde 13 ou 14 impulsions, et le montage utilisé correspondant doit pouvoir inscrire ou transmettre 600 000 impulsions par seconde, ce qui est extrêmement élevé.

La bande passante à considérer ne correspond donc plus à celle des enregistrements sonores habituels, dont la fréquence maximale ne dépasse pas environ 20 kHz. Elle est de l'ordre de celle des émissions de télévision et des appareils vidéo, par exemple, des magnétoscopes, beaucoup plus que de celle des appareils sonores, même à haute fidélité.

Comment envisager les appareils à ultra haute-fidélité

Comment réaliser des matériels sonores permettant d'inscrire et de retraduire des

signaux sur une bande passante aussi étendue, et atteignant des fréquences aussi élevées? Il est impossible de conserver les principes adoptés pour les magnétophones ou les électrophones, mais nous avons déjà à notre disposition des appareils déjà conçus et réalisés dans un but analogue, et pour des bandes passantes aussi étendues. Ce sont les magnétoscopes de différents types et les lecteurs de vidéo-disques, dont les emplois pour les usages d'amateurs sont encore malheureusement trop peu fréquents.

Les vidéodisques sont des appareils de lecture des sons et des images de caractéristiques remarquables, dont les possibilités sont nombreuses, mais n'ont pas encore été utilisées d'une manière pratique.

En raison de leur caractère uniquement lecteur, leur diffusion ne peut être envisagée sans programmes correspondants suffisants élaborés malgré les difficultés d'édition de tous genres. Les marchés professionnels spécialisés, l'information, la publicité, l'enseignement, n'offrent pas encore de débouchés très importants en raison de la crise économique.

Cette autre possibilité différente et plus ou moins proche constitue aussi pour le vidéodisque une application pratique nouvelle. Elle permettra, non seulement de reproduire des images animées sur l'écran d'un téléviseur, mais d'assurer une audition musicale dans des conditions de fidélité encore inconnues jusqu'ici et qui semblaient irréalisables.

Encore une fois, dans l'histoire des techniques, un appareil conçu pour une application bien définie serait, en pratique, utilisé pour une autre. La machine sonore à super haute fidélité permettra l'emploi de super-disques-audio; ils ne devraient pas être plus coûteux que des microsillons classiques et les lecteurs ne seraient pas beaucoup plus coûteux que les électrophones de haute qualité.

Les avantages remarquables de la technique digitale

Un super-disque digital permet aussi des auditions téraphoniques avec enregistrement de 4 voies indépendantes; la séparation entre les voies est très supérieure à celle obtenue entre les deux voies stéréophoniques habituelles du microsillon. Mais c'est surtout la qualité du son qui devient très supérieure; la bande passante peut s'étendre de 20 Hz à 20 kHz sans difficulté avec une égalité de reproduction extrême et des différences inférieures à une fraction de décibel.

Le taux de distorsion est abaissé à une valeur extrêmement faible de l'ordre de 0,03 % sur toute la bande passante; l'amélioration du rapport signal/bruit est remarquable, il peut atteindre 85 dB en valeur non pondérée, supérieure même à celle qu'on obtient dans les salles de concert, et dépasse de 20 dB celle des meilleurs appareils analogiques connus.

Les inégalités provenant de variations de rotation du disque, tels que le pleurage et le scintillement, sont totalement éliminées. Un contrôleur à quartz de grande stabilité régularise la fréquence de fonctionnement, tant à l'enregistrement qu'à la reproduction.

Ces disques sont déjà au point dans les laboratoires sous leur forme définitive; ils ne sont pas, sans doute, commercialisables immédiatement. Il faudra attendre quelque deux ans pour les voir apparaître en grand nombre, et utilisés par le grand public.

Il faut d'abord que les diverses firmes qui s'y intéressent se mettent d'accord sur un standard commun, car il ne peut exister simultanément sur le marché plusieurs types de disques incompatibles. Il existe, dès à présent, des variantes étudiées par plusieurs firmes industrielles et des commissions de standardisation devraient être formées.

L'emploi des lecteurs de super-disques exige aussi l'édition d'enregistrements de haute qualité exécutés également par la technique digitale.

Il n'est pas question d'employer des bandes magnétiques habituelles, mêmes professionnelles, pour établir ces disques qui doivent permettre une qualité sonore très supérieure à celle des bandes originales. Il doit y avoir, en fait, autant de différence de qualité entre ces super-disques et les microsillons qu'il y en avait autrefois entre ces derniers et les premiers disques 78 tours à aiguille, sinon à saphir.

Modulation par impulsions et classe D

Les éléments des chaînes sonores habituelles sont prévus pour fonctionner avec des amplificateurs de la « classe A » sinon « B » ou « AB ». Dans les premiers, on utilise un seul transistor de sortie transmettant le courant continuellement; un signal audio est appliqué sur l'étage d'amplification, il fait varier la quantité de courant dans le circuit de sortie suivant la caractéristique de transfert. La puissance dissipée ne varie pratiquement pas avec la puissance fournie et le rendement est faible, inférieur à 20 %.

En classe B, l'étage de sortie comporte deux transistors et un seul transistor est conduc-

teur pendant une 1/2 alternance. Les deux transistors sont utilisés pour reproduire le signal complet; le rendement augmente progressivement avec la puissance fournie. Il peut théoriquement dépasser 70 % à plein régime.

En classe D, et nous en arrivons au système nouveau de signaux à impulsions, les semi-conducteurs sont utilisés en commutation; le signal à amplifier est, en quelque sorte, haché à une fréquence ultrasonore, et reconstitué par des filtres.

Au lieu d'envisager un signal continu et des ondulations modulées en amplitude, on transcrit le message analogique sous forme d'impulsions généralement rectangulaires diversement modulées à la durée constante et amplitude variable, à amplitude constante et à durée variable, à durée très brève et à amplitude constante, et à écart temporel variable (fig. 2 et 3).

Ces systèmes d'amplification fonctionnent, par tout ou rien, et non plus par variation progressive; les transistors ont une dissipation réduite au minimum; car, dès qu'ils passent à l'état conducteur, ils sont saturés sans tension résiduelle à leurs bornes.

Dans ce système à impulsions, le courant et la tension n'agissent pas en même temps, sauf pendant l'augmentation ou l'affaiblissement du signal. Un petit transistor pourrait ainsi assurer des fonctionnements de forte puissance sans s'échauffer; il suffit qu'il

constitue un bon commutateur, et l'on peut utiliser à cet effet des transistors à effet de champ.

L'idée fondamentale de la modulation à impulsions est ainsi le système d'échantillonnage, qui a été présenté dès 1928, et l'utilisation d'impulsions rectangulaires qui peuvent être de durée constante et d'amplitude variable. Mais les impulsions modulées en amplitude, ou PAM, doivent maintenant souvent céder la place aux impulsions codées numériquement dites PCM ou MIC (suivant les sigles anglo-saxons ou français).

Les impulsions modulées en amplitude restent, en effet, sensibles au bruit; ce défaut est supprimé par l'emploi de la quantité numérique traduite en système binaire, c'est-à-dire par la mesure de leur amplitude exprimée par des nombres.

Les premiers appareils à super-haute fidélité

Les premiers appareils d'enregistrement digitaux comportaient toujours une bande magnétique comme intermédiaire d'enregistrement. Une des premières réalisations pratiques a consisté dans la réalisation par Sony d'un adaptateur PCM destiné à être monté sur les nouveaux magnétoscopes à longue durée de cette firme, à deux heures d'enregistrement, du type Betamax, de façon à assurer des possibilités d'enregistrement de de lecture des signaux sonores codés à super-haute fidélité.

Des adaptateurs présentant des caractéristiques analogues ont été réalisés par les compagnies japonaises Victor, Matsushita Electric Industrial Company et Mitsubishi Electric. Cette dernière firme a également présenté un autre système, dans lequel un magnétoscope est combiné avec des montages électroniques réalisés spécialement pour l'enregistrement et la lecture en

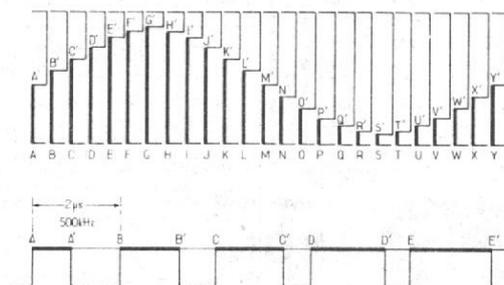


Fig. 4

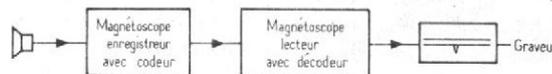


Fig. 5

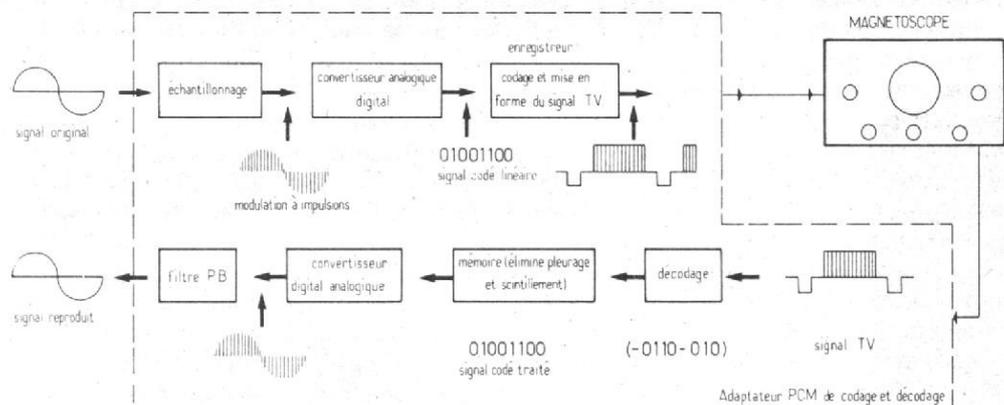


Fig. 6

blindage très étudié est également nécessaire. Les résultats obtenus sont surprenants, en ce qui concerne, en particulier, la suppression de toute distorsion.

Une première solution pratique : le disque PCM

Pour améliorer la qualité des disques, nous avons vu présenter récemment des disques à inscription directe. Ce sont des disques gravés directement dès la prise de son, sans avoir recours à l'intermédiaire de la bande magnétique, qui a constitué pourtant, nous l'avons noté, une méthode remarquable.

Un second perfectionnement des disques, le PCM Denon, présenté par la firme Nippon Columbia, fait encore appel à la bande magnétique, mais avec utilisation d'une nouvelle méthode de modulation par impulsions codées, qui évite les inconvénients possibles du procédé habituel.

Le signal est donc constitué par des impulsions successives de différentes amplitudes. La fréquence de découpage de répétition est de 47,25 kHz, fréquence choisie pour être double de la fréquence audible la plus élevée, c'est-à-dire de 23,5 kHz. On peut ainsi utiliser toutes les amplitudes des fréquences du spectre sonore.

La fréquence de codage est stabilisée par un pilotage au quartz, et l'inscription est réalisée par un magnéscope, suivant le principe que nous avons indiqué au début de cet article, en utilisant une bande magnétique de 5 cm de large défilant à 38 cm/s sur laquelle les signaux sont inscrits par quatre têtes. La dynamique atteint 75 dB au lieu de 65 habituel; le bruit de modulation du magnétophone classique est supprimé (fig. 5).

Le signal digital est lu et décodé pour restituer le signal analogique, mais la gravure est effectuée suivant le procédé habituel, ce qui constitue évidemment un inconvénient et, au mieux, une solution pratique de compromis.

P. HEMARDINQUER

PCM, de façon à constituer un appareil audio-vidéo de la dimensions d'un magnéscope à bande normal.

Des systèmes de lecture de disques expérimentaux distincts des magnétoscopes ont été également présentés par Mitsubishi, Sony et Hitachi. Le fabricant d'appareils sonores Pioneer Electronic Corporation, qui vient d'étudier des vidéodisques, a également envisagé la réalisation des disques sonores en PCM et Matsushita a réalisé également un disque audio en PCM.

En dépit des différentes technologies utilisées, les principes du codage PCM pour les disques et la bande magnétique peuvent être identiques. Les éléments du programme digital peuvent être convertis de l'un à l'autre sans perte de fidélité : les fabricants tels que Sony, ont ainsi présenté en même temps des adaptateurs PCM, et de systèmes à disques PCM.

Mitsubishi a présenté deux appareils à bande et un système à disques, avec un système de code à 12 bits pour les disques, comparé avec un système à 13 bits pour les deux systèmes à bandes. La différence de prix est assez importante.

La différence essentielle entre les méthodes Sony et Mitsubishi concerne le procédé d'enregistrement des informations. Mitsubishi emploie la modulation en fréquence, avec onde porteuse à variation de fréquences. Des informations de redondance sont ajoutées

au code audio pour éviter les erreurs, et l'échantillon est répété pour corriger ces erreurs, de telle sorte que les pertes de synchronisme sont rares.

Sony, d'un autre côté, emploie un enregistrement direct pour les disques semblable à celui qui est utilisé pour les bandes d'instrumentation des ordinateurs. L'inscription est à plus haute densité, mais le synchronisme est plus complexe, car il y a des risques de pertes. Pour la reproduction, ces appareils utilisent un laser, comme les enregistreurs des vidéodisques.

Une fréquence d'échantillonnage d'environ 44 kHz assure une réponse en fréquence à peu près plate à une fraction de décibel près, depuis le courant continu jusqu'à 20 kHz. Le pleurage et le scintillement sont maintenus au-dessous du niveau mesurable; la diaphonie est imperceptible comparée aux 20 à 30 dB des systèmes analogiques.

Les disques ont un pas de 1,6 à 1,7 micromètre entre les pistes en spirale et la vitesse de rotation est de 1800 tours/minute, les lasers sont du type à hélium néon pour Mitsubishi et Sony, tandis qu'Hitachi emploie le laser à semi-conducteur planar.

Le procédé Sony permettrait une densité d'enregistrement plus élevée, combinée avec la réduction de la vitesse du moteur; la durée d'enregistrement serait supérieure à 1 heure, et la vitesse pourrait être réduite de moitié.

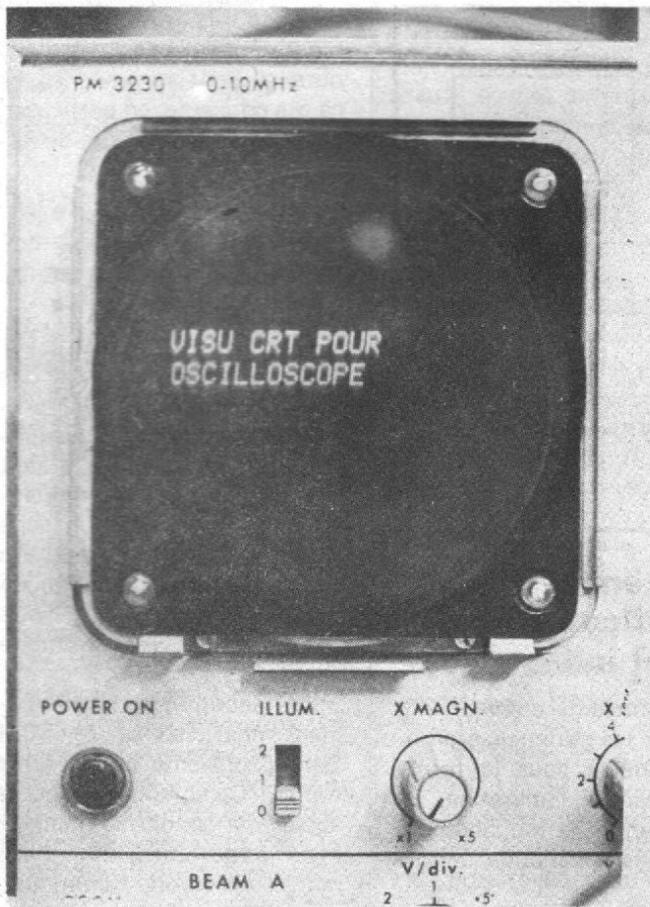
Un premier amplificateur digital industriel

Les fabricants commencent à étudier les matériels à ultra-haute fidélité sous la forme industrielle et l'utilisation, en particulier, de la modulation à impulsions à variation de largeur.

Sony vient ainsi d'établir un amplificateur de puissance ordinaire, d'une puissance très élevée de 320 W par canal, comportant un étage de sortie très sophistiqué, avec contacteur découpant des impulsions électriques toutes les deux micro-secondes, soit à une fréquence de 500 kHz. La durée des impulsions varie suivant les modifications du son, suivant le principe de la modulation PCM; les ondulations des signaux d'entrée produisent ainsi un flux d'impulsions toutes les deux micro-secondes augmentant et diminuant de longueur suivant les variations du signal (fig. 4).

Si ces signaux de sortie étaient transmis directement aux haut-parleurs, ils produiraient un son qui devrait correspondre exactement au son initial, mais avec un niveau amplifié; il est cependant impossible de transmettre directement les impulsions au haut-parleur, parce que le système entier transmettrait des signaux haute-fréquence très puissants et très gênants à 500 kHz.

Le constructeur a donc prévu un filtre efficace pour la restitution et la transmission des signaux analogiques; un



VISUALISATION DE TEXTES SUR TUBE CATHODIQUE

(Suite, voir N^{os} 1629 et 1630)

Le circuit qui réalise l'écriture-mémoire du mot de 6 bits parallèles, envoyé par le clavier, est celui de la figure 27.

A partir de l'instant où une impulsion « H » a été délivrée manuellement, par une action sur le clavier, ce circuit réalise le passage d'une seule impulsion d'échantillonnage « C », en provenance du comparateur « C », à la sortie « S ».

Schéma général de fonctionnement

La figure 28 regroupe toutes les optimisations de fonctionnement. Ainsi, le convertisseur digital-analogique et la dent de scie sont regroupés : T₂ fournit la dent de scie, par une charge à courant constant de C₅, et la remise à zéro, par un inverseur à sortie sur collecteur ouvert 7406, mais, après un étage tampon à gain unitaire matérialisé par un ampli-opérationnel 709 (CI 26), cette dent de scie est mixée avec les signaux digitaux Q_G, Q_F, par un

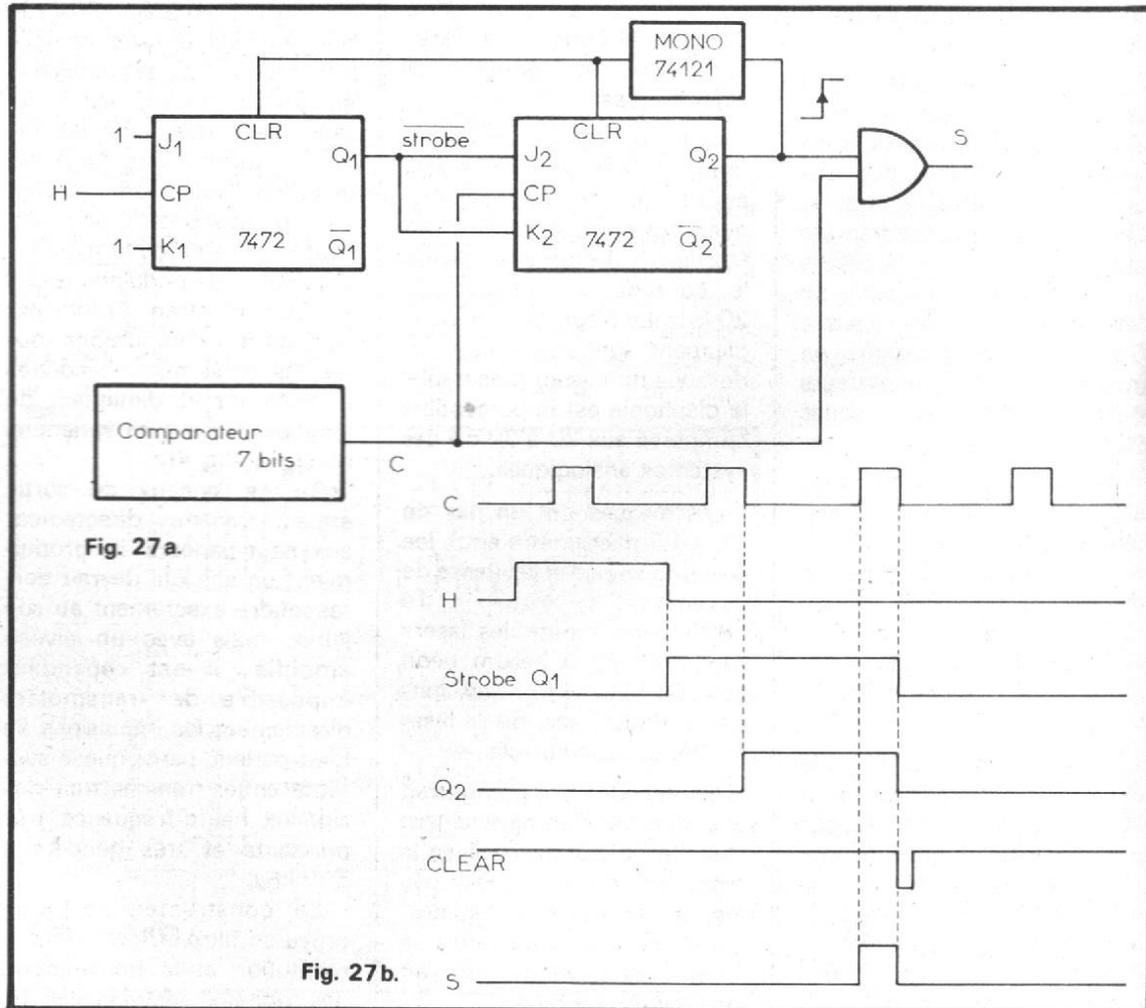


Fig. 27a.

Fig. 27b.

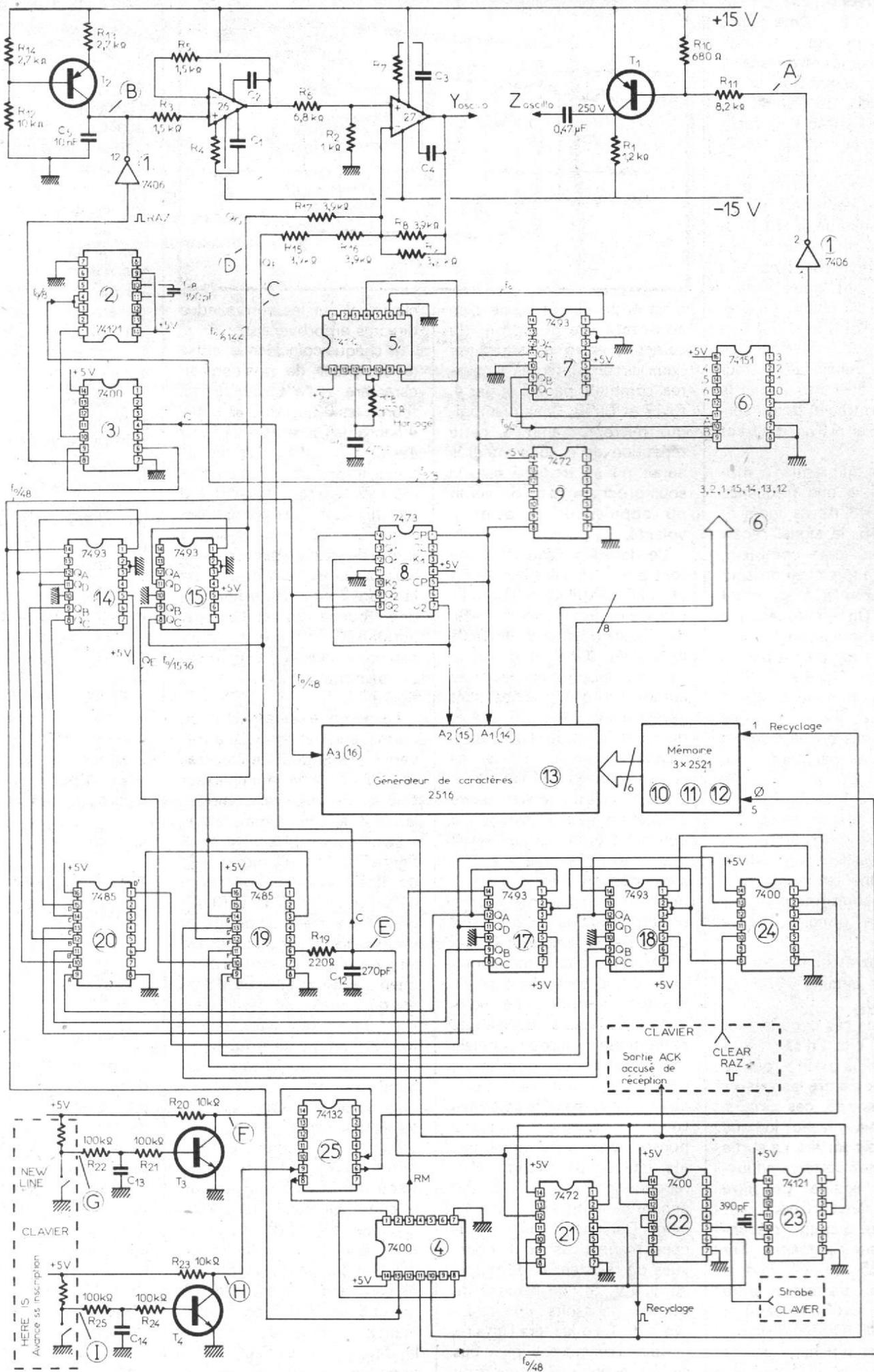


Fig. 28.

deuxième 709 (CI 27). Ce circuit effectue en même temps la conversion digital-analogique et le mixage entre l'escalier obtenu par conversion et les dents de scie. Le résultat est envoyé sur l'entrée Y de fonctionnement normal de l'oscilloscope.

Les entrées Q_2 et Q_3 proviennent du compteur par 32 et par 4, constitué par CI 14 et CI 15. Ces circuits sont tous deux des compteurs binaires à 4 bits. Ils ont deux étages accessibles au choix : un premier diviseur par 2 et son entrée est à la broche 14, sortant en 12 (Q_4). Le deuxième, diviseur par 8, doit être attaqué sur la broche 1 (entrée B) et ses sorties se font en 9 (Q_8), 8 (Q_C) et 11 (Q_D).

L'horloge du premier compteur, CI 14, a une fréquence égale à $f_0/48$. Après une division par 16, le signal repart dans le deuxième compteur, monté cette fois-ci en diviseur par 8, le premier étage étant non utilisé. On remarquera que les deux compteurs en cascade sont parfois remplacés par un « 4040 » en logique CMOS, circuit de comptage binaire à 12 étages et 12 sorties. Ces étages fournissent le nombre de caractères par ligne et le comptage du nombre de lignes, figure 11.

Dans le même temps ils attaquent le comparateur à 7 bits nécessaire à la bonne écriture dans les registres à décalage, conformément au schéma de principe de la figure 25.

Ce comparateur est constitué par les circuits 7585, CI 19 et CI 20.

Chacun de ces circuits peut comparer 4 bits. En cas d'égalité, de « plus petit » ou de « plus grand » entre les valeurs binaires d'entrée, ces circuits émettent un niveau logique haut sur trois sorties. La sortie de la broche 6 correspond justement à l'égalité. Un filtre sommaire, constitué par R_{19} et C_{12} évite le passage d'éventuelles pointes parasites. Sur la figure 25, on voit que la comparaison s'effectue entre le compteur par 32 et par 4 et l'affichage du numéro de case-registre. Cet affichage, sur le schéma-bloc de la figure 26,

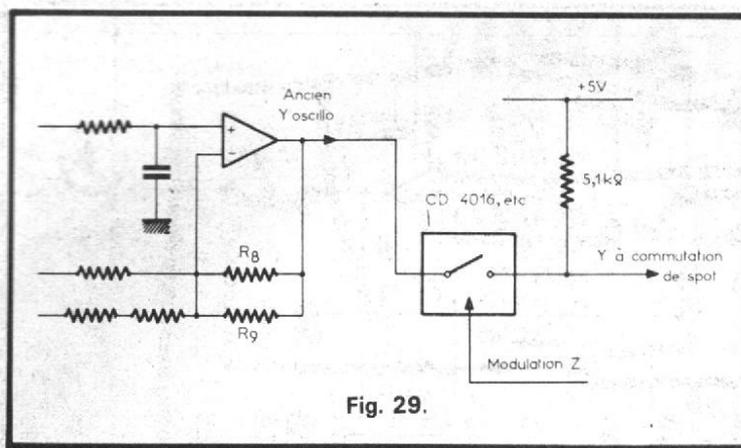


Fig. 29.

n'est autre que la sortie d'un compteur de position du caractère entré, constitué par deux circuits intégrés similaires, comptant par 32 et par 4, CI 17 et CI 18. Dans une logique microprogrammée, cette répétition de circuits intégrés aurait pu se traduire par un sous-programme qu'on aurait pu appeler et rappeler à volonté.

Ce deuxième compteur, en tout point similaire aux CI 19 et CI 20, est piloté par les touches de remise à zéro (CLEAR), de passage à une nouvelle ligne (New Line) et d'avance sans inscription, d'un clavier de commande ces touches sont gérées par CI 24, CI 25, CI 4 et deux circuits anti-rebond, utilisant chacun un filtre passe-bas et un transistor amplificateur. Compte tenu de la partie « visualisation sur téléviseur » qui nous attend, l'exposé serait trop long et ennuyeux si l'on s'attardait sur ces circuits. Il nous faut tout de même remarquer, dès maintenant, que le clavier encodé, que l'on trouve dans le commerce, dispose, d'une part, d'une partie logique, décodée par des microprocesseurs spécialisés et fournissant un code parallèle à l'action sur une touche de « texte » et, d'autre part, il dispose bien souvent de certaines touches (simples boutons poussoirs) qui n'ont même pas été munies de circuits anti-rebondissements, ce qui rend encore plus rapide la manipulation. Dans notre cas, les touches respectives sont pourvues de résistances de rappel au + 5 V. Si l'on dispose de simples poussoirs, une résistance de 1 à 5 kΩ fera l'affaire.

Nous reviendrons plus bas sur les circuits de gestion du

clavier et sur les commandes directes en provenant.

— A chaque coïncidence, entre le compteur de position du caractère et le balayage qui fournit les 32 caractères et les 4 lignes de l'écran (CI-s 17, 18 et CI-s 20, 19, respectivement), il apparaît une impulsion « C » qui servira, d'une part, à la visualisation de l'emplacement, CI 3, CI 1 et au maintien à zéro du train de dents de scie (conformément aux dessins de la figure 26) et, d'autre part, si une touche de clavier est actionnée, à l'entrée d'un caractère dans la mémoire sur le principe décrit par la figure 27.

La mémoire est rafraîchie, en permanence, et envoyée à travers le générateur de caractères CI 13 et le multiplexeur CI 6 sur l'écran, soit en modulation Z, soit en commutation, à l'aide du circuit simple de la figure 29. Elle est constituée de trois doubles registres à décalage CI 10, CI 11 et CI 12, dont les entrées d'horloge et de recyclage sont branchées en parallèle. Les six sorties attaquent l'entrée du code ASCII du générateur de caractères. L'horloge de la mémoire est à $f_0/48$, comme l'indiquent les figures 25, 6, ou 11 et correspond au signal de fin de caractère. Pour en arriver là, un oscillateur pilote 74132, quadruple Nand.Trigger de Schmitt à deux entrées, fournit la fréquence f_0 (CI 5), qui attaque le compteur par 8, un 7493, CI 7. Les sorties de ce compteur servent au multiplexage des huit sorties du générateur de caractères qui est effectué par CI 6, un 74151, conformément au schéma de principe de la figure 11. La sortie du compteur par huit, correspon-

dant au balayage successif des huit bits parallèles de sortie, du générateur de caractères, et à leur envoi, sur la modulation Z, par le commun du multiplexeur, la borne 5, attaque, à son tour, un compteur par 6, obtenu par la mise en cascade d'un compteur par 2 et d'un compteur par 3 respectivement CI 9 et CI 8. Ce compteur sert au balayage des six colonnes du générateur de caractères. Par manque de superficie de papier, les mémoires et le générateur de caractères ne figurent pas explicitement sur le schéma général de la figure 28.

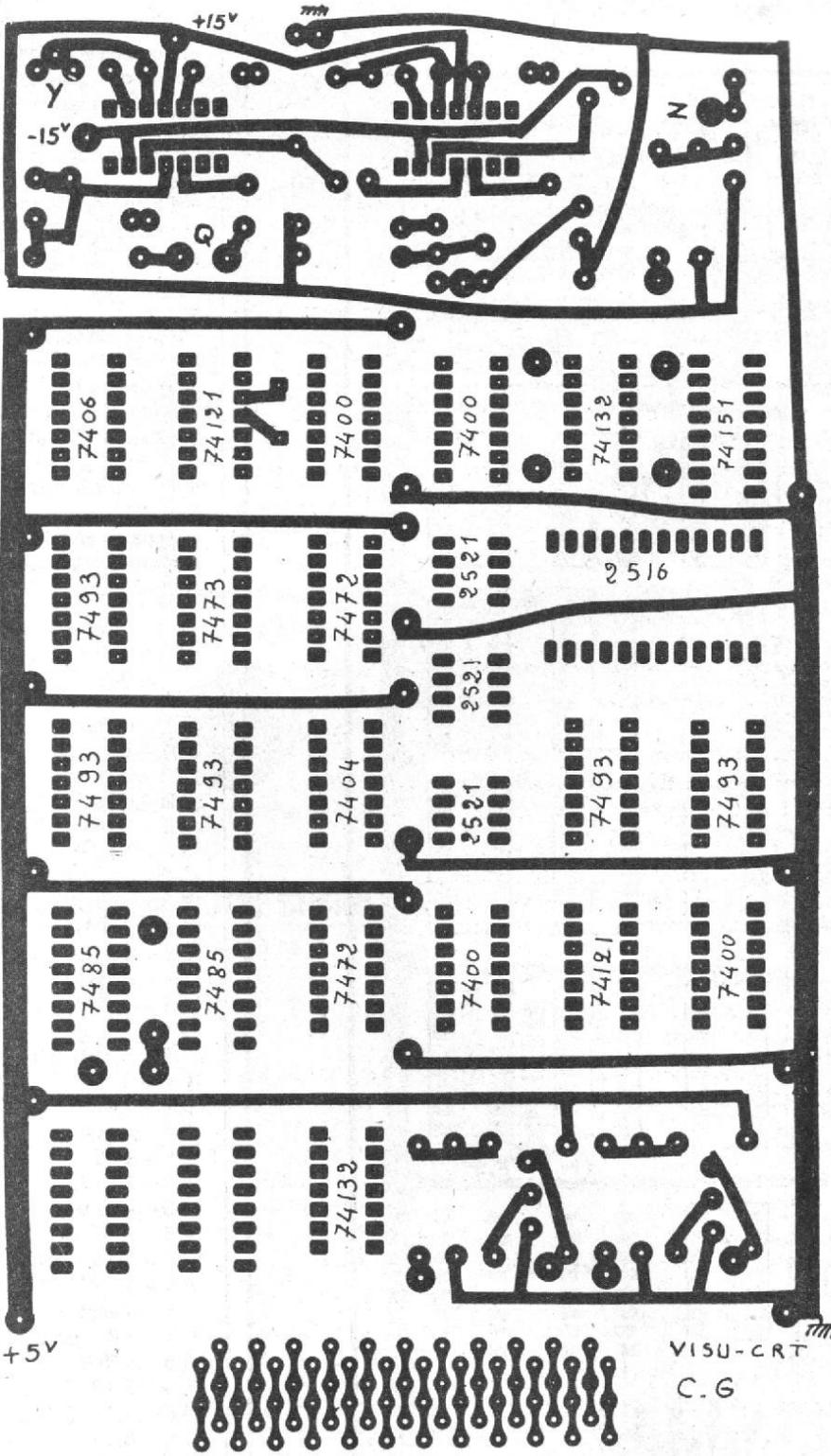
Les circuits de gestion et de rafraîchissement nous ont semblé beaucoup plus importants. Ils permettent l'utilisation de n'importe quel générateur de caractères, à balayage par colonne, et de n'importe quelle mémoire à registres à décalage.

Nous trouverons, néanmoins, une réponse complète à toutes les questions qu'on pourrait éventuellement se poser, dans un plan de wrapping-Claude absolument complet qui a demandé beaucoup plus de peine pour son écriture et pour sa vérification, que pour sa réalisation même. Ce plan occupe la figure 30.

Réalisation pratique

La figure 31 donne le circuit imprimé-simple face à réaliser. Le travail se trouve n'être à ce niveau qu'à moitié terminé.

Conformément au plan d'implantation de la figure 32, les circuits intégrés prendront place sur des supports à Wrapper, placés dans les trous percés pour des supports destinés au circuit imprimé. Attention au sens d'implantation du circuit CI 2. Il est le seul dirigé encoche vers le bas. Pour les composants discrets, aucun conseil spécial, si ce n'est celui d'équivalence universelle des transistors. Si vous êtes allergiques aux BC 200... employez n'importe quel PNP ou NPN de



faible puissance, au silicium, comme le 2N2222 pour les NPN et le 2N2907 pour les PNP. Si ces transistors-métalliques, vous paraissent être trop chers, changez pour des transistors en plastique.

Les CI-s 26 et 27, sont des amplificateurs opérationnels 709, nécessitant chacun deux compensations en fréquence (C₂, R₄, C₁ et C₄, R₇,

C₃). Vous pouvez les remplacer, avantageusement, par des « 741 » ou des bi-fets TL081 CP-Texas.

Même s'ils n'ont que 8 broches, ces derniers pourront prendre place sur le support à condition de faire coïncider leur broche « 1 » à la broche « 3 » du support. Les C₂, R₄, C₁, R₇, C₃ deviendront par la même occasion inutiles.

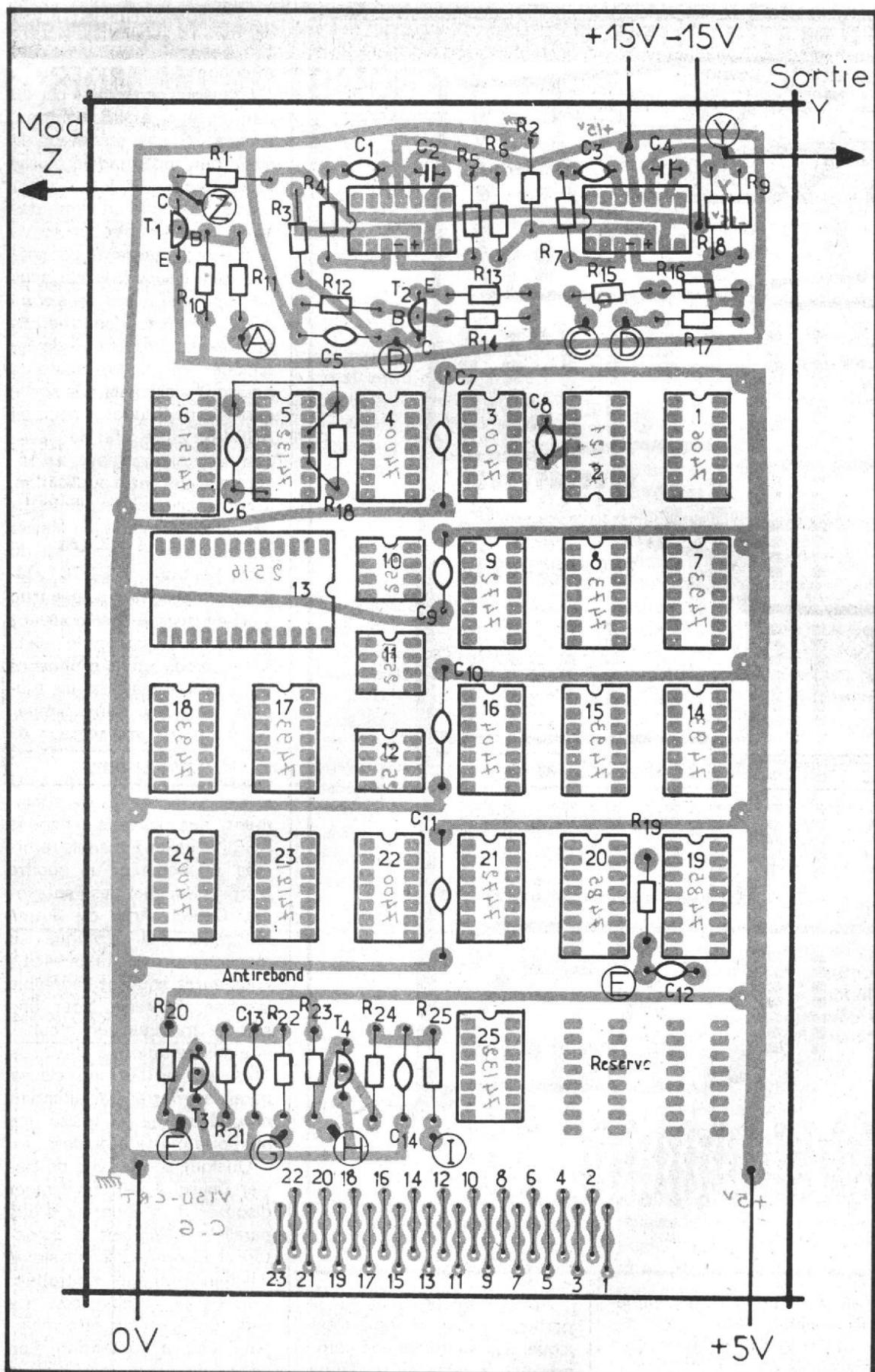
Après avoir procédé, sur la partie en circuit imprimé classique, aux soudures des composants, le reste de la plaque devra être wrappé conformément au plan de la figure 30. Ce plan de wrapping enlève toute incertitude ou tout doute sur le fonctionnement, le brochage de la mémoire et du générateur de caractères ne figurant pas sur le schéma

général ou les liaisons entre telle ou telle autre partie du montage.

La plaque se termine par un connecteur à 23 broches, espacé au pas standard, de sorte que tout modèle puisse lui convenir.

Les tensions d'alimentation* sont multiples : ± 15 V ; ± 5 V et la masse. Le connecteur assure aussi la liaison avec un dispositif qui envoie le code ASCII parallèle. Il peut ne pas être obligatoirement un clavier encodé. Les radio-amateurs pourront y disposer une sortie parallèle de Baudot, traduit en ASCII ou autre, afin de visualiser un texte venant « d'ailleurs ». Dans notre application, le connecteur relie la plaquette, par un câble plat à un clavier pré-encodé. Ce clavier est du type Keytronic 65-0781-04. Il est complet, mais un peu trop « riche » et trop cher pour une application aussi simple que la nôtre. Nous vous proposons deux autres claviers, un modèle Keytronic plus simple, très bon marché, et un modèle ITT fabriqué par Jean Renaud, qui n'est pas encodé. On trouve également des claviers encodés ASCII dans les appareils réformés. En achetant un pupitre d'ordinateur chez des Pentasonic, Ciratel, Acer ou autres magasins d'électronique se manifestant par leur publicité, vous aurez souvent l'agréable surprise d'obtenir, pour une somme modique, un meuble, une alimentation 5 V-10 ou 15 A et, surtout, un clavier pareil au nôtre, parfaitement encodé, même s'il utilise une mémoire morte à diodes.

Quelque soit le type de clavier utilisé, il faut finalement disposer d'un code sur 7 bits parallèle, désignant le caractère et accompagné d'un signal d'échantillonnage « Strobe », validant la combinaison. Ce code doit pouvoir être maintenu jusqu'à l'obtention d'un accusé de réception ACK, de la part du montage, ou pendant un temps suffisamment long pour permettre la prise en compte du caractère envoyé. Les retours à la ligne, avance sans inscription ou remise à zéro devront être matérialisés par des contacts à résistances



- Les tensions d'alimentation sont marquées en clair, la masse également.

- Certains composants discrets et points d'entrée/sortie notés A, B, C... I, ou les sorties vers le connecteur menant au clavier encodé seront également mentionnés en clair.

- Plusieurs connexions seront mentionnées en cascade en prévision de l'emploi éventuel d'une wrappeuse en « bus » genre Vector.

- Après avoir réalisé le circuit imprimé et implanté les supports à wrapper 14 ou 16 broches correspondants, il faut souder, à la base des picots à wrapper, sans salir le reste de la tige, les points d'alimentation et les cosses des composants.

- A partir du premier boîtier on commence la réunion des points comme suit :

- 14,1 - + 5 V
- 1,1 - 5,6
- 2,1 - A (cosse)
- 7,1 - masse
- 12,1 - B
- 13,1 - 8,3
- 7,2 - masse
- 4,2 - 3,2 - 11,7 - 12,9 - 9,6
- 9,2 - 14,2
- 10,2 - C8 - 11,2
- 14,3 - + 5 V
- 4,3 - E (C12)
- 6,3 - 9,3
- 7,3 - masse
- 14,1 - + 5 V
- 13,4 - 16,13
- 11,4 - 5,10 - 5,11 - 5,12
- 10,4 - 1,10 - 1,11 - 1,12 - 8,22
- 8,4 - 1,4
- 7,4 - masse
- 2,4 - 8,25
- 3,4 - 14,17
- 14,5 - + 5 V.
- 12,5 - R18, C6
- 11,5 - 10,5 - R18
- 8,5 - 4,5
- 7,5 - masse
- 6,5 - 1,7 - sortie connecteur
- 16,6 - + 5 V
- 15,6 - 6,13
- 14,6 - 7,13
- 13,6 - 8,13
- 12,6 - 9,13
- 8,6 - 7,6 - 4,6 - masse
- 3,6 - 3,13
- 2,6 - 4,13
- 1,6 - 5,13
- 10,7 - 11,8 - 2,7 - 3,7 - masse
- 9,7 - 11,6
- 8,7 - 10,6
- 5,7 - + 5 V
- 14,8 - 8,8
- 12,8 - 7,8 - 15,13
- 9,8 - 16,13 - 14,14 - sortie connecteur
- 5,8 - 1,8 - 8,9
- 4,8 - 14,9 - + 5 V
- 7,8 - masse
- 8,10 - 8,11 - 8,12 - + 5 V.

de rappel au + 5 V. Dans ces conditions, une touche frappée au clavier produira l'enregistrement - mémoire du code caractère correspondant, qui provoquera, au moment du rafraîchissement, l'apparition

sur l'écran du caractère équivalent contenu dans le générateur de caractères.

André Doris

* Utiliser les plans de la septuple alimentation stabilisée, H.P. n° 1627, p. 310.

Plan de wrapping

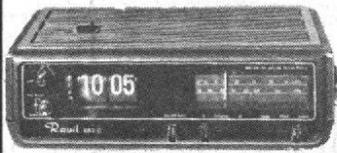
Le premier chiffre indique le numéro de la broche, le second, le numéro de circuit intégré, conformément à la notation du plan d'implantation et de circuit imprimé.

ENCEINTE ACOUSTIQUE

30 WATTS EFF.
3 voies - Bande passante :
30-18000 Hz
Dim. : h. 58, l. 30, p. 21

490 F
Frais d'envoi 45 F LA PAIRE

RADIO-REVEIL « TOP SONIC » PO-GO-FM



Tous les avantages de la technique moderne : chiffres lumineux
Modèle 880 E. Alimentation secteur 220 V.
Prix : **280 F** frais port 20 F

ALIMENTATION SECTEUR

220 - 3 V - 150 mA
220 - 6 V - 300 mA
220 - 7,5 V - 150 mA
220 - 4,8 V - 100 mA

19 F PIECE (frais d'envoi 8 F)

PROMOTION DU MOIS

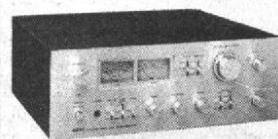


PLATINE TOURNE-DISQUES TECHNICS

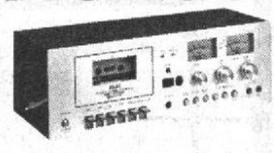
SL 22 850 F
SL 23 990 F
SL 2000 1.090 F
SL 1900 1.359 F
SL 1800 1.549 F

AKAI

AP 100 790 F
AP 003 1.260 F
AP 006 ent. dir. 1.384 F



Pour documentation joindre 2 F en timbres
Frais de port : S.N.C.F.



PLATINE K 7 AKAI

CS 702 D 1.290 F
CS 705 D 1.490 F
CS 707 D 1.590 F
GXC 710 D ... 2.150 F

TECHNICS

RS 600 US 756 F
RS 269 US 900 F
RS 615 US 1.449 F
RS 671 US 2.150 F
RS 676 US 2.850 F

AMPLI AKAI

AM 2200 2x20 W 890 F
AM 2400 2x40 W 1.290 F
AM 2600 2x60 W 1.690 F

AMPLI TECHNICS

SU 7100 2x35 W 1.190 F
SU 7300 2x71 W 1.620 F
SU 8080 2x72 W 3.180 F

BANDES PROFESSIONNELLES

Bandes magnétiques sur bobine professionnelle. Diamètre 270 mm, longueur 1,096 mètres, suivant disponib. dans les marques : Scotch, Sundkraft. Matériel ayant très peu servi en excel. état. La pièce 28 F par 5 27 F, frais d'envoi 10 F, par 10 : 26 F, frais d'envoi 20 F, par 50 : 23 F, frais d'envoi 60 F, par 100 : 20 F, frais d'env. 120 F. Par quantité supérieure nous consulter. Pas d'expédition à l'unité.

HAUT-PARLEUR SPECIAL AUTO DE GRANDE MARQUE ENCASTRABLE

● Puissance 6 Watts - 4 ohms Ø 16 cm
LA PAIRE **69 F** (frais d'envoi 10 F)

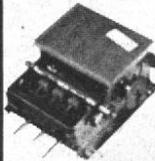
● Puissance 5 Watts - 4 ohms
LA PAIRE **59 F** (frais d'envoi 10 F)

Grille de protection et vis de montage

RADIO CASSETTE

Stereo T.C.R. 808 « SANKEI ». Piles / Secteur - 4 gammes : PO-GO-OC-FM - Puissance : 4.000 mmW. Contrôle Automatique Fréquence. Indicateur des émissions stéréo par LED - Système de lecture avec mémoire - Touche pause - Arrêt automatique en fin de bande (normal ou CRO2) - 2 H.P. de 0,10 cm.
1.390 F frais d'envoi 50 F

EXPLOREZ LES UHF



Prix **195 F** Frais env. 10 F

AMPLIFICATEUR D'ANTENNES

avec le convert. 410-875. Recept. des 3 ch. télé + cert. émiss. spéc. Se raccorde à un récept. FM class. Fonct. en 12 V. 4 touches préréglées et recherche manuelle.
Prix **159 F**
Nous consulter pour d'autres AMPLIFICATEURS D'ANTENNE

Nous composons VOTRE CHAINE en "SUR MESURE" et étudierons tous vos projets - Consultez-nous

7,10 - 12,16
6,10 - 18,13
4,10 - 4,11 - 4,12 - 23,13
3,10 - 16,13
2,10 - 10,16
7,11 - 8,16
6,11 - 19,13
3,11 - 20,13
2,11 - 2,16
7,12 - 6,16
6,12 - 22,13
3,12 - 21,13
2,12 - 4,16
1,13 - 11,13 - masse
24,13 - + 5 V
12,14 - 1,14
11,14 - 1,15 - 13,2 D
10,14 - 2,14 - 3,14 - 10,15
- 2,15 - 3,15 - masse
9,14 - 12,20
8,14 - 13,20
5,14 - 5,15 - + 5 V
11,15 - D - 13,19 - sortie connecteur.
9,15 - 10,19 - sortie connecteur
8,15 - 12,19 - C (R15)
14,16 - + 5 V
13,16 - sortie connecteur
11,16 - sortie connecteur
9,16 - sortie connecteur
7,16 - masse
5,16 - sortie connecteur
3,16 - sortie connecteur
1,16 - sortie connecteur
12,17 - 1,17 - 9,20
11,17 - 1,20
10,17 - 10,18 - masse
9,17 - 11,10

9,18 - 11,19
8,19 - 14,19
1,18 - 3,24
16,19 - 16,20 - 14,21 - 14,22
- 14,23 - 14,24 - + 5 V
8,19 - 8,20 - 7,21 - 7,22
- 7,23 - 7,24 - masse
7,19 - R19, face à E
3,19 - 6,20
15,20 - 11,14
14,20 - 8,17
13,20 - 8,14
12,20 - 9,14
11,20 - 9,17
10,10 - 12,14 - 1,14
9,20 - 12,17 - 1,17
6,20 - 2,19
12,21 - E - 12,22.
10,21 - 4,21 - 6,22
8,21 - 13,22 - 3,23 - 4,23
2,21 - 1,23 - sortie connecteur
14,22 - 14,23 - 14,24 - + 5 V.
11,22 - 10,22
8,22 - 1,12
7,22 - 7,23 - 7,24 - masse
6,22 - 4,21
5,22 - sortie connecteur
11,23 - 390 pF - 10,23
9,23 - 14,23 - + 5 V
1,23 - 14,19 - sortie connecteur
13,24 - 12,18 - 9,19
11,24 - 1,24
10,24 - sortie connecteur
8,24 - 3,17 - 2,17
3,24 - 1,18
2,24 - 6,25
14,25 - + 5 V
9,25 - H

8,17 - 14,20
2,17 - 3,17 - 2,18 - 3,18
5,17 - 5,18
12,18 - 13,24 - 9,19

8,25 - 2,4
7,25 - masse
6,25 - 2,24
5,25 - F

Wrapping	No sortie connecteur	Signification clavier	No broche connecteur Keytronic 65-0781-04
+ 5.....	1.....	+ 5.....	1
Y.....	2 (sortie Y).....		
+ 15.....	3.....		
- 15.....	3.....		
4,12...	5 (-12 V).....		
5,16...	6 (MSB).....	D6.....	P
3,16...	7.....	D5.....	13
1,16...	8.....	D4.....	K
9,16...	9.....	D3.....	10
13,16...	10.....	D2.....	L
11,16...	11 (LSB).....	D1.....	M
12,13...	12 (-5V).....		
13,19...	13 (fo/6144).....		
10,19...	14 (fo/1536).....		
14,14...	15 (fo/48).....		
1,7.....	16 70.....		
1,23...	17 (accusé de réception).....	ACK.....	3
5,22...	18 (échantillonnage caractère).....	STROBE.....	6
l.....	19 (avance ss inscription).....		F
10,24...	20 (RAZ-CLEAR).....		4
G.....	21 (saut de ligne).....		J
masse...	22.....	masse.....	14-15
Z.....	23 (sortie Z).....		
		- 17 V.....	2

Presse technique étrangère

Ohmmètre électronique à lecture directe

VOICI à la figure 1, le schéma d'un ohmmètre proposé par V. Raprakash, dans Electronics vol. 49 n° 23. En raison de sa simplicité, cet ohmmètre ne doit pas être difficile à monter par les expérimentateurs.

L'appareil proposé est à lecture directe sur le milliampèremètre M de 0-1 mA, dont la résistance est de 100Ω , ou inférieure à cette valeur. Dans ce dernier cas on montera en série avec M, une résistance d'appoint complétant à 100Ω , celle du milliampèremètre. On peut voir que l'appareil proposé est très économique, ne nécessitant qu'un seul CI, $\mu A 741$, amplificateur opérationnel monté dans un boîtier à

8 broches ou 8 fils. Les autres composants sont : une diode zener de 3 V, une diode normale au germanium, trois résistances, une de $2,7 k\Omega$, une de $100 k\Omega$ à 1% de tolérance et une de $2,9 k\Omega$. La résistance de valeur inconnue R_x doit être connectée aux bornes de sortie. L'appareil étant alimenté sous 30 V, entre les points 7 et 4 (le + au 7), l'instrument M indiquera la résistance en lecture directe, 1 mA correspondant à $100 k\Omega$. L'échelle étant linéaire, les autres valeurs seront indiquées selon la même correspondance, par exemple $3,6 k\Omega$ correspondant à $0,036$ mA, $40 k\Omega$ correspondant à $0,4$ mA, etc.

Aucune mise au point ne doit être nécessaire, d'après l'auteur de ce montage. La gamme 0-100 $k\Omega$ est déterminée par la valeur de la résistance R_c qui, dans le schéma,

est de $100 k\Omega$, tolérance 1%. Dans tous les cas, la lecture sur M est R_x/R_c . Ainsi, si $R_x = 100 k\Omega$ et $R_c = 100 k\Omega$, la lecture est 1 mA.

Si $R_c = 10 k\Omega$, la lecture pour $R_x = 100 k\Omega$, serait $100/10 = 10$ mA, ce qui permettrait des mesures jusqu'à $R_x \approx 1 M\Omega$.

L'ohmmètre peut être adapté pour plusieurs gammes, en remplaçant R_c par un commutateur mettant en circuit $1 k\Omega$, $10 k\Omega$ ou $100 k\Omega$, comme on l'indique à la figure 2.

Les résistances en série sont de $1 k\Omega$, $9 k\Omega$, $90 k\Omega$.

En position 1, $R_c = 1 k\Omega$ et le milliampèremètre indique 1 k Ω pour 1 mA. En position 2,

$$R_c = 1 + 9 = 10 k\Omega$$

et le milliampèremètre indique $10 k\Omega$ pour 1 mA.

En position 3,

$$R_c = 1 + 9 + 90 = 100 k\Omega$$

et on a $100 k\Omega$ pour 1 mA de déviation totale de M.

Le courant I_c dans R_x est indépendant de la valeur de cette résistance. Le zéro de l'indicateur est obtenu automatiquement lorsque les deux points de branchement de R_x sont court-circuités. Dans ce cas, V_o est égal à 3 V exactement et aucun courant ne passe dans M. Aucun étalonnage n'est nécessaire.

La diode au germanium D_1 limite la tension aux bornes de l'instrument M et le protège des dépassements du courant lorsque aucune résistance n'est connectée aux points de branchement de R_x .

Voici quelques indications utiles concernant l'appareil décrit par V. Raprakash dans Electronics. Cet ohmmètre

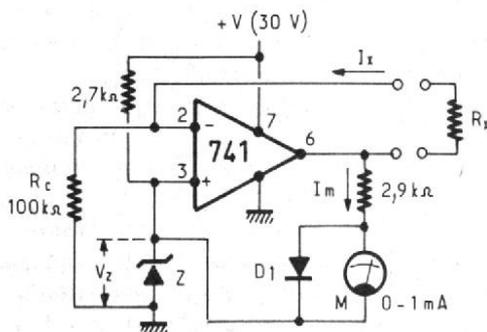


Fig. 1

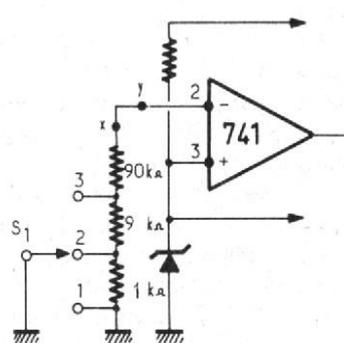


Fig. 2

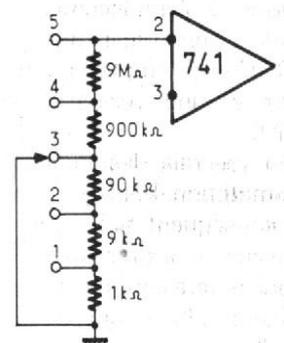


Fig. 3

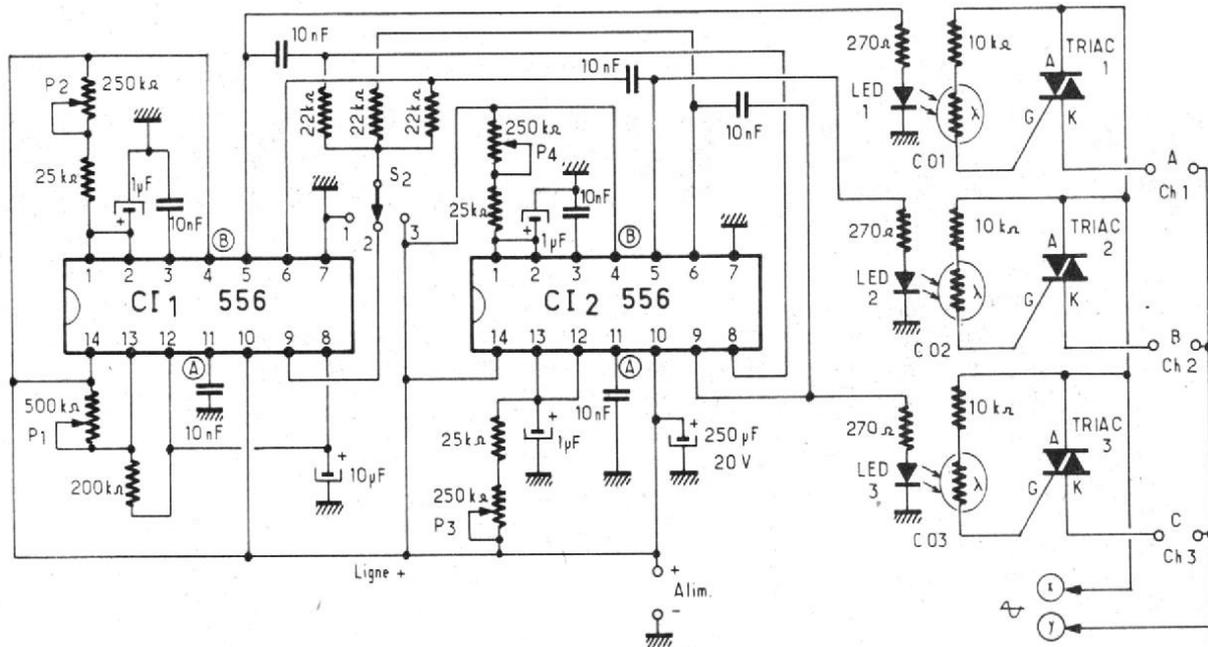


Fig. 4

semble s'adapter mieux à la mesure des résistances élevées qu'à celle des résistances de faible valeur. Dans ces conditions, la première gamme était de 1 k Ω , pour la totalité de l'échelle de l'ohmmètre, on mesurera 100 Ω à la division 0,1 mA, autrement dit 1 k Ω pour 1 mA. Une résistance de 10 Ω ($i = 0,01$ mA) correspondrait à une graduation sur 100 de l'instrument et il serait possible d'apprécier son ordre de grandeur, mais difficile de connaître sa valeur exacte.

Par contre, les mesures des résistances plus élevées que 100 k Ω sont probablement possibles avec cet appareil.

On pourra, par exemple, essayer de prévoir encore deux autres gammes :

- gamme 4 : 0 à 1 M Ω ,
- gamme 5 : 0 à 10 M Ω .

Il suffira alors (voir fig. 2) de monter à l'emplacement au point x une résistance de 900 k Ω et à l'emplacement du point y, une résistance de 9 M Ω .

On créerait des points de commutation 4 et 5 et S₁ sera par conséquent, à 5 positions.

La chaîne des résistances R_c se présentera comme indiqué à la figure 3. En ce qui concerne le milliampèremètre, on préférera un modèle gradué de 0 à 100, 100 correspondant à 1 mA, donc à 1 k Ω en position

1, 10 k Ω en position 2, 100 k Ω en position 3, 1 M Ω en position 4 et 10 M Ω en position 5. Pour une plus grande précision, on pourra prévoir un tableau d'étalonnage ou un cadran spécial établi d'après des mesures.

Une application optoélectronique du 556 (ou 555)

Introduction

L'appareil que nous allons décrire permet d'obtenir des effets lumineux divers avec des lampes d'éclairage multiples commandées par des triacs, ceux-ci étant commandés par des isolateurs optoélectroniques fonctionnant selon une des nombreuses combinaisons possibles offertes par un commutateur à trois positions, plusieurs potentiomètres et, également le choix du nombre des lampes d'éclairage, leur couleur, et leur disposition. Cet appareil a été réalisé par un amateur américain Jim Harvey et a été décrit par Lou Garner dans Popular Electronics de janvier 1978.

A la figure 4, on donne le schéma complet de l'appareil de Jim Harvey. A noter que les

deux 556 peuvent être remplacés par des 555 sans le moindre inconvénient car le CI 556 est composé de deux 555 montés dans un même boîtier avec alimentation commune.

Analyse du schéma

On fera l'analyse du montage en considérant le projet primitif de l'auteur, avec emploi de deux 556. Il sera indiqué plus loin comment remplacer les 556 par des 555. Comme on le voit immédiatement, il y a trois sorties, CH1, CH2 et CH3 qui sont les points de branchement des charges, c'est-à-dire dans le cas présent, des trois lampes ou, de trois groupes de lampes d'éclairage.

Celles-ci sont alimentées par l'intermédiaire des triacs, à partir de l'alternatif 120 V. Dans le cas d'un secteur de 220 V. On trouvera également plus loin la modification à effectuer sur l'alimentation.

Les coupleurs optoélectroniques Co1, Co2 et Co3, ont été établis en montant ensemble une LED et une cellule photo-résistante. Cette combinaison peut dans certains cas dimi-

nuer le prix du coupleur par rapport à celui d'un coupleur monobloc.

Grâce aux coupleurs optoélectroniques, les triacs, connectés au secteur alternatif, avec les lampes, seront parfaitement isolés de l'appareil proprement dit, celui-ci étant alimenté sur continu, par une alimentation convenable. Considérons les 556, on dispose de quatre éléments temporisateurs. Trois d'entre eux sont montés comme des monostables (one-shot). Ils sont reliés entre eux par des réseaux différentiateurs RC de sorte que leur déclenchement s'effectue séquentiellement.

Le temporisateur restant, CI-1A, est monté en multivibrateur astable, c'est-à-dire en générateur oscillant librement. Ce générateur fonctionne à la fréquence f de 1/4 Hz, c'est-à-dire à une période T = 4 secondes = 1/f = 1/0,25.

C'est le signal fourni par CI-1A qui sera appliqué aux monostables pour obtenir des effets spéciaux lumineux. Le mode de fonctionnement choisi est déterminé par la position du commutateur S₂ à trois positions.

En position 1, les trois voies de commande des lampes fonctionnent en même temps, ce qui allume toutes les lampes

à la fois. Dans ce cas, les points de sortie des trois monostables :

- 5 de CI-1
- 9 de CI-2
- 5 de CI-2

sont mis à la masse par l'intermédiaire de résistances de 22 kΩ reliées à S₂.

En position 2, il y a rotation des lumières. Cela signifie que S₂ applique la tension +V_{cc} d'alimentation à un seul monostable. De ce fait, les groupes de lampes s'allument et s'éteignent successivement, d'où l'impression d'une lumière qui tourne.

Les sorties A, B, C, sont commutées dans le sens de la conduction puis de coupure. La troisième position de S₂, dite position alternée permet au multivibrateur astable d'agir sur les éclairages des lampes de manière à ce qu'elles soient éclairées pendant T/2 = 2 secondes et obscures pendant le même temps, et cela avec rotation.

Les potentiomètres P₁ à P₄ permettent le réglage de chacun des quatre temporisateurs.

Partie opto, les triacs et les lampes

On a indiqué plus haut comment on a constitué les coupleurs optoélectroniques. Les triacs doivent être d'un type 6A-200 V.

Pour la réalisation des coupleurs, on effectue l'assemblage des deux éléments, LED et cellule, dans un tube isolant en papier ou plastique comme ceux utilisés pour les pellicules photo. L'intérieur du tube doit être noir mat ou noir.

Alimentation

A la figure 5, on donne le schéma de l'alimentation, lorsque la tension alternative du secteur est de 110 à 120 V. Cette tension est appliquée par l'intermédiaire du commutateur S₁, au primaire P du transformateur d'alimentation TA et également, à la ligne x y d'alimentation des lampes et des triacs.

Le secondaire S de TA doit être établi pour donner 12,6 V, sous 300 mA (ou plus).

Ce secondaire fournit la tension alternative qui est redressée par le pont de quatre diodes. La tension d'alimentation est de l'ordre de 12 V, avec le - à la masse et le + aux points + V_{cc}. Ce sont les points 12 des deux 556. A noter que les points 4 sont également reliés à la ligne positive.

En ce qui concerne les diodes de redressement du pont, on a choisi des modèles de 500 mA, au minimum, avec une tension inverse de 36 V ou un peu plus.

Comme lampe d'éclairage, chaque groupe a été assemblé pour convenir à une tension de 120 V, par exemple, de lampe à incandescence unique ou plusieurs en parallèle. Il existe aussi des lampes pour arbres de Noël, montées en série dont l'ensemble convient pour 120 V. Ces ensembles sont de 7,5 W chacun.

Le filtrage de l'alimentation est simplifié et de ce fait, assuré par un seul condensateur de 250 μF 20 V service, on le voit sur la figure 4 entre les points 10 des deux 556, les points 4 d'une part et la masse d'autre part.

Lorsqu'un groupe de lampes comporte 9 éléments par

exemple, on pourra faire varier leur couleur en adoptant 3 lampes jaunes, trois rouges, trois vertes.

Il est possible de monter les groupes de toutes sortes, de manière, par exemple, à former un cercle ou une étoile ou un triangle.

On pourra aussi mélanger les lampes des trois groupes sans modifier leur branchement pour imaginer toutes sortes de figures lumineuses de couleurs variables.

Alimentation sur 220 V

A la figure 6 on donne le schéma de l'alimentation, modifiée dans le circuit primaire, pour convenir à un secteur de 220 V.

Dans ce cas, le primaire P sera de 220 V avec prise à 110 V comme indiqué sur le schéma.

Rien ne sera changé du côté du secondaire S. Comme précédemment, l'alimentation des triacs et des lampes d'éclairage s'effectuera sous 110 V par l'intermédiaire des branchements indiqués par les points (x) et (y). A noter que y correspond à une borne du secteur de P et x, dans tous les cas, à la prise 110 V.

A la figure 6, on a supposé que le secteur est toujours de 220 V. S₁ sert d'interrupteur, disposé dans le fil reliant une borne du secteur à la prise 220 V du primaire P du transformateur.

A la figure 7, on donne le brochage du 556, un élément A correspondant aux broches 9 à 14 et un élément B correspondant aux broches 1 à 6.

L'alimentation V_{cc} est commune aux deux éléments. Le - et la masse sont au point 7 et le + V_{cc} au point 14. A la figure 8 on donne le brochage d'un 555. On remarquera que tous les points du 555 ont leurs correspondants sur le 556.

Voici au tableau I ci-après la correspondance entre un 556 et deux 555 que nous désignerons par 555 (A) et 555 (B).

TABLEAU I			
Nomenclature	556	555	A 555 B
Décharge	1	7	-
Seuil	2	6	-
Tension de commande	3	5	-
Reset	4	4	-
Sortie	5	3	-
Trigger	6	2	-
Masse	7	1	1
Trigger	8	-	2
Sortie	9	-	3
Reset	10	-	4
Tension de commande	11	-	5
Seuil	12	-	6
Décharge	13	-	7
+ V _{cc}	14	8	8

A noter que les triacs doivent être montés sur radiateurs dissipateurs de chaleur. On adoptera ceux recommandés par leur fabricant.

Pour la mise au point, Jim Harvey recommande de placer S₂ initialement, en position 3 et passer ensuite, si désiré, en positions 2 et 1.

Lorsque S₂ est en position 2, régler les potentiomètres pour

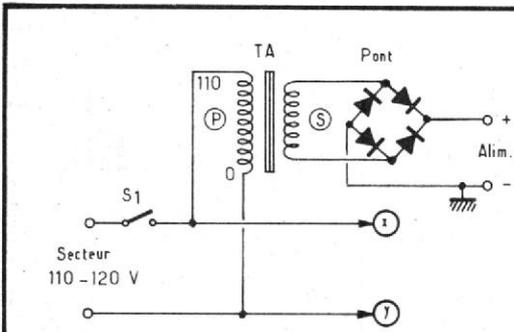


Fig. 5

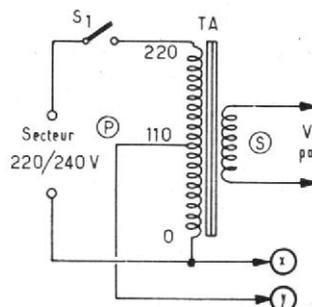


Fig. 6

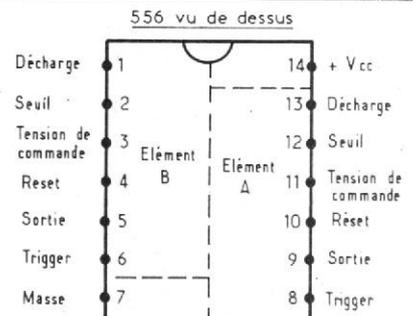


Fig. 7

555 vu de dessus

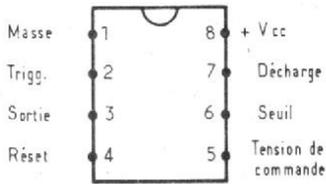


Fig. 8

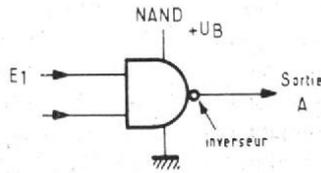


Fig. 9

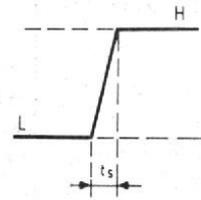


Fig. 10

obtenir les meilleurs résultats et les effets attendus.

Le réglage du potentiomètre P_1 agit sur l'oscillateur et ceux de P_2 , P_3 et P_4 sur les monostables.

A remarquer qu'il n'est pas indiqué dans la description originale, les types des triacs, ceux des six composants optoélectroniques et les diodes de redressement.

Emploi des NAND comme amplificateurs analogiques à large bande

Les nouveaux montages sont toujours intéressants et souvent utiles à connaître, mais il est également intéressant et utile de découvrir des possibilités nouvelles offertes par des composants bien connus à applications définies et classiques. Il en est ainsi des NAND. Ce sont des opérateurs familiers à nos lecteurs, permettant la réalisation de montages digitaux, seuls ou en association avec d'autres opérateurs de la même famille ou

avec des semi-conducteurs de toutes sortes.

Un excellent auteur, Dieter Nührmann a eu l'idée d'expérimenter le NAND 7400 dans d'autres applications que celles connues jusqu'à présent.

Dans *Elo* de janvier 1978, D. Nührmann propose l'emploi du 7400 TTL comme amplificateur analogique à large bande. Voici un compte-rendu de son article.

A la figure 9 on donne le symbole schématique d'un élément NAND, opérateur logique à deux entrées (dans le cas présent) et une sortie. Les entrées sont E_1 et E_2 , la sortie est A. Le petit cercle indique que cet opérateur est inverseur.

On sait que si E_1 et E_2 sont à des niveaux bas ou hauts (respectivement L ou H, ou encore, 0 et 1) la sortie A est au niveau bas ou haut selon la combinaison des niveaux d'entrée et cela comme suit :

Les deux entrées à 0 :
sortie à 1

Les deux entrées à 1 :
sortie à 0

Une à 1 et l'autre à 0 :
sortie à 1,

donc toujours sortie à 1, sauf si les deux entrées sont à 1.

Les NAND TTL doivent être alimentés sous 5 V. Normalement un opérateur NAND passe du niveau L (ou 0) à H (ou 1) très rapidement lorsque les entrées sont modifiées pour obtenir un changement de niveau à la sortie.

A la figure 10 on montre la variation du niveau de sortie de L à H qui se fait en durée t_s secondes. La valeur de t_s est de l'ordre de $5 \text{ ns} = 5 \cdot 10^{-9} \text{ s}$ lorsque une ou deux entrées varie brusquement de niveau pour provoquer le changement de niveau de la sortie.

A la figure 10 on montre la variation du niveau de sortie de L à H qui se fait en durée t_s secondes.

La valeur de t_s est de l'ordre de $5 \text{ ns} = 5 \cdot 10^{-9} \text{ s}$ lorsque une ou deux entrées varient brusquement de niveau pour provoquer le changement de niveau de sortie.

A la figure 11 (A) on donne le brochage du 7400 TTL (dit aussi 400). Ce CI logique contient dans son boîtier à 14 broches, de forme Dual in Line, vu de dessus, quatre opérateurs NAND identiques, à deux entrées et une sortie. Il existe des CI contenant des NAND à plus de deux entrées.

A la figure 11 (B) on donne le schéma d'un opérateur NAND, par exemple celui dont les entrées A et B sont aux points de terminaison (broches) 1 et 2 et la sortie au point 3.

Les essais de D. Nührmann ont été effectués sur un CI de Siemens, mais les CI des autres fabricants peuvent donner généralement les mêmes résultats.

Tous les 7400 ont le brochage indiqué, mais les schémas intérieurs peuvent présenter parfois de légères différences selon les fabricants.

Dans le schéma de la figure 12, le NAND est monté avec ses deux entrées réunies. Il se comporte alors comme un inverseur.

Si le niveau d'entrée U_E passe de 0 à 1, celui de sortie passe de 1 à 0. De même, si U_E passe de 1 à 0, U_A passe de 0 à 1.

L'alimentation est indiquée. Elle est toujours de 5 V, c'est la valeur qui convient le mieux aux TTL de cette série.

Avec le montage de la figure 12, on a essayé de déterminer son comportement comme amplificateur d'un signal sinusoïdal à 5 kHz, comme celui

7400 NAND
Vu de dessus

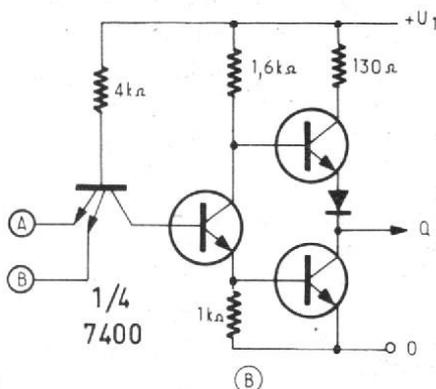
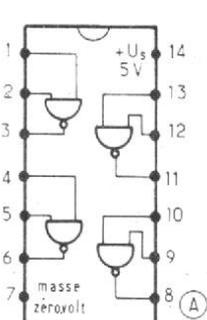


Fig. 11

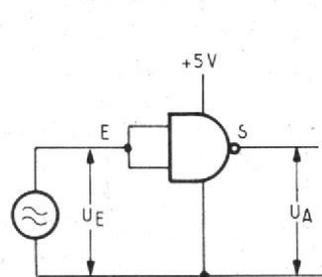


Fig. 12

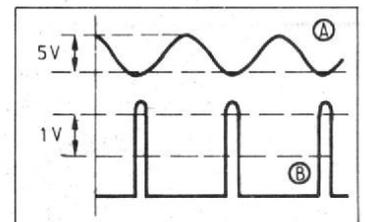


Fig. 13

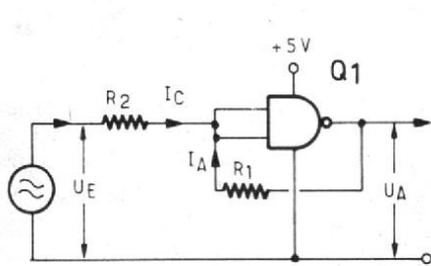


Fig. 14 A

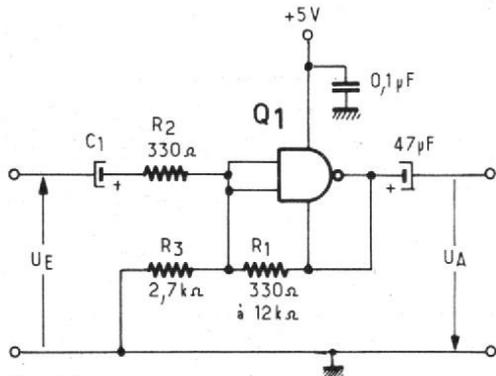


Fig. 14

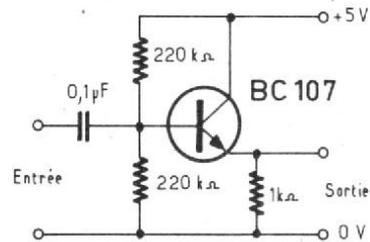


Fig. 16

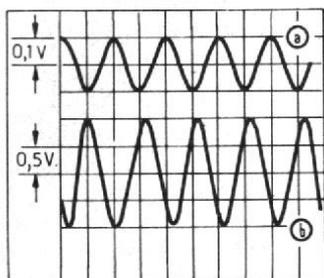


Fig. 15

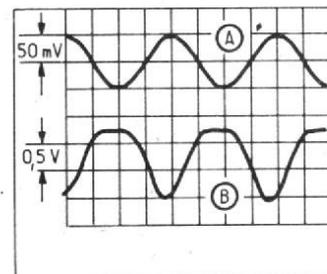
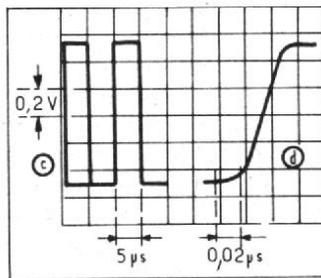


Fig. 17

représenté en (A) figure 13. En (B) de la même figure, on montre le signal obtenu à la sortie qui se caractérise par l'inversion et par une forte modification de sa forme. En effet, en raison de l'amplification non linéaire du NAND, on a obtenu un signal à impulsions positives correspondant aux alternances positives de U_e .

On notera aussi que le signal de sortie est de plus faible amplitude que celui d'entrée.

Le montage linéaire

Dans ces conditions, il a fallu trouver un remède contre ce fonctionnement non linéaire. Il est montré à la figure 14 (A). On a fait appel à la contre-réaction réalisée entre la sortie du NAND et l'entrée, à l'aide de la résistance R_1 . Le gain ne dépend que des valeurs de R_1 et R_2 . En (B) de la même figure, on donne le montage pratique avec les valeurs des éléments et le gain.

R_2 est maintenue constante et égale à 330Ω . En donnant différentes valeurs à R_1 , résistance de contre-réaction, on a obtenu les gains indiqués au tableau II ci-après.

TABLEAU II	
R_1	Gain
330Ω	1
820Ω	2
$3,3 \text{ k}\Omega$	5
$12 \text{ k}\Omega$	10

Il est évident que plus R_1 est élevée, moins il y a de contre-réaction et plus le gain est élevé, moins on atteint le seuil de l'instabilité. D'autre part C_1 doit avoir une valeur suffisante pour la transmission du signal à la fréquence la plus faible, par exemple $C_1 = 100 \mu\text{F}$ pour $f = 30 \text{ Hz}$.

Aux fréquences élevées, le comportement de cet amplificateur a été vérifié en effectuant des mesures. On a obtenu ainsi des oscillogrammes du plus haut intérêt.

Considérons les oscillogrammes de la figure 15.

En (a) le signal d'entrée est sinusoïdal, à $f = 10 \text{ MHz}$ et dont l'amplitude est de $0,2 \text{ V}$ environ ($0,1 \text{ V}$ par division verticale). A la sortie, on a obtenu le signal (b). Le décalage de temps entre les deux signaux est de 20 ns environ.

A la figure 15 (c) on montre un signal d'entrée rectangu-

laire dont la demi-période est de $5 \mu\text{s}$ environ, donc

$$f = 1/10^{-5} = 100\,000 \text{ Hz.}$$

En (d) de la même figure, on montre le signal de sortie avec une échelle dilatée, $0,02 \mu\text{s}$ par division. La montée est du même ordre, donc une valeur faible devant la durée du palier ($T/2$). On a $5/0,02 = 250$ fois donc pas de déformation appréciable, à $f = 100 \text{ kHz}$.

Montage à entrée à haute impédance

L'entrée du montage de la figure 14 (B) étant à faible impédance lorsque $R_2 = 330$, on a étudié un moyen d'obtenir une impédance élevée en disposant à l'entrée un amplificateur à émetteur suiveur comme celui indiqué à la figure 16.

Le transistor utilisé est un BC 107 dont le collecteur est relié directement au $+5 \text{ V}$, la charge d'émetteur étant de $1 \text{ k}\Omega$ plus l'entrée du montage de la figure 14 (B).

Dans le montage BC 107 + NAND, la valeur de R_3 présente une grande impédance.

Le signal de sortie peut être déformé si le signal d'entrée est trop fort, cela est visible à la figure 17. En (A) le signal appliqué à l'entrée est sinusoïdal et son amplitude est de $0,2 \text{ V}$ environ.

En (B) on montre le signal de sortie, inverse et avec des sommets supérieurs (correspondant aux sommets inférieurs du signal d'entrée) aplatis.

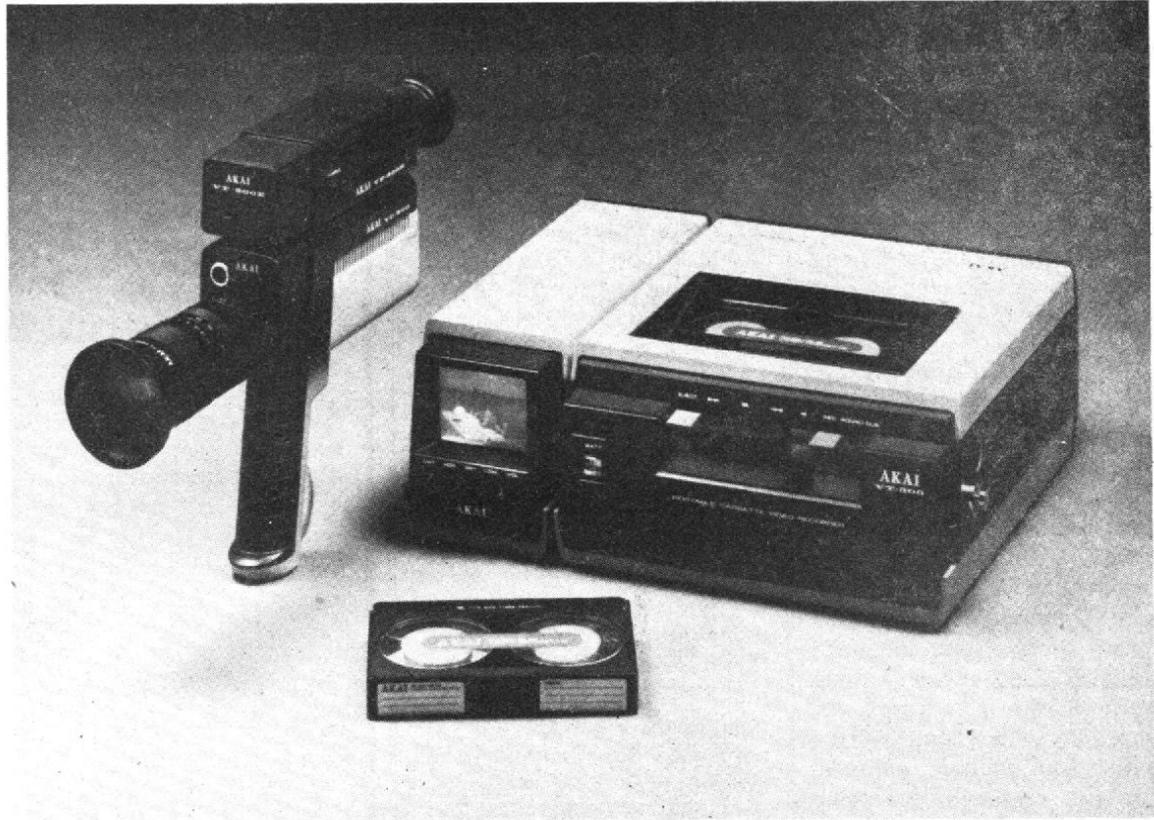
Des essais ont été faits pour améliorer la forme du signal de sortie en essayant différents exemplaires de NAND et diverses valeurs de R_3 , entre $1,8 \text{ k}\Omega$ et $3,3 \text{ k}\Omega$.

La valeur optimum a été $2,7 \text{ k}\Omega$.

Comme le CI 7400 possède quatre éléments NAND, des montages identiques ou différents peuvent être réalisés avec les trois éléments restants, par exemple un mélangeur.

Ce CI est actuellement de prix très avantageux.

LES MAGNETOSCOPES :



ENREGISTREMENT AUDIO ENREGISTREMENT VIDEO

PEU de temps après la deuxième guerre mondiale, les magnétophones ont fait leur apparition sur le marché. Ces nouveaux venus ont d'abord été considérés comme un « gadget ». Les gens ne voyaient pas très bien à quoi pouvait servir un tel appareil, à part le fait de parler devant le micro et d'écouter tout de suite après ce que l'on venait de dire... Mais bien vite, le magnétophone a été reconnu comme un excellent outil de travail. Nous devons être reconnaissants à la firme allemande Grundig (concurrente de Telefunken, propriétaire des premiers brevets) d'avoir popularisé le magnétophone en lançant sur le marché une gamme d'appareils fiables, d'emploi pratique et d'un prix abordable. Quelques années

après, apparaissaient les premiers magnétophones à cassette qui, grâce à l'emploi de transistors, devenaient encore plus faciles d'emploi.

Un phénomène analogue se produit dans le domaine d'enregistrement des images. Pour les professionnels de la télévision, certains enregistreurs vidéo de la marque américaine Ampex sont déjà utilisés depuis longtemps. Mais leur adaptation pour le grand public est trop difficile, vu leur prix très élevé, et leur difficulté d'emploi. Les constructeurs européens, comme Philips, ou japonais comme Sony, Akai... (nous ne pouvons pas tous les nommer !) se sont vivement intéressés à la recherche d'une possibilité pour présenter un système accessible aux amateurs d'enregistrement vidéo.

Il est maintenant possible d'acquérir un magnétophone pour un prix raisonnable, donnant la possibilité d'enregistrer, sur une seule cassette, un film entier. Ceci est un progrès considérable et intéressera, entre autres, le téléspectateur constatant que souvent la télévision présente, le même soir, à la même heure sur deux chaînes différentes, deux films intéressants, tandis que rien ne vaut la peine d'être regardé certains jours, le week-end notamment.

Pour l'amateur ayant le désir de s'initier à cette technique d'enregistrement, beaucoup de questions se posent : les différents procédés sont-ils normalisés ? Comment fonctionne une tête d'enregistrement ? Quelle est l'influence de la largeur de la piste sur la qua-

lité de l'enregistrement ? Quels sont les problèmes posés par la couleur ? Nous nous proposons de vous parler de ces techniques d'enregistrement vidéo et des matériels actuels.

Comment les bandes magnétiques enregistrent-elles des signaux électriques ?

Une bande magnétique se compose d'un ruban en matière plastique sur lequel a été déposée une très mince couche d'un corps magnétique (généralement des cristaux d'oxydes métalliques). On

considère que cette couche métallique est constituée d'une quantité énorme de petits aimants élémentaires appelés « domaines » dont l'aimantation et l'orientation sont déterminées par un champ magnétique extérieur. Dans un matériau non magnétisé, les domaines sont orientés au hasard. Il en résulte un champ magnétique nul ou presque. Si on applique progressivement un champ magnétique, les domaines s'alignent de plus en plus dans une même direction déterminée par le champ extérieur. Autrement dit, la magnétisation d'un matériau donné est fonction du nombre de domaines qui ont été alignés.

La magnétisation d'un corps n'est pas un phénomène progressif linéaire. Elle apparaît comme une suite de « pas », un pas apparaissant chaque fois qu'un groupe de domaines s'aligne. Cet effet, appelé « effet Baskausen », a été longtemps considéré comme étant une cause de bruit parasite. Lorsque plusieurs domaines ont été alignés par une force magnétique extérieure et que cette force est ensuite enlevée, les domaines ne resteront pas tous alignés, mais reviendront à leur position initiale. Ce phénomène, « effet d'hystérésis » dépend de beaucoup de facteurs, principalement de la structure atomique et moléculaire du matériau.

Effet d'hystérésis

C'est ce phénomène qui rend possible l'enregistrement magnétique.

Lorsqu'un corps est magnétisé, puis démagnétisé, puis magnétisé et démagnétisé en sens inverse, il est possible de tracer la courbe du comportement de ce corps sous l'influence d'un champ magnétique extérieur. Cette courbe, dite « d'hystérésis » est souvent représentée, mais peu de gens savent comment elle est tracée et ce qu'elle représente (fig. 1).

Supposons que nous ayons un matériau non magnétisé qui n'est pas soumis à une force

magnétique extérieure. Nous partons donc du point O de la figure 1. Appliquons maintenant une force magnétique extérieure sur ce matériau. Cette force peut provenir d'une tête d'enregistrement ou d'un bobinage traversé par un courant continu. En faisant croître ce courant, il y a création d'un champ magnétique également croissant, variant sur notre figure de O vers la droite, le long de l'axe horizontal. L'axe vertical donne une indication sur la magnétisation du matériau.

Nous voyons que la caractéristique est d'abord coudée, ce qui signifie que le champ extérieur n'est pas assez élevé pour faire pivoter les domaines. La zone linéaire indique que l'alignement de ces domaines se fait maintenant progressivement. Au point a il y a « saturation », ce qui veut dire que la majorité des domaines est maintenant orientée. Si maintenant nous diminuons la force magnétique extérieure (en diminuant le courant continu dans la bobine), la magnétisation, au lieu de revenir à l'origine O, va vers une valeur bien définie (point b). Une certaine quantité de domaines reste alignée et ne revient pas à sa position initiale. Ce point b sur l'axe vertical indique l'aimantation rémanente du matériau (Br).

Si nous voulons annuler ce magnétisme rémanent, il faut appliquer une force magnétique extérieure de sens inverse (variation de O vers la gauche). Il est nécessaire pour cela d'inverser la polarité de la tension continue appliquée à la bobine et d'en augmenter progressivement la valeur. L'aimantation rémanente est neutralisée au point c. Si nous continuons à augmenter le courant continu, nous retrouvons un palier de saturation (point d). La courbe est bouclée si on change encore le sens du courant dans la bobine. Ce cycle d'hystérésis est également obtenu en alimentant la bobine par un signal sinusoïdal. C'est en appliquant ainsi une tension alternative d'amplitude décroissante qu'il est possible de démagnétiser complète-

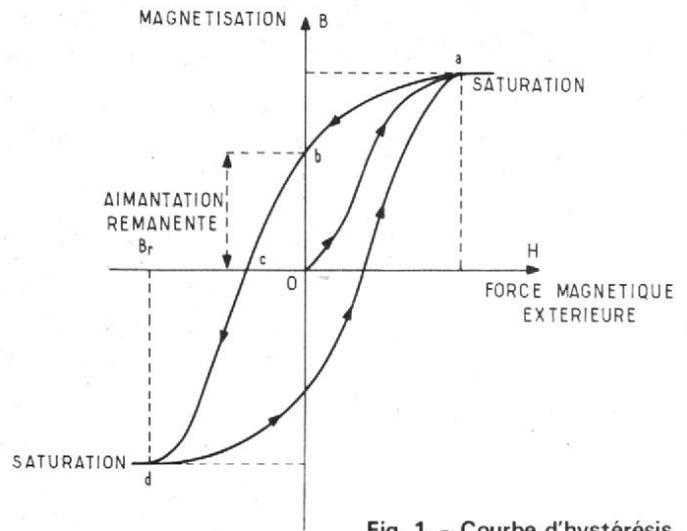


Fig. 1. - Courbe d'hystérésis.

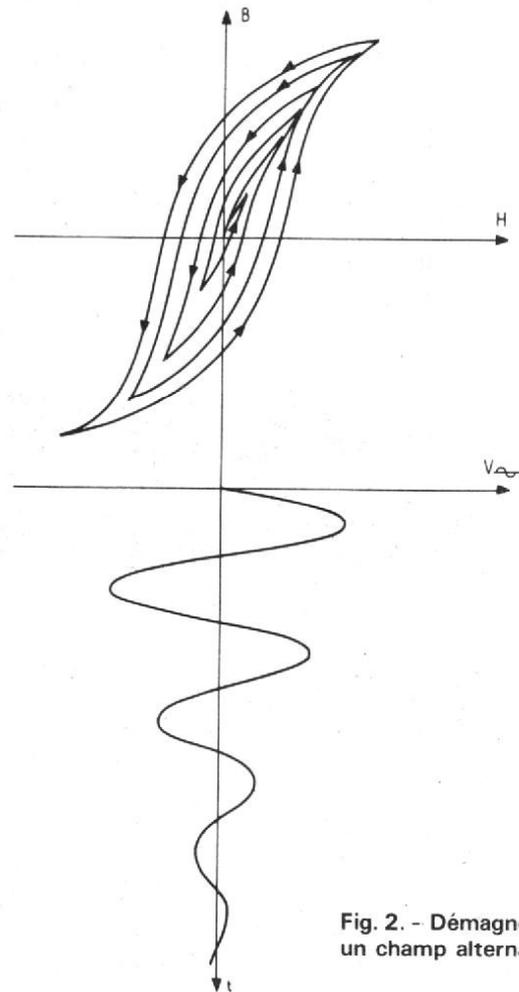


Fig. 2. - Démagnétisation par un champ alternatif.

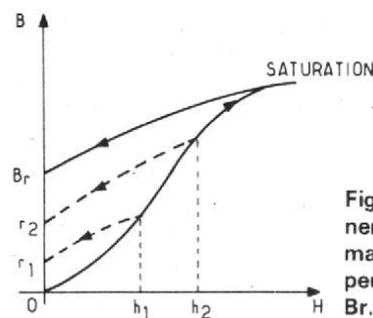


Fig. 3. - L'aimantation rémanente est fonction du champ magnétique extérieur. Elle ne peut pas être plus élevée que Br.

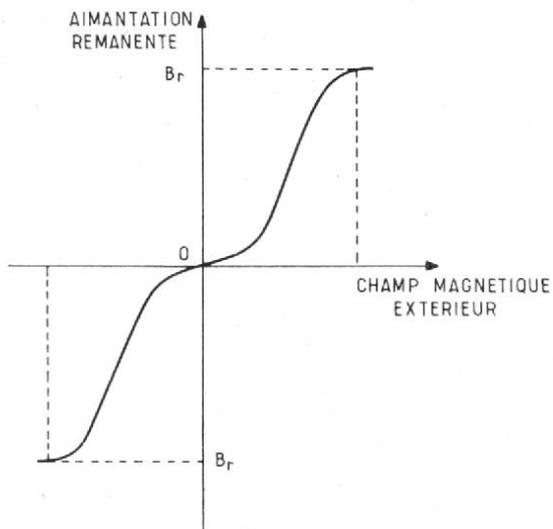


Fig. 4. - Variation de la rémanence en fonction du champ magnétique extérieur.

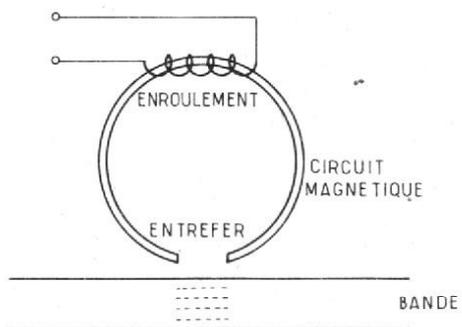


Fig. 5. - Représentation très schématique d'une tête magnétique. Elle se compose d'un enroulement, d'un circuit magnétique et d'un entrefer qu'elle soit utilisée pour l'effacement, l'enregistrement ou la lecture.

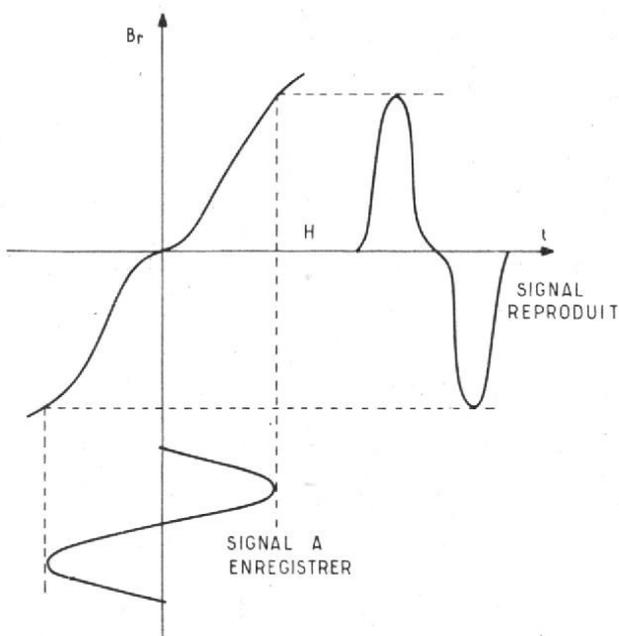


Fig. 6.

ment un corps magnétisé. La magnétisation diminue progressivement jusqu'à zéro (fig. 2).

Remarquons que B_r (fig. 1) est l'aimantation rémanente maximale. Si la force magnétique extérieure est telle que la saturation n'est pas atteinte, on obtient ensuite une rémanence inférieure à B_r . Sur la figure 3, à un champ extérieur égal à h_1 , correspond une rémanence r_1 ; à h_2 correspond r_2 ... Le tracé de la rémanence d'un matériau en fonction d'une force magnétique extérieure est donné sur la figure 4.

On conçoit qu'en faisant varier le courant dans l'enroulement d'une tête d'enregistrement, il est possible d'obtenir la magnétisation d'une bande magnétique. Une représentation très schématique d'une tête magnétique est donnée figure 5. Elle se compose d'un enroulement, d'un circuit magnétique et d'un entrefer, qu'elle soit destinée à l'effacement, à l'enregistrement ou à la lecture. Quelques domaines alignés sont représentés sur la bande, face à l'entrefer.

On s'imagine bien qu'avant d'enregistrer un signal, il est absolument nécessaire que la bande soit débarrassée de toute aimantation parasite ou de toute aimantation provenant d'un enregistrement précédent. Dans le but d'obtenir un résultat correct, il faut que la bande, avant de passer devant la tête d'enregistrement, présente une aimantation nulle: d'où l'emploi d'une tension alternative, comme nous venons de le voir. Cette tension a une fréquence ultrasonique, égale à 4 ou 5 fois la plus haute fréquence à enregistrer.

La figure 6 indique comment on peut moduler la bande magnétique. Cette méthode consiste à appliquer le signal à enregistrer directement aux bornes de l'enroulement de la tête. Le manque de linéarité de la caractéristique B_r/H entraîne une distorsion considérable du signal.

Une autre méthode consiste à mélanger un signal HF au signal à enregistrer. Ce procédé améliore dans de grandes

proportions la qualité de l'enregistrement. La tension haute-fréquence, appelée « polarisation HF » a une amplitude constante, sa fréquence est ultra-sonore (25 à 100 kHz). Les deux tensions sont additionnées et donnent un signal comme celui représenté sur la figure 7. A la reproduction, le signal est la somme des enveloppes positives et négatives.

En conclusion de ce que nous venons de voir, la figure 8 donne le schéma synoptique très simplifié de la partie électronique d'un magnétophone. Par un jeu de commutations, il est possible d'utiliser la même tête pour l'enregistrement et la lecture.

Bande passante des têtes magnétiques

Considérons une tête d'enregistrement; son utilité n'est pas seulement la production d'un champ magnétique variable, mais aussi l'application de ce champ à la bande magnétique. Ceci signifie que la tête doit être bien en contact avec la bande.

D'autre part, l'espace entre les pôles, l'entrefer, doit être très faible, et le frottement ne doit pas user la bande. Il y a une certaine analogie entre l'enregistrement et l'écriture effectuée avec une plume. Avec une grosse plume, il n'est pas possible d'écrire de petits caractères. Avec un gros entrefer, il n'est pas possible d'enregistrer des fréquences élevées. Pendant longtemps, le problème a été de réduire les dimensions de l'entrefer.

Notons que le champ magnétique peut être appliqué à la bande

- soit perpendiculairement
- soit transversalement
- soit longitudinalement.

Quelle que soit la technique employée, la tête d'enregistrement produit dans son entrefer un flux magnétique proportionnel au courant traversant le bobinage de la tête. Lorsque la tête est utilisée pour la lecture, la tension aux bornes de ce bobinage n'est pas proportionnelle au flux rémanent de la

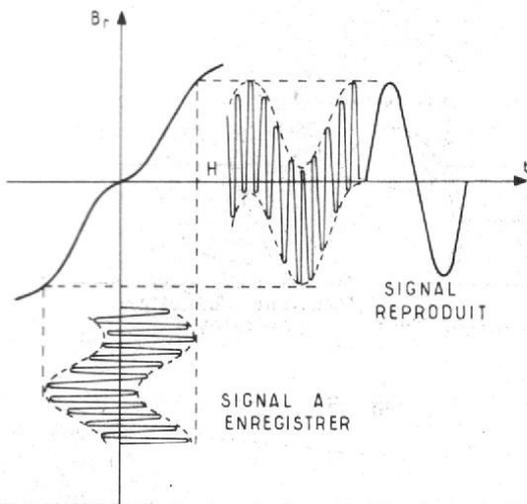


Fig. 7. - Utilisation d'une polarisation H.F.

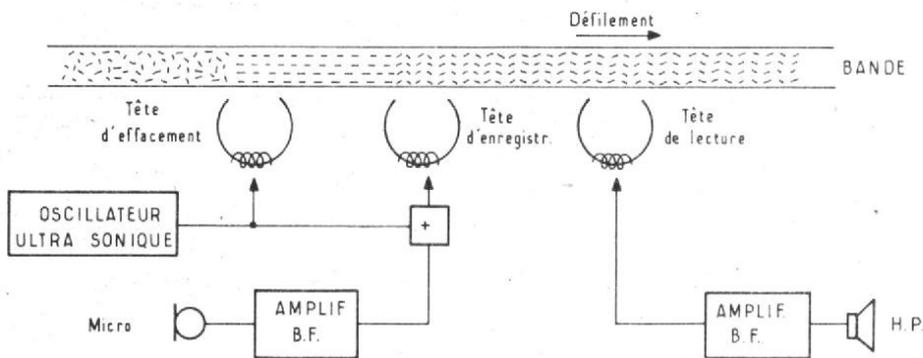


Fig. 8. - Schéma synoptique très simplifié de la partie électronique d'un magnétophone.

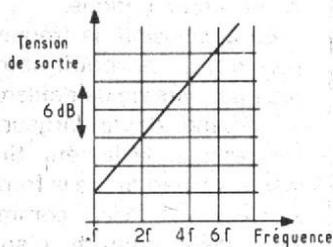


Fig. 9. - La tension de sortie augmente de 6 décibels par octave.

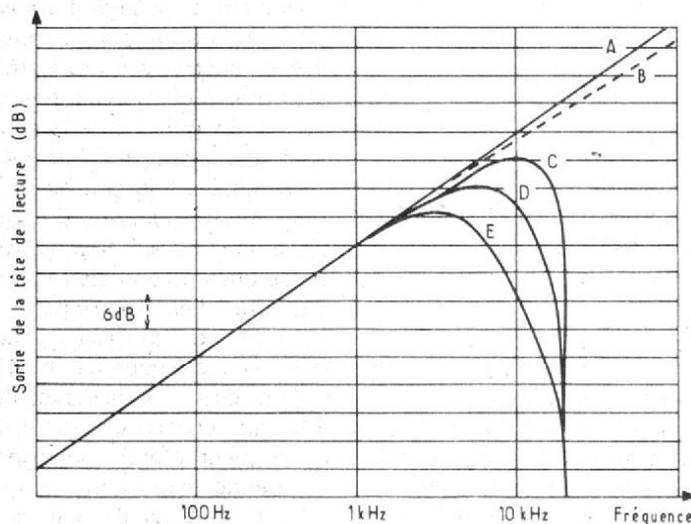


Fig. 10. - Courbe de réponse de la tête de la lecture.

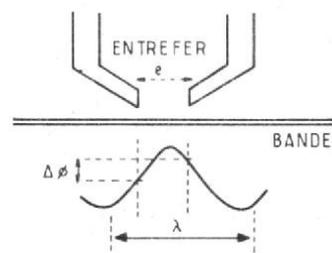


Fig. 11. - Variation du flux $\Delta\phi$ aux bornes des armatures, elle est nulle si $e = \lambda$.

bande, mais elle est proportionnelle à la variation de ce flux (loi de Lenz).

En d'autres termes, la tension recueillie aux bornes de l'enroulement est d'autant plus élevée que le flux rémanent est grand et que la fréquence du signal enregistré est élevée. Si on considère des signaux sinusoïdaux enregistrés de même amplitude, la tension de sortie de la tête est d'autant plus élevée que la fréquence augmente. Ainsi, chaque fois que la fréquence double, il en résulte une tension de valeur double. On dit que la sortie augmente « au taux de 6 décibels par octave » (fig. 9). Pour les fréquences très basses, la tension de sortie est très faible. Celle-ci est nulle en continu

(fréquence zéro). Souvenons-nous qu'en télévision, il est indispensable de transmettre, sinon la composante continue, tout au moins les très basses fréquences.

La courbe de la figure 9 pourrait nous laisser croire que, si il y a des problèmes pour les fréquences très basses, tout va pour le mieux aux fréquences élevées. Il n'en est rien, hélas, car en télévision la bande passante monte pratiquement jusqu'à 6 MHz.

Dans un amplificateur, les limites de la bande passante sont déterminées facilement par les caractéristiques des composants utilisés, ainsi que par les montages de ceux-ci dans les circuits. Mais dans un système d'enregistrement

magnétique, les facteurs affectant la réponse en fréquence sont plus compliqués. D'abord parce que des composants magnétiques entrent en ligne de compte, et qu'il faut considérer certains phénomènes comme l'hystérésis et la loi de Lenz... D'autres problèmes apparaissent, la vitesse de défilement de la bande en particulier.

Enfin de nous rendre compte de ces difficultés, imaginons un ensemble comprenant une tête d'enregistrement, une bande et une tête de lecture. La tête d'enregistrement est alimentée par un générateur fournissant un courant constant dont la fréquence peut varier de quelques hertz à plusieurs mégahertz. Un voltmètre

électronique est inséré aux bornes de l'enroulement de la tête de lecture. La bande défile à vitesse constante.

Regardons d'abord du côté de la tête de lecture. Celle-ci est supposée recevoir un niveau de flux constant pour toutes les fréquences considérées. Nous savons que la tension de sortie augmente avec la fréquence au taux de 6 dB par octave. La courbe théorique est représentée en A sur la figure 10. En pratique, nous avons des pertes qui augmentent avec la fréquence : courants de Foucault et hystérésis. Ces pertes commencent à se faire sentir au-delà de 50 kHz (courbe B). Elles sont très faibles si le circuit magnétique de la tête est en mu-métal ou en

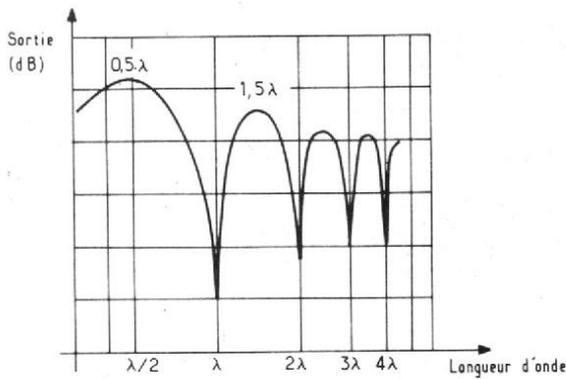


Fig. 12. - Niveau de sortie d'une tête magnétique en fonction de la longueur d'onde.

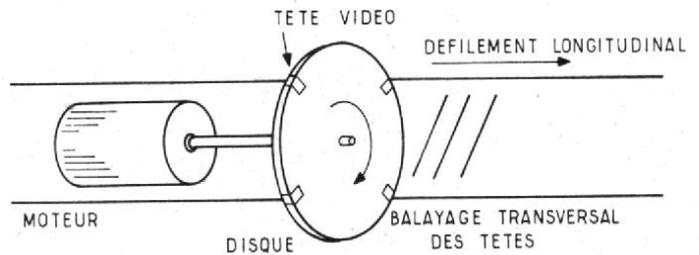


Fig. 13

acier laminé. La perte la plus sensible est due à la largeur de l'entrefer. Il faut considérer ici, non pas la fréquence, mais la longueur d'onde du signal enregistré. Cette longueur d'onde (λ) est égale au rapport : vitesse de la bande / fréquence.

$$\lambda = \frac{v}{F}$$

Par exemple, si la vitesse de défilement est de 19 cm/s et la fréquence 1 kHz (1 000 périodes/s), la longueur d'onde λ est :

$$\frac{19}{1000} = 0,019 \text{ cm}$$

soit 0,19 mm. En doublant la vitesse de la bande, toujours pour la même fréquence, la longueur d'onde est multipliée par 2. Elle devient égale à 0,38 mm.

Tant que la longueur d'onde est supérieure à la largeur de l'entrefer, il existe une diffé-

rence de flux entre les deux armatures de la tête, d'où un courant induit dans l'enroulement. Mais si la longueur d'onde du signal décroît, et devient égale à la largeur de l'entrefer, la tension de sortie est nulle, car il n'y a aucune différence de flux aux bornes des armatures (fig. 11). Dépassons cette valeur critique en augmentant la longueur d'onde par rapport à l'entrefer, la tension à la sortie de la tête croît, devient maximale pour $1,5\lambda$, puis retombe à zéro pour 2λ . En augmentant λ , on obtient des maxima chaque fois que la largeur de l'entrefer correspond à une valeur impaire de la demi-longueur d'onde : $3\lambda/2$, $5\lambda/2$... Les minima (zéro) se produisent lorsque la largeur de l'entrefer correspond à un multiple entier de la longueur d'onde (fig. 12). Cette atténuation, due à la largeur de l'entre-

fer, est la cause de la forme de la courbe C de la figure 10.

Une autre cause de fuite est celle provoquée par un manque d'adhérence entre la tête et la bande en mouvement. Ici aussi la longueur d'onde entre en ligne de compte. L'effet est représenté sur la courbe D.

A ces atténuations du système de lecture, il faut ajouter celles dues à l'enregistrement. La tête d'enregistrement a également des pertes augmentant avec la fréquence (hystérésis et courants de Foucault), ainsi que celles dépendant de la longueur d'onde du signal. La bande elle-même ajoute aussi des pertes, il s'agit de la désaimantation spontanée de la bande, phénomène qui se produit lorsque celle-ci quitte la zone d'influence de la tête d'enregistrement (courbe E).

Bien d'autres causes d'affaiblissement existent : celles

dues à l'épaisseur de la couche magnétique, au désalignement de la tête de lecture... Mais arrêtons ici l'énumération en mentionnant qu'une tête magnétique a forcément une capacité propre, diminuant aussi la reproduction des fréquences élevées. La fréquence et l'amplitude du signal de polarisation ont également une valeur assez critique.

En conclusion, la fréquence supérieure enregistrable f , pour une vitesse de défilement v , dépend de la largeur de l'entrefer e de la tête. Soit $f = v/e$, en partant de la formule $e = \lambda = v/f$. Mais comme il faut tenir compte d'autres affaiblissements, dont nous avons vu les causes, on se fixe comme fréquence limite la moitié de celle formulée ci-dessus, soit :

$$f = \frac{1}{2} \cdot \frac{v}{e}$$

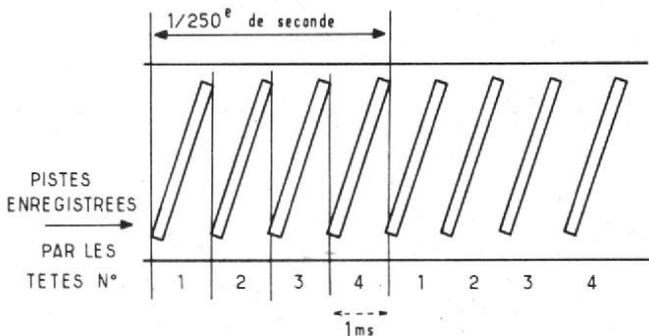


Fig. 14

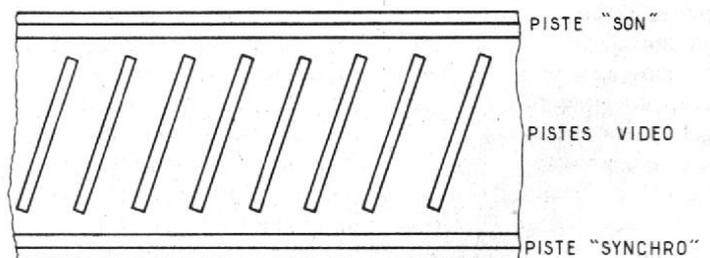


Fig. 15

LE XX^e FESTIVAL DU SON

PAS de sensationnel, c'est vrai. Nous avons cherché le produit d'avant-garde, celui qui bouleverserait la haute fidélité. Nous ne l'avons pas trouvé. Certes, un peu sur tous les stands, les nouveautés se pressaient, plus que de coutume mais la révolution n'était pas là. Ce que nous avons constaté cette année, c'est que le Festival du Son, pour la vingtième année, se présentait comme une manifestation importante, plus que les années précédentes. Nous avons constaté en effet la présentation d'appareils qui ne seront commercialisés que dans quelques mois, alors qu'auparavant les nouveautés étaient relativement rares.

Il y a nouveautés et nouveautés. Nous ne considérons pas comme nouveauté un appareil dont la référence a été changée ou dont la façade a été modifiée. Cette technique est assez classique chez certains constructeurs qui ne vont pas là dans le sens du progrès. Par contre, dans un domaine proche, on constate que, d'une génération d'amplis à la suivante, on retrouve les performances du matériel qui, dans la gamme précédente, venait immédiatement au-dessus. Il y a donc amélioration des performances des appareils, dans toute la gamme, une sorte de décalage technique. C'est par exemple ce que nous avons trouvé chez Pioneer. Cette modification s'accompagne en général d'un nouveau dessin, ce n'est pas toujours très évident.

Nous nous sommes donc promenés tout au long des

rues de ce village de la haute fidélité et vous confions ci-après quelques-unes de nos impressions. Nous oublierons sans doute des produits, l'excès de décibels ou tout simplement une saturation d'un certain style de musique, nous voulons dire le « Disco », nous repoussant avant même d'avoir franchi la porte des auditoriums.

Des tendances

Le meuble haute fidélité. Il était là, même tout seul. Nous ne connaissons pas encore les critères qui font d'un meuble qu'il est haute fidélité. Le matériel qui entre dans le Saint des Saints de la reproduction sonore est soumis à des critères de qualité. Sans doute verrons-nous un jour une obligation de fournir une marque « NF

meubles » pour être présents au Festival. Pour le moment, un comité de sélection se charge d'autoriser leur entrée. Au moins, leur avantage est qu'ils ne risquent pas de dépasser les normes sonores... Nous en profitons pour mentionner une présence d'équipements lumineux chargés de reproduire les jeux de lumières fréquemment utilisés en pop. Après tout, pourquoi pas ? Nous avons trouvé une justification. Pourquoi la haute fidélité ne serait-elle pas audiovisuelle ?

Donc, des étagères partout (le mot « rack », nous ne l'avons pas dans notre dictionnaire, sans doute un peu ancien). Des meubles partout. Pas spécialement beaux, plutôt industriels. Du noir, du métallisé, pas beaucoup de bois, de vrai. Comme il y avait autrefois des meubles radio, nous revenons au meuble Haute fidélité, la

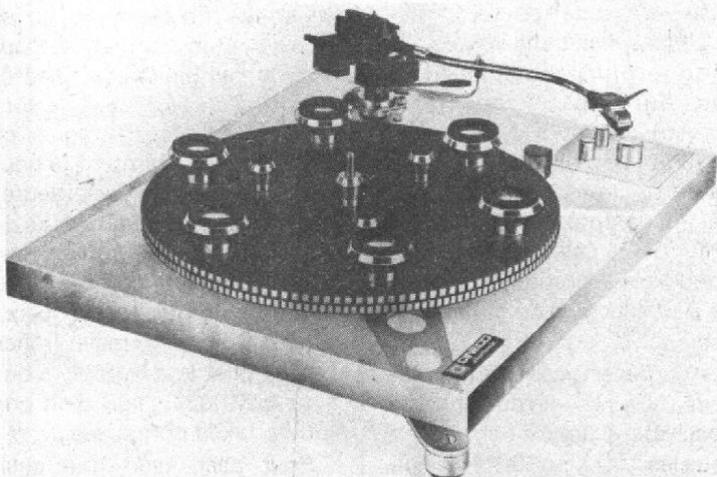


Photo 1. - Cineco : le tiercé Cineco - Shure- SME.



Photo 2. - Analyseur audio de Nakamichi.

chaîne à éléments compacte. La qualité n'en souffre pas et cela se vend, jusqu'à ce que les Japonais nous proposent une autre formule.

Introduction massive de la diode LED (électroluminescente dans les appareils haute fidélité en provenance du Japon). Jusqu'à présent, elles étaient rares; elles se présentent maintenant sous la forme d'échelles pour indiquer le niveau d'enregistrement, la puissance de sortie. Il y en a de plus en plus.

Le quartz ne se porte pas trop mal, aussi bien dans les tourne-disques (qui ne possède pas son T-D à quartz?). Les produits « Slim-Line », pour reprendre le terme anglais, c'est-à-dire la ligne mince, progressent. Cette ligne basse est adoptée pour les chaînes à éléments séparés, c'est l'anticompact. Un préamplificateur sera divisé en deux ou trois sections, l'ampli également, de même que l'adaptateur MF.

Le digital se développe; les ampli-tuners reçoivent leur indicateur de fréquence qui se transforme parfois en horloge pour utiliser deux fois les chiffres de l'afficheur. Mise en service automatique ou écoute pendant une durée programmée sont parfois possibles.

Nous avons noté une recrudescence de la sous-traitance par les Japonais de la haute fidélité européenne. Certaines firmes comme BASF ou Seton ne sont pas fabricantes. Si elles veulent produire un matériel haute fidélité, elles doivent sous-traiter, ce qui se fait en suivant un cahier des charges imposé par le constructeur. De plus en plus de constructeurs, même ceux qui possèdent des moyens de production voient un moyen de vendre rapidement un produit que leur laboratoire n'a pas encore eu le temps de mettre au point ou que les usines ne peuvent produire dans des conditions économiques rendant leur produit compétitif. De nouvelles firmes entrent dans cette catégorie cette année.

En France, les groupes Thomson, Continental Edison, Brandt, Pathé Marconi et Cie font fabriquer leurs appareils

dans divers pays. Ces appareils ont au moins le mérite de porter des indications d'utilisation en français sur leur façade. Les séries sont suffisantes pour justifier cette politique. Les Allemands s'y mettent maintenant, Uher depuis quelque temps pour les appareils de relatif bas de gamme. Nous avons maintenant ITT avec sa gamme 80 et Grundig avec plusieurs éléments d'étagère, dont un magnétophone qui ressemble furieusement à un modèle de Sanyo (compteur lumineux).

Deux firmes en tête pour les innovations techniques. Deux Japonais, Sony et Technics, dans l'ordre alphabétique. Deux firmes qui étaient les vedettes de ce Festival du Son. Vedettes par les innovations et la sophistication des produits qu'elles présentaient.

Commençons par Sony. Une très belle démonstration, celle du PCM. Pardon, du MIC. Pas de disque à lecture par laser, ils sont trop expérimentaux et restés au Japon. Rassurez-vous, vos disques stéréophoniques sont loin d'être démodés. Cette démonstration se faisait sur bande magnétique avec magnétoscope à cassette Betamax. Un boîtier de conversion code l'information audio, la compatible avec l'enregistrement sur appareil vidéo (synchro ligne et trame) et effectue l'opération inverse en éliminant les synchros indésirables. Les défauts de la bande ont complètement disparu. Très bonne qualité de la prestation. Un des clous du Festival.

Les transformateurs d'alimentation d'appareils de forte puissance sont très gros, très lourds, donc coûteux. Ils prennent de la place. Le responsable de cette situation, c'est la fréquence du secteur. Si on peut remonter cette fréquence, le poids, la quantité de cuivre sont fortement réduits. C'est ce qu'a réalisé Sony en réalisant des convertisseurs alimentés après redressement de la tension secteur, une tension continue qui va alimenter un convertisseur. La conversion se fait dans la région des 20 kHz; un boîtier moulé assure le refroidissement de

l'installation et aussi son blindage. Une régulation interne assure la stabilité de la tension en dépit des grosses variations de charge qui sont caractéristiques d'un fonctionnement d'ampli en classe B. On travaille avec un système à rapport cyclique variable. Le rendement est élevé, tout est merveilleux. Cette technique est utilisée dans un tourne-disque professionnel, un amplificateur et d'autres appareils. Cet amplificateur nous a paru fort intéressant pour une utilisation, en multi-amplification; une technique qui consiste à diviser le spectre avant les amplificateurs qui seront reliés directement aux haut-parleurs. Cet ampli, le TA-N86 délivrera deux fois 18 W en classe A pour les HP d'aigu, 80 W en classe B et 200 W en mono, deux amplis en mono étant utilisés pour les HP de grave.

Le tourne-disque dont nous avons parlé est le PS-X9, sans doute l'un des plus chers du marché. Nouveau moteur à couple linéaire, bras de type J (coudé), cellule bobine mobile « pro », verrouillage à quartz, retour automatique, départ et arrêt rapides, amplificateur égaliseur incorporés.

Dans les amplificateurs de puissance, de nouveaux transistors bipolaires ont fait leur apparition. Aucun détail à leur sujet.

Autre technique mise au point par Sony: l'afficheur genre « Bar Graph » à cristaux liquides. Nous retrouvons des indicateurs à ruban proches des Vu-mètres à projection utilisés sur certains amplificateurs de la marque. Indicateur réservé au haut de gamme.

L'Elcaset cherche sa voie. Un magnétophone portatif à entraînement direct mais n'ayant que deux têtes reçoit ces maxi-cassettes qui ne semblaient pas avoir eu le succès escompté. Le magnétophone n'est pas encombrant, le support est pratique, l'Elcaset devrait aller voir du côté semi-pro...

A signaler aussi un adaptateur MF à verrouillage de l'oscillateur local par quartz tous les 100 kHz. Cette technique associe les avantages de la grande précision de la fré-

quence et l'excellent comportement aux forts signaux (pas de non-linéarité en amplitude) d'un condensateur variable.

Technics maintenant. Beaucoup de nouveautés également. Le magnétophone RS 1500 a fait des petits. L'un d'entre eux a reçu un microprocesseur qui, entre autres fonctions, fait la gestion du transport de bande et attaque le compteur. Les commandes sont évidemment électroniques. Ce magnétophone a reçu une nouvelle tête en Sendust Alloy, têtes très dures et d'excellentes performances électriques. Réglage automatique de la polarisation et de l'égalisation, permet d'utiliser toutes les bandes magnétiques. Présentation pro en deux éléments. Référence 1 800. Le RS 1700 est à inversion automatique de sens de marche.

Technics et la cassette. C'est l'introduction de l'entraînement direct piloté par quartz et surtout, l'utilisation d'indicateurs de modulation linéaires et statiques à bandeau fluorescent, une technique proche de celle de Sony ou des Bar Graph de Burroughs. Cet afficheur est proposé sur un appareil à 2 400 F environ. Le compteur à chiffres défilant paraît anachronique!

Le RS-M85 est un extra plat. Après tout, si on sait faire des autoradios lecteurs de cassette, pourquoi ne pas réduire les dimensions en haute fidélité?

SE-A1, un amplificateur classe A+. L'alimentation suit les exigences du signal; un petit étage de puissance, travaillant sous faible tension, traite les finesses du signal. Une autre (une de plus conception de l'amplification. Bientôt 26 lettres de l'alphabet ne vont plus suffire. Pour attaquer ce monstre, un préampli à la hauteur, commandes par effleurement, quelques générateurs de signaux divers, correcteur paramétrique incorporé (pas d'allume cigare). Le prix: 100 000 F, cent mille francs l'ampli plus le préampli. Vous avez bien lu, il s'agit d'un prix toutes taxes comprises...

Pour aller avec tout cela, nous avons un adaptateur MF en deux sections. Il est électro-

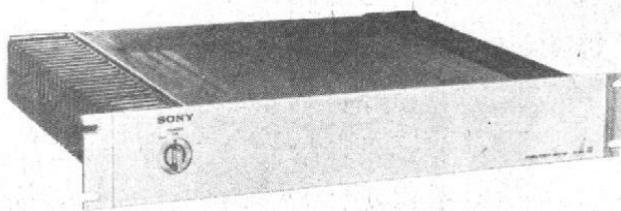


Photo 3. - Sony : l'amplificateur plat, alimentation à découpage.



Photo 4. - L'amplificateur CA 60 - Cybernet : un nouveau venu.

nique et synthétisé. Un micro-processeur programmable permet de choisir ses émissions, leur fréquence, la date. Un détail : il sert aussi de pendule.

Beaucoup de tourne-disques aussi, une gamme où l'on se perd...

Revenons à des choses plus sérieuses avec le roi du Gadget, pardon, de l'automation, nous voulons dire Sharp. Le RT 3838, vous connaissez sans doute. L'un des premiers microprocesseurs adapté à la haute fidélité. Un frère ; une chaîne compacte à touches à effleurement commandée à distance. On commandera le tourne-disque aussi depuis son fauteuil. Inutile de préciser que la commande à distance du magnétophone et de la radio sont aussi possibles.

Moins connu : Prinz, une marque sous laquelle sont ven-

due les produits Schneider, une marque allemande bien connue outre-Rhin (ne pas confondre avec Schneider).

Un compact avec commande, à distance aussi, pas pour le tourne-disque, mais pour le magnétophone.

Hitachi se lance ainsi que Fisher dans les commandes à distance de la première génération, celle où les fils créent une entrave.

Encore la commande à distance, cette fois chez Nakamichi avec un ampli-tuner splendide mais malheureusement présenté dans les coulisses, une suite à l'hôtel Concorde réservée aux initiés.

Le 730. Une petite merveille. Commandes par effleurement, recherche automatique des stations par moteur (déjà vu chez Cabasse), esthétique originale particulièrement soignée.

Les cassettes et leur magnétophone

Une nouveauté dans ce Festival, la présentation de nouvelles cassettes. Plus de fer-chrome, de chrome de fer polarisé comme du chrome et vice versa mais trois appellations I, II et III. I pour le fer polarisé normalement (au-dessus des normes DIN), II pour une polarisation élevée et une égalisation à 70 μ s, III pour une polarisation type fer et une égalisation à 70 μ s, c'est-à-dire pour les cassettes fer/chrome, celles à double couche, ou celles qui sont prévues pour travailler dans ces conditions. 3M sort une série Master, trois types, I, II et III, un exemple de cette normalisation d'une situation qui devenait inquiétante. Il faut mainte-

nant que les fabricants de magnétophones à cassettes suivent ces appellations.

Agfa vient de lancer sa cassette de type I.

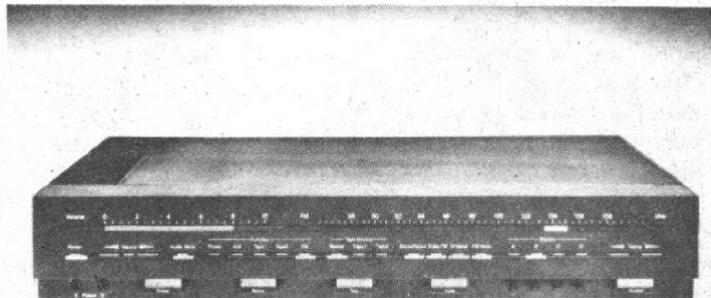
Celle de BASF, accompagnée de la Chrome Super, était présentée à Berlin. Nous avons présenté une étude complète, avant tout le monde, dans nos colonnes.

Apparition aussi de nouvelles marques comme Audio Magnetics. La bande magnétique est en progrès constant.

L'abrasion est un des problèmes évoqués lorsqu'on parle du chrome. Des essais effectués par des constructeurs de magnétophone et des fabricants de bande ont montré que certaines cassettes au fer étaient plus abrasives que d'autres au chrome. Le chrome serait-il en train de reconquérir sa place, devant les super-cassettes au fer ?



Photo 5. - Philips : le frontal à touches caoutchoutées.



Nakamichi 730 Receiver

Photo 6. - Style scandinave pour ce récepteur Nakamichi.

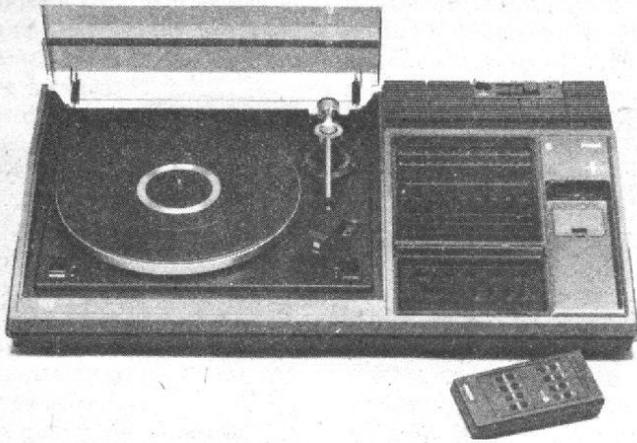


Photo 7. – Philips : commande à distance par infra-rouge. Pour une commande locale, le boîtier se met dans la case de droite.



Photo 8. – Le lubrifiant sec de la Nasa.

Les magnétophones s'adaptent. Pauvres utilisateurs, on leur donne maintenant le moyen de régler leur magnétophone. Les processus sont toutefois assez simples et parfois automatisés. Une contrainte de plus avant d'accéder à la musique.

Pour la mesure, encore Nakamichi (qui sort une version II de son 600, version dans laquelle la bande passante de 20 à 20 kHz est garantie). Tête à entrefer de 0,9 μm qui enregistre parfaitement malgré une apparente impossibilité dimensionnelle.

L'appareil de mesure du magnétophone Nakamichi (Analyseur Audio) utilise des indicateurs linéaires au néon (Bar Graph). Il se présente comme un magnéto portatif et comporte un fluctuomètre, un déviationmètre, un générateur audio ; il peut mesurer le bruit de fond. Intéressant pour les

déplacements chez les clients, intéressant aussi comme instrument de mesure, côté attractif appréciable des indicateurs de niveau orange.

Philips sort un magnétophone à cassette frontal. Nous avons apprécié le confort de ses touches garnies de caoutchouc. Intéressante aussi cette possibilité de repérage rapide. Enfin, des accessoires divers chez Nortronics, un fabricant US de têtes magnétiques.

Le tourne-disque

Celui de Revox semble fonctionner parfaitement. Démonstration permanente et contact direct des visiteurs avec le produit.

Un autre Suisse, Thorens. Cette firme était inquiétée par le développement de l'indus-

trie japonaise (entraînement direct) et le laissait entrevoir. La réaction est venue avec les nouveaux TD à entraînement par courroie. Deux modèles d'une présentation très attrayante, un gros progrès avec bras monté sur pierres d'horlogerie, faible masse dynamique (connecteur près de l'axe) et une suspension très efficace (le point faible chez les Japonais). Nous attendons les échantillons pour juger sur pièce. Utilisation de moteur à courant continu pour l'entraînement et apparition d'un stroboscope sur le plateau (un instrument gênant lorsqu'il n'y a pas de réglage de vitesse).

Un tiercé Cinéco avec un TD à entraînement direct, le nouveau bras SME de la série III et la cellule Shure V 15 IV.

Les commandes frontales autorisant une manœuvre de la table lecture lorsque le couvercle est fermé sont de plus en

plus nombreuses. Nous en avons vu il y a deux ans chez Aiwa, c'est aussi une tendance (utile) confirmée dans le tourne-disque.

La nature du plateau de caoutchouc inquiète les constructeurs. Un exemple nous est donné par Kenwood qui dote son plateau d'une série de cavités anti-résonnantes qui amortissent les vibrations du disque. Hinaoka offre un plateau de caoutchouc qui augmentera la masse en rotation et stabilisera cette dernière. La technologie de l'espace arrive dans la haute fidélité sous plusieurs formes, les traitements de surface, l'apparition de nouveaux matériaux, etc. Un fluide, le Sound Guard, nous arrive lui aussi de l'espace. C'est un lubrifiant sec que l'on appliquera sur le disque ; il réduira son usure et assurera une protection antistatique de longue durée.



Photo 9. – Thorens : le tourne-disque écologique.

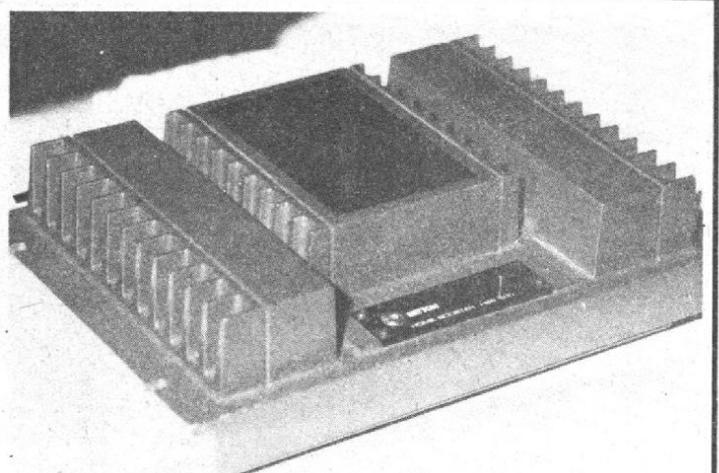


Photo 10. – Setton : le booster pour installation domestique. Un bloc amplificateur d'une conception nouvelle.

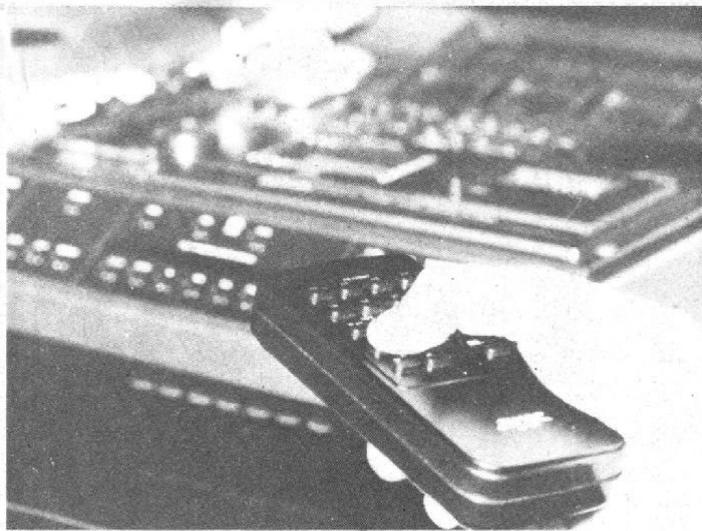


Photo 11. - Sharp : la télécommande par infrarouge d'un compact.



Photo 12. - Nortronic : des produits tout à fait adaptés au magnétophone.

Les produits divers...

Des boîtes pour les cassettes, les C Box, seraient offertes dans un proche avenir comme éléments, de rangement par ICM (Audio Plus).

Des orgues électroniques (Allen) ont fait leur apparition au Festival du Son. Ce festival porte en effet en sous-titre facture instrumentale; elle revient ici sous la forme électronique, une électronique tout à fait digitale. Très grosse affluence dans le stand, bien que les démonstrations soient faites surtout sur du classique...

BIC : l'antenne électronique, une antenne ne donnant pas de gain mais éliminant les fréquences situées de part et d'autre de la bande passante. Elle offre, sur le dipôle classique, l'avantage d'être orientable (électroniquement). Le retour, sous une forme moderne, du cadre de nos ancêtres pas si lointains (nous avons presque regretté le plexi pour mettre la photo...).

DBX. D'un côté, le disque. Audiotec sort une collection de disques sous la marque Sarastro. Certains d'entre eux sont codés DBX. A la lecture, la dynamique est augmentée et le bruit de fond a subi un recul certain.

La Boom Box de DBX reconstitue des sous-harmoniques (sans doute par une division), ces sous-basses sont réinjectées dans le signal. Une

boîte magique très intéressante pour les discothèques, mais attention aux haut-parleurs de grave...

Quelques lignes à retard audio de plus, Phase Linear présente sa 6000. Elle utilise un système analogique. Même remarque pour la SAE. Audio Pulse (nous en avons essayé une) présente un modèle digne d'intérêt. Nous avons apprécié d'une part la simplification des commandes et l'adjonction d'amplificateurs de puissance.

Un peu de professionnel. La table de lecture de Sony, nous en avons parlé. Celle de Technics (elle serait adoptée par

plusieurs radiodiffusions) reçoit un tiroir comportant plusieurs fonctions adaptées à la radiodiffusion. Un haut-parleur de contrôle l'équipe désormais dans cette version.

Power présente plusieurs gammes de produits. Certains sont professionnels, d'autres adaptés à de multiples utilisations. Une nouvelle série est née : des boîtes permettant de se constituer sans trop d'investissement (ou à partir d'investissements progressifs) un ensemble multipiste. Beaucoup de modules sont prévus.

Cera, firme de l'Est de la France, est un constructeur qui

ne fait pas de bruit. Présentation de tables de mélange pour discothèque, utilisation de lignes de diodes LED pour le niveau. Sur un coin de ce stand, E2A présentait une table de mélange pour prise de son, table de mélange particulièrement compacte et complète.

Des nouveaux venus aussi dans cette manifestation. La firme NEC est, évidemment, importée par ULTRA (linear). NEC est aussi fabricant de semi-conducteurs et de composants. Cybernet offre une gamme intéressante, des produits bien finis avec présentation noire.

Lenco offre son électronique, made in Corea, une électronique qui n'avait jamais été présentée en France mais en Italie et en Allemagne.

Conclusions

Il nous faudrait parler plus en détail des nouveautés. Nous laisserons notre rubrique d'information le faire, beaucoup de produits n'étant pas encore distribués au moment ou nous en parlons. Le Festival du Son reprend un peu d'importance sur le plan national, les visiteurs affluent, les « rues » de ce village deviennent un peu étroites, nous souhaiterions davantage de journées professionnelles, cette pratique se répandant à l'étranger...

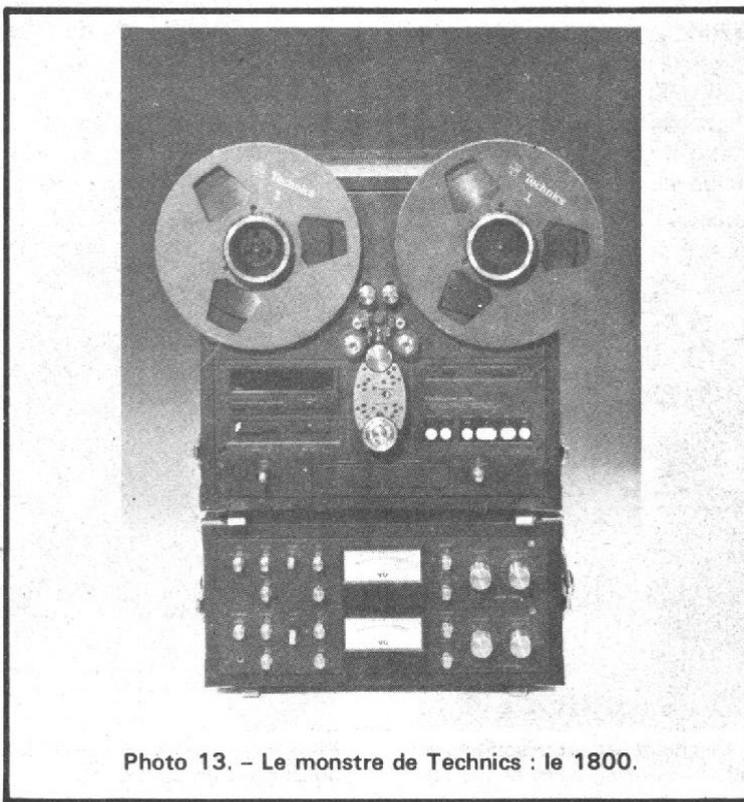


Photo 13. - Le monstre de Technics : le 1800.

Etienne LÉMERY

LES ENCEINTES ACOUSTIQUES AU 20^e FESTIVAL DU SON

Pour son vingtième anniversaire, le Festival International du Son avait réuni au Palais des Congrès une collection on ne peut plus complète d'enceintes acoustiques. Ce domaine de la reproduction sonore n'est pas près de décourager la recherche et l'innovation des constructeurs qui, cette année plus encore que les précédentes, se sont présentés nombreux et avec des modèles quelquefois étonnants. Si l'on peut parler d'une tendance à la miniaturisation (MFB Philips et Radiola),

nécessité par la demande d'une partie du public qui se refuse à l'encombrement, mais qui en même temps ne veut pas trop perdre sur le registre grave, il nous a été donné également de voir des enceintes de taille plus que respectable; et ce d'autant que les constructeurs et importateurs à la fois de « Hi-Fi » et de « Sono » présentaient l'ensemble de leur matériel. Ceux qui sont passés près du stand Cerwin-Vega doivent s'en souvenir et encore plus ceux qui ont eu le courage de pénétrer dans l'auditorium

où la triamplification était à l'honneur.

Quelle autre tendance à ce salon ? Une épidémie de « Triphonite ». Ce qui signifie que le troisième canal d'il y a une quinzaine d'années, qui était à l'époque destiné à combler un trou central que certains découvraient entre les enceintes gauche et droite, est à nouveau repris en considération pour reproduire le bas du spectre uniquement. A priori, ce système conduit à une économie puisque seul le canal central nécessite une enceinte

volumineuse capable de reproduire les fréquences comprises entre 20 et 150 Hz. Pour masquer l'encombrement de façon esthétique, l'enceinte centrale est présentée le plus souvent sous forme de table basse. Reste le problème de la liaison entre cette « table » et l'amplificateur, à moins de la situer le long d'un mur. Quant au mélange des deux voies, droite et gauche, pour reproduire les fréquences les plus graves, il se fait de façon très simple. Le résultat est que l'effet stéréophonique n'est aucunement

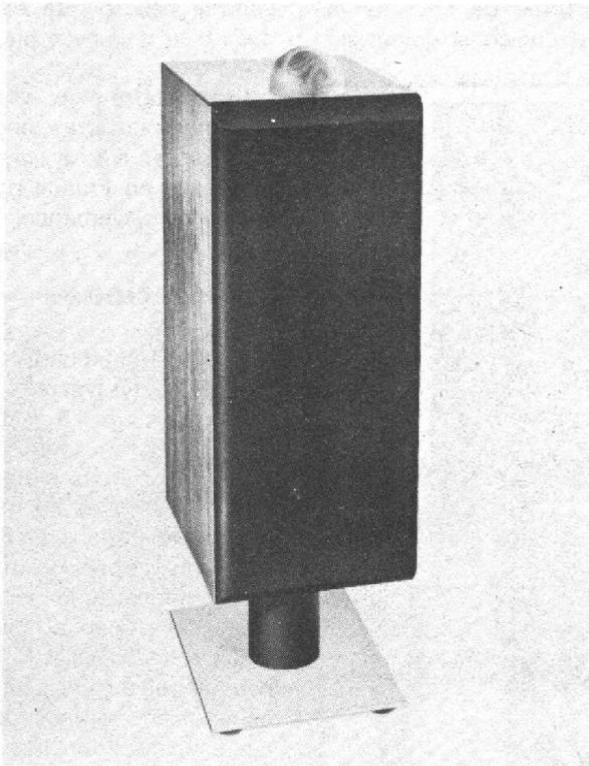


Photo 1. - La DM7 de BW fait appel à un haut-parleur passif (mise en phase : tweeter décalé en arrière).



Photo 2. - Enceinte Fisher STE 1200 (« phase-linear » donc ici aussi mise en phase).

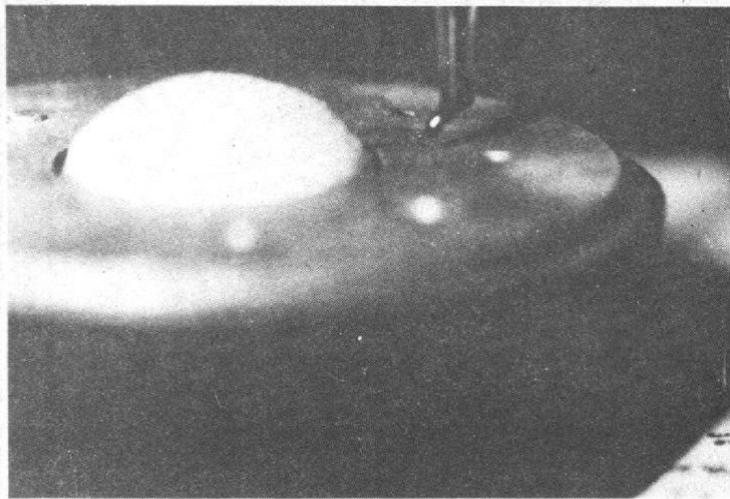


Photo 3. - Auditor : introduction du ferrofluid qui se dirige vers l'entrefer.



Photo 4. - ITT-Oceanic : ici aussi, la mise en phase.

perturbé tant il est vrai que les fréquences composantes du bas du spectre ne sont pas directives, mais omnidirectionnelles (ondes sphériques), alors que les enceintes droite et gauche, de volume nettement plus réduit ici (les satellites), apportent le relief sonore au-dessus de la fréquence de coupure basse.

Le procédé, à notre avis, et sans apporter quelque chose de vraiment nouveau, est intéressant à deux points de vue :

- La technologie a évolué et les haut-parleurs du caisson central sont plus à même de reproduire des basses propres et un extrême-grave sans trop de distorsions audibles (mais il faut des platines tourne-disques avec un rumble réduit).

- L'esthétique : il est heureux que l'on s'attache à minimiser l'aspect visuel d'une paire d'enceintes de volume relativement important.

Parmi les tenants de ce système, notons en particulier 3 A, Axord, Elipson, Mercuriale, JBL, JR, France Acoustique... Bien entendu, 3 A utilise, sur l'élément grave, son asservissement de pression (APF), Axord quant à lui préférant utiliser deux haut-parleurs chargés chacun par une ligne acoustique $\lambda/4$. Le plus souvent, le caisson basse peut être acquis séparément et ajouté à une installation déjà existante.

Siare, compte tenu du succès de la Delta 200, a complété sa gamme par deux nouvelles enceintes qui encadrent, en performances et en prix, le premier modèle cité : l'Espace 200 et la Galaxie 200 qui bénéficient toutes deux aussi de la mise en phase des haut-parleurs. A ce stand, et tout aussi importante, une nouveauté mondiale : des filtres multivoies à constantes réparties LCR. Ces filtres monolithi-

ques présentent un certain nombre d'avantages sur un filtre conventionnel :

- comportement en régime impulsif excellent avec faible distorsion,

- impédance d'entrée du filtre sensiblement constante et bande passante transmise régulière,

- à volume égal, puissance transmise plus importante (de l'ordre de 50 %),

- bonne reproductibilité des caractéristiques dans une production de série.

Quant à Audax, il perfectionne sa série des Eurythmiques.

Technics, fidèle à la phase linéaire, présentait trois nouveautés dont une de taille : les SBX 3, SBX 5 et SB 10 000. Ce dernier type n'est pas ce que l'on peut appeler une enceinte miniature : 200 W DIN, 1,11 x 1,2 x 0,70 m, poids 140 kg ! Le prix, non

encore fixé, sera à la hauteur du reste, c'est-à-dire qu'il est annoncé comme compris entre 70 000 et 100 000 F (la paire !)

Chez Reditec, apparition de la DM 7, connue depuis quelques mois et qui reprend la solution du haut-parleur passif que nous rencontrons, bien sûr, chez Celestion. Ce dernier présentait sa gamme traditionnelle des Ditton, avec les modèles 15XR et 22 que nous avons rencontrés, déjà, aux « Journées de la Hi-Fi ».

La Rank, qui commercialise à la fois Leak, Wharfedale et Heco, donnait à penser que cette dernière firme allait faire un effort important pour s'imposer sur le marché français autrement qu'avec des composants discrets (haut-parleurs et filtres) ; quatre nouveaux modèles de la filiale allemande étaient très sollicités des visiteurs.

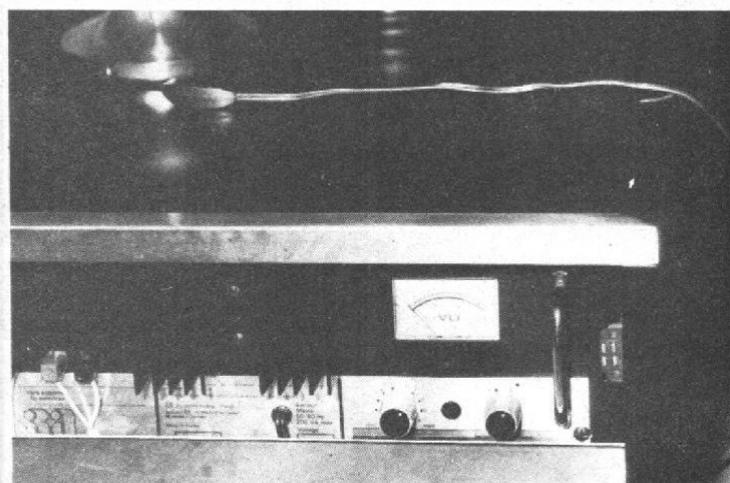
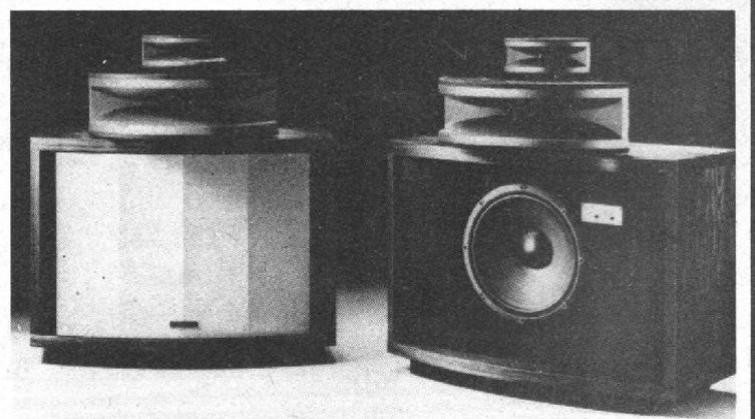


Photo 5. - 3A : le dessous de table du caisson « triphonic » abrite l'électronique.



Technics SB-10000

Photo 6. - Technics : la paire de SB 10000 : mise en phase du constructeur et mise de fonds de l'acquéreur.

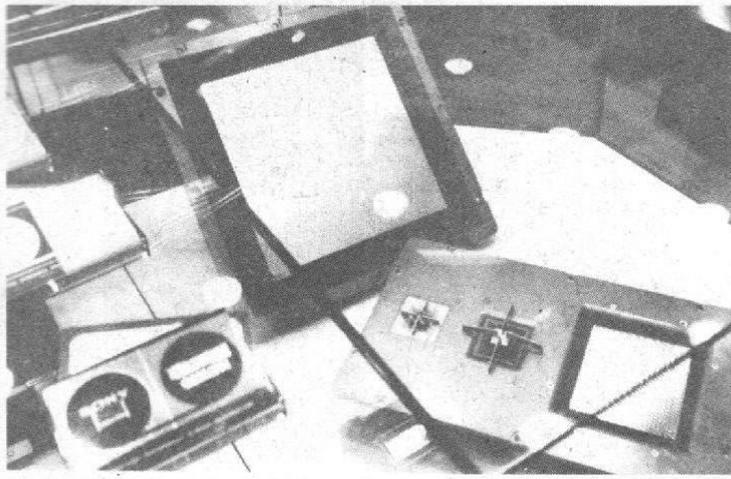


Photo 7. - Sony : haut-parleurs à membranes en nid d'abeille.

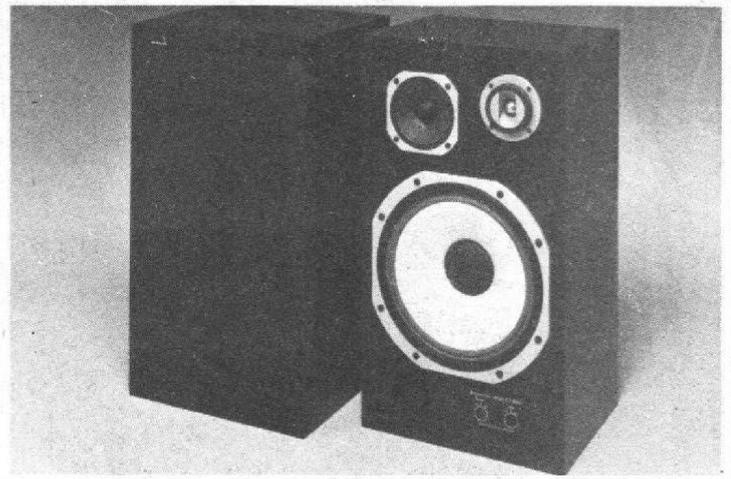


Photo 11. - Kenwood : la LS 990 avec contrôles des niveaux de voies.

Quelques exposants effectuaient la liaison entre amplificateurs et enceintes au moyen de câbles spéciaux, du câble quelquefois très cher. Nous avons déjà donné notre avis sur la question à savoir que si, sur résistance pure, un certain type de câble peut donner des résultats légèrement différents en bande passante, à plusieurs centaines de kilohertz, et donc bien au-delà de l'audible, ces mêmes différences sont quasi inexistantes jusqu'à 200 kHz (tout au moins si le câble genre Scindex qui lui est comparé est de section suffisante). Kenwood, qui exposait une nou-

velle série d'enceintes et en particulier la LS 990, a effectué une étude sérieuse sur l'influence des câbles de liaison : on peut constater, d'après les mesures effectuées, que certains câbles donnent moins de distorsions harmoniques que d'autres, les câbles soumis à l'analyse étant bouclés sur une résistance pure. Ce qui est très intéressant mais qui restreint malheureusement le problème au seul câble alors que nous continuons de penser qu'il faut considérer ensemble câble + enceinte acoustique elle-même. Si, pour aller d'un point

A à un autre point B, en voiture, nous avons 500 mètres de route nationale (câble « x »), 50 kilomètres de chemins vicinaux (les filtres) et 100 kilomètres de sentiers plus ou moins tortueux (les haut-parleurs), le remplacement de la route nationale par 500 mètres d'autoroute (câble « y » de meilleure qualité) n'apportera pas grand-chose à l'ensemble du trajet entre A et B.

Quant à la mise en phase, elle gagne du terrain. Bang et Olufsen présentait une nouvelle venue dans la série des « Uniphases », la M 75 à trois voies plus haut-parleur relais ;

Brandt mettait l'accent sur la linéarité en phase, à laquelle vient aussi Continental Edison.

France Acoustique et H.R.C., constructeurs français, faisaient bon voisinage ; le premier est lui aussi venu à la triphonie tandis que H.R.C. développe sa série des DK.

On note un renouveau de Jansen qui, après avoir été en veilleuse quelques années sur le marché français, revient en force ; de même qu'un ancien de la profession, mais nouveau venu en tant que constructeur, qui proposait à l'écoute d'excellents modèles : Phonophone. Nouveau aussi, Rands,

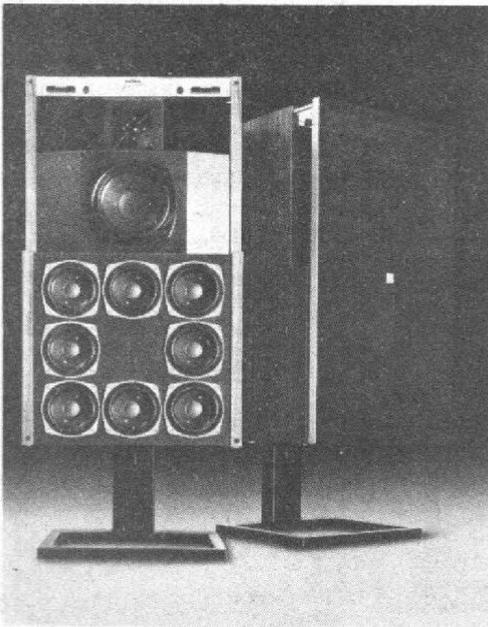


Photo 8. - Revox : nouvelle enceinte BX 4100 à multiples haut-parleurs.



Photo 9. - Bang et Olufsen : une nouvelle « uniphase » : la M75.

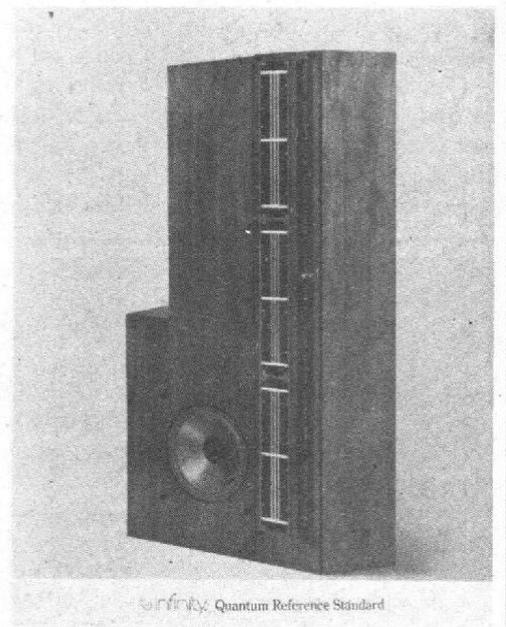


Photo 10. - Infinity : plus de 2 mètres de haut et de 20 transducteurs.

A B C de L'ELECTRONIQUE

« LAMPES »

TUBES CATHODIQUES

(suite et fin)

Introduction

ON a étudié dans le précédent A.B.C. les lampes triodes et les diodes à vide. En disposant entre la cathode et l'anode (ou plaque) une ou plusieurs grilles, on obtiendra successivement la triode, la tétrode (dite aussi bigrille), la pentode (ou trigrille), l'hexode, l'heptode, l'octode, la nonode, etc.

Voici quelques indications sur les lampes à 2, 3, 4, 5 et 6 grilles.

La tétrode et la pentode

La tétrode a deux grilles, la première G_1 dite grille de commande et la deuxième, G_2 , dite grille-écran.

Cette lampe permet d'obte-

nir un très grand gain de tension et peut être utilisée en HF et en BF en divers montages.

En raison de certains défauts de la tétrode, on a créé la pentode. La grille 3, la plus proche de l'anode se nomme grille de suppression ou, mieux, grille d'arrêt.

Le montage de la figure 1 est analogue à celui de la triode et permet la mesure des caractéristiques de la pentode en fonction des tensions des grilles e_{g1} , e_{g2} , e_{g3} , de celle de plaque e_p , à l'aide des instruments de mesure V_1 , V_2 , V_3 (voltmètres) et M (milliampèremètres).

A la figure 2 on donne l'allure des courbes obtenues :

i_p en fonction de e_p , avec $e_{g2} = 100 \text{ V}$, $e_{g3} = e_k = 0 \text{ V}$ pour diverses valeurs de e_{g1} .

L'allure des courbes des pentodes est différente de

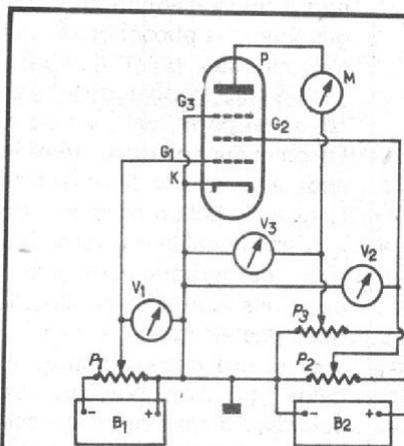


Fig. 1

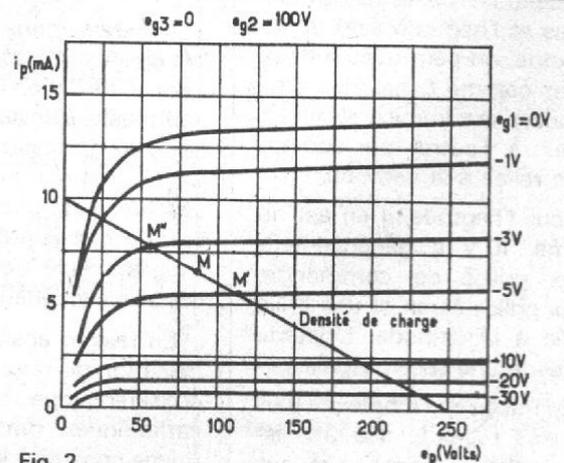


Fig. 2

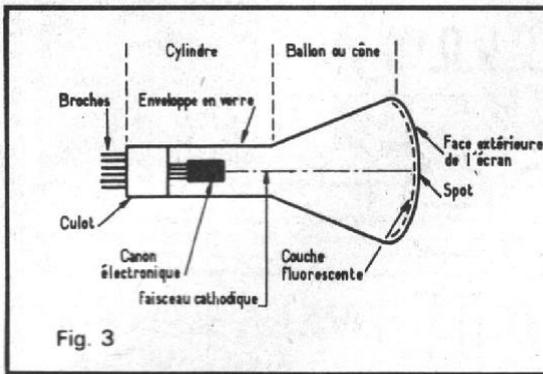


Fig. 3

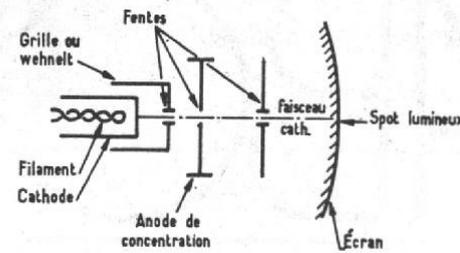


Fig. 4

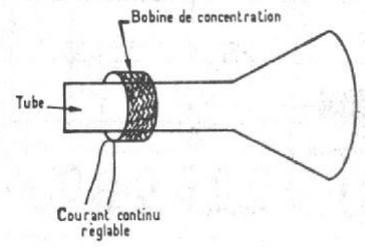


Fig. 5

celle des courbes des triodes. Dans le cas des pentodes i_p , dans une certaine région, varie avec e_p ; dans l'entrée e_p varie peu avec i_p .

Les paramètres de la pentode sont les mêmes que ceux de la triode: μ , R_i , S et se mesurent de la même manière à l'aide des montages de mesure comme celui de la figure 1. Voici quelques valeurs de μ , R_i et S :

sont d'ailleurs utiles, car elles familiarisent le lecteur avec des méthodes de mesure et de construction des courbes, adoptées dans la technique des transistors.

Si les « tubes » décrits plus haut peuvent être considérés comme périmés, dans la plupart des montages électroniques, il n'en est pas ainsi de certains tubes spéciaux comme c'est le cas du tube

La figure 3 donne la constitution d'un tube cathodique qui ne peut être encore nommé « oscillographe » étant donné que la déviation du faisceau, c'est-à-dire le mouvement « oscillant » du faisceau n'est pas considéré pour le moment. Le tube cathodique comprend une enveloppe en verre dont la forme est généralement celle d'un tube cylindrique (nommé col du tube cathodique), suivi d'un « cône » (nommé parfois ballon) dont la face avant est circulaire. Dans les réalisations modernes de tubes cathodiques, la face avant est souvent rectangulaire et le ballon a la forme d'une pyramide arrondie.

Le canon, qui sera décrit plus loin, est le générateur d'électrons. Ceux-ci sont projetés vers la face opposée du ballon, nommé écran. L'ensemble des électrons issus du canon électronique, suit une trajectoire nommée faisceau cathodique. En l'absence de toute déviation le faisceau est rectiligne et vient frapper la couche intérieure de la face avant du ballon.

La couche intérieure est constituée par un produit chimique fluorescent nommé vulgairement « phosphore » qui s'illumine au point d'impact, c'est-à-dire au point où le faisceau frappe le « phosphore ». Le point lumineux se nomme spot. Il est visible de l'avant de la face du ballon en raison de la transparence du verre. Le tube cathodique comprend aussi les connexions électriques des électrodes du canon vers les broches extérieures du culot, que l'on branche aux sources d'alimentation et à celles de signaux. Actuellement, la plupart des tubes cathodiques sont à vide.

Canon électronique

Il est basé sur le principe de la lampe à plusieurs électrodes (triode, tétrade, pentode, etc.) mais la forme des électrodes est particulière pour obtenir le faisceau cathodique d'électrons.

La figure 4 donne un exemple de canon électronique de tube cathodique. Un filament, chauffé électriquement, porte la cathode à la température convenable lui permettant d'émettre des électrons. Ceux-ci passent par le cylindre de Wehnelt, nommé aussi grille 1 du canon ou « wehnelt ». Le potentiel continu du wehnelt est toujours négatif par rapport à celui de la cathode, par exemple de zéro à -70 V.

Le faisceau étant composé d'électrons, donc de particules négatives d'électricité, le wehnelt est négatif par rapport à la cathode. Une certaine concentration du faisceau est exercée par le wehnelt, mais sa fonction principale sera indiquée plus loin.

Le faisceau passe ensuite par deux « anodes », la première dite anode de concentration (et parfois grille 2) est portée à une certaine tension continue positive par rapport à la cathode, par exemple $+200$ V. Les électrons étant négatifs et l'anode 1, positive, ceux-ci sont attirés par celle-ci. Une partie d'entre eux est projetée en avant vers l'écran. Ils passent par une fente et parviennent à l'anode suivante, dite anode 2 ou grille 3, portée à une tension plus élevée que l'électrode précédente, par exemple $+1000$ V.

La vitesse des électrons est augmentée, autrement dit, le

TABLEAU I

	Triode	Pentode
R_i	1 k Ω à 100 k Ω	50 k Ω à 3 M Ω
μ	5 à 100	500 à 5 000
S	0,5 à 10 mA/V	1 à 25 mA/V

Dans une pentode, le coefficient d'amplification μ est beaucoup plus grand que dans une triode. Il en est de même dans une moindre mesure de R_i et de S .

cathodique utilisé en télévision, en oscillographie, en informatique. Ce tube se nomme aussi cathoscope; nous allons donner des détails substantiels dans son utilisation en oscillographie cathodique.

Lampes à plus de cinq électrodes

L'hexode possède quatre grilles et l'heptode cinq. Avec l'hexode, on peut utiliser deux grilles comme grilles de commande, une comme grille écran (reliée à l'autre) ou comme grille reliée à la cathode.

Pour l'heptode, il en est de même. Il y a généralement deux grilles de commande, deux grilles écran et une grille reliée à la cathode. L'octode possède une sixième grille.

En raison de l'emploi de plus en plus répandu des transistors, nous ne donnons ici que des notions sur les lampes qui

L'oscillographie cathodique

Il existe deux catégories principales d'oscillographes: celui à déviation électrostatique et celui à déviation magnétique du faisceau d'électrons. Cette distinction n'est pas absolue. Il est possible de réaliser des oscillographes mixtes à déviation électrostatique et à déviation magnétique.

En faisant abstraction de la déviation du faisceau, on peut considérer que tous les tubes cathodiques ont presque la même constitution et le même principe de fonctionnement.

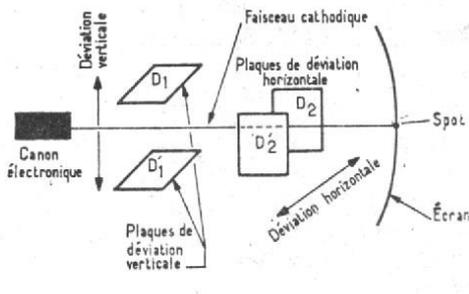


Fig. 6

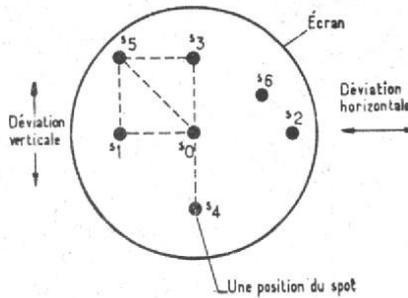


Fig. 7

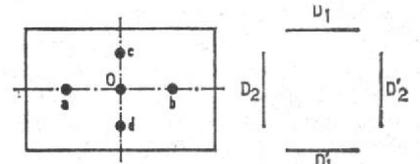


Fig. 8

mouvement des électrons est accéléré, d'où le nom d'électrode accélératrice.

Dans de nombreux tubes cette électrode est la dernière du canon : dans d'autres, il y a encore une électrode dite anode finale qui, portée à une tension encore plus élevée, accélère encore plus les électrons.

L'ensemble des électrodes, sauf la cathode, constitue un dispositif électronique créant grâce aux valeurs convenables de leurs potentiels, des champs électrostatiques équivalents à des lentilles optiques. On les nomme lentilles électroniques. Pratiquement, les électrodes ont chacune une fonction prépondérante :

- La variation de tension du wehnelt agit sur l'intensité du faisceau, autrement dit sur la luminosité du spot.

- La variation de tension de l'anode 1 (ou grille 2) agit sur la concentration, c'est-à-dire sur le diamètre du spot. La tension la plus élevée est celle de l'anode finale. Plus cette tension est élevée, plus il est possible d'obtenir une luminosité maximum plus grande et une meilleure concentration du spot. Un autre mode de concentration du faisceau électronique est la concentration magnétique. On la réalise à l'aide d'une bobine enfilée sur le col du tube et traversée par un courant continu produisant un champ magnétique dont les lignes de force ont la même direction que le faisceau (fig. 5). Pour une certaine valeur du courant, la concentration est la meilleure ; autrement dit, le diamètre du spot est le plus petit et avec des bords plus nets.

Déviaton électrostatique

La déviation électrostatique du faisceau cathodique s'effectue à l'aide de champs électriques que l'on crée entre deux plaques dites de déviation.

Comme la déviation doit s'effectuer selon deux directions perpendiculaires, il y aura deux paires de plaques de déviation, celles dites de déviation horizontale et celles de déviation verticale.

La figure 6 montre les éléments du tube cathodique qui peut maintenant être nommé, avec juste raison, oscillographe cathodique de par son association avec ses circuits d'alimentation.

Le faisceau cathodique passe entre les plaques D_1 et D_2 et dévie entre elles, de l'une vers l'autre. Il en est de même lorsque le faisceau parvient à l'espace situé entre D_2 et D_4 . Les deux déviations s'effectuent selon des directions perpendiculaires. De ce fait, le spot lumineux dévient sur l'écran selon deux directions perpendiculaires, l'une horizontale, l'autre verticale. Cela est visible sur les figures 7 et 8.

À la figure 9, on donne le schéma du montage d'alimentation et de commande d'un tube cathodique électrostatique.

Grâce au diviseur de tension $R_2 - R_3$, les plaques D_1 et D_2 sont reliées au point de tension E_5 , valeur médiane de E_4 et E_6 . Il en résulte que grâce aux

réglages des potentiomètres P_3 et P_4 , dits de « centrage » (ou de « cadrage »), il sera possible de rendre, au repos, les plaques de déviation restantes, D_1 et D_2 , plus ou moins positives que l'anode 2. On pourra ainsi, centrer le spot au milieu de l'écran. Si par exemple, la tension de D_1 est supérieure à celle de D_2 (qui est toujours égale à E_5) le spot dévient vers le haut. De même si la tension de D_1 est inférieure à celle de D_2 , le spot dévient vers le bas.

Des déviations horizontales sont obtenues en faisant varier la tension de D_2 par rapport à celle de D_1 égale à la tension E_5 de A_2 .

Fonctionnement dynamique

Le fonctionnement dynamique de l'oscillographe est réalisé en appliquant aux plaques de déviation libres (celles reliées aux curseurs de P_3 et P_4), D_1 et D_2 , des tensions variables périodiques ou non périodiques.

Soit $e_h = f(t)$ la tension appliquée à D_2 et, $e_v = (t)$ la tension appliquée à la plaque D_1 .

Sur l'écran apparaîtra la courbe définie par les équations,

$$e_h = f(t) \\ \text{et} \\ e_v = \varphi(t)$$

équivalents aussi, en éliminant la variable t (temps) à l'équation unique,

$$e_v = F(e_h)$$

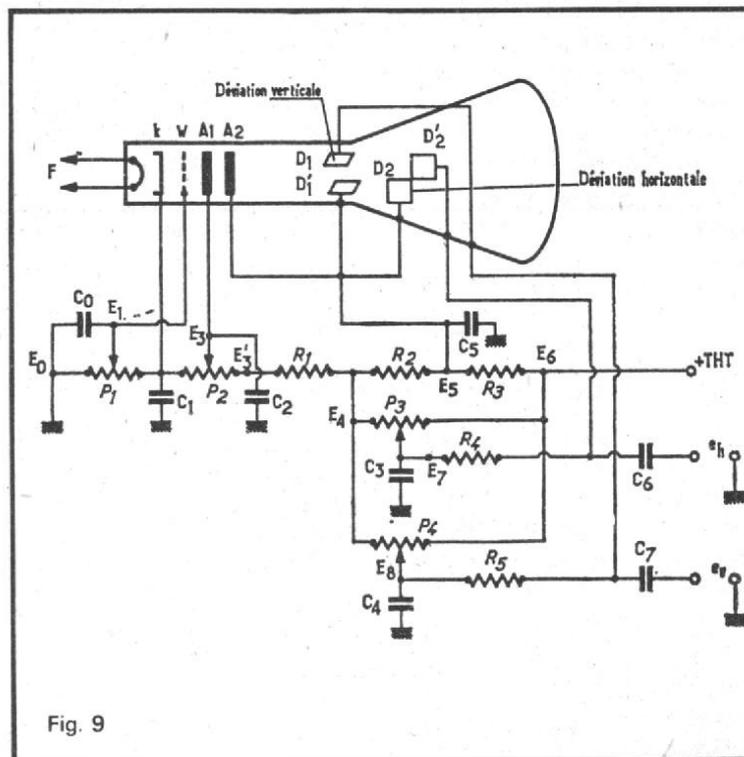


Fig. 9

Montage pratique d'un oscilloscope

L'oscilloscope est un appareil de mesures et de vérification, utilisant principalement un tube cathodique, comme celui indiqué plus haut. Dans un oscilloscope, on trouve, en plus du tube cathodique :

- 1) Des circuits d'alimentation portant les électrodes aux tensions continues convenables.
- 2) Une source de chauffage du filament F.
- 3) Des réglages permettant de faire varier la tension de certaines électrodes.
- 4) Des bornes de branchement des sources de signaux appliqués, aux plaques de déviation (voir la fig. 9).

L'alimentation à haute tension, de l'ordre de 500 à 5 000 V selon le type du tube se nomme alimentation THT (THT = très haute tension). On obtient la THT à partir d'un système d'alimentation classique à transformateur redresseur et filtre. La tension continue obtenue est appliquée entre masse et + THT.

Les signaux périodiques

Voici un bref rappel concernant certains signaux périodiques. A la figure 10, on a représenté un signal sinusoïdal. La période T est égale à $t_6 - t_2$ ou à $t_5 - t_1$.

La fréquence est

$$f = \frac{1}{T}$$

L'amplitude est égale à $E = 2$ fois $E/2$.

Déviations verticale et horizontale

En examinant la figure 10 on constate qu'elle contient tous les renseignements concernant le signal sinusoïdal considéré : sa forme, sa période, son amplitude. La courbe sinusoïdale est en réalité la représentation graphique du signal donnant l'amplitude de la tension e_v en fonction du temps t.

Il est donc clair qu'il est possible de faire apparaître la même courbe sur l'écran de l'oscilloscope si dans la direction verticale le spot se déplace selon la loi qui exprime la valeur de e_v en fonction du temps :

$$e_v = 0,5 E \sin(2 \pi f t) \\ = 0,5 E \sin(2 \pi t/T), \\ \text{puisque } T = 1/f$$

Comme on le sait, le sinus varie entre -1 et +1 en passant par zéro. Lorsque le sinus est égal à -1, $e_v = -0,5 E$ (ou $-E/2$) ; si le sinus = 0, $e_v = +0,5 E$, ce qui se voit sur la figure 10. Le seul mouvement vertical du spot, toutefois, ne suffit pas pour faire apparaître la courbe. Avec le mouvement vertical seul, le spot décrira une droite comme

cd (fig. 8) et on ne saura pas quelle est la loi d'après laquelle cette déviation se produit.

Il faut, pour obtenir une courbe, que le spot dévie aussi horizontalement. La vitesse du spot dans la direction horizontale doit être constante, les espaces parcourus étant proportionnels au temps. Ceci correspond exactement à la loi suivante :

$$V_h = \alpha t$$

V_h étant la tension croissante avec le temps, appliquée à la plaque D_2 (fig. 9).

Cette plaque devenant de plus en plus positive, le spot déviara de gauche à droite et comme le spot dévie également dans la direction verticale selon la loi sinusoïdale, la sinusoïde apparaîtra sur l'écran. Ce dispositif n'est toutefois pas pratique, car après avoir dévié horizontalement de gauche à droite et verticalement selon la loi e_v indiquée plus haut, le spot sortira des limites de l'écran et on ne verra plus rien.

Dans ce mode de représentation graphique des courbes oscillographiques (nommées oscillogrammes) on procède de la manière suivante :

- 1) Pendant le temps t_1 à t_5 , par exemple (voir fig. 10), le spot dévie de gauche à droite, à vitesse constante selon une loi représentée par l'équation du premier degré :

$$v_h = \alpha t$$

Lorsque $t = t_5$, la tension de déviation reprendra très rapidement sa valeur initiale.

Théoriquement, la vitesse du retour est nulle. Le spot reviendra à sa position initiale, par exemple au point a de la figure 8.

Dès lors, la loi de la déviation horizontale, sera conforme à celle de la fonction « en dent de scie » comme celle de la figure 11.

Les parties obliques montantes correspondent à l'aller et les parties verticales au retour en un temps nul.

Supposons que la période du mouvement horizontal en dents de scie soit $Q_2 - Q_1$ égale à celle de la sinusoïde, $t_5 - t_1$ (voir fig. 10 et 11). La courbe oscillogramme apparaissant sur l'écran de l'oscillographe aura la forme d'une seule période de sinusoïde comme indiqué à la figure 12.

A la figure 13 on montre, à droite, une vue simplifiée d'une face avant d'un oscilloscope cathodique. L'écran du tube cathodique est le carré (ou rectangle) situé en haut. Deux bornes sont prévues pour le branchement aux plaques verticales de déviation, du signal à représenter, par exemple un signal sinusoïdal, fourni par un générateur dit générateur sinusoïdal.

Deux autres bornes permettant le branchement, aux plaques de déviation horizontale, du signal en dent de scie fourni par un autre générateur. D'autres boutons sont disposés sur le panneau avant de l'oscilloscope permettant de

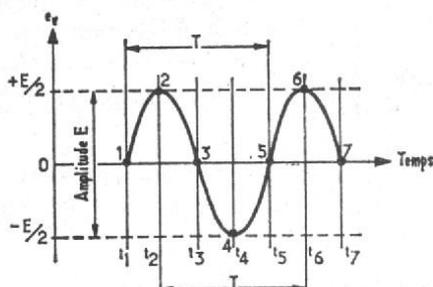


Fig. 10

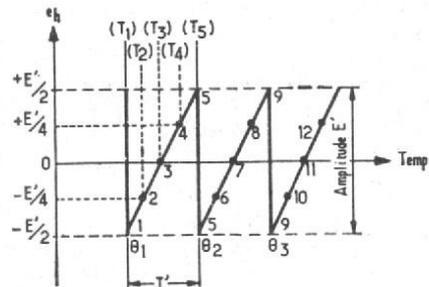


Fig. 11

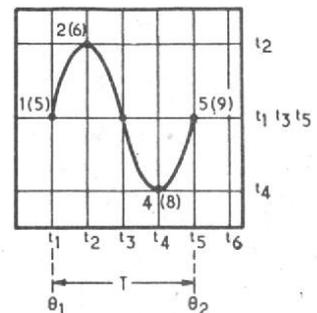


Fig. 12

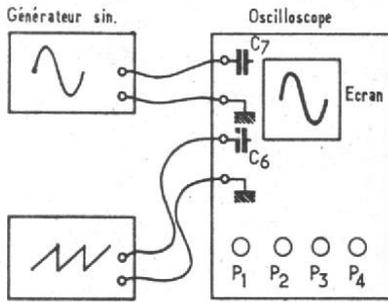


Fig. 13

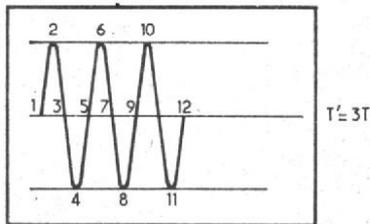


Fig. 14

régler le centrage, la concentration, la luminosité du spot. Les indications P_1 à P_4 correspondent à celles de la figure 9.

A noter que les oscilloscopes cathodiques sont plus perfectionnés que celui considéré ci-dessus. En effet, les signaux de déviation horizontale et de déviation verticale peuvent être amplifiés avant d'être appliqués aux plaques de déviation.

Les deux amplificateurs : l'amplificateur de déviation verticale et l'amplificateur de déviation horizontale, sont incorporés dans l'oscilloscope.

On trouvera alors, sur le panneau avant, deux autres boutons de réglage, dosant les gains de ces amplificateurs. D'autre part, le générateur de signaux en dent de scie est presque toujours incorporé dans l'oscilloscope cathodique. Il se nomme alors, base de temps linéaire.

La fréquence du signal de la base de temps est réglable à l'aide d'un bouton spécial dit réglage de fréquence.

Un autre réglage, celui de synchronisation permet justement, de synchroniser la fréquence de la base de temps f_b avec celle du signal à étudier f_s .

Ce dernier étant périodique, la synchronisation peut s'effectuer si $f_b = f_s$ mais aussi si $f_b = f_s/n$, où n est un nombre entier.

Soit par exemple $f_s = 1000$ Hz.

Si $f_b = 1000/2 = 500$ Hz, on verra apparaître sur l'écran deux périodes de sinusoïde.

En effet, dans ce cas les périodes sont

$$T_s = 1/1000 = 1 \text{ ms}$$

$$T_b = 1/500 = 2 \text{ ms}$$

donc, pendant la durée de l'aller, 2 ms, du spot, la durée du signal périodique est de $T_s = T_b/2$.

De même, si

$$f_s = 1000 \text{ Hz}$$

$$T_s = 1 \text{ ms}$$

$$T_b = 0,333 \text{ ms}$$

On verra sur l'écran trois périodes comme indiqué à la figure 14.

D'autres oscillogrammes sont obtenus en appliquant aux deux entrées, toutes sortes de signaux périodiques.

F. JUSTER

B. G. MENAGER

20, rue Au-Maire, PARIS-3^e
Tél. : TUR. 66-96 - C.C.P. 109-71 Paris
A 30 mètres du métro Arts-et-Métiers

MAGASINS OUVERTS
DU LUNDI AU SAMEDI
de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h

CREDIT DE 6 A 24 MOIS sur tout le matériel

MACHINES A COUDRE

VENTE PROMOTIONNELLE
MODELES SUPER AUTOMATIQUES
LEADER 34 PROGRAMMES

Utilisation simplifiée par 31 cames. ELLE brode à 2 aiguilles, effectue tous les travaux de couture sur tissus légers ou lourds.
LIVREE équipée avec accessoires et garantie. Valeur 2.200 F
VENDUE 1.250 F

SEMI-AUTOMATIQUE
MACHINE PORTATIVE en mallette, grande marque
EXECUTE : les points droits, zig-zag et surfilage.
Equipement électrique 220 V.
LIVREE avec accessoires et garantie
mécanique de 5 ans 715 F
SINGER portative en mallette modèle récent d'occasion garantie 450 F

EN AFFAIRE

Meuble neuf de marque SINGER
Equipé avec mécanisme pour tête escamotable

NET 590 F

MACHINE A COUDRE ZIG ZAG à bras libre

Monté dans meuble
Matériel neuf vendu avec garantie au

PRIX SENSATIONNEL DE 1.500 F

MATERIEL DEBALLÉ RETOUR D'EXPOSITION

Léger défaut d'aspect

FOUR A ENCASTRER A.E.G.
Valeur 1.460 F
VENDU 800 F

FOUR 2 ETAGES Chaleur tournante
Valeur 4.790 F
SOLDE 1.850 F

REFRIGERATEUR A ENCASTRER
145 litres. Valeur 1.760 F.
SOLDE 760 F

RADIATEUR à accumulation 6 kW
Valeur 3.850 F.
VENDU 1.950 F

CUISINIÈRE 4 plaques électriques
Four à pyrolyse. Valeur 3.990 F.
SOLDE 1.950 F

MACHINE A LAVER à encastrer 5 kg
8 Programmes Super automatique.
3 bacs à produits - Dimensions : H. 85, P. 47, L. 60.
PRIX 1.050 F

HOTTE DE CUISINE MODELE DE LUXE
façade inox, 2 vitesses de ventilation.
PRIX DE LANCEMENT 450 F

LOT DE 3 PIECES POUR JEUNES MENAGES
1 MACHINE A LAVER AUTOMATIQUE 15 PROGRAMMES
1 CUISINIÈRE 3 FEUX modèle LUXE tous gaz
1 REFRIGERATEUR TABLE-TOP 130 LITRES
L'ENSEMBLE 2.250 F

MACHINE A LAVER SECHANTE SUPER AUTOMATIQUE 15 PROGRAMMES
PRIX EXCEPTIONNEL 2.300 F

GENERATEUR D'OZONE pour assainissement VENDU 180 F

PERCEUSE ELECTRIQUE Peugeot 4 vitesses valeur 680 F
VENDUE 390 F

BLOC MOTEUR PEUGEOT Equipé adaptation scie circulaire valeur 600 F.
VENDU 390 F

20 MOTEURS MONOPHASES 220 V NEUFS SOLDES au prix exceptionnel de : 1 CV 388 F - 1,5 CV 400 F.

POSTE DE SOUDURE ELECTRIQUE Poste soudure électrique portatif, très belle fabrication, soude avec électrodes de 1 à 3,2 selon réglage par positionneur.
Poids 20 kg net 590,00

POMPES "SAM"

POMPE (immergée pour puiser jusqu'à 10 m) 220 V Avec son équipement électrique TTC 750 F (50 m de câble)
GROUPE portatif 220 V avec crepine, s'installe partout, arrosage, cuisine, sanitaire, etc. TTC 475 F

FLOTTANTE utilisation instantanée, refoulement 28 m 1800 L/Heure, puits, rivière, mare, étang, piscine, pour abreuvoir, étable, arrosage, habitation, etc. Avec 10 m de câble TTC 890 F

GROUPE ELECTROGENE PORTATIF 1 000 WATTS Val d'or, moteur 4 temps
Prix 2.500 F

CHAUFFAGE CENTRAL Dégaufficateur à purge automatique 30,00
Circulateurs d'eau 320,00
Thermostat pour chauffe électrique, pouvoir de coupure 10 A 49,00
Modèle pour chaudière à gaz ou mazout 39,00

CHAUDIÈRE POLYCOMBUSTIBLES Bois - charbon-mazout 30.000 calories/heure avec ballon d'eau chaude 100 l.
PRIX EXCEPTIONNEL 3.450 F

EXCEPTIONNEL 100 RADIATEURS CONVECTEURS fabrication française N.F. 500 à 1.000 watts 135,00 F

BRULEUR ZAEGELD HELD 20.000-30.000 CALORIES PRIX : 1.250 F

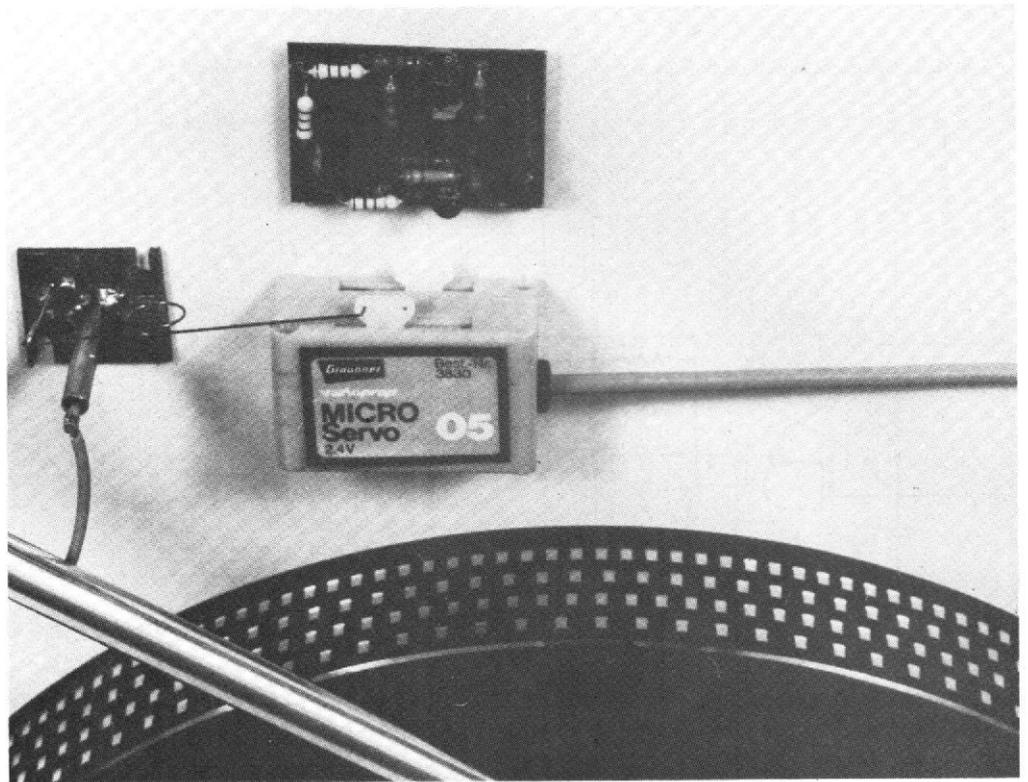
au prix de gros

MOTEUR ELECTRIQUE Moteurs triph. 220/380 ventilés NEUFS - Garantie 1 an
1 CV 3.000 T/m 212 F 1.500 T/m 223 F
1,5 " " 239 F " " 255 F
2 " " 275 F " " 302 F
3 " " 334 F " " 376 F
4 " " 419 F " " 461 F
5,5 " " 509 F " " 550 F
7,5 " " 659 F " " 695 F
Avec inter. jusqu'à 4 CV + 90 F
Avec démarreur Et. triangle au-dessus du 3 CV + 158 F

PROMOTION MOTEUR fabrication française de marque CLARET
1 CV Tri 220-380 1.500 tours valeur 450 F VENDU 179 F
1/2 CV 2 vitesses 700 et 1.400 t ou 500 et 1.000, valeur 880 F NET 280 F
2 CV 700-1.400 tours NET 350 F

Réalisez un lève bras

à touch control



ENCORE un, allez vous dire. Comme vous l'avez remarqué dans certaines publicités, il est possible de se procurer un moteur pour tourne-disque à entraînement direct avec un plateau. Si vous arrivez à tout monter dans un socle bien étudié, vous aurez un tourne-disque offrant de bonnes performances. La nature du socle est essentielle, s'il est rigide, vous avez pas mal de chance pour que les performances soient à la hauteur des réalisations du commerce. Vous aurez gagné un peu d'argent (pas tellement) et la fierté d'avoir mené à bien cette réalisation.

Pour compléter cette installation (que nous n'avons pas expérimenté), voici un lève-bras dont la réalisation mécanique est plus simple que celle que nous avons décrite dans notre numéro.

Pour la section mécanique, nous avons en effet utilisé un servo-moteur de radiocommande de Graupner, un servo qui utilise un micro moteur type TO 5, ce micro moteur que nous avons utilisé dans notre première version. Cette fois, il n'y a pas de potentiomètre à réaliser, pas d'engrenage à utiliser, la seule pièce à confectionner étant simplement le lève-bras. Quelques tubes de laiton soudé, quelques tiges, quelques épingles d'acier, c'est à peu près tout ce qu'il vous faut.

Le principe

Pour être moderne, nous voulions disposer d'une commande par effleurement. Ce type de commande est, à notre avis, particulièrement approprié à cette situation. La pointe de lecture s'appuie sur le disque avec une force d'appui réduite. Elle ne tient donc pas très bien dans un sillon très étroit. Si on applique un choc au tourne-disque, la pointe risque de sauter et d'abîmer le disque. Avec une commande par effleurement, il sera très facile d'éviter le choc au moment de la commande. Le fait d'avoir une commande électronique permet également de séparer l'électronique de la mécanique.

Le principe

Le servo-moteur se compose d'un moteur, d'un train d'engrenages de deux leviers de sortie se déplaçant en ligne droite et en sens inverse. Solidaire du pignon à crémaillère, il y a un potentiomètre. Le curseur est solidaire du pignon, la piste est fixe. On appliquera une tension aux bornes du potentiomètre, la tension du point milieu sera représentative de la position des leviers de sortie.

Il ne reste plus qu'à adapter à l'ensemble un asservissement. Le servo mécanisme sera transformé en asservissement de position, à une tension d'entrée on fera correspondre une position de sortie. Il ne restera plus qu'à commander l'entrée par une bascule dont les sorties alimenteront l'entrée du comparateur.

La bascule de commande sera réalisée à partir d'une quadruple porte Nand CMOS dont on utilisera les fortes impédances d'entrée pour assurer une commande au toucher.

L'amplificateur d'asservissement sera réalisé à partir d'un

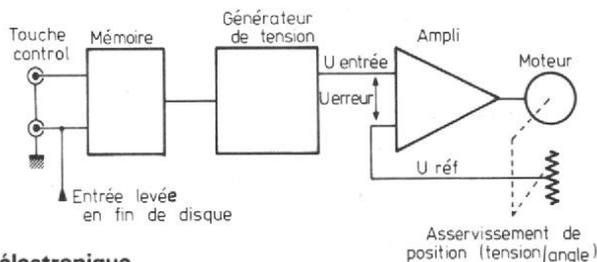


Fig. 1. - Principe de l'électronique

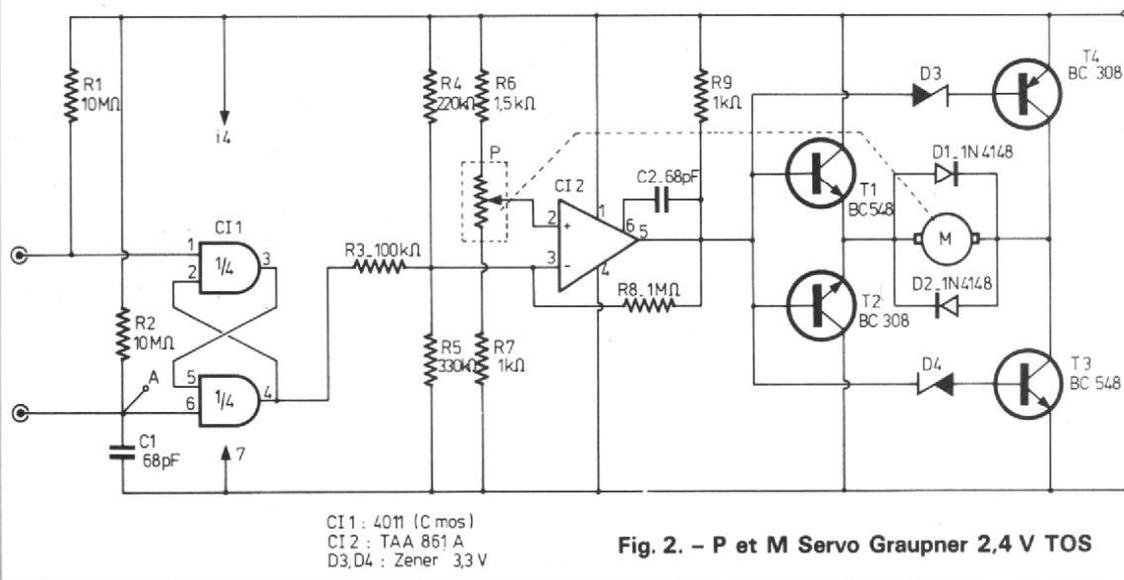


Fig. 2. - P et M Servo Graupner 2,4 V TOS

circuit intégré recevant sur une entrée la tension de commande, sur l'autre, la tension de position. Une contre-réaction stabilisant le montage. A la sortie du circuit intégré, nous avons prévu un montage en pont qui permettra de commander le moteur dans les deux sens à partir d'une source d'alimentation unique.

Le fait de disposer d'une commande électronique pour la levée du bras permettra de raccorder un système de détection de position. Ce système, vous l'avez sans doute

déjà repéré dans notre rubrique du « circuit intégré pourquoi pas ? » du mois de décembre 1977 : il s'agissait d'un détecteur de proximité utilisé dans un contexte général. On peut très bien placer la bobine à proximité du contre-poids du bras de lecture, une fois la fin du disque arrivée, le détecteur basculera et commandera la levée du bras. Nous n'avons pas prévu de schéma complet pour le raccordement du détecteur au lève-bras, la liaison s'effectuera par un petit condensateur dont vous déter-

minerez expérimentalement la valeur (quelques dizaines de picofarads devraient suffire).

La figure 1 donne le schéma synoptique de l'électronique. Nous avons à l'entrée un circuit à mémoire qui met automatiquement le bras en position haute au moment de la mise sous tension. Pas de risque d'erreur de pose avec ce système. Le système à mémoire commande le mouvement du bras, deux touches sont là pour agir soit sur la descente, soit sur la montée. En sortie de mémoire, un générateur de

tension délivrera une tension d'entrée, deux niveaux sont possibles, un haut et un bas.

Vient l'amplificateur d'asservissement, un ampli qui commande un étage de puissance alimentant un moteur, ce moteur entraîne un potentiomètre d'asservissement, l'amplificateur arrêtera de commander le moteur lorsque la tension d'erreur sera nulle.

La figure 2 donne le schéma de principe de l'électronique. Cette électronique est assez simple, nous trouvons, en guise de mémoire, deux quarts de quadruple porte Nand interconnectés pour former une bascule jouant le rôle de mémoire. Les entrées sont polarisées par des résistances de 10 MΩ. Sur le circuit du bas, nous avons un condensateur de 68 pF qui maintient l'entrée d'arrêt au niveau bas au moment de la mise sous tension.

Le générateur de tension est simplement constitué d'un réseau de résistances, ce réseau est dissymétrique pour tenir compte des caractéristiques d'entrée du circuit intégré. Les résistances R₆ et R₇, résistances de butée, permettent de régler la course du potentiomètre, nous les avons laissées fixes, on les changera si nécessaire. Si vous désirez un réglage électrique de la position du bras, vous pouvez utiliser des potentiomètres ajustables miniatures. La contre-réaction appliquée sur le circuit intégré est linéaire en fréquence, pas besoin ici de cor-

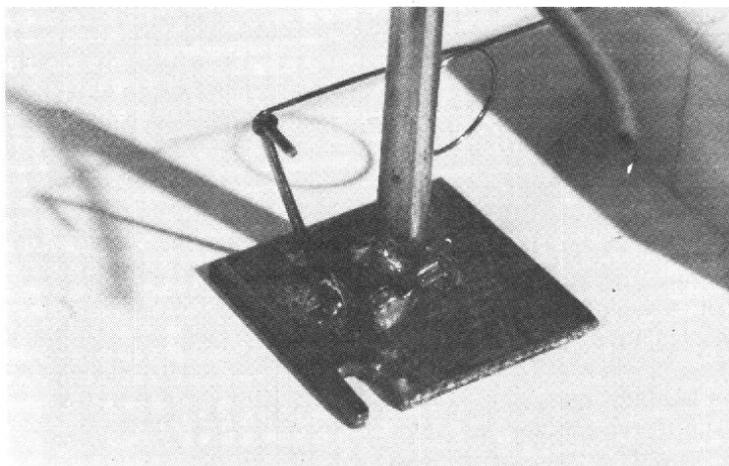


Photo 1. - Détail de la base de la fourchette de levée.

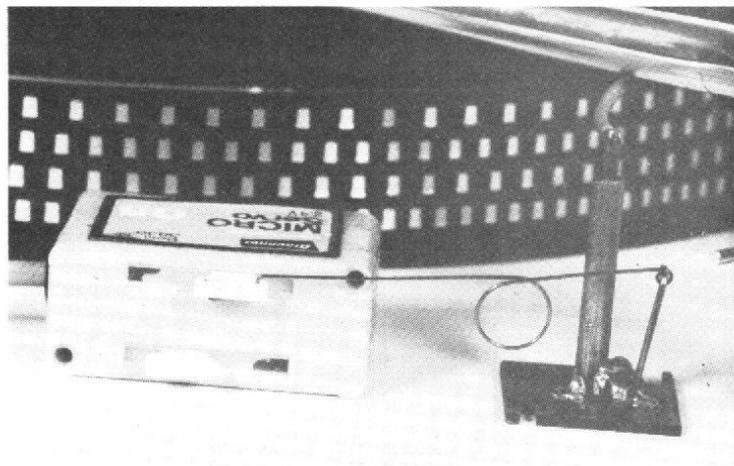


Photo 2. - La tige de commande du lève bras, une boucle sert de ressort et évite une surcharge du Servo.

rection de phase. Nous n'avons pas besoin, ici, d'avoir le maximum de puissance dans le servo ni un temps de réponse particulièrement court et précis, pas d'exigence non plus sur les dépassements du servo. Nous n'avons pas eu de pompage avec cette configuration. A la sortie du circuit intégré, nous trouvons l'amplificateur en pont, deux transistors en émetteur commun pour la sortie, deux en collecteur commun qui inversent la tension de sortie. Ces transistors sont attaqués par des diodes Zener qui évitent que les deux transistors puissent conduire simultanément.

En parallèle sur le moteur, nous avons installé deux diodes, ces diodes limiteront la tension appliquée au moteur et, par conséquent, sa vitesse, ce qui n'empêchera toutefois pas ce moteur de développer le couple nécessaire. Nous obtenons par ce système un ralentissement qui évite le pompage et permet au bras de descendre assez lentement.

Les diodes D_3 et D_4 , diodes Zener de 3 V, peuvent être remplacées par des résistances de $4\ 700\ \Omega$.

Le choix du circuit intégré a été dicté par la faible tension de fonctionnement choisie pour le montage: 5 V. Cette tension permet également le fonctionnement du circuit d'entrée du type CMOS. Cette faible tension d'entrée a entraîné la dissymétrie dont nous avons parlé.

Réalisation électronique

Un circuit imprimé dont nous donnons, sur les figures 3 et 4 les dessins et implantations. Les touches seront adaptées à la configuration de la table de lecture, le contact doit se faire entre les entrées et la masse, il est donc indispensable de ménager des surfaces de contact suffisantes et de prévoir pour chaque entrée un commun: la masse, et deux pôles. Les pièces de contact seront montées sur un support isolant.

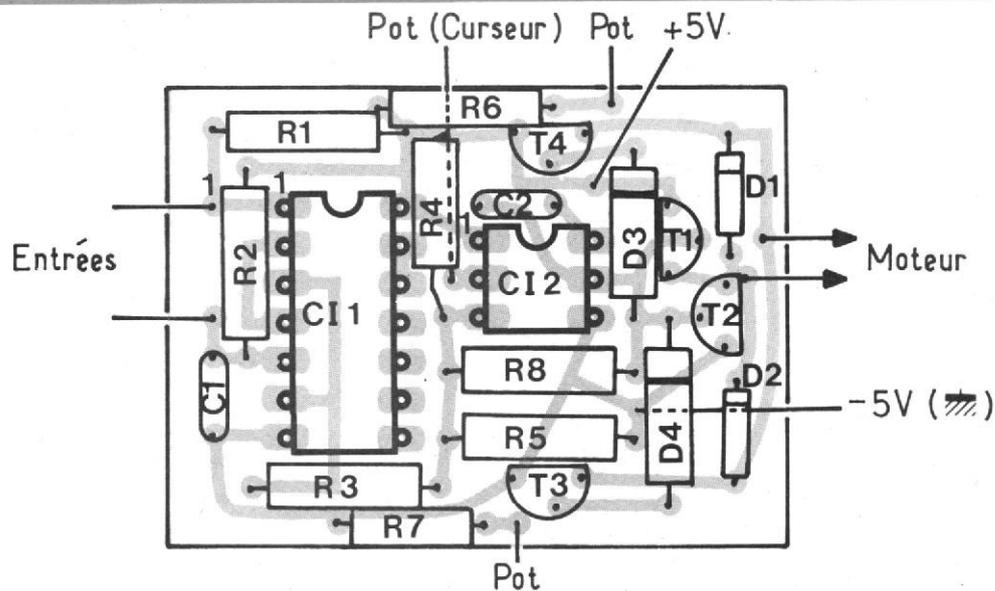


Fig. 3. - Implantation des éléments (échelle 2).

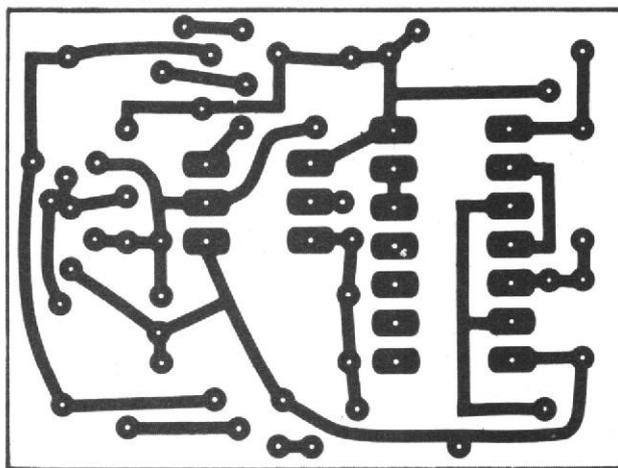


Fig. 4. - Circuit imprimé (échelle 2).

Réalisation mécanique

Le lève-bras proposé est à installer au-dessus de la platine, servo compris. Si vous avez un tourne-disque dont le châssis est facile à usiner, vous pourrez très bien placer le levier de commande au-dessous ainsi que toute la mécanique. Le levier relié au bras sera tourné de 180° et la plaque support placée au-dessus du mécanisme au lieu d'être comme nous le montrons. Nous vous laissons, démocratiquement, toute liberté, notre propos étant de proposer des solutions relativement faciles à mettre en œuvre.

Nous avons utilisé, pour la base, une plaquette de stratifié verre-époxy cuivré, un maté-

riau facile à usiner et qui peut se souder sur une face. Les pièces mobiles sont des tiges d'acier soudables à l'étain, des fentes sont pratiquées dans ces pièces pour assurer une fixation mécanique avant la soudure. Nous avons réalisé les fentes en utilisant une meule à tronçonner montée sur une mini-perceuse. On pourra également faire appel à une lame de scie fine. Les axes fins sont soit exécutés dans de la corde à piano de $5/10^\circ$ ou à l'aide d'épingles. Fouillez dans vos fonds de tiroir pour trouver les tubes et les tiges qui s'emboîteront avec un minimum de jeu. Moins il y aura de jeu et plus le fonctionnement sera précis.

Nos dessins et les photos vous permettront de mener à bien la réalisation. La course

n'est pas un critère très important, il sera toujours possible de l'ajuster au moment des réglages, c'est une des vertus de l'électronique. Quelques résistances à ajuster (celles de butée du potentiomètre) et tout ira bien.

Etant donné que l'on dispose sur certains bras de lecture d'un système de relevé manuel, il est possible de l'automatiser en ajoutant un levier qui sera relié au servomoteur. Cette éventualité est possible à condition que la commande du bras ne soit pas trop dure.

Si vous possédez une transmission à câble genre Bowden, tige d'acier coulissant dans un ressort (un vieux déclencheur photo par exemple), vous pourrez toujours vous en servir pour assurer la transmission

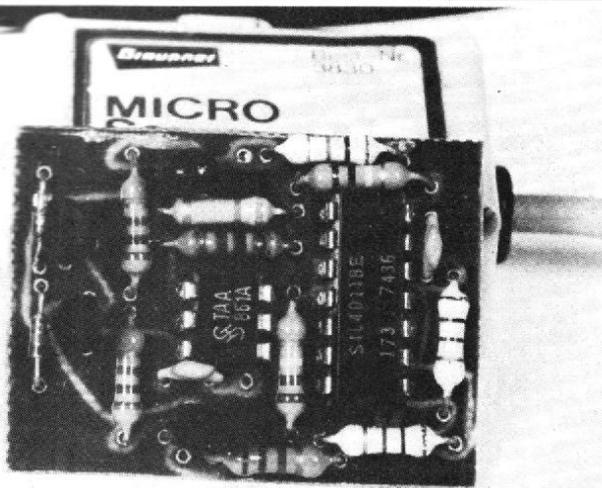


Photo 3. - Le circuit imprimé câblé. Il ne reste plus qu'à le raccorder au servo.

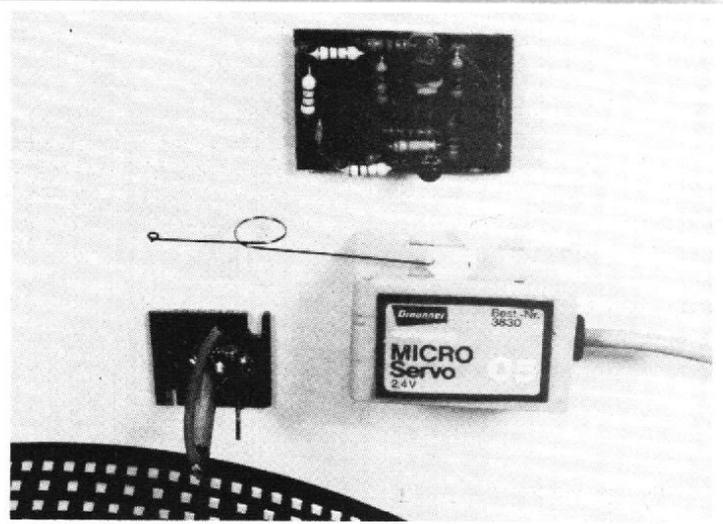


Photo 4. - Les trois pièces : un servo, la « mécanique » et l'électronique.

sinon, on reprendra les vieilles techniques de télécommande, les tringleries. Par sécurité, on aménagera une boucle chargée de limiter l'effort appliqué au servo en fin de course, ou si un blocage intervenait.

Le bras chargé de lever celui de lecture sera revêtu d'un tube de matière plastique ou de caoutchouc qui évitera le

glissement latéral, une petite pièce de caoutchouc pourra aussi être collée sous le bras au point de contact.

Il ne reste plus maintenant qu'à installer l'ensemble sur le tourne-disque. Nous conseillons de monter le servo sur un support anti-vibratoire, malgré la limitation de vitesse imposée au moteur, les vibrations peu-

vent être suffisantes pour être entendues dans la chaîne HiFi, la tête de lecture est extrêmement sensible. Plus le socle sera rigide et plus les vibrations seront atténuées. Nous retrouvons là une idée fondamentale de conception d'un socle de tourne-disque.

La mise au point concerne la position relative du bras par

rapport au disque. Il est inutile de descendre trop bas le lève-bras ou de le faire monter trop haut l'esthétique n'y trouverait pas son compte dans ce dernier cas.

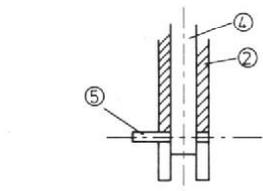
Deux façons d'agir : la course d'abord avec un ajustement des résistances de butée du potentiomètre d'asservissement, la position avec le réglage de la longueur de la tige de liaison. C'est, à notre avis, assez simple.

Le servo-mécanisme employé est le seul que nous ayons essayé, nous l'avons choisi pour sa consommation réduite. Le choix d'un autre servo aurait entraîné une consommation plus importante qui aurait exigé un amplificateur de sortie plus puissant et par conséquent des transistors capables de supporter davantage de puissance, ce que nous avons voulu éviter.

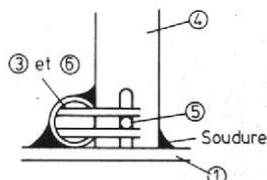
Conclusion

L'électronique et les composants actuels permettent de réaliser de petits automatismes facilitant la vie quotidienne. En voici un exemple de plus. On appréciera particulièrement ici la possibilité d'arrêt automatique, si toutefois on veut pousser l'expérience un peu plus loin que nous l'avons fait.

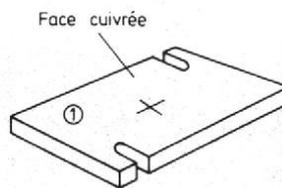
E. LÉMERY



Base de la colonne, montage



Base du lève bras



Base verre époxy

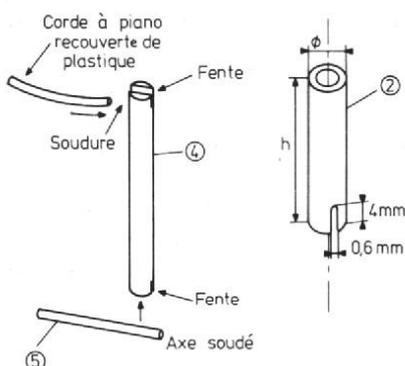
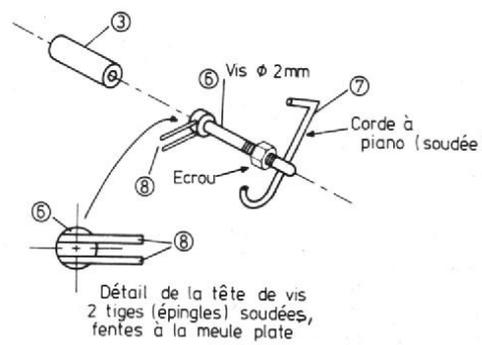


Fig. 5



Détail de la tête de vis
2 tiges (épingles) soudées,
fentes à la meule plate

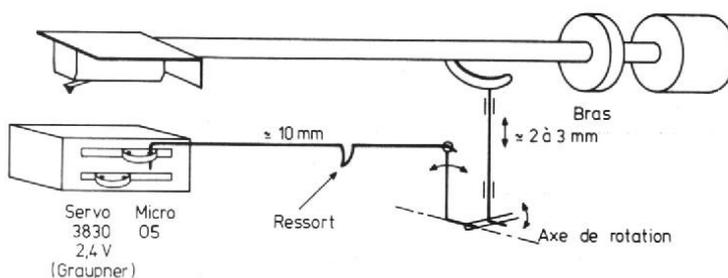
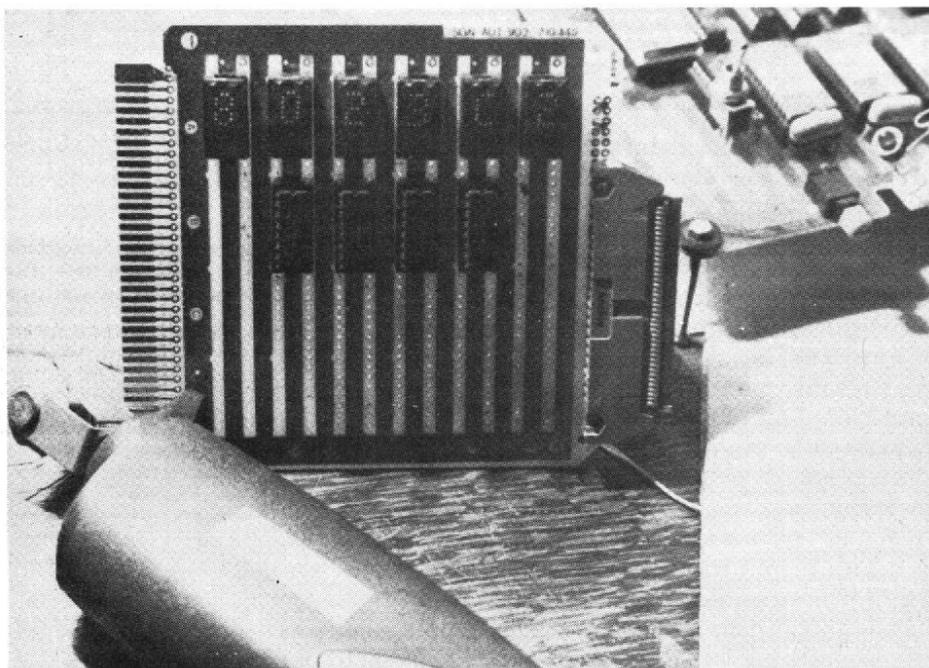


Fig. 6

Servo Micro
3830
2,4 V
(Graupner)

Construisez ce «microscope»

pour vos systèmes micro- processeur



Le mot paraît nouveau en électronique. Il s'agit tout simplement d'un analyseur de bus de microprocesseurs, ultra-simple, qui permet de tout savoir sur le bon positionnement dans l'espace mémoire de tel ou tel dispositif, mémoire ou coupleur d'entrée / sortie, du bon fonctionnement des ordres de lecture ou

écriture, de la visualisation du passage par les bus de telle ou telle instruction, etc.

Pour les oscillations sinusoïdales, nous avons l'oscilloscope. Pour les circuits logiques, les témoins de niveaux. L'appareil qui permet la scopie d'un microprocesseur, nous l'appellerons donc « microscope ».

Principe

Comme le montre la photo-titre, le dispositif contient quatre afficheurs hexadécimaux pour le bus d'adresse et deux afficheurs pour le bus de données. Tout le secret du fonctionnement se trouve dans ces afficheurs, pas comme les autres : ils sont munis de quatre latches d'entrée, d'un décodeur vers une matrice par points et de diodes Led d'affi-

chage, dans un même boîtier. Comme le montre la figure 1, il y a deux points d'alimentation positive, l'un pour la partie logique, qui doit être au niveau standard de + 5 V et l'autre pour l'alimentation des diodes d'affichage. De ce schéma, qui fournit l'affichage hexadécimal de la figure 2, nous retiendrons qu'il y a une mémoire locale de 4 bits qui peut être échantillonnée à tout moment par l'entrée « Latch Strobe input ». C'est dans des mémoires de ce type que nous allons stocker à un moment précis la configuration binaire des bus d'adresses et de données. L'impulsion d'échantillonnage est négative et doit durer plus de 40 ns. Si l'entrée est au niveau haut, l'affichage concerne les données captées précédemment en mémoire. Au niveau bas, les données binaires entrent sans arrêt dans les latches. Pour étudier un microprocesseur cette alternative est sans intérêt, car le défilement des contenus est si rapide qu'on n'y distingue plus rien. Pour un microprocesseur entièrement statique, dont l'horloge pourrait être arrêtée, genre « 2650 » de « Signetics », ce fonctionnement pourrait être néanmoins intéressant.

Le seul désavantage de l'afficheur-Champion que nous

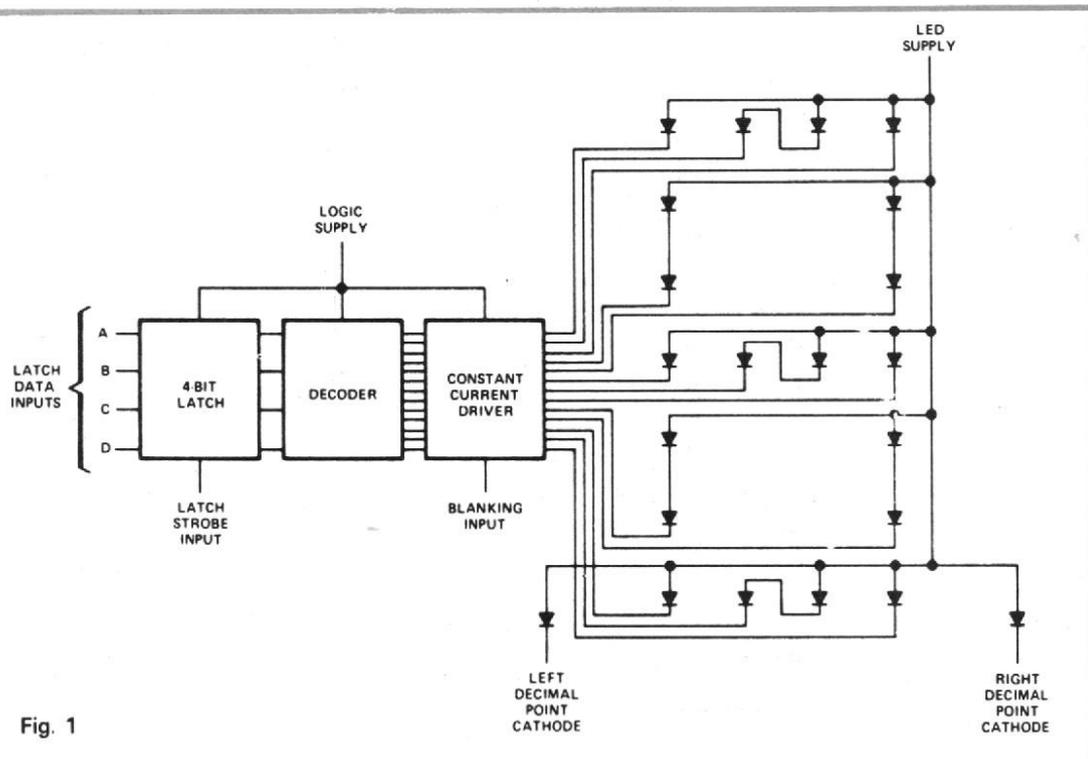


Fig. 1

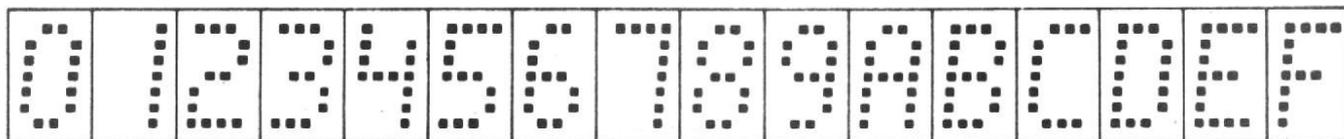


Fig. 2 0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15

utilisons est son courant d'entrée, $40\mu\text{A}$ à l'état haut et $1,6\text{ mA}$ à l'état bas. Pour une unité centrale en technologie MOS, à bout de forces bien souvent, car utilisée dans une configuration complète-mémoires, coupleurs d'entrées/sortie, etc., c'est prohibitif. C'est la raison pour laquelle nous avons utilisé un découplage par un ampli non-inverseur, ne demandant que quelques pico-ampères de courant d'entrée, en technologie CMOS. La présence du circuit de mesure dans le système se manifeste par les capacités parasites d'entrée et des fils du câble plat qui le relie à l'Unité Centrale ou aux bus. Ces capacités sont minimales, de 20 à 30 pF au maximum, ce qui nous permet d'affirmer que la mesure n'affecte nullement le système microprocesseur.

En résumé : pour la saisie de l'état des bus à un certain moment et son affichage, nous avons adopté, donc, des afficheurs à mémoire et à décodage incorporé qui sont sépa-

rés des bus, pour plus de sûreté par des « meneurs » (drivers) en logique CMOS.

L'échantillonnage des bus est laissé au choix de l'utilisateur. Quelques exemples d'utilisation montreront qu'il y a une infinité de possibilités.

La différence entre ce système de mesure et les analyseurs sur écran d'oscilloscope est simple : nous ne visualisons qu'un mot d'adresses et données, alors que les analyseurs professionnels en accumulent toute une série, faisant partie d'un programme. C'est néanmoins suffisant pour un dépannage « hard » et même « soft », pour traquer les programmes dans les interruptions, là où les moniteurs de mise au point n'y peuvent, généralement, rien.

Description et réalisation

Le schéma général de fonctionnement est celui de la figure 3. Le détail des

connexions figure sur le schéma suivant, qui remplace un circuit imprimé double face à multiples trous métallisés figure 4. Le dispositif est réalisé en wrapping, comme en témoignent les photos. Bien souvent le schéma de la figure 4 sera proposé sous forme de tableau. Pour une réalisation simple comme la nôtre, nous avons préféré donner le détail par dessin.

Il y a un point à souligner : l'entrée d'échantillonnage représente une charge TTL sérieuse, qui n'est pas « tamponnée ». Ceci est dû au fait qu'elle est l'aboutissement de circuits logiques autres que l'Unité Centrale.

Exemples d'utilisation

Exemple 1 :

Supposons qu'une mémoire vient d'être ajoutée au système

microprocesseur à l'adresse 3F00.

Nous voudrions pouvoir y lancer des programmes et l'utiliser comme tout autre emplacement mémoire. Bêtise à ne pas faire : installer, après le câblage, le circuit intégré mémoire et vérifier par le moniteur du système qu'on peut y lire ou écrire. Si, par hasard, il y avait une erreur dans la logique de décodage d'adresse, la nouvelle mémoire pourrait être lue en même temps qu'une autre. Cela ferait une véritable catastrophe ferroviaire sur les bus, car deux sorties se court-circuiteraient réciproquement.

On prend alors le microscope, on le monte sur le bus et, sans avoir placé la nouvelle mémoire, on fait le test de l'écriture et surtout de la lecture de l'emplacement mémoire respectif. A l'écriture, si le « Strobe » du « microscope » se trouve branché sur le CS, le décodage d'adresse particulier de la nouvelle mémoire, on verra apparaître

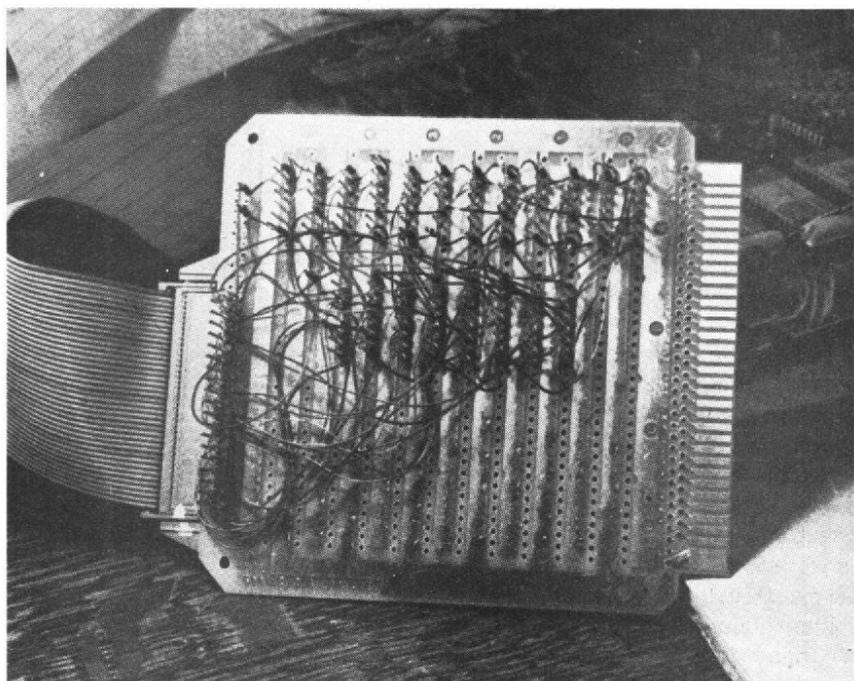
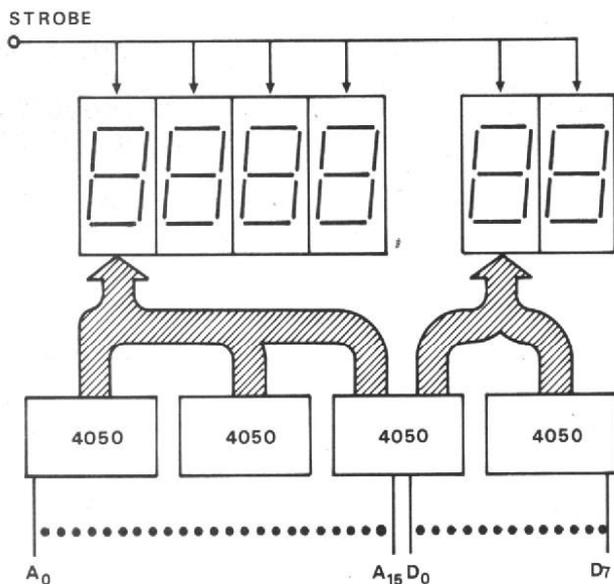


Fig. 3
Photo 2 : vue du côté wrapping du dispositif : câble plat à 40 fils pouvant provenir d'une pince à 40 broches située sur l'unité centrale.

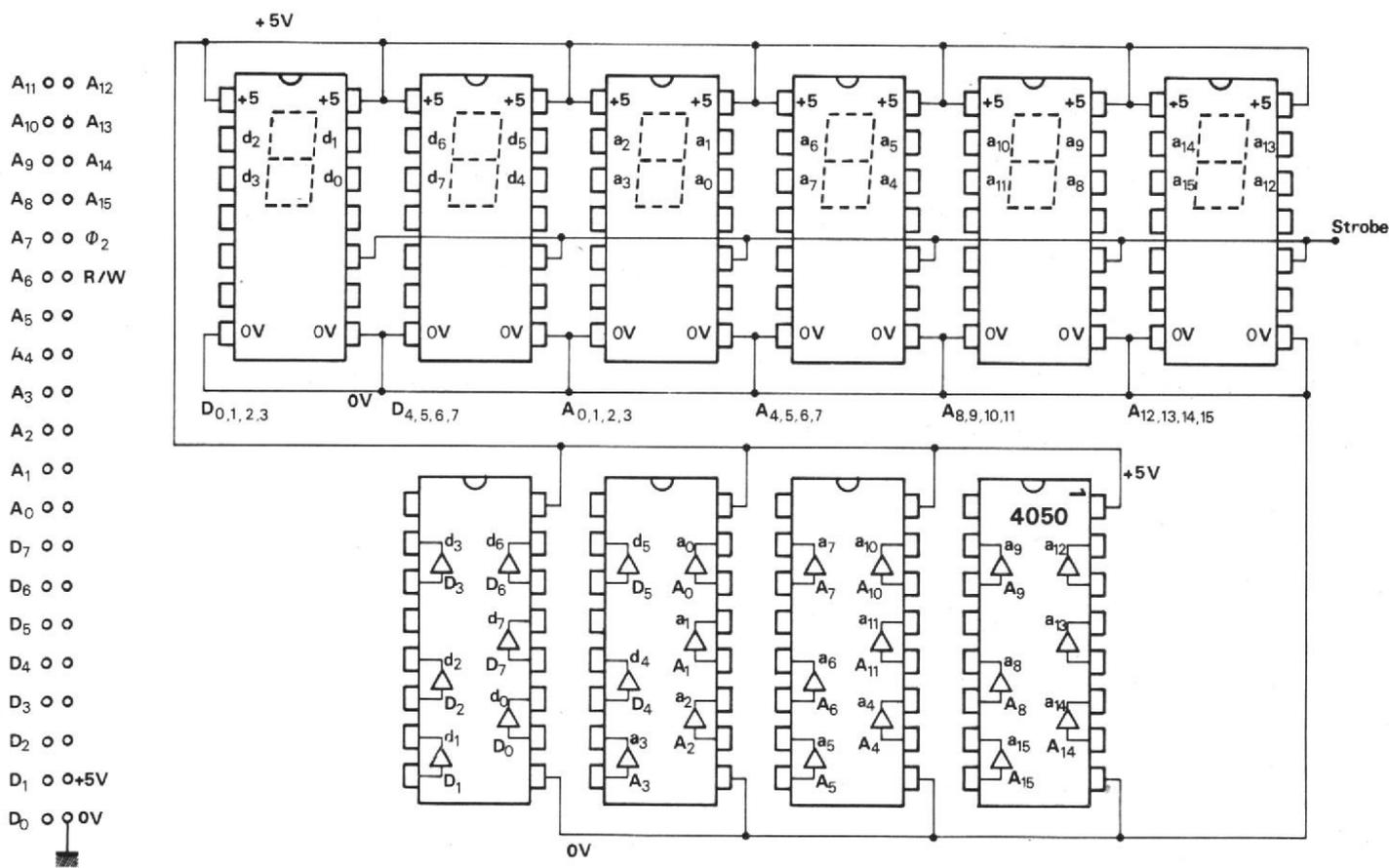


Fig. 4

la bonne adresse et la donnée envoyée. Or, deux mémoires pouvaient être situées au même endroit à l'écriture, sans dommage. On procède à la lecture de l'emplacement mémoire respectif : si les données lues sont à « FF » ou à « 00 », cela témoigne d'une absence de « mémoire parasite ». Si par contre, un contenu ne ressemblant pas à des fils en l'air, apparaissait, cela signifierait une erreur de décodage. Le « Strobe » dans cette application est donc situé sur le décodage d'adresse de la mémoire à implanter. Pour les microprocesseurs asynchrones, dont le bus d'adresse est validé avant le bus de données, il faut chercher à faire un OU entre l'adresse décodée et les données valides. On peut même couper la ligne d'échantillonnage et attaquer séparément les adresses et les données par des impulsions d'échantillonnage appropriées.

Exemple 2 :
 On veut vérifier la bonne exécution d'un programme qui doit écrire un mot dans un périphérique. Si ce mot installe les lignes du coupleur respectif en entrée ou en sortie, il serait ennuyeux de se tromper, car cela ferait des courts-circuits. On « pend » alors le microscope au bus. On échantillonne à travers un circuit ET ou $\overline{\text{ET}}$ (NAND) sur le décodage d'adresse et l'ordre d'écriture. On lance le programme et à la bonne adresse du périphérique, on doit voir apparaître la bonne donnée.

Conclusion

Malgré une simplicité apparente, le circuit d'affichage cache une mémoire locale qu'on peut échantillonner très rapidement (40 ns). La prise de

la « photo des bus » est laissée au libre choix de l'utilisateur : il peut l'attacher tout simplement aux lignes de lecture-écriture R/W, si l'écriture se passe au niveau bas et, par un ordre d'écriture, vérifier un emplacement mémoire. Il peut le connecter à la sortie d'un décodeur d'adresse et vérifier le bon câblage ou le bon fonctionnement d'un programme, etc.

A. Doris

Liste de composants

- 6 afficheurs 745-0007 Dia-light-Tekelec.
- 4 circuits CMOS : CD 4050AE (RCA, NS) ou MC 14050CP (Motorola...).
- 1 connecteur, câble plat Ansley (Fime).
- 1 plaque-support à wrapper-Ebly 1 (Fime).
- 1 alimentation 5 V (celle du système microprocesseur).

Réalisez :

une télécommande par téléphone

LES moyens de télécommande sont nombreux et ont chacun leurs applications spécifiques. Mais, lorsque vous devez mettre en fonctionnement ou arrêter un appareil et que vous vous trouvez à plusieurs centaines de kilomètres, à part le voisin complaisant, les moyens sont inexistantes, ou tout au moins étaient inexistantes, car, à l'aide de l'appareil que nous allons décrire, c'est maintenant réalisable.

Cet appareil nécessite une source d'énergie et bien sûr un téléphone. La télécommande est basée sur le comptage des son-

neries. De manière à éviter les faux déclenchements qui pourraient avoir de facheuses conséquences l'appareil est muni de sécurités qui déterminent à coup sûr l'origine de l'appel.

La mise en marche est conditionnée par deux appels successifs de quatorze sonneries, le deuxième appel devant être terminé 2 minutes après la fin du premier.

L'arrêt est assuré par un appel de 14 sonneries suivi d'un appel d'une seule sonnerie en moins de 2 minutes après le premier appel.

Schéma de principe (fig. 1, 2 et 3)

Un branchement direct sur le téléphone étant interdit par l'administration des PTT le couplage se fera par induction. Pour ce faire, un capteur magnétique d'un type très courant (plat ou cylindrique) est placé sous le téléphone.

Lorsque la sonnerie du téléphone est excitée, un champ magnétique est recueilli par le capteur. Le signal qui a une amplitude de 40 mV efficace environ est envoyé à travers C_{11} sur la base du premier transistor T. Sur le curseur du potentiomètre R_{12} qui est dans le collecteur du deuxième transistor on recueille un signal de

plusieurs volts qui est appliqué à travers C_{14} et R_{13} sur la base du troisième transistor qui fonctionne en tout ou rien à -50 Hz. Ce signal est appliqué à l'entrée E_1 du module logique qui correspond aux entrées des monostables 1 et 2 qui sont inclus dans le même circuit intégré A du type SN 74123 (voir le synoptique de la fig. 4).

A la mise sous tension une remise à zéro des mémoires D est assurée par la charge du condensateur C_6 à travers la résistance R_7 ce qui applique momentanément un « 0 » aux bornes 2 et 6 des mémoires D. A la mise sous tension les monostables 1 et 2 démarrent, lorsque le monostable 2 a terminé son temps de 6 à 8 s qui est fixé par R_2 et C_2 il fait démarrer le monostable 3 qui a

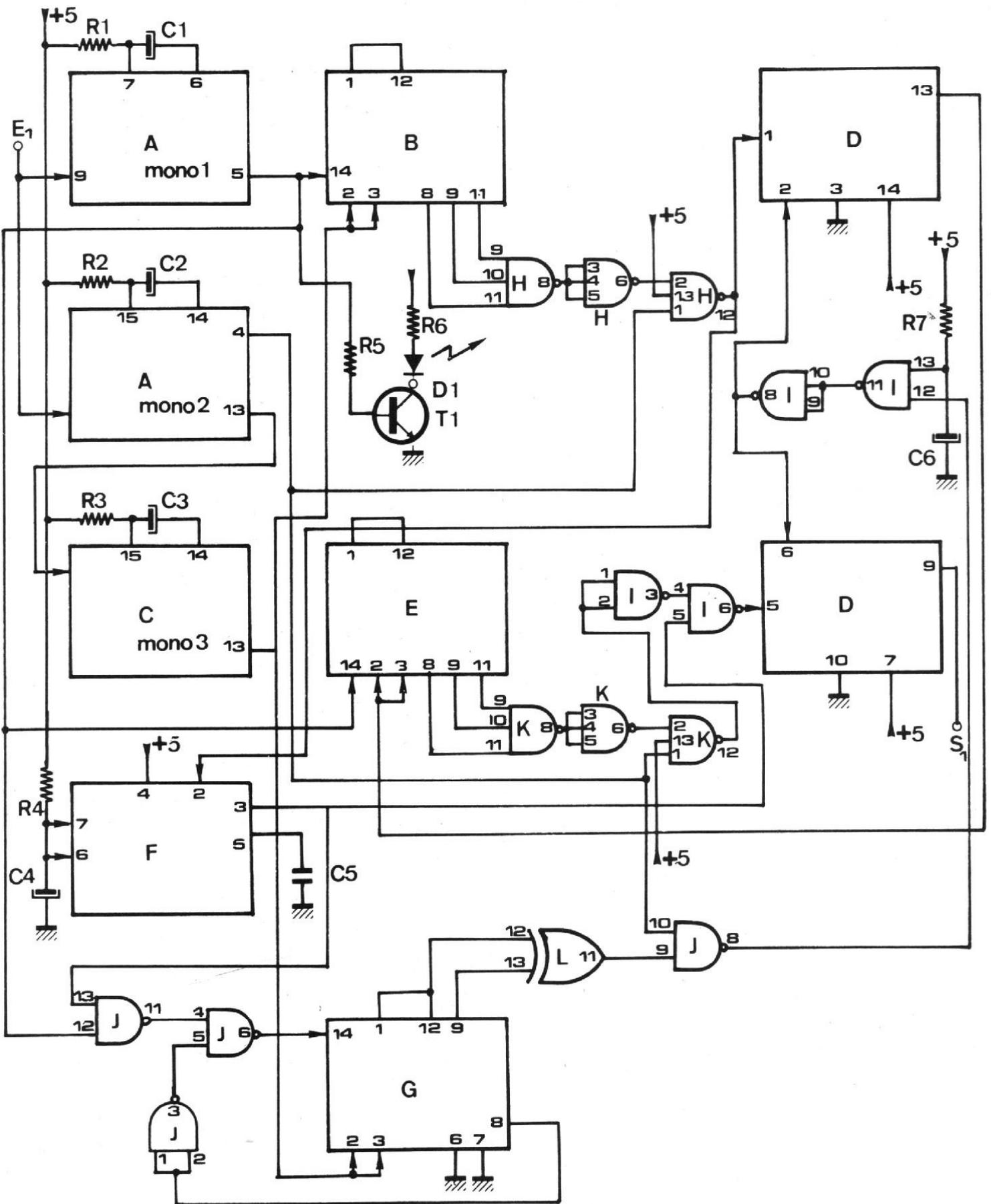


Fig. 1

pour mission de remettre les trois compteurs B, E et G à zéro à la fin de chaque appel.

Le monostable 2 est un mono « retriggeable » dont la durée est supérieure au temps entre deux sonneries de telle manière qu'il ne puisse retomber que lorsque l'appel est terminé.

Le monostable 1 qui a une durée inférieure à une seconde

a pour mission de mettre en forme les impulsions en provenance du préampli.

Quelques secondes après la mise sous tension l'appareil passe en attente.

A la première sonnerie les monostables 1 et 2 démarrent simultanément, le premier envoyant une impulsion sur les trois compteurs mais seul le compteur B est incrémenté,

car le compteur E est bloqué par la sortie 13 de la mémoire D et l'entrée du compteur G est inhibée par la sortie 3 du monostable F qui correspond à la temporisation de deux minutes. A chaque sonnerie le compteur B est incrémenté d'un appel. Si le nombre de sonneries est inférieur à 14 (ou 15 et nous verrons pourquoi plus loin, la

porte NAND à trois entrées H ne change pas d'état et lorsque le monostable 2 de fin d'appel retombe, aucune impulsion n'est envoyée à l'entrée 1 de la mémoire D.

Par contre, si le nombre de sonneries est de quatorze, les sorties 8, 9 et 11 du compteur B sont à « 1 » de la mémoire D. Cette même impulsion est envoyée à

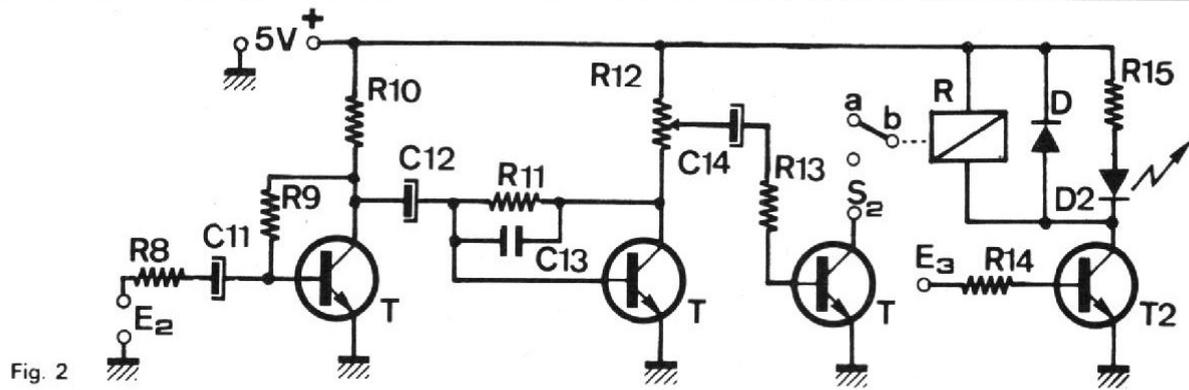


Fig. 2

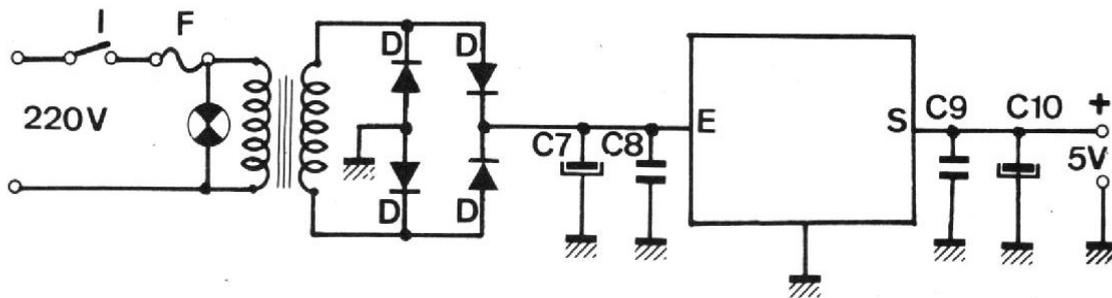


Fig. 3

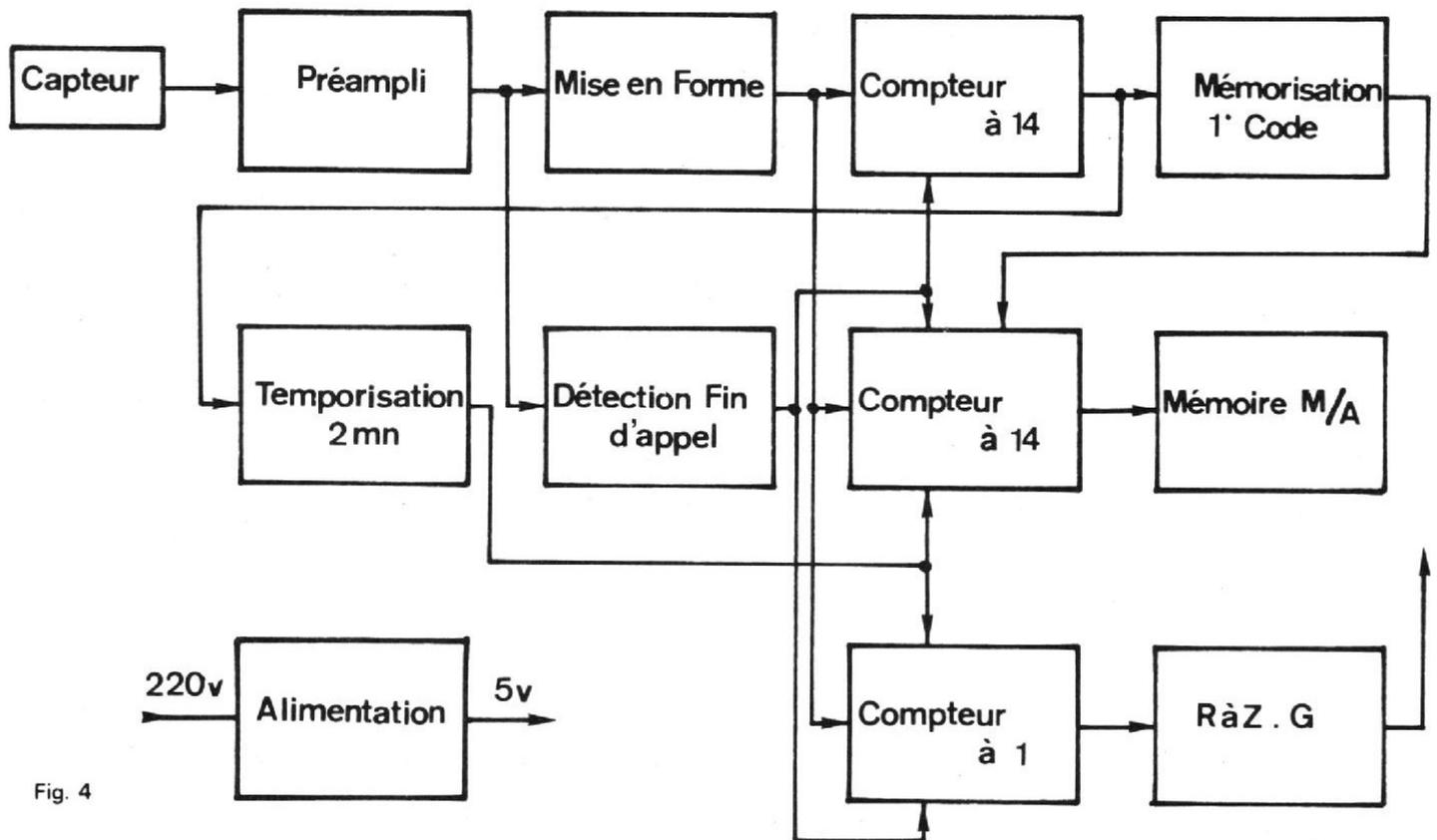


Fig. 4

l'entrée 2 du monostable F, qui démarre pour deux minutes. La sortie 13 de la mémoire D étant passée à « 1 » le compteur E est maintenant en attente.

Nous avons été amenés à prévoir une erreur d'une sonnerie en plus. En effet, nous nous sommes aperçu que le nombre de sonneries que l'on entend dans l'écouteur est parfois inférieur aux nombre des sonneries effectivement reçues par le destinataire. Cette différence porte sur un seul coup d'erreur sur les trois compteurs.

En observant la table de vérité des compteurs B et E qui sont du type SN 7493, nous nous apercevons que pour 14 ou 15 coups seule la sortie A change d'état et comme nous ne l'utilisons pas, l'état des trois sorties reste le même.

Au deuxième appel le processus est le même pour la deuxième mémoire à la diffé-

Réf	+5	///	Réf	+5	///
A	16	8	G	5	10
B	5	10	H	14	7
C	16	8	I	14	7
D	4	11	J	14	7
E	5	10	K	14	7
F	8	1	L	14	7

Fig. 5

rence près que maintenant il existe une condition de temps.

Si le deuxième appel est de quatorze (ou quinze) coups et si il arrive dans les délais, une impulsion est envoyée, à

l'entrée 5 de la mémoire D et sa sortie 9 passe à « 1 » (sortie S₁).

Si, par hasard, un appel vient s'intercaler entre les deux il serait bien rare qu'il soit de

quatorze coups (ce qui représente plus d'une minute de sonnerie). Et même s'il avait été de quatorze coups ce n'est pas gênant, votre appel venant confirmer celui-ci.

Si maintenant vous désirez faire un arrêt à distance, il faut commencer à faire un appel de 14 coups, dans le but de faire démarrer le monostable F de condition de temps; puis ensuite faire un seul coup. Dans ce cas, pour tenir compte d'une erreur d'un coup, nous utilisons une porte L, ou exclusif qui passe à « 1 » lorsque les sorties du compteur G sont simultanément différentes. (l'une à « 1 » et l'autre à « 0 »). A la troisième sonnerie l'entrée du compteur est inhibée par l'entrée 5 de la porte NAND J à deux entrées pour que le compteur ne s'arrête pas sur un faux code.

Sur le circuit imprimé, il apparaît deux condensateurs C₁₅ et C₁₆ qui ne figurent pas

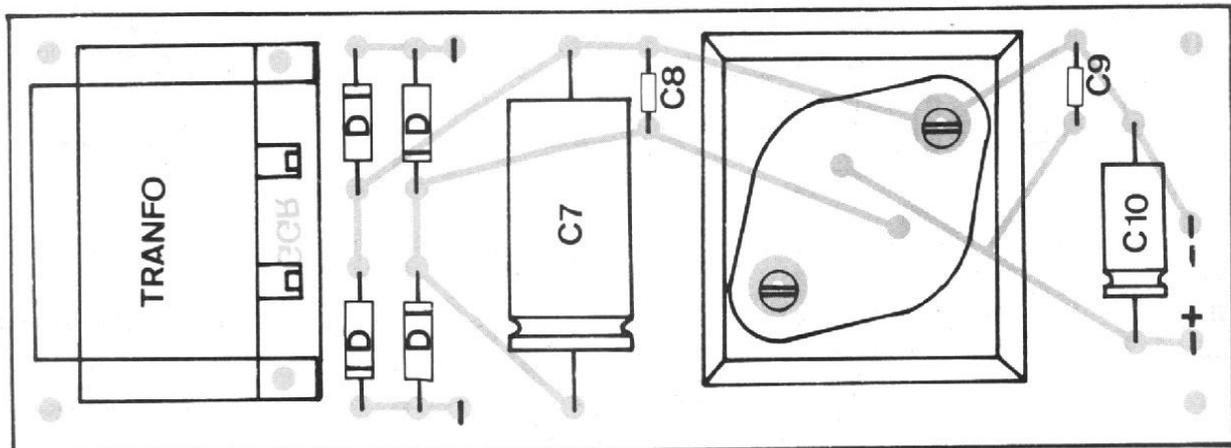


Fig. 7

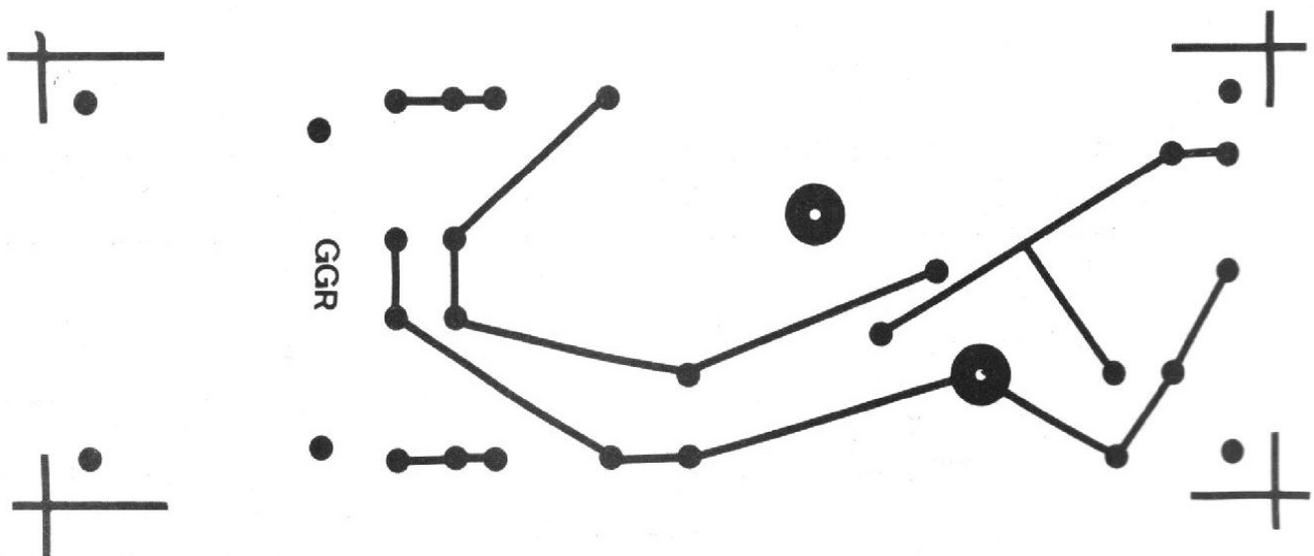


Fig. 10

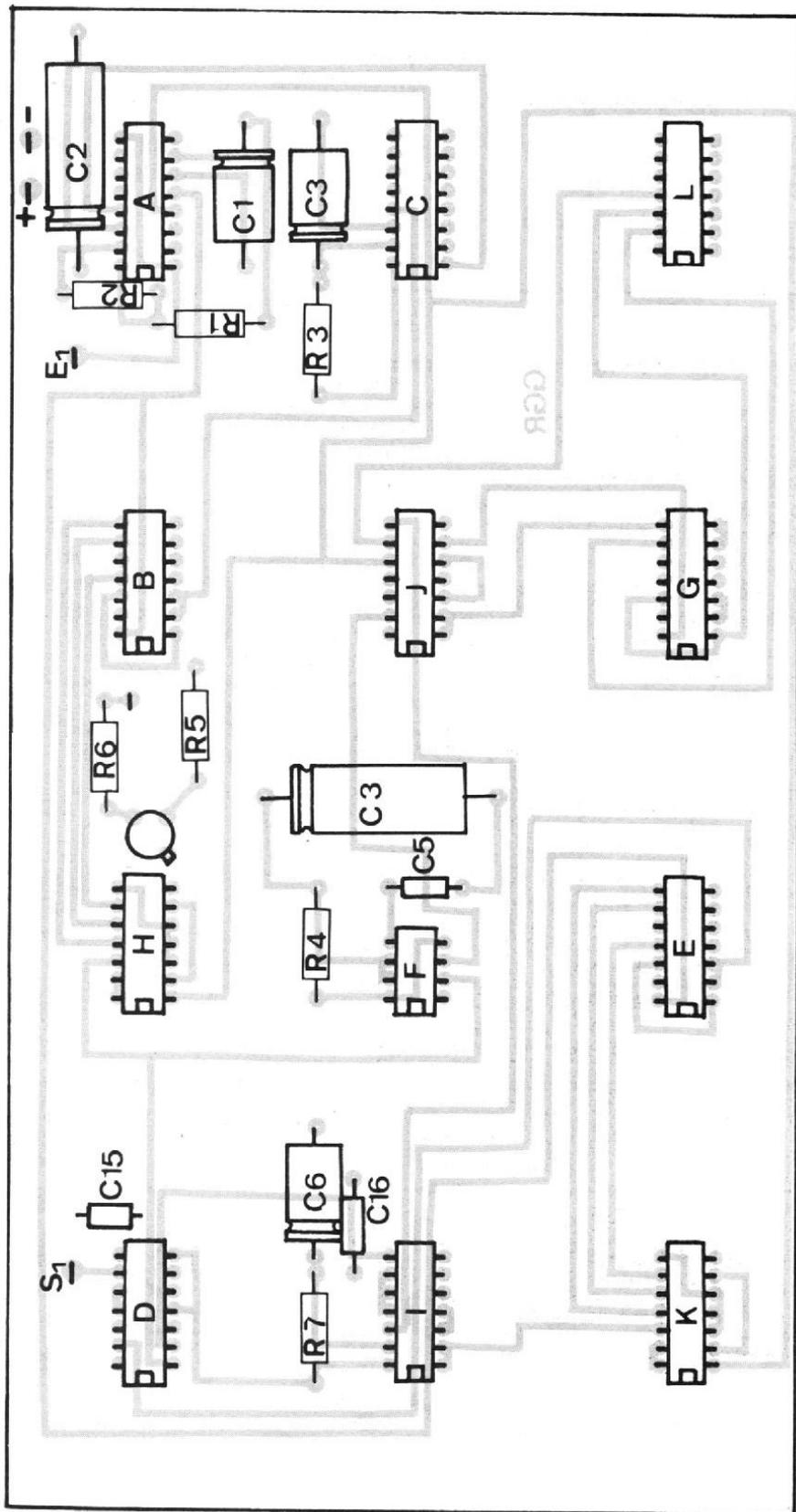


Fig. 6

sur le schéma de principe. Ce sont des découplages des alimentations des circuits intégrés D et I.

A chaque sonnerie le monostable 1, envoie une impulsion sur la base du transistor T_1 qui commande une diode LED D_1 qui est ramenée en face, avant de manière à pouvoir régler correctement le gain du préampli. En effet, de manière à éviter les parasites éventuels le potentiomètre R_{12} doit être réglé juste pour permettre l'allumage de la LED à chaque sonnerie.

Pour être sûr de l'aboutissement du code, il est conseillé pour l'arrêt ou la mise en marche, d'effectuer deux fois de suite le cycle.

La sortie S_1 du circuit logique est connectée à l'entrée E_3 du préampli qui, par l'intermédiaire du transistor T_2 , commande un relais DIL et un voyant marche-arrêt ramené en face avant. Les contacts du relais sont ramenés sur une fiche DIN, 5 broches à l'arrière de l'appareil.

L'alimentation secteur est classique (fig. 3). Un transformateur délivre une tension de 9 V efficace qui est redressée à double alternance et filtrée par C_7 puis appliquée à l'entrée d'un régulateur 5 V / 1 A équipé d'un radiateur. A la sortie du régulateur, on dispose d'une tension stabilisée de 5 V, protégée contre les courts-circuits. Tous les éléments sont largement dimensionnés, le montage consommant moins de 350 mA.

Réalisation pratique

Le montage est réparti en trois circuits imprimés réalisés en verre époxy de 16/10.

- un circuit préampli (35 x 76) figure 8 et 11.

- Un circuit alimentation secteur (56 x 160) figure 7 et 10.

- Un circuit logique en double face (111 x 208) figure 6 et 9.

Le circuit préampli ne pose aucun problème particulier. Les condensateurs électrochimiques sont du type tantale goutte.

Le circuit imprimé de l'alimentation supporte le transformateur d'alimentation et le régulateur LM 309 équipé d'un radiateur.

Si ces deux premiers circuits sont simples à réaliser il n'en est pas de même pour le circuit logique qui est un double face. Si vous disposez de moyen de reproduction des circuits imprimés par photogravure la réalisation d'un circuit en double face ne pose pas de problème particulier à condition de faire très attention à la superposition des deux faces.

Eventuellement une méthode de transfert direct peut être utilisée, mais demande beaucoup de soins. Le circuit imprimé a été volontairement implanté très large pour faciliter cette opération.

La plaque de cuivre en double face est découpée aux bonnes dimensions puis une face est recouverte entièrement par un adhésif. L'autre face ayant été parfaitement nettoyée, on effectue le dessin du circuit coté piste. Puis, après passage dans le perchloreure de fer et nettoyage on perce les trous avec un forêt de 0,8. Ensuite on trace le circuit côté composants, les trous percés servant de repérage. Le côté piste étant maintenant recouvert d'un adhésif, on remet la plaque dans le perchloreure de fer et notre circuit est terminé. Il est conseillé d'utiliser du perchloreure en bon état pour que l'attaque soit rapide.

Lors du câblage il faudra veiller à ne pas oublier les soudures côté composants.

Mise au point

Le tableau de la figure 5 donne les bornes d'alimentation des circuits intégrés.

Câbler la platine d'alimentation et vérifier que le régulateur délivre bien 5 V. Eventuellement brancher une résistance de 10Ω à la sortie de l'alimentation pour vérifier la régulation en charge.

Après avoir câblé la platine logique et vérifié l'existence de toutes les soudures côté composants ainsi que la bonne

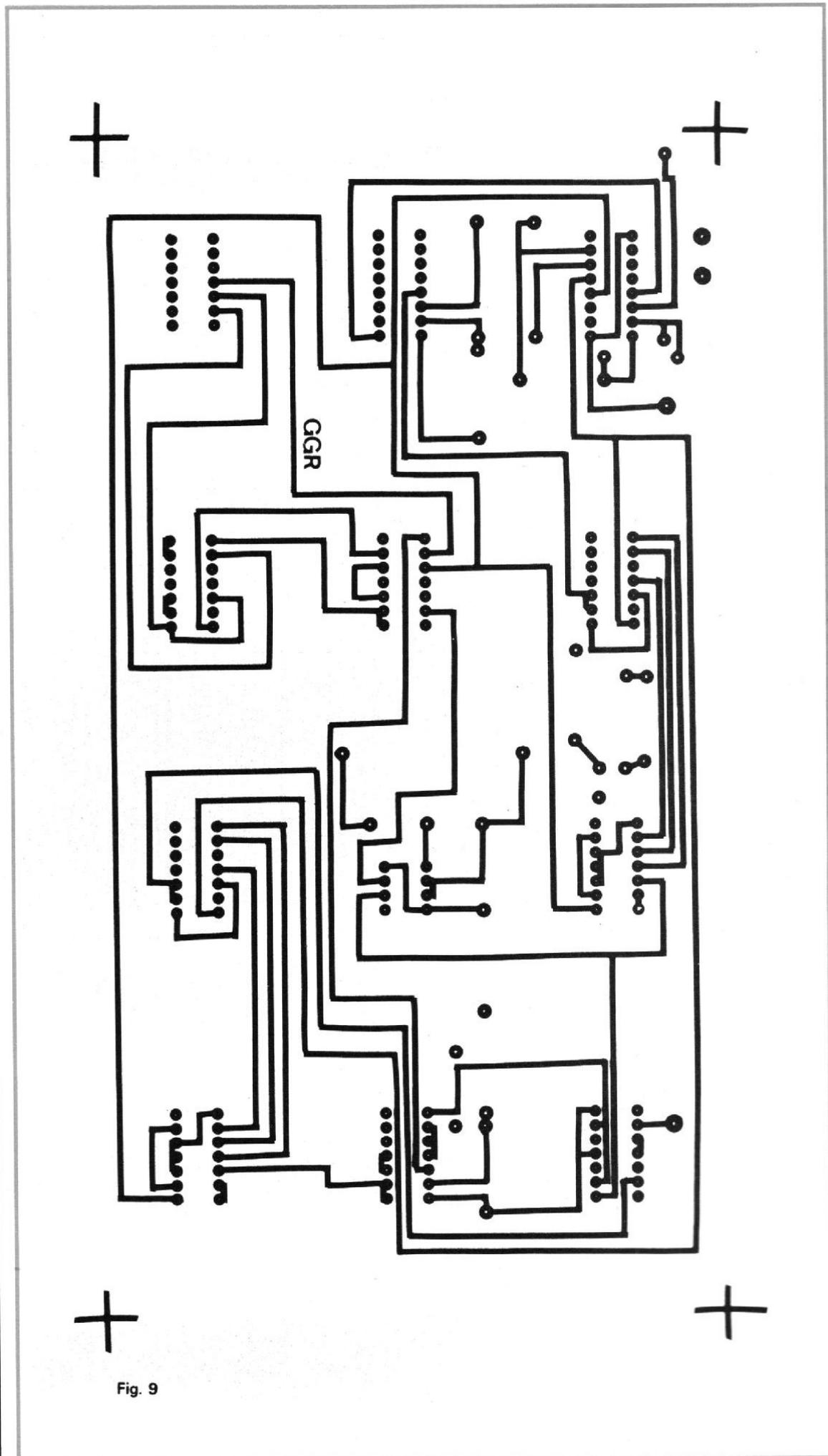


Fig. 9

Nomenclature

- R₁ : 22 k Ω
R₂ : 47 k Ω
R₃ : 22 k Ω
R₄ : 330 k Ω
R₅ : 1,2 k Ω
R₆ : 150 Ω
R₇ : 1 k Ω
R₈ : 10 k Ω
R₉ : 910 k Ω
R₁₀ : 4,7 k Ω
R₁₁ : 470 k Ω
R₁₂ : potentiomètre pour circuit imprimé 4,7 k Ω
R₁₃ : 2,2 k Ω
R₁₄ : 2,1 k Ω
R₁₅ : 150 Ω
C₁ : 100 μ F / 10 V
C₂ : 330 μ F / 10 V.
C₃ : 100 μ F / 10 V.
C₄ : 470 μ / 10 V.
C₆ : 100 μ F / 10 V.
C₇ : 1 000 μ F / 15 V.
C₈ : 100 nF.
C₉ : 100 nF.
C₁₀ : 100 μ F / 10 V.
C₁₁ : 22 μ F / 10 V.
C₁₂ : 22 μ F / 10 V.
C₁₃ : 100 nF.
C₁₄ : 22 μ F / 10 V
C₁₅ : 10 nF
C₁₆ : 10 nF
- Circuit intégrés**
A : SN74123
B : SN7493.
C : SN74123
D : SN7473
E : SN7493
F : NE555
F : SN7490
H : SN7410
I : SN7400
J : SN7400
K : SN7410
L : SN7486
Transfo : 220 V / 9 V 1A
Régulateur 5 V / 1A type LM309.
1 radiateur
Relais DIL Clare.
D : 1N4001
T : BC109
T₁ : T₂ : 2N1711 : 2N2219
D₁ : LED rouge.
D₂ : LED verte.
1 interrupteur secteur avec voyant incorporé.
1 porte fusible.
1 jack femelle châssis.
1 fiche DIN 5 5 broches.

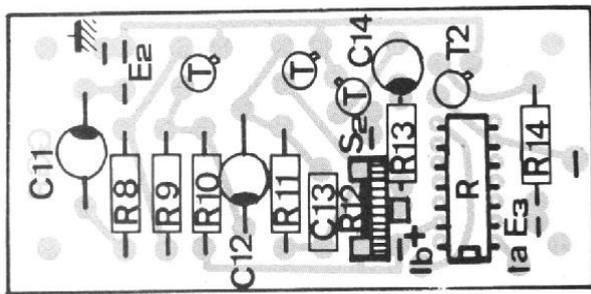


Fig. 8

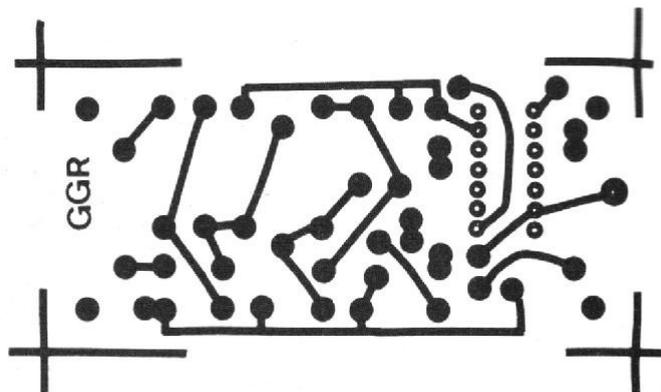


Fig. 11

orientation des circuits intégrés on peut brancher l'alimentation et vérifier le fonctionnement décrit ci-dessous :

- à la mise sous tension les monostables 1 et 2 doivent démarrer respectivement pour 0,5 s et 6 à 8 s. Vérifiez que lorsque le monostable 2 retombe, le monostable 3 démarre pour environ 0,5 s. Vérifiez que les entrées 2 et 6 du circuit D sont à « 1 ».

Les sorties 8, 9 et 11 des compteurs B et E ainsi que les sorties 8, 9 et 12 du compteur G doivent être à « 0 ».

La sortie 3 du monostable F doit être à « 0 » et la sortie 13 de la mémoire D à « 1 ».

On place à l'entrée E₁ un bouton poussoir vers la masse pour simuler les sonneries.

On envoie une impulsion, le monostable 1 démarre pour 0,5 s, le monostable 2 pour 6 à 8 s et le monostable 3 démarre à la retombée du monostable 2.

Dès que le monostable 3 a effectué une remise à zéro des compteurs on envoie 14 impulsions espacées d'environ une seconde à l'aide du bouton poussoir en vérifiant à l'aide de la diode LED D₁ que ces impulsions sont bien transmises. Après la quatorzième impulsion on attend 6 à 8 s et la sortie 13 de la mémoire D doit passer à « 0 » et le monostable F doit démarrer pour 2 mn. Vérifiez que les compteurs ont bien été remis à « 0 ». On envoie à nouveau quatorze impulsions, la sortie 9 de la mémoire D passe à « 1 ».

Lorsque le mono F a terminé son cycle, on vérifie le cycle de l'arrêt.

Pour cela on envoie comme précédemment quatorze impulsions pour faire démarrer le monostable F. Puis, au bout des 6 à 8 s, on envoie une seule impulsion, la sortie 9 de la mémoire D doit passer à « 0 » et la sortie 13 à « 1 ».

La mise au point du préampli est simple. Eventuellement il faudra modifier la polarisation

des deux étages du préampli. Pour cela il faut vérifier que la tension sur les collecteurs des transistors des deux premiers étages est égale à la moitié de la tension d'alimentation. Le capteur magnétique étant branché à l'entrée du préampli et celui-ci correctement polarisé l'appareil est maintenant opérationnel.

Mise en boîtier

Le boîtier est réalisé en aluminium 10/10. Il est suffisamment grand pour que le téléphone puisse être placé dessus (164 x 223 x 79).

La face avant comporte un interrupteur secteur avec voyant incorporé, une LED de présence sonnerie et une LED de visualisation de l'état de sortie.

La face arrière comporte un passe-fil pour le cordon secteur, un porte fusible, un jack miniature pour le capteur magnétique et une fiche DIN, 5 broches pour le relais.

Conclusion

Les applications de cet appareil sont nombreuses et nous ne pouvons en citer que quelques unes :

- mise en route ou arrêt du chauffage d'une résidence secondaire ou bien, à l'aide d'un deuxième thermostat, passage d'une température d'entretien (12 ou 13 °C) à une température normale (18 ou 20 °C),
- allumage de une ou plusieurs ampoules dans votre appartement pour faire croire à une présence,
- arrosage des plantes à l'aide d'une électro-vanne temporisée.

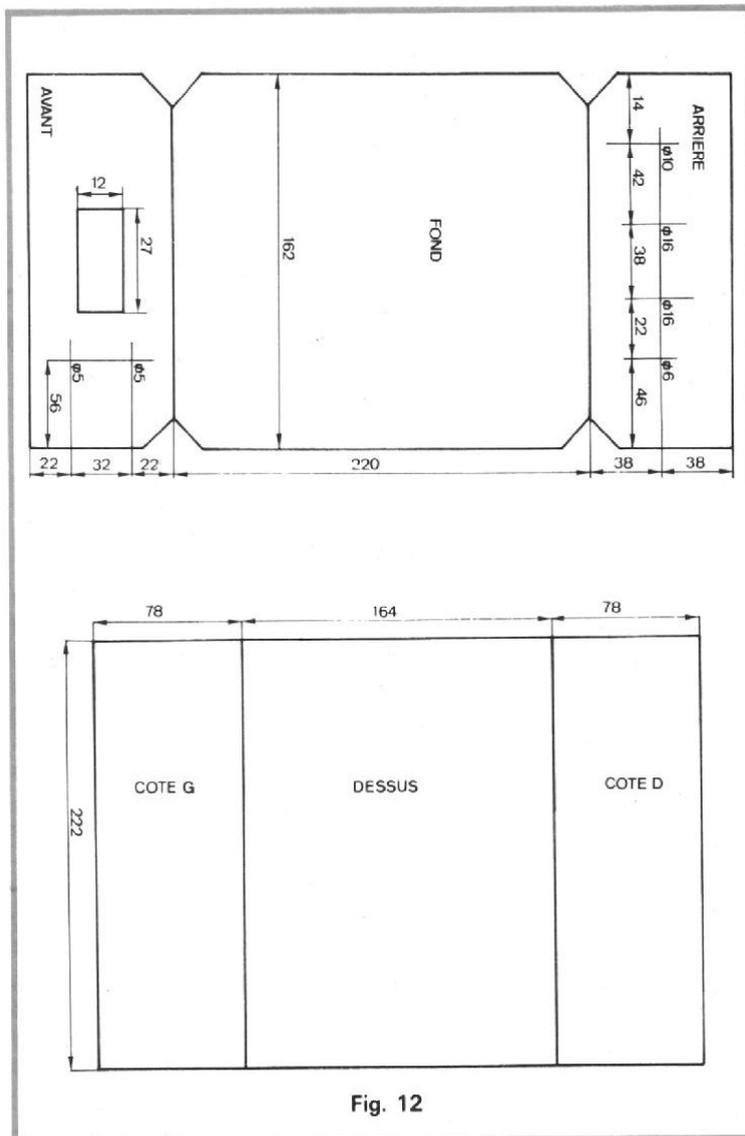


Fig. 12

Un chargeur universel



pour batteries au cadmium-nickel

- TOUTES BATTERIES DE 1,2 V à 12 V SANS COMMUTATION
- INTENSITE REGLABLE DE 10 mA EN 4 GAMMES

DEPUIS longtemps, pour des raisons évidentes d'autonomie, l'alimentation par piles, ou par batteries, s'est imposée dans le domaine des appareils de radiocommande. Avec le développement des circuits à large intégration et faible consommation, on assiste au développement des mêmes tendances dans l'appareillage de mesure : générateurs portatifs, multimètres numériques, etc.

Apparemment peu coûteuses à l'achat, les piles, en raison de leurs faibles capacités, deviennent vite ruineuses lorsque se mul-

tiplient leurs remplacements. Malgré l'investissement initial assez important, les batteries au cadmium-nickel se révèlent finalement beaucoup plus intéressantes, surtout si on tient compte de leur longévité, et de l'absence d'entretien.

Plutôt que d'acquérir autant de chargeurs que d'appareils à alimenter (l'éventail des tensions étant assez étendu), il est commode de disposer d'un chargeur unique, capable de s'adapter à toutes les tensions, et à une large gamme de courants de charge.

I - La charge des batteries au cadmium-nickel

Chaque cellule élémentaire d'une batterie au cadmium-nickel, délivre, dans les conditions normales de charge, une force électromotrice de 1,2 V. Les tensions disponibles aux bornes de tout ensemble résultant de l'assemblage de telles cellules, sont donc des multiples de cette force électromotrice.

Les valeurs les plus couramment rencontrées, outre 1,2 V, sont alors : 2,4 V (très employé en radiocommande) ; 4,8 V (même observation, pour l'alimentation des récepteurs) ; 6 V ; 8,4 V et 9,6 V (cette der-

nière dans les batteries remplaçant les piles miniatures de 9 V) ; enfin, 12 V.

La force électromotrice n'est pas la seule caractéristique d'une batterie : il faut aussi tenir compte de sa capacité, qui représente la quantité d'électricité, et s'exprime en Ah (ampère x heure), ou en mAh. Les éléments de 1,2 V, donc leurs assemblages, offrent le plus souvent des capacités comprises entre 100 mAh et 1 Ah (exceptionnellement 2 Ah).

L'intensité sous laquelle on doit recharger une batterie, dépend de sa capacité. On considère généralement qu'une bonne intensité de charge, doit s'exprimer par un nombre égal au dixième de celui qui exprime la capacité.

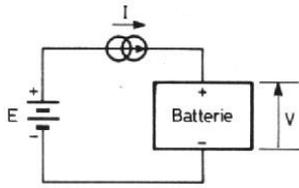


Fig. 1

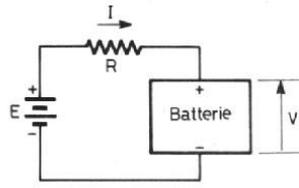


Fig. 2

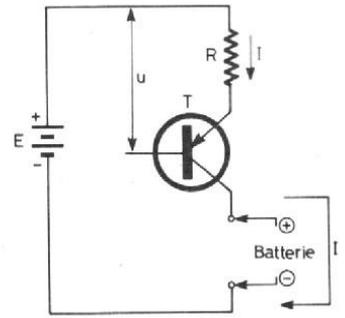


Fig. 3

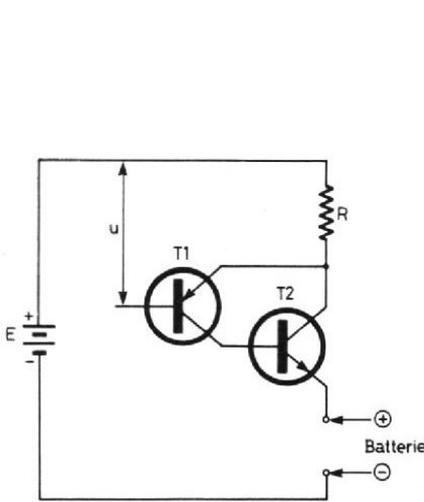


Fig. 4

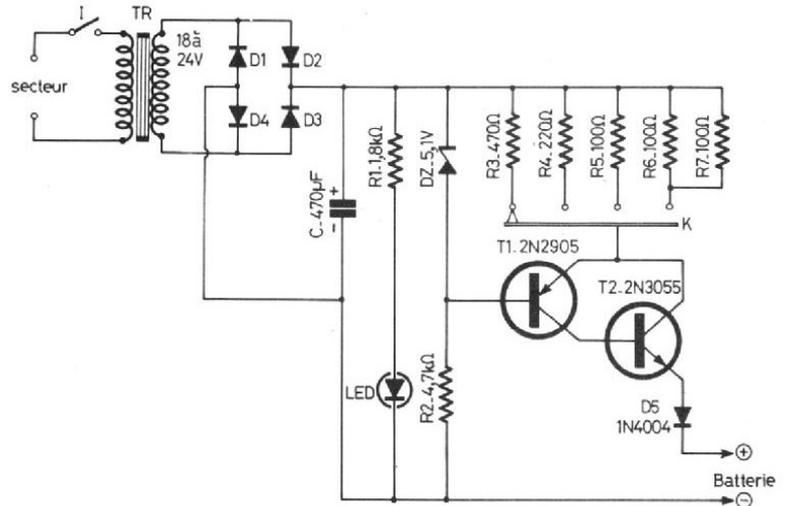


Fig. 5

Par exemple, pour une batterie de 500 mAh, l'intensité de charge recommandée est 50 mA. Dans ces conditions, la charge totale dure 10 heures, ce qui constitue un délai très commode (mise en charge le soir, et arrêt le matin).

II - Conception d'un chargeur universel

Puisque c'est l'intensité de charge qui constitue le paramètre prioritaire, il est normal de penser à utiliser une source de courant constant, comme le montre la figure 1. Naturellement, cette source de courant ne peut fonctionner que si elle-même reçoit l'énergie d'une source de tension E. La tension V aux bornes de la batterie, étant imposée par le nombre de cellules élémentaires

qu'on y a connectées en série, c'est la source de courant qui supporte la différence de potentiel E-V.

Une approche rudimentaire de la solution, parfois utilisée dans certains chargeurs simples, est illustrée par la figure 2. Les tensions E et V une fois connues, on en déduit la chute de potentiel E-V dans la résistance R. Pour obtenir une intensité I, il suffit alors de prendre :

$$R = \frac{E-V}{I}$$

Malheureusement, pour une même intensité, il faudra changer R si la tension V de la batterie change : le même chargeur, à moins d'une commutation compliquée, ne pourra servir à des batteries de caractéristiques différentes.

On obtient une solution bien plus intéressante avec le circuit

de la figure 3 qui met en œuvre un transistor PNP. La tension u constituant une référence fixe, se retrouve aux bornes de la résistance d'émetteur R, diminuée de la chute de tension émetteur-base, soit 0,6 V environ pour le silicium. Le courant I a donc pour intensité :

$$I = \frac{u - 0,6}{R}$$

quelle que soit la tension V de la batterie mise en charge. Pour obtenir différentes intensités, nécessaires pour des batteries de capacités différentes, il suffit de prévoir une commutation de plusieurs résistance R.

Naturellement, pour que le montage fonctionne, la tension E doit dépasser de quelques volts la somme u + V, afin de maintenir une différence de potentiel minimale entre

l'émetteur et le collecteur du transistor.

Pour accéder aux fortes intensités, et permettre la dissipation de puissance, maximale pour des batteries de faible tension, on devra choisir pour T un transistor de puissance. Ayant fixé à 100 mA la limite supérieure des intensités, nous avons adopté le montage de la figure 4. Le transistor PNP T₁, et le NPN T₂, forment un ensemble à grand gain en courant, et T₂ permet d'accéder aux puissances nécessaires.

III - Le schéma complet

Après les indications que nous venons de donner, le schéma définitif du chargeur

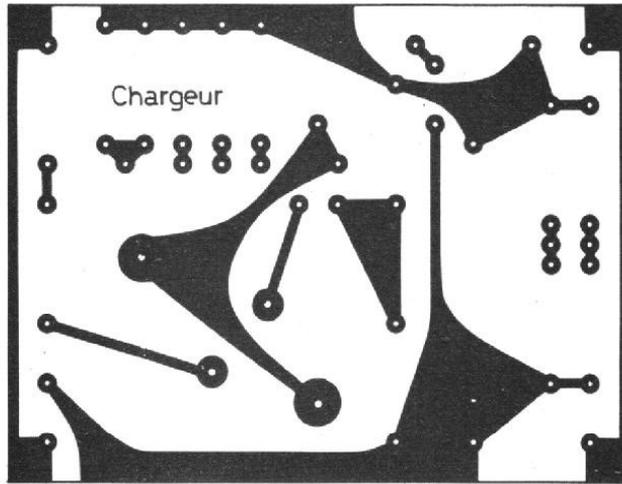


Fig. 6

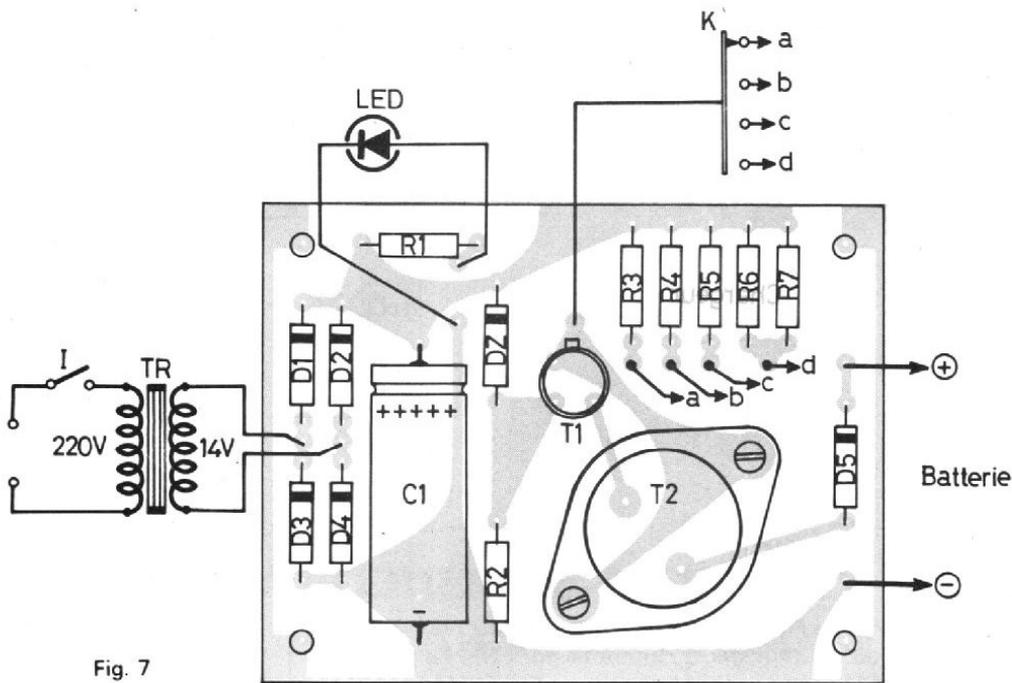


Fig. 7

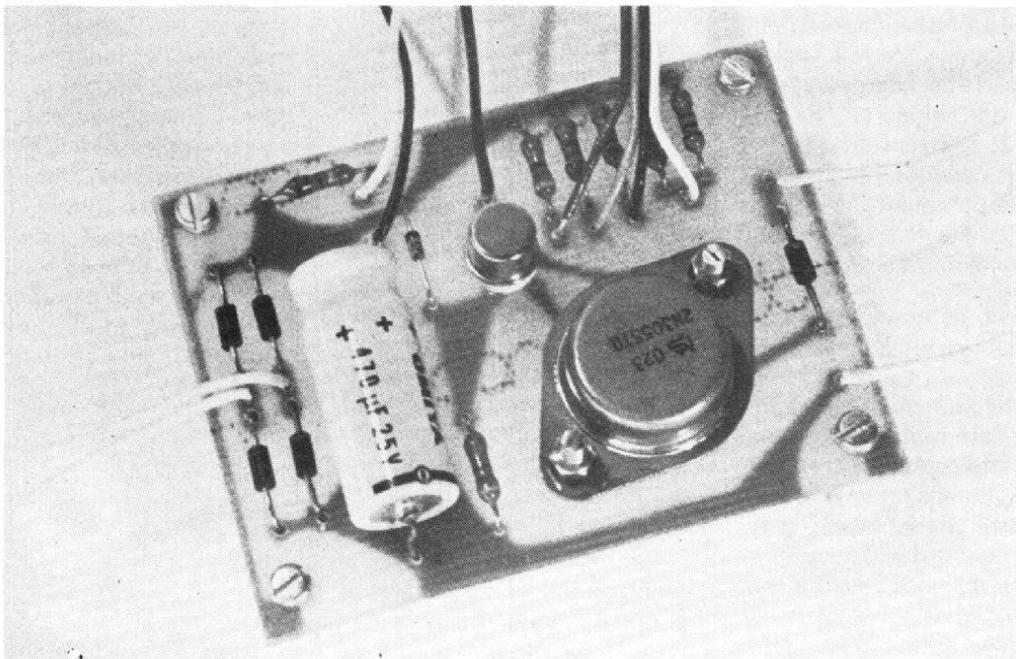


Fig. 8

devient très facile à analyser, en nous référant à la figure 5.

Le transformateur TR est relié au secteur à travers l'interrupteur I. Eventuellement, on pourra prévoir une commutation des enroulements primaires, pour les adapter à des secteurs de 110 V ou de 220 V. On choisira un secondaire délivrant une tension efficace d'au moins 18 V (il est possible d'aller jusqu'à 24 V, ce qui constitue malgré tout un maximum).

Les quatre diodes D_1 à D_4 , de type 1N4004, forment un redresseur en pont travaillant sur les deux alternances, et suivi du condensateur de filtrage C de $470 \mu\text{F}$. Avec un transformateur de 18 V efficaces, une tension de service de 25 V est admissible pour C. Au-delà, il faudrait impérativement prendre une tension de service de 40 V.

La diode électroluminescente (LED) alimentée à travers la résistance R_1 , ne sert que de témoin de mise sous tension. La tension de référence notée u dans les figures précédentes, est ici obtenue aux bornes de la diode zéner DZ de 5,1 V, polarisée à travers la résistance R_2 .

L'assemblage des deux transistors qui travaillent en source de courant, met en jeu un 2N2905 pour le PNP, et un 2N3055 pour le NPN de puissance. Grâce au commutateur K, on peut choisir quatre valeurs de résistances d'émetteur : R_3 , R_4 , R_5 et R_6 , R_7 branchés en parallèle, ce qui évite la recherche, parfois malaisée, d'une résistance de puissance.

Enfin, la diode D_5 , en série avec la sortie, protège les transistors contre une inversion accidentelle de la batterie mise en charge.

IV - Circuit imprimé et câblage

Tous les éléments électroniques du chargeur sont rassemblés sur le circuit imprimé dont on trouvera le dessin à l'échelle 1, vu par la face cui-

vrée, dans la figure 6. L'implantation des composants est indiquée à la figure 7, que précise la photographie de la figure 8.

Compte-tenu de la mise en parallèle de R_6 et R_7 , toutes les résistances d'émetteur sont des modèles de 0,5 W. Avec les valeurs choisies (et sous réserve de la tolérance admise), les quatre intensités sélectionnelles sont respectivement 10 mA, 20 mA, 50 mA et 100 mA. Nous avons donné suffisamment de précisions, lors de l'étude théorique, pour que le lecteur puisse éventuellement calculer d'autres valeurs.

Enfin, l'expérience montre l'inutilité d'un radiateur pour le transistor T_2 : son boîtier suffit à évacuer les calories créées, et n'atteint jamais de températures dangereuses.

V - Le montage final

Nous avons installé le chargeur dans un boîtier Teko en aluminium (référence 4B). Le choix du transformateur, conditionnera partiellement le perçage de ce coffret, et la mise en place des composants.

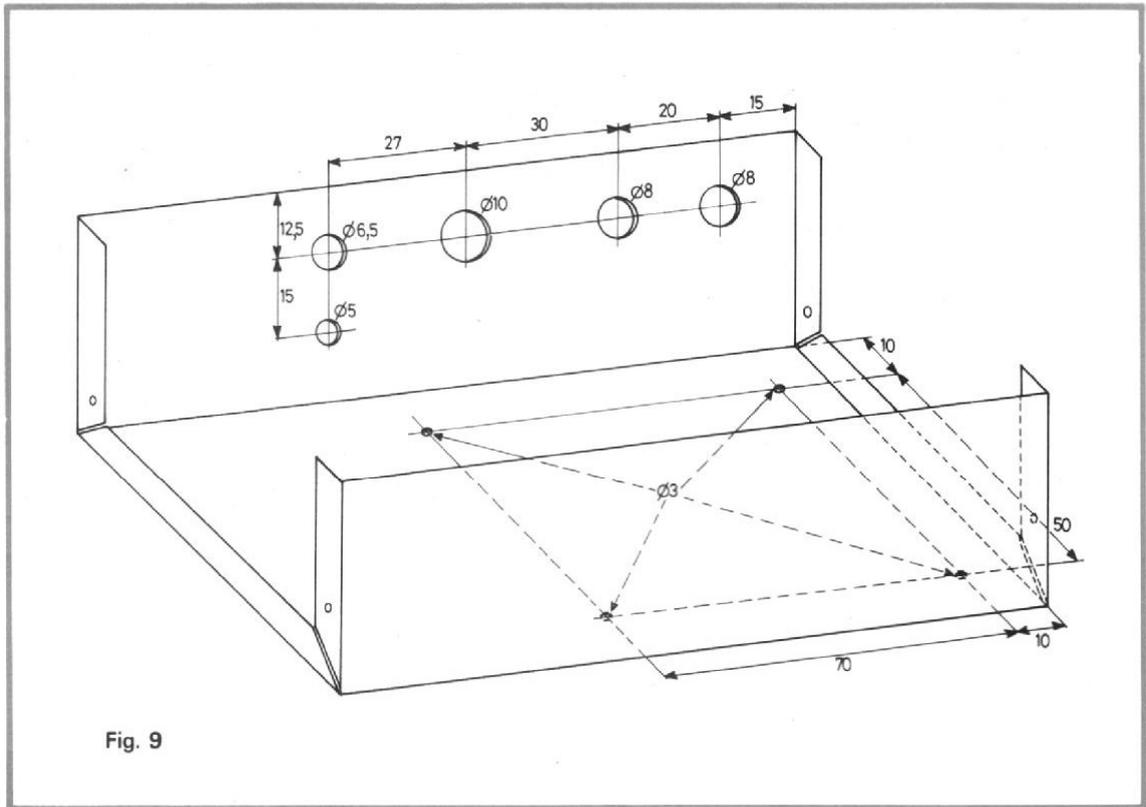


Fig. 9

On pourra cependant retenir les indications de la figure 9.

Toutes les commandes sont regroupées sur l'une des faces latérales : les bornes de sortie, le commutateur K, l'interrupteur de mise en marche, la diode électroluminescente. Le circuit imprimé, lui, est maintenu contre le fond par quatre vis de 3 mm de diamètre.

Le câblage lui-même ne pose aucun problème : il suffit de se reporter au schéma de principe, et au dessin du circuit imprimé. La photographie de la figure 10 éclaircira d'éventuels points obscurs.

Enfin, l'allure finale du chargeur terminé, est donnée par la photographie mise en tête de cette étude.

Liste des composants

Résistances 5 % 0,5 W

R_1 : 1,8 k Ω

R_2 : 4,7 k Ω

R_3 : 470 Ω

R_4 : 220 Ω

R_5, R_6, R_7 : 100 Ω

Condensateur électrochimique 470 μ F (25 V ou 40 V : voir texte).

Diodes

D_1 à D_5 : 1N4004

DZ : zéner 5,1 V (400 mW)

LED : diode électroluminescente.

Transistors

T_1 : 2N2905

T_2 : 2N3055

Transformateur

18 à 24 V (20 VA)

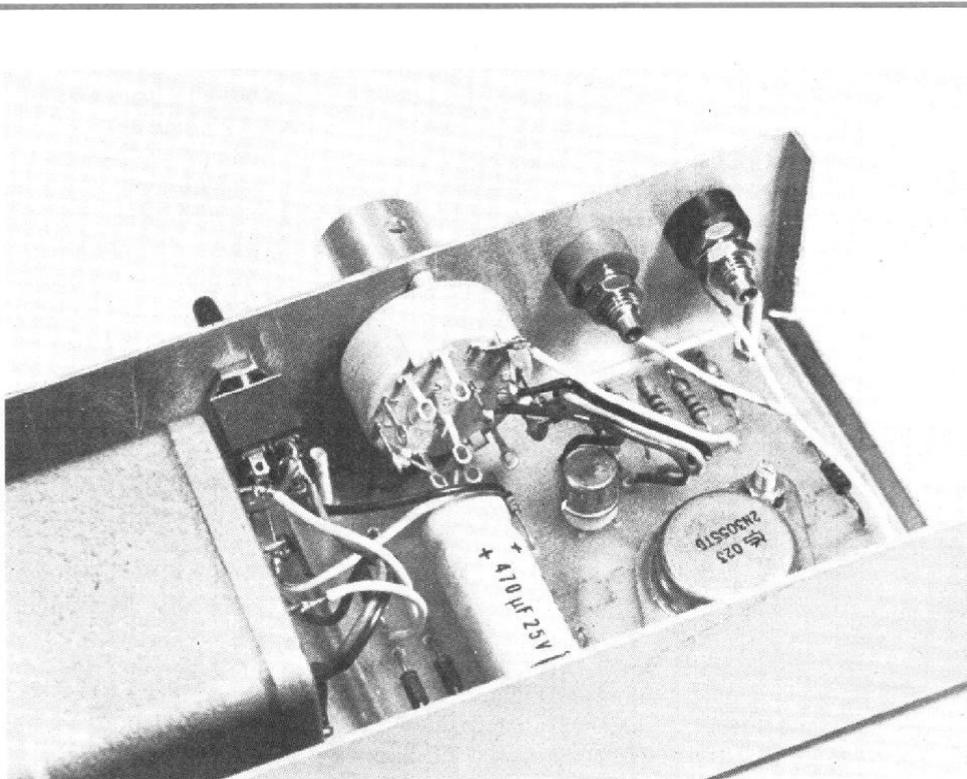


Fig. 10

UN INTERPHONE DE BORD

AVION - MOTO - AUTO

LES avions de tourisme, de voyage et d'affaires sont généralement tous munis d'un émetteur-récepteur VHF de bord; cela est pratiquement indispensable, sinon obligatoire, si l'on veut vraiment voyager. De ce fait, ces mêmes avions se trouvent automatiquement nantis d'un interphone de bord; c'est la section BF de l'émetteur-récepteur qui est alors utilisée (si on le désire) en interphone.

Il en va parfois tout autrement dans le cas des avions-écoles qui, bien souvent, ne sont utilisés qu'en école de pilotage et restent dans la zone d'aérodrome. Ces avions ne comportent que très rarement une installation radioélectrique de bord, et de ce fait, n'ont pas d'interphone.

Or, en école, il se trouve que le moniteur doit beaucoup parler à son élève pour le guider, le conseiller, lui fournir toutes explications utiles. Comme d'autre part, la majorité des petits avions d'école sont assez mal insonorisés, le moniteur doit parler extrêmement fort pour se faire comprendre de l'élève (et vice-versa); il en résulte que la conversation est difficile et fatigante.

On a donc pensé à concevoir pour ces types d'avions, un petit interphone séparé facile à construire. Un montage très

simple de ce genre avait été publié dans notre N° 1194 (maintenant épuisé). Depuis, nous recevons toujours de nombreuses demandes sur ce sujet et de plus, nos lecteurs ont trouvé d'autres applications du montage proposé telles que l'installation sur une moto ou sur une automobile de compétition pour les communications entre pilote et passager (ou navigateur).

En conséquence, nous avons décidé d'étudier un nouveau montage d'interphone de bord plus moderne et plus élaboré. C'est cet appareil que nous décrivons dans les lignes qui suivent et dont le schéma de la partie amplificatrice est représenté sur la figure 1.

Le moniteur et l'élève-pilote (ou le pilote et son passager) sont munis chacun d'un casque avec micro-rail, ce qui laisse les mains parfaitement libres.

Tout de suite, une remarque s'impose: Contrairement aux interphones habituels (de bureaux, par exemple), l'écoute se fait ici au casque (et non en haut-parleur); de ce fait, il n'y a aucun effet Larsen à redouter. D'autre part, comme on dispose parallèlement de deux microphones, il n'y a donc aucune commutation « ÉCOUTE/PAROLE » à prévoir. La conversation est parfaitement réversible et simultanée, sans la moindre manœuvre de commutation.

A ce propos, on remarquera sur la figure 2 que les deux casques et les deux microphones sont tout simplement respectivement connectés électriquement en parallèle.

Les casques sont du type à basse impédance (modèles de 250 Ω , par exemple); les microphones peuvent être, soit du type magnétique, soit du type piézoélectrique. Chaque « casque micro-rail » est connecté au boîtier de l'amplificateur à l'aide de deux petits jacks (à deux conducteurs).

L'amplificateur proprement dit est relativement simple. Les signaux captés par les microphones sont appliqués sur la base du transistor BC 109 monté en préamplificateur; la

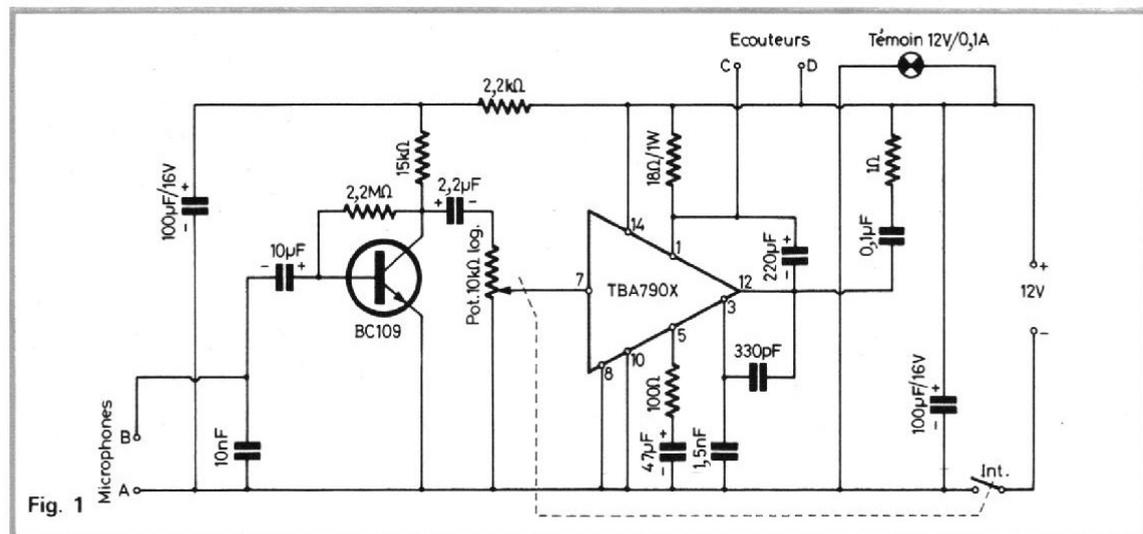


Fig. 1

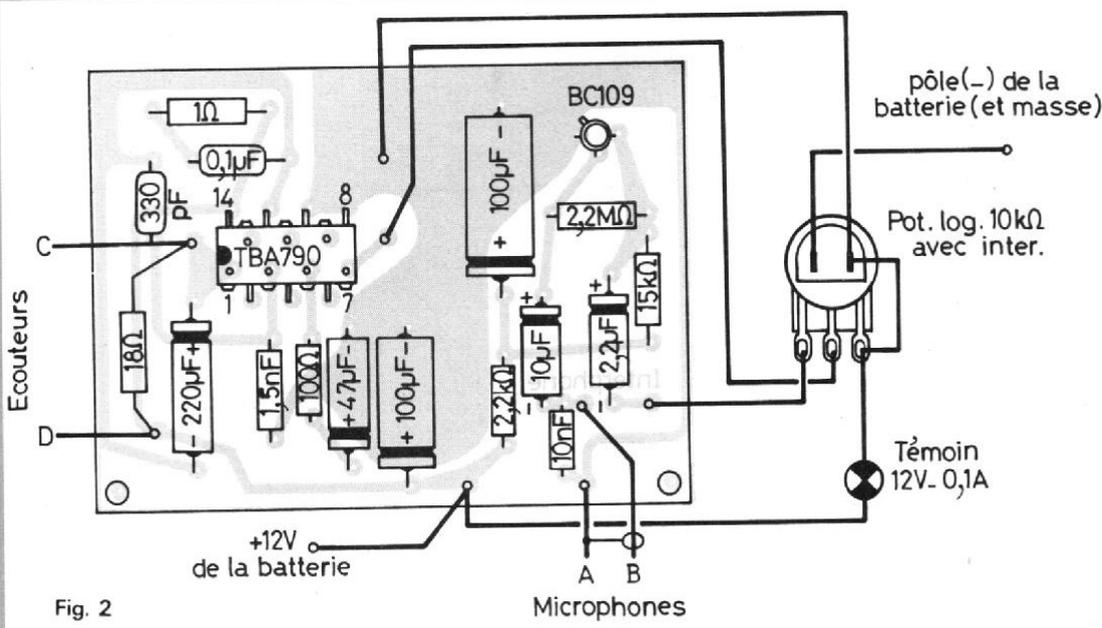


Fig. 2

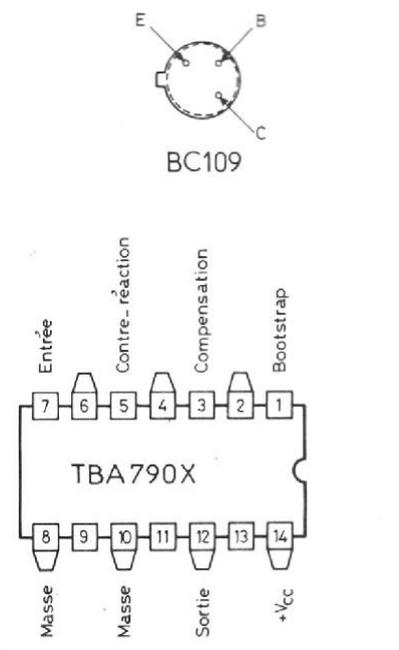


Fig. 4 Ne pas utiliser les pattes 2-4-6-9-11-13

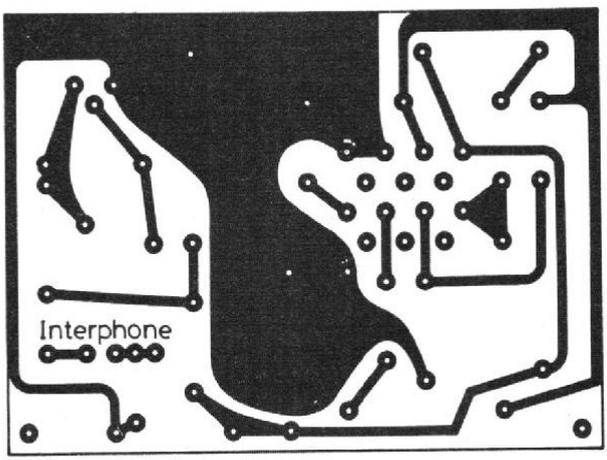


Fig. 3

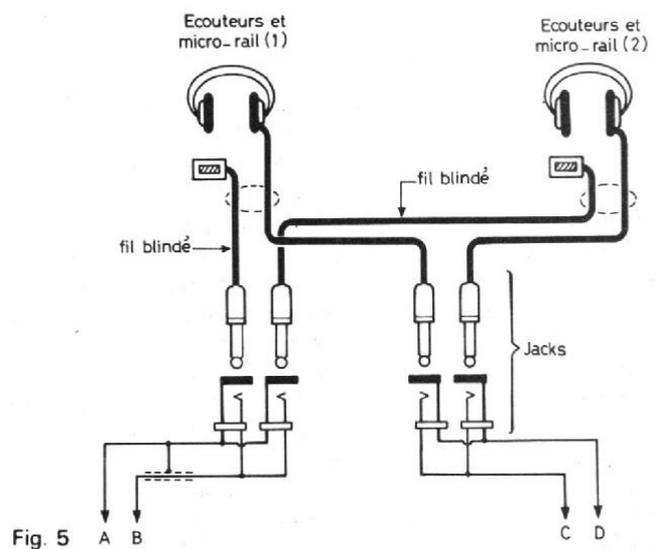


Fig. 5

base de ce transistor est polarisée par une résistance de 2,2 MΩ et son collecteur est chargé par une résistance de 15 kΩ.

Après cette préamplification les signaux BF sont appliqués à l'entrée du circuit intégré TBA 790 X par l'intermédiaire d'un potentiomètre commandant le volume sonore. Le circuit intégré TBA 790 X (de la SESCOSEM) est présenté en boîtier CB-108 ; il permet d'obtenir une puissance maximale de 0,65 W sur une charge de 15 Ω et pour une alimentation sous 12 V.

Le condensateur de 100 μF monté aux bornes de l'alimentation 12 V assure le découplage de cette dernière. La résistance de 2,2 kΩ et le second condensateur de

100 μF lui faisant suite constituent une cellule de découplage supplémentaire pour l'étage préamplificateur.

Tous les éléments entrant dans la construction de cet interphone (sauf les casques micro-rails, bien entendu) sont logés dans un boîtier en matière plastique comportant sur l'une de ses faces le potentiomètre à interrupteur, les quatre jacks et le hublot du témoin. Les deux fils d'alimentation (+) et (-) sont sortis à l'arrière du coffret.

Tous les composants sont câblés sur un circuit imprimé dont le côté cuivre est représenté sur la figure 3 ; cette même figure montre également la disposition et l'implantation des divers composants.

Le principe du montage étant extrêmement simple, il suffit que chaque élément soit correctement repéré et soudé pour que le dispositif fonctionne immédiatement dès la dernière soudure exécutée. Avant de souder le transistor BC 109, on prendra soin de repérer et de respecter son brochage rappelé sur la figure 4. Pour information, le brochage du circuit intégré est également indiqué sur cette même figure. On remarque que les pattes de ce circuit intégré sont pliées alternativement ; présentant trois pattes « extérieures » d'un côté et quatre de l'autre, aucune doute n'est possible quant au positionnement du circuit intégré sur la plaquette imprimée. Sur le dessin de cette plaquette

(fig. 3), on note aussi la présence de sept cosses à souder afin de permettre le raccordement facile des fils aboutissant au témoin, au potentiomètre, à l'alimentation et aux jacks (microphones et écouteurs).

La mise en service de cet interphone s'effectue tout simplement par la fermeture de l'interrupteur combiné au potentiomètre, le réglage du potentiomètre proprement dit agissant sur le volume sonore dans les écouteurs. Notez que dans certains cas, il est parfaitement possible d'envisager une alimentation par piles (3 piles de 4,5 V connectées en série).

Roger A. RAFFIN

Filtre passif d'enregistrement et d'écoute

LORSQU'ON enregistre, par exemple, une conversation à partir d'une certaine distance, on risque de rencontrer des problèmes d'intelligibilité d'autant plus grands que la fidélité de l'enregistrement est plus poussée. En effet, si elle est fidèle, la prise de son ne manquera pas de retenir toutes sortes de bruits de frottement et de tintement, voire des bruits de vent et de pluie, et qui ne font que gêner l'écoute.

Il en est de même lors de la radioreception à grande distance, où on est souvent gêné par une amplification beaucoup trop fidèle de toutes sortes de crachements et de sifflements. En réduisant la bande passante, on arrive à supprimer ces bruits parasites et à augmenter l'agrément ainsi que l'intelligibilité de l'écoute. Cependant l'effet est à

peu près nul, si on utilise un simple circuit de correction de tonalité. Seul un filtre à flanc très raide, tel qu'il sera décrit ci-dessous, peut être efficace.

Choix du type de filtre

Pour l'application envisagée, le filtre passif possède des avantages très importants sur

son plus jeune frère, le filtre actif. Tout d'abord, le filtre passif ne demande pas d'alimentation. De plus, il se contente d'environ trois fois moins de composants, pour un effet donné, et puisqu'il faut commuter ces composants pour obtenir plusieurs fréquences de coupure, le contacteur nécessaire, et son câblage, se simplifient considérablement.

Finalement, il y a une différence quant à la précision nécessaire pour les compo-

sants. Si on admet une tolérance de 2,5 % sur les caractéristiques de fréquence du filtre, il faut des condensateurs et résistances de 2,5 % dans le cas d'un filtre actif. Ce dernier obéit, en effet, à l'expression $\omega = 1/RC$, alors que les caractéristiques de fréquence d'un filtre passif sont données en fonction de $\omega^2 = 1/LC$, expression dans laquelle ω figure au carré. De ce fait, une précision de filtre de 2,5 % sera obtenue par l'utilisation de

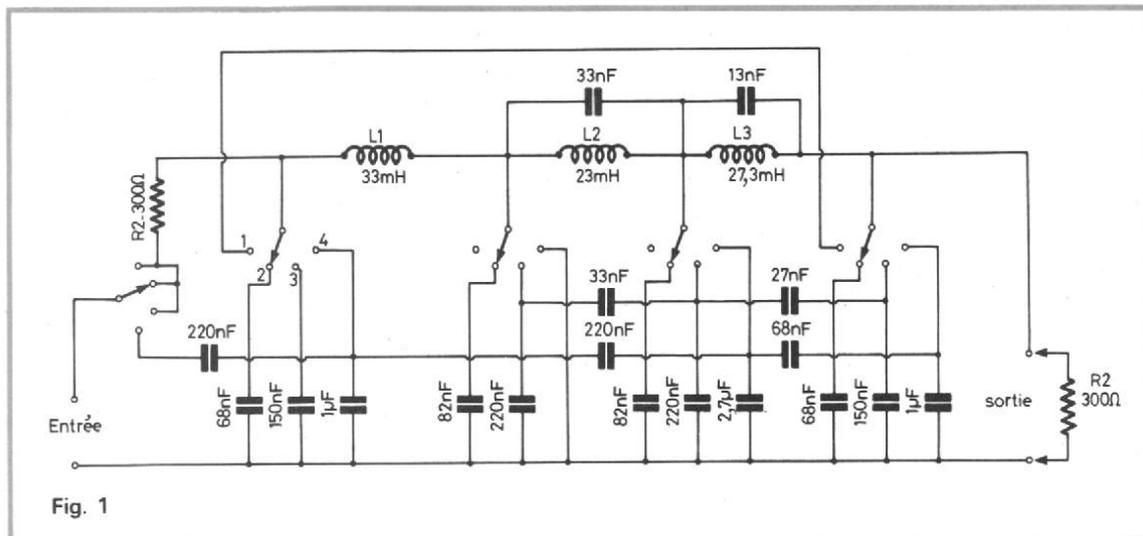


Fig. 1

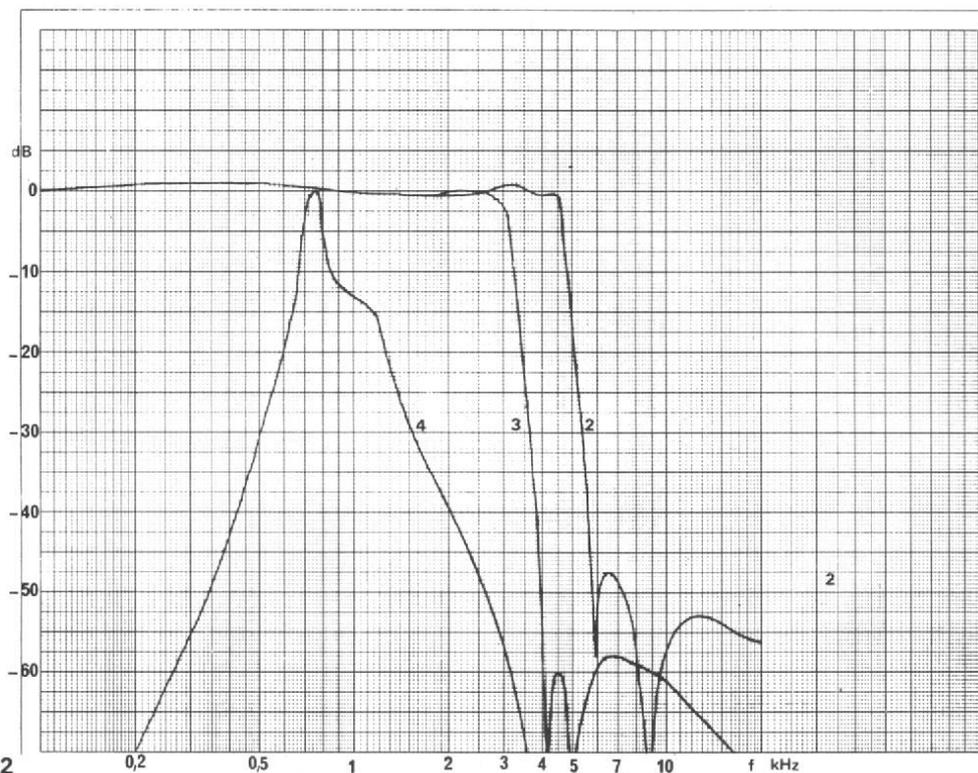


Fig. 2

composants d'une tolérance de 5 %, parfaitement courants dans le commerce. En fait, l'utilisation de pots de ferrite permet facilement d'arriver, sans aucune mise au point, à une précision de 2 % pour les valeurs d'inductances. Ainsi, on n'arrivera nullement à un résultat désastreux, si on utilise, ci et là, quelques condensateurs de 10 %, pour des valeurs pour lesquelles on n'a pas d'échantillons de 5 % sous la main.

Quant à la résistance caractéristique du filtre, on a avantage à la choisir relativement basse pour des raisons de facilité de réalisation. La valeur retenue est de 300 Ω , car elle permet d'utiliser, directement à la sortie du filtre, un écouteur de type courant, et dont l'impédance est précisément de 300 Ω (deux coquilles de 600 Ω en parallèle). Bien entendu, l'adaptation à un amplificateur de forte impédance d'entrée reste possible, si on charge le filtre par une simple résistance de 300 Ω .

Schéma du filtre

Le schéma de la figure 1 montre que le filtre est com-

posé de trois cellules LC, dont deux à caractère de réjection. La commutation permet de choisir entre une fonction « passe-tout » (position 1), une fréquence de coupure de 4,5 kHz (position 2), une fréquence de coupure de 3 kHz (position 3), et une réponse sélective autour de 750 Hz environ. Cette dernière possibilité est facultative, et on pourra omettre la position de commutation 4, ainsi que les composants correspondants, quand on n'est pas intéressé au filtrage de signaux télégraphiques.

La figure 2 montre que le filtre possède des flancs très raides, leur pente étant de 50 dB/kHz pour la position 2 et de 60 dB/kHz pour la position 3. A défaut de normalisation dans le domaine de prise de son, les fréquences critiques ont été choisies en fonction des normes de radiodiffusion. Pour les ondes moyennes, ces normes prévoient une largeur de bande de 4,5 kHz, ce qui implique la possibilité d'interférences à 9 kHz, fréquence qu'il convient donc d'éliminer aussi parfaitement que possible (position 2). En ondes courtes, la distance entre porteuses est de 5 kHz, d'où un sifflement d'interférence qu'on atténue, dans la position 3 du

filtre, à plus de 70 dB, tout en limitant la bande passante à 3 kHz.

Les courbes 2 et 3 de la figure 2 montrent que l'ondulation à l'intérieur de la bande passante n'excède pas $\pm 1,5$ dB. Après la première réjection, l'atténuation est en moyenne meilleure que 50 dB dans le cas de la courbe 2, et meilleure que 60 dB dans le cas de la courbe 3.

Lors de la mise au point de la fonction sélective (courbe 4), on s'est contenté d'un compromis impliquant le minimum de moyens. De ce fait, l'allure de la courbe n'est pas idéale. Néanmoins, la fonction sélective est parfaitement utilisable pour la réception de signaux télégraphiques, à condition qu'on ajuste la fréquence de battement aussi précisément que l'étroitesse de la bande de sélection l'exige.

L'entrée du filtre doit être connectée sur la sortie d'un amplificateur de faible résistance de sortie, quelques dizaines d'ohms, ou moins. Pour s'adapter à une impédance de sortie plus forte, on peut agir sur R_2 qu'on prendra, par exemple, de 200 Ω , si le filtre se trouve attaqué par un circuit dont l'impédance de sortie est de 100 Ω . Par ailleurs, le problème d'adaptation n'est pas

très critique dans le cas du filtre proposé. Quand on travaille, par exemple, avec $R_1 = 820 \Omega$ et $R_2 = 620 \Omega$ (fig. 1), on relève des courbes qui se confondent largement avec celles de la figure 2.

Réalisation

Pour les bobinages, on a utilisé des pots de ferrite 18/11, Siferrit N28 ou Ferroxcube 3 H1, inductance spécifique $A_L = 400$. Les nombres de spires sont : 287 pour L1, 239 pour L2, 261 pour L3, fil émaillé de 0,12 à 0,2 mm. Des pots de ferrite de caractéristiques voisines sont utilisables, si on corrige le nombre de spires, proportionnellement à l'inverse de la racine carrée du nombre A_L .

La réalisation du circuit n'est nullement critique, et il est parfaitement possible d'utiliser des mises en parallèle de condensateurs, pour des valeurs peu courantes.

Comme il existe, pour ces condensateurs, ainsi que pour le contacteur, des modèles de dimensions bien différentes, il ne paraît pas utile de donner un plan d'implantation pour le montage, d'autant plus que ce plan peut être très aisément déduit de la figure 1. Pour économiser la place, on pourra faire appel à un montage composé de deux platines, l'une portant les bobinages ainsi que les deux condensateurs se trouvant directement associées à L2 et L3, l'autre étant utilisée pour les autres condensateurs. Le contacteur fera alors en quelque sorte la liaison entre les deux platines, et on pourra installer R_1 directement sur ce contacteur.

Dans ces conditions, on arrive facilement à loger le montage dans un petit boîtier en aluminium (Teko 3/B), mesurant 100 x 70 x 40 mm.

H.SCHREIBER

E.S.F.Encore une NOUVEAUTÉ dans la
Collection technique poche**RECHERCHES MÉTHODIQUES
DES PANNES DANS
LES RÉCEPTEURS
DE RADIODIFFUSION****RECHERCHES MÉTHODIQUES DES
PANNES DANS LES RÉCEPTEURS
DE RADIODIFFUSION** parD^r RENARDY et H. LUMMER

Cet ouvrage, traduit de l'allemand par R. Aschen, D^r ingénieur, professeur, permettra à tous les techniciens amateurs ou professionnels, de se familiariser sérieusement avec les principes généraux et les méthodes les plus rapides de la recherche des pannes dans les récepteurs radio.

Sommaire :

Introduction - Analyse des tensions - Analyse des courants - Examen des résistances - Signal injection et signal tracing - Recherche des défauts à l'aide d'un oscilloscope - Marche à suivre dans la recherche des défauts - Recherche des défauts dans les différents étages - Recherche de défauts dans un récepteur équipé de transistors et de circuits intégrés - Appareils utiles pour la recherche des défauts - Examen précis des composants - Quelques remèdes en cas de détériorations mécaniques.

Un ouvrage de 104 pages, format 11,5 × 16,5, 53 figures, couverture couleur.

Prix : 19 F.

En vente chez votre libraire habituel ou à la
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande - En port recommandé + 3 F.)

E.T.S.F.**FORMULAIRE**
par Charles FEVROT

Ce livre n'est pas une simple énumération de nombres, de formules et de tableaux réservés aux initiés.

L'auteur s'est efforcé notamment de résumer les mécanismes essentiels du rôle des composants électroniques.

Les mathématiques, les propriétés des corps, etc. ne sont pas oubliées pour autant.

De nombreuses pages sont consacrées aux systèmes d'unités qui sont souvent sources d'ennuis dans les disciplines que le lecteur ne pratique pas couramment.

Pour incomplet qu'il soit (comme tous les formulaires), ce livre est un outil indispensable pour les ingénieurs et les techniciens.

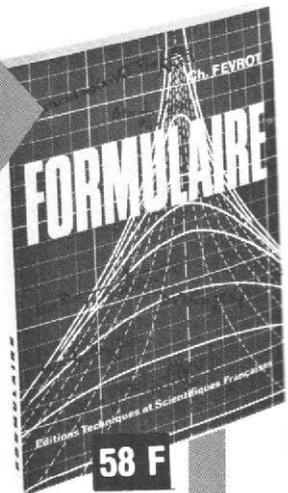
Un ouvrage de 224 pages dont plus de la moitié consacrées à l'électronique. Format 15 × 21, couverture couleur.

Prix : 58 F.

En vente chez votre libraire habituel ou à la
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO

43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande - En port recommandé + 3 F.)



58 F

Code de désignation des semi-conducteurs

AUX Etats-Unis, tous les transistors homologués s'appellent 2 N... Le seul renseignement qu'on puisse tirer de ce code, c'est la date approximative de la première mise en vente d'un semi-conducteur. Ainsi, le 2 N 918 est plus « vieux » que le 2 N 6355. Ce qui n'empêche que le 2 N 6355 soit déjà abandonné par son fabricant, au bout de quelques mois d'existence, alors que l'excellent 2 N 918 est encore loin de sa retraite.

Il y a aussi les 3 N... Il peut s'agir soit de Mosfets à double gate, soit de transistors bipolaires à deux émetteurs ou à deux collecteurs, soit de thyristors à deux portes, au choix.

En Europe, on utilise le code « Pro-Electron », nettement

plus diversifié. Il fait une distinction (parfois subtile) entre composants « grand public » (deux lettres et trois chiffres) et composants « professionnels » (trois lettres et deux chiffres). Dans les deux cas, seules les deux premières lettres ont une signification technique, tout le reste étant référence spécifique du composant ou numéro d'ordre.

Le tableau ci-contre contient les termes le plus fréquemment utilisés de ce code. Une même lettre peut y avoir une signification différente, suivant la place qu'elle occupe. Ainsi, la lettre A signifie « germanium » si elle apparaît en premier lieu, et « diode de faible puissance », si elle occupe la seconde place.

Composant
« grand public »

Exemple : **BC 107**

Composant
« professionnel »

Exemple : **BFS 17**

Première lettre :
Matériau

Exemple : **B**

A Germanium
B Silicium
C Arséniure de gallium
D Antimoniure d'indium
R Matériaux de composition

Deuxième lettre :
Application

Exemple : **C ou F**

A Diode de faible puissance
B Diode à capacité variable
C Transistor BF, faible puissance
D Transistor BF, de puissance
E Diode tunnel
F Transistor HF, faible puissance
H Sonde de champs magnétiques
K Mesureur de champs magnétiques
L Transistor HF de puissance
M Modulateur de Hall
P Détecteur de rayonnement
Q Diode luminescente
R Thyristor, faible puissance
S Transistor de commutation, faible puissance
T Thyristor, de puissance
U Transistor de commutation, de puissance
X Diode varactor
Y Diode de puissance
Z Diode de référence

Référence spécifique
du composant

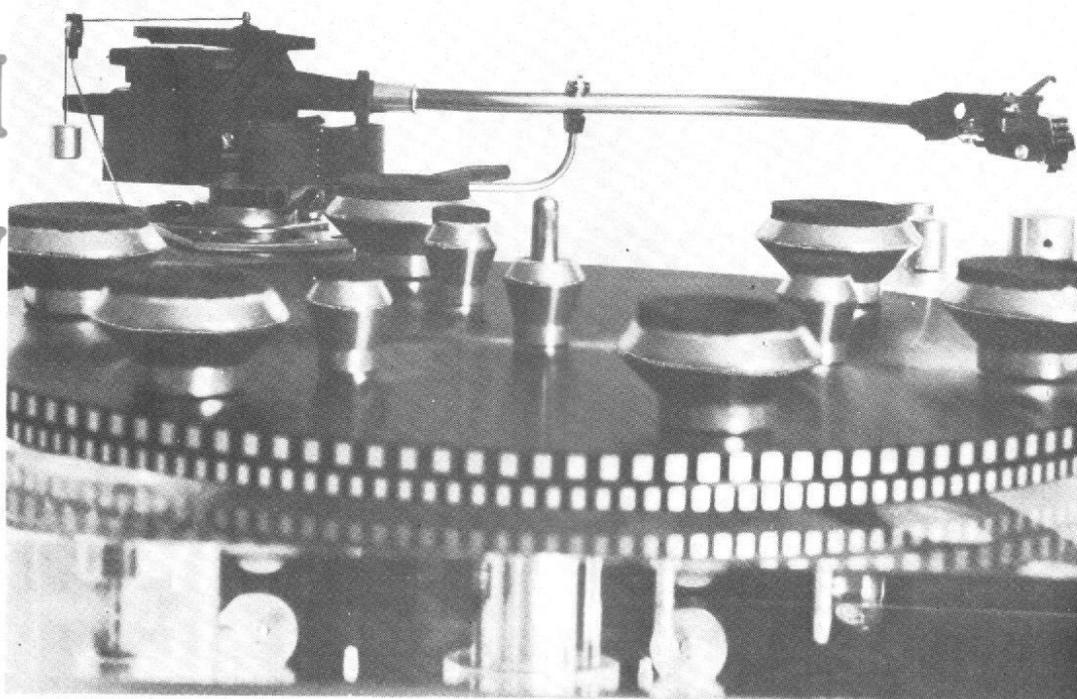
Exemple : **107 ou S 17**

LES TETES DE LECTURE

SHURE

V 15 III

V 15 IV



ET BRAS DE LECTURE SME SERIE III

UNE cellule qui a déjà beaucoup fait parler d'elle, une nouvelle qui le fera et enfin un bras qui, plusieurs années après ceux que tout le monde connaît, ne serait-ce que de réputation, vient compléter une gamme classique.

Classique, c'est ce que l'on ne peut pas dire des V15IV et du bras SME série III. Pour la V15 IV, nous avons eu beaucoup de chance. Shure est une importante société qui travaille sérieusement. De nombreuses études tech-

niques paraissent dans les publications scientifiques comme le Journal de l'Audio Engineering Society, des études témoignant de la profondeur des recherches, ces études, nous avons pu les consulter, le constructeur gardant toutefois certains éléments secrets.

Nous avons eu une conférence de presse à Londres, à l'occasion de la première présentation mondiale de cette super cellule. C'est en effet une cellule de très haut de gamme que Shure présen-

tait. Une cellule sophistiquée qui vient conclure une série d'études relativement nouvelles.

Extérieurement, la IV est une cellule comme les autres, elle a son propre physique, c'est normal. D'un peu plus près, nous constatons que la visière de protection de la pointe de diamant porte une sorte de petit balai, un balai aux poils noirs qui rappelle ceux de Stanton ou de Pickering, ou encore certains dépoussiéreurs Raxon qui se montaient au bout du bras de lecture (platines à changeur). Ici, le balai est encore plus petit que tout ce que nous avons pu voir jusqu'à présent.

A part ce balai, tous les détails intéressants sont cachés à l'intérieur même de l'équipage mobile.

Conception

Une série de problèmes de la lecture de disque a été résolue dans cette cellule. Depuis un certain nombre d'années, le cheval de bataille de Shure est la « trackabilité ». Une traduction aussi libre qu'imparfaite de « trackability ». Cette propriété, c'est celle que doit avoir la pointe lorsque le sillon glisse sous elle. Elle doit rester en permanence en contact avec lui, et cela à toutes les fréquences et mal-

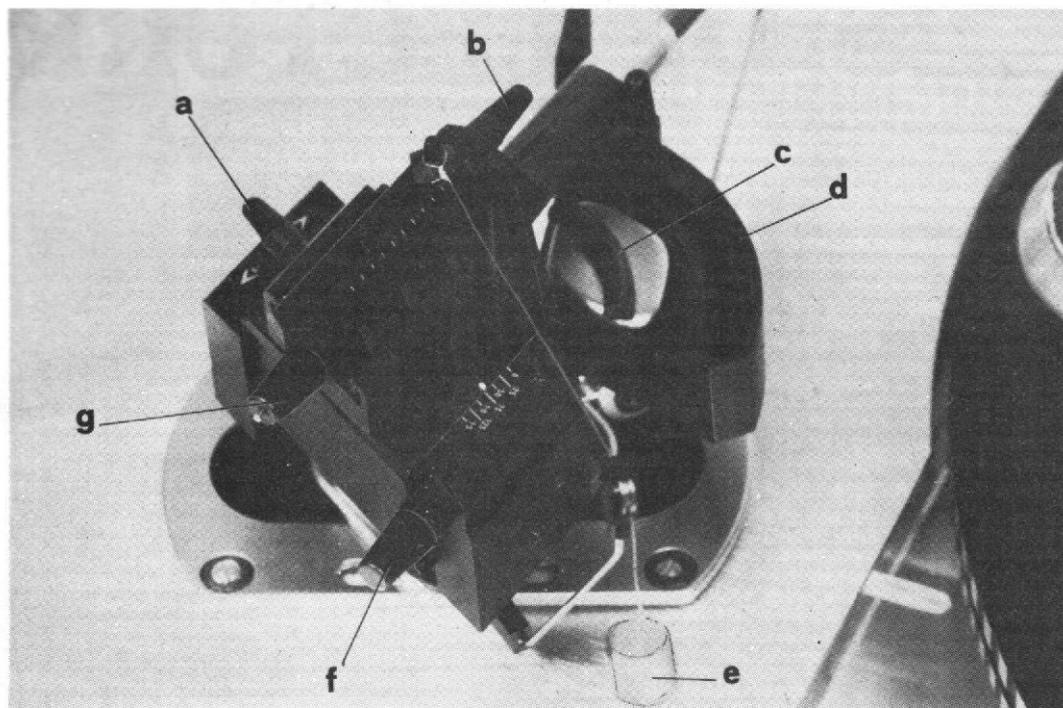


Photo A :

a - réglage de l'équilibre latéral
b - réglage de l'antiskating
c - lève-bras

d - amortisseur dynamique
e - contre-poids
f - réglage de la force d'appui
g - équilibre du bras

gré les ondulations du disque et du sillon.

Aux fréquences basses, il faut maîtriser les résonances. La fréquence propre de l'ensemble bras-cellule se place dans une gamme de fréquences de 5 Hz à 10 Hz. Ces fréquences peuvent être amplifiées dans le cas de la lecture d'un disque qui serait voilé.

La solution adoptée par Shure est un stabilisateur dynamique.

Le porte balai est articulé, ses articulations sont garnies, non d'une huile de lubrification qui éviterait une interaction entre la pointe de lecture et le porte-balai, mais au contraire, avec une huile visqueuse qui tend à maintenir, la distance entre le corps de la cellule et le disque, constante. L'équipage mobile au centre d'articulation au-dessus du disque, l'extrémité du levier a tendance à décrire un mouvement d'avant en arrière, il y a alors un effet Doppler, un déplacement alternatif du capteur (diamant), superposé au défilement normal du sillon. Lorsque le bras se lève, la vitesse relative augmente, lorsque le bras

s'abaisse, elle diminue. Même constatation pour un déplacement latéral. Il y a donc modulation de fréquence, au rythme des ondulations du disque. Si la période des ondulations est grande, il n'y a pas excitation des résonances, par contre, un disque très déformé risquera d'être mal lu.

Nous trouverons sur le bras SME un dispositif amortisseur aux conséquences identiques.

Ce système d'amortissement visqueux possède un rôle secondaire, il limite les contraintes appliquées à l'équipage mobile au cas où le bras tomberait accidentellement sur le disque. Les rebondissements sont évités.

Le balai est composé de plusieurs milliers de fibres de carbone extrêmement fines (diamètre $7,6 \mu\text{m}$). Ces fibres sont montées dans un support métallique, le matériau visqueux est conducteur, les charges statiques récupérées par ce balai peuvent être éliminées vers la masse. Les pièces de matière plastique utilisées ici sont conductrices, une résistance de forte valeur est suffisante pour assurer l'élimination des charges.

Ces fibres très fines jouent également le rôle de pointes. Lorsque le balai est relevé, les fibres ne touchent plus le disque, il y a tout de même, par effet de pointe (ionisation au bout des fibres) une élimination de l'électricité statique, nous avons effectué quelques expériences simples et réalisables par tous qui ont démontré l'efficacité du dispositif. L'élimination des charges est toutefois, moins rapide que lorsque le balai est en contact avec la surface du disque.

Outre l'attraction des poussières, l'électricité statique a pour effet d'augmenter la force étant relativement faible, nous avons effectués ont effectivement permis de montrer qu'il y avait attraction, la force est relativement faible. La surface de cellule en regard avec le disque est en effet réduite compte tenu de la section rétrécie vers le bas de son corps.

Les tensions fabriquées par frottement peuvent être très élevées (le frottement d'un tissu sec permet de tirer d'un disque des étincelles à une distance de plus de 5 mm), si bien que la force d'appui peut être

accompagnée d'une force incontrôlable due à l'électricité statique. Cette force étant inversement proportionnelle au carré de la distance, on voit l'effet que peut avoir un disque gondolé.

Dans des cas pratiques, l'effet électrostatique est faible, les ingénieurs de Shure ont proposé des moyens d'améliorer la stabilité de la lecture.

Le dernier rôle du support articulé, c'est la protection de l'équipage mobile.

Cet équipage est équipé d'un diamant hyper elliptique. Une nouvelle forme de diamant à mettre au catalogue. L'idée directrice est de retrouver une surface de contact ayant le maximum de similitude avec le burin de la machine à graver. Il faut également éviter le fond du sillon qui n'est pas aussi lisse que les flancs. On améliore ainsi le rapport signal/bruit de certains disques. La surface de contact doit être suffisamment grande pour que la pression reste compatible avec la résistance du disque. Il faut éviter les déformations permanentes de la matière. Le nouveau diamant donnerait dans le sillon une empreinte elliptique mince et allongée et symétrique (fig. 1).

La nouvelle pointe permettrait, selon les essais du constructeur, d'obtenir une chute de 25% en distorsion. Sur les autres plans, usure, détérioration des disques, les performances de cette pointe sont comparables à celle de la pointe biradiale de la V 15 III.

La lisibilité aux fréquences élevées est une affaire de masse dynamique de l'équipage mobile. Cet équipage mobile est articulé, il est monté sur un coussinet visco-élastique réalisé dans une matière dont le fabricant garde, bien entendu, le secret. La figure 2 donne la configuration des équipages mobiles des V 15 III et V 15 IV. Plusieurs différences sont à constater. La taille de l'aimant a été réduite sur la IV, un nouveau matériau, sans doute un samarium-cobalt a été utilisé. Le levier de béryllium interne de la V 15 III (E) est remplacé par une structure coaxiale, cette fois, un tube (F)

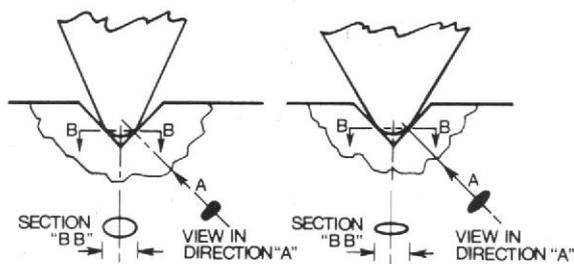
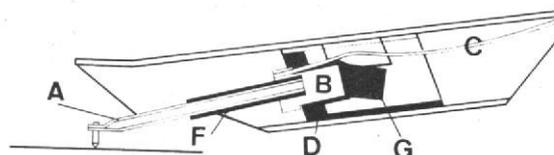
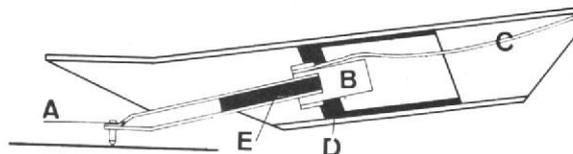


Fig. 1. - La nouvelle pointe : relevé de l'empreinte.



V-15 TYPE IV



V-15 TYPE III

DYNAMIC STABILIZER POSITIONS

1. "UP"
2. DYNAMIC STABILIZER "OPERATING"
3. "GUARD"

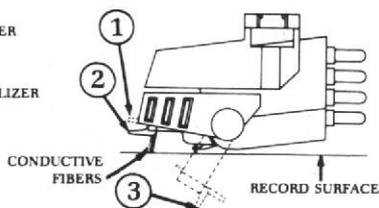


Fig. 3. - Configuration de la tête V 15 IV : 1. position relevée ; 2. stabilisation dynamique ; 3. protection de l'équipage mobile.

Fig. 2. - Deux conceptions ou l'évolution.

vient entourer le levier porte-diamant. Les matériaux utilisés par le constructeur sont restés évidemment secrets. A l'arrière de l'aimant de la IV, nous avons un amortisseur (G), un absorbeur dynamique de vibrations. Cet absorbeur a pour but la régularisation de la réponse aux fréquences élevées. Il est constitué d'une masse dont la forme et le matériau ont été étudiés, ce bloc visco-élastique élimine les résonances.

Des études réalisées avec simulation sur ordinateur ont permis de déterminer les caractéristiques optimales de l'équipage mobile.

Nous retrouvons sur les deux modèles le fil de retenue de l'équipage (C).

Cette nouvelle conception a permis d'augmenter légèrement la lisibilité aux fréquences hautes. Compte tenu des accélérations importantes que l'on constate à ces fréquences, il est important, pour la santé des disques que cette lisibilité soit parfaite. Une perte de contact du diamant entraîne, à la reprise, une déformation permanente de la matière. Une seule perte de lisibilité suffit pour assurer la détérioration.

Le bras SME série III

« Le bras de lecture en plastique ». Ça commence très mal n'est-ce pas ? C'est vrai, c'est du plastique. Mais pas

n'importe quelle matière plastique. Vous le savez aussi bien que nous, ces matières sont de plus en plus utilisées, elle sont de plus en plus performantes. La matière plastique possède un avantage, c'est de pouvoir être moulée avec une grande

précision. Des charges de fibre de verre améliorent par exemple la rigidité. Ces pièces moulées peuvent avoir des formes très complexes dont nous avons un très bon exemple ici. Nous sommes habitués aux cylindres des contrepoids ou

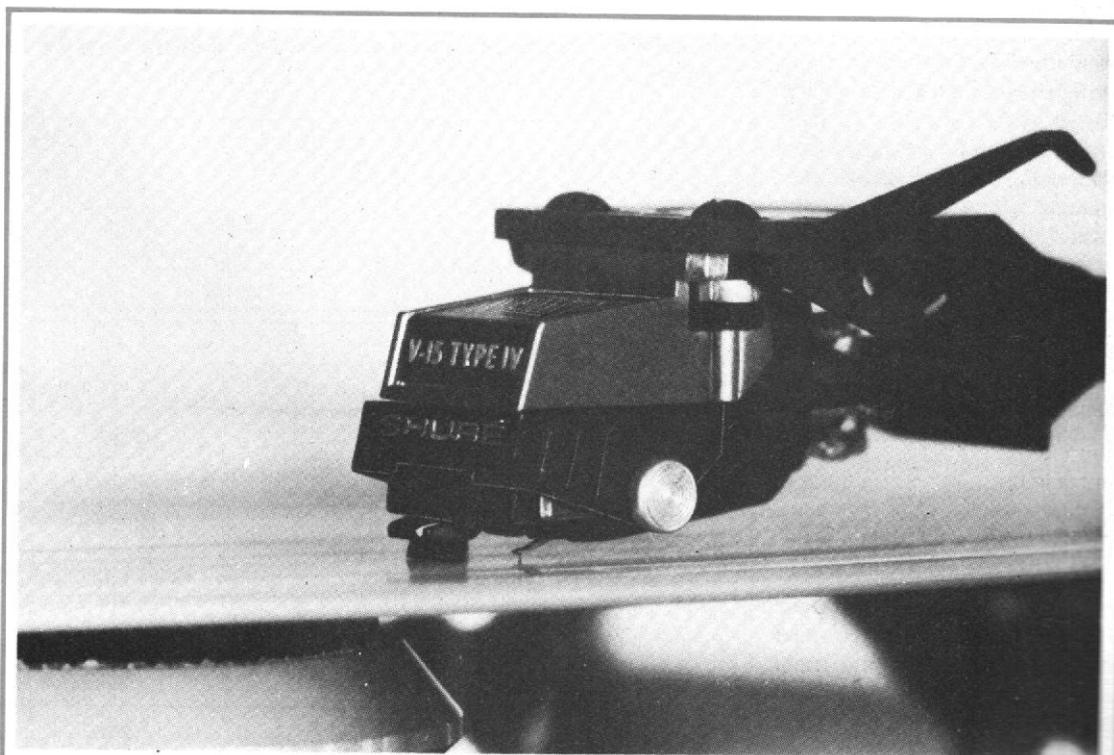


Photo B. - La V 15 IV : le petit balai aux 10 000 poils ! précède la pointe de lecture.

encore aux moulages réservés aux constructeurs d'appareils de grande série comme Philips ou Dual.

La matière plastique a été utilisée pour toute la partie arrière, celle qui renferme les contrepoids. Un contrepoids tout à fait original. Par le jeu de plusieurs systèmes à glissière, on peut régler la force d'appui, l'équilibre latéral. On peut également ajuster l'antiskating. Les glissières sont du type queue d'aronde ou autres, les vis de réglage sont elles aussi moulées. Le jeu de fonctionnement est particulièrement faible, ce qui évite les vibrations parasites. Le contrepoids est particulièrement lourd, il a été rapproché du centre d'articulation du bras. Les contrepoids de réglage de force d'appui, peuvent se placer de part et d'autre de l'axe.

Deux échelles de réglage pour la force d'appui, une de 0 à 1,5 g en réglage continu, un poids auxiliaire permettant d'ajouter 1 g supplémentaire à l'échelle. Ce bras peut donc accepter toutes les cellules.

La rotation horizontale (axe vertical) se fait sur des roulements à billes de haute précision à faible coefficient de frottement, deux couteaux (matière plastique) se chargent de supporter le bras.

Un système d'amortissement dynamique, livrable également séparément pour les autres SME, entoure le lève bras. Un liquide visqueux aux silicones, ne durcissant pas dans le temps remplit un petit bassin dans lequel plonge une palette solidaire du bras. La taille de la palette détermine le degré d'amortissement du bras. Ce système réduit l'amplitude des résonances basses des cellules. Il n'y a d'ailleurs pas incompatibilité entre cet amortissement et celui du stabilisateur dynamique de la V 15 IV. Tous deux se complètent.

Pour réduire la masse dynamique du bras, le constructeur n'a pas installé sa coquille démontable à l'extrémité, mais au voisinage de l'articulation, une solution que l'on avait déjà rencontrée chez Thorens. Pour réduire la masse, SME n'a pas installé d'écrou, le bras est sim-

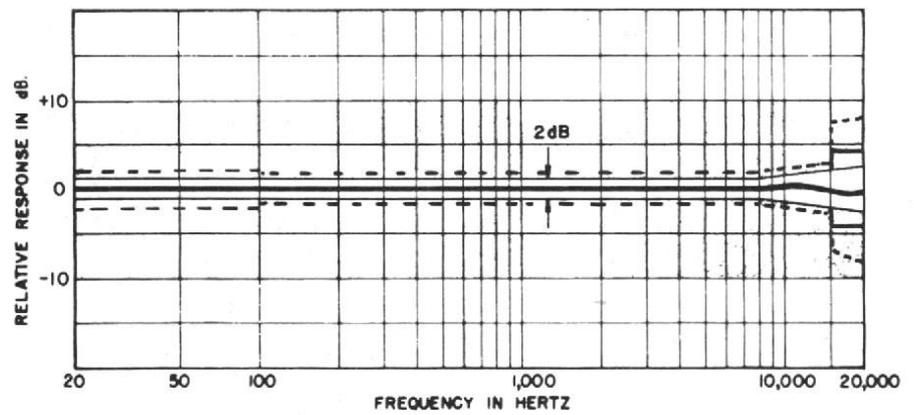
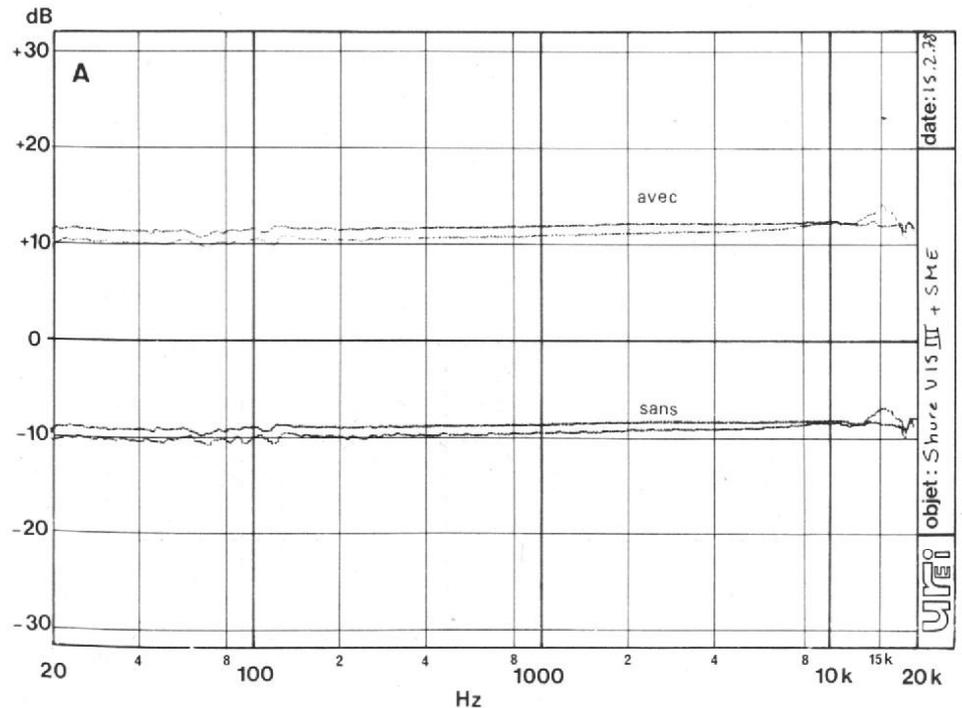
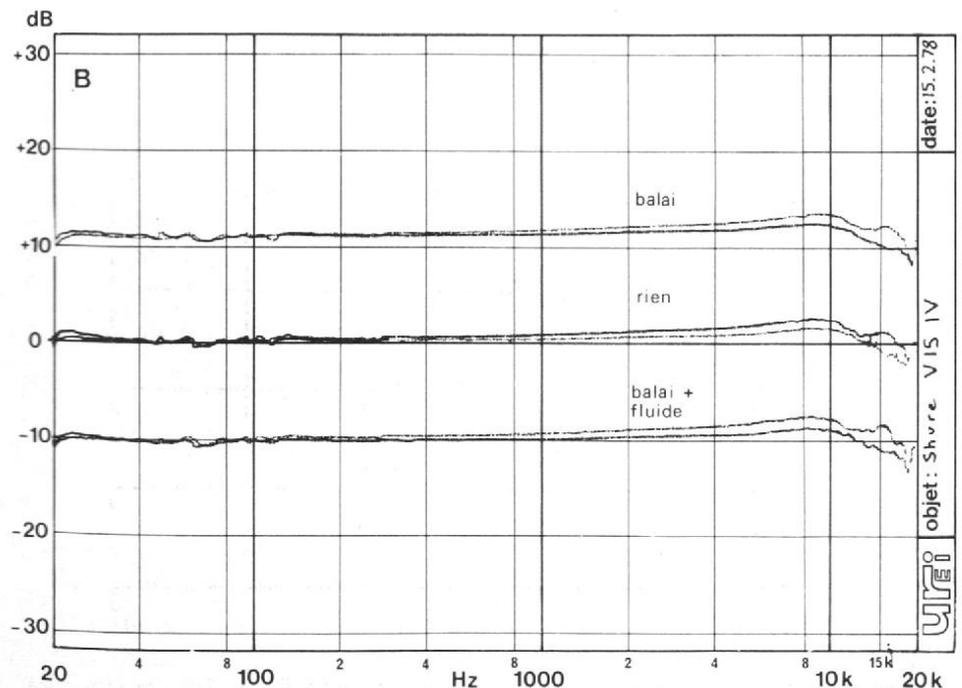


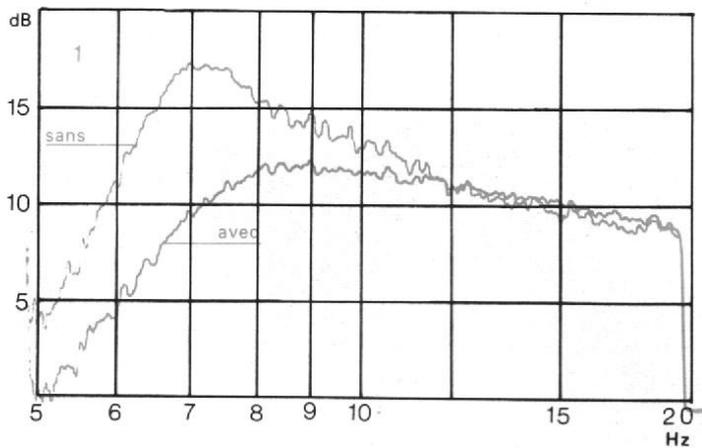
Fig. 4. - Courbe de réponse officielle de la V 15 IV. En pointillé on tient compte des tolérances du disque test (B.K. QR 2009).



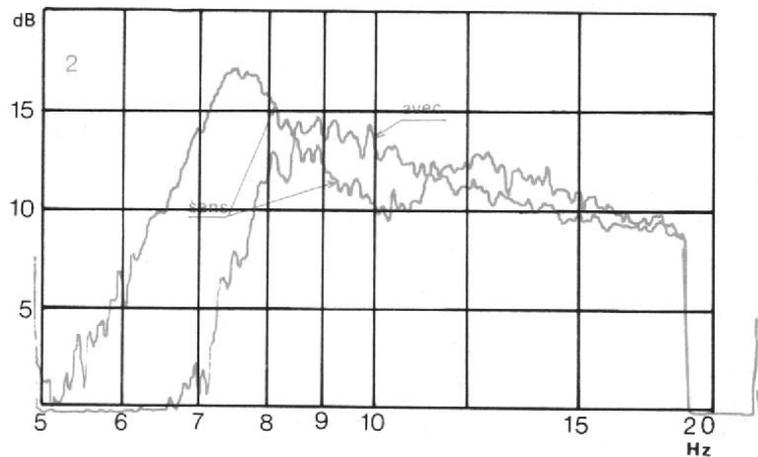
Courbe A. - Courbe de réponse de la cellule V 15 III avec bras SME. En haut, avec amortisseur à fluide, en bas, sans.



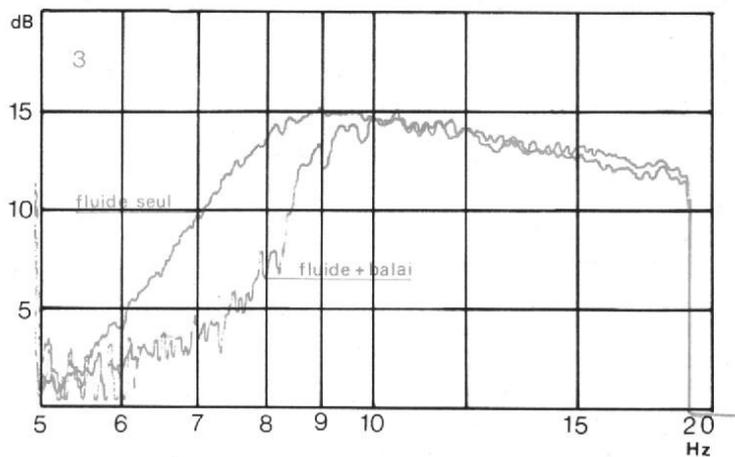
Courbe B. - Courbe de réponse de la cellule V 15 IV. En haut : avec balai stabilisateur ; au centre : sans rien ; en bas : avec balai et stabilisateur du bras.



Courbe 1. - Amortissement de la V 15 III par le bras.



Courbe 2. - Amortissement dû au balai seul.



Courbe 3. - Amortissement de la V 15 IV par le système à fluide. Avec et sans balai.

plement enfilé, les tolérances de la matière plastique assurant un serrage aussi doux qu'efficace.

Le bras est coudé (réduction de certains modes de vibrations) il est réalisé en titane nitruré. La nitruration est un traitement thermo-chimique qui modifie la structure en surface, nous avons ainsi un matériau constitué de deux couches de différentes duretés. Cette différence de dureté est très favorable à l'élimination, et l'amortissement des vibrations. Dernière formule contribuant à cette élimination : un remplissage interne de fibres. Ces fibres sont invisibles.

La coquille, dument perforée, est moulée dans une matière plastique. Nous signalerons encore un système antivibratoire, il s'agit d'une pâte genre pâte à modeler, que l'on met entre la coquille et la cellule au moment du montage.

Nous retrouvons sur ce bras un levier de pose amorti (assez lent), un système de compensation de la force centripète à contrepois, fil et poulie alors que le support du bras est réglable en toutes directions.

Noblesse oblige, les connecteurs sont revêtus d'une couche d'or...

Nos mesures

Elles ont bien entendu été faites avec le bras SME et les cellules V 15 III et IV. Le système antistatique : il est efficace. Les forces électrostatiques attirent le bras, c'est vrai, nous avons même effectué une lecture correcte avec une V 15 III en ayant préalablement choisi une force d'appui négative. En frottant le disque assez fortement il est vrai (crépitement au moment de la pose du bras), la lecture est possible.

Nous avons renouvelé l'opération en utilisant la V 15 IV balai relevé. Les poils du balai font bien office de pointe, le bras revient tout seul en place. Il n'y a pas besoin de baisser le balai. Lorsque ce dernier est effectivement abaissé, l'élimination des charges statiques

est nettement plus rapide et efficace.

Nous avons alors effectué des mesures de pleurage et scintillement avec et sans balai. Deux vérifications à faire, l'efficacité du système de stabilisation dynamique et celle de l'élimination des effets de l'électricité antistatique. La manipulation consiste à frotter le disque en une dizaine de points d'un cercle du disque. De façon à localiser les charges et à solliciter périodiquement la cellule. Nous n'avons pas constaté, même avec la V 15 III d'effet vraiment important de l'électricité, un effet qui aurait été provoqué par les mouvements d'avant en arrière du diamant. Les défauts du disque et ceux du tourne-disques sont plus importants que ceux dus à l'électricité statique. Comme la force d'attraction est inversement proportionnelle au carré de la distance, il y a risque d'amplification des défauts du disque par l'électricité statique. Pour éliminer cette dernière, les pistolets antistatique (ou un allume gaz dont on aura éliminé l'éclateur) sont très efficaces, nous les avons essayés.

Le balai permet d'éviter les parasites provoqués par des amorçages entre le levier porte-pointe et le disque.

Amortissement dynamique

Nous avons excité l'ensemble bras-cellule à partir d'un disque gravé de 5 à 20 Hz. Ce disque excite les résonances de l'ensemble. La première courbe est relevée avec la cellule V 15 III. Nous avons une réduction de 5 dB de la résonance. Le coefficient de surtension de cette résonance est considérablement réduit. Cet amortissement est produit avec le FD 200 cet amortisseur est disponible séparément et peut s'adapter sur les anciens bras SME, et, avec un peu plus de « bricolage » sur d'autres bras (nous n'avons pas vérifié, mais il n'y a pas de raison).

La courbe 2 est celle de la V 15 IV, avec et sans stabilisa-

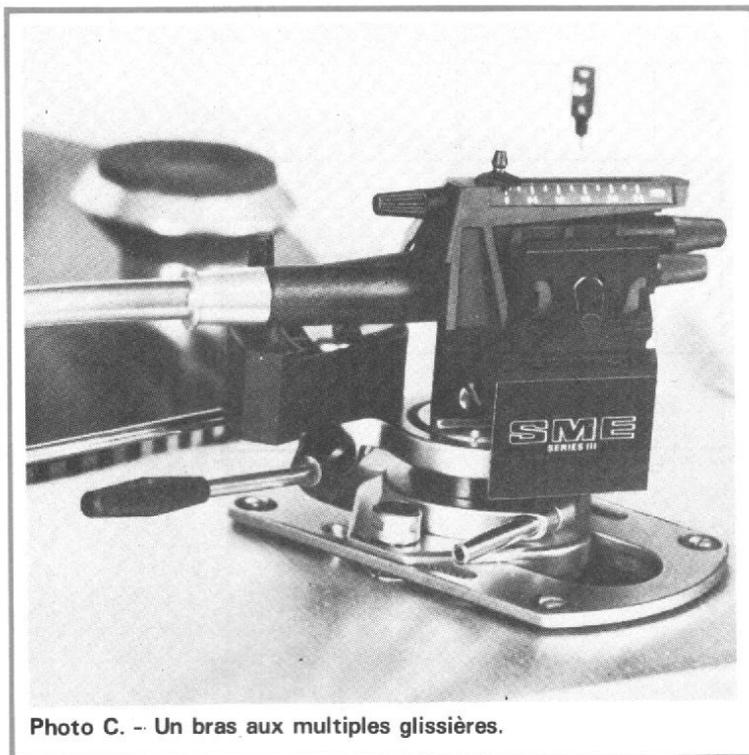


Photo C. -- Un bras aux multiples glissières.

teur dynamique. Nous constatons une réduction de l'amplitude à la résonance : 3 dB environ. Nous assistons également à une régularisation de la forme de la courbe. On constate également l'action aux très basses fréquences où l'amortissement est considérable. Cet amortissement est particulièrement intéressant, car ces basses fréquences correspondent à des sollicitations dues à un voilage des disques.

La courbe 3 est relevée en utilisant le stabilisateur du bras. Nous avons également ajouté le balai et constaté son action aux très basses fréquences. Ces deux amortisseurs se complètent donc très bien ; il y a une suppression pratiquement totale de la résonance.

Les courbes de réponses. Elles tiennent dans une fourchette très étroite. Nous trouvons, pour la V 15 III une courbe plus linéaire. Ce que l'on doit considérer ici, c'est la comparaison entre les courbes. La V 15 IV assure, par rapport à la III une remontée plus importante du haut médium et de l'aigu, avec une voie un peu plus favorisée que l'autre (1 dB peut être). Ces courbes n'ont pas de valeur absolue. Les disques tests sont imparfaits, les fabricants donnent des tolérances qui sont dans le cas pré-

sent supérieures à celles de la courbe de réponse du constructeur. Les courbes de réponse relevées avec d'autres disques tests auraient donné des résultats légèrement différents. Nous avons en tout cas une courbe de réponse très linéaire, on note quelques irrégularités au dessous de 100 Hz, on les retrouve pour les deux cellules, nous soupçonnerons le disque. La figure 3 donne la courbe théorique et les tolérances du disque test.

Autres mesures. Ces dernières sont plus classiques. La tension de sortie de la V 15 II est un peu supérieure à celle de la IV, 340 mV pour la IV contre 4,00 pour la III. (lecture d'un disque gravé à 5 cm/s crête et 1 000 HZ.)

La séparation des canaux a été mesurée sur plusieurs disques, nous avons trouvé des résultats équivalents pour les deux cellules. Là encore, nous soupçonnerons les disques tests. Il peut en effet fort bien arriver qu'un disque possède une diaphonie intrinsèque. Cette diaphonie signifie qu'il y a un signal sur le sillon non modulé. Une analyse au microscope à balayage s'imposerait... La cellule peut délivrer une tension de diaphonie en opposition de phase avec celle du disque. Dans ce cas, nous

aurons une séparation très élevée.

L'orientation de la pointe dans le sillon est relativement importante, une mesure peut passer de 20 à 40 dB pour quelques dixièmes de degré. Le bras SME dispose d'une tête orientable, mais l'orientation est délicate à ajuster. L'emboîtement de l'embout se fait à force, aucune clé ne vient démultiplier l'effort. Une amélioration à apporter.

Quelques valeurs pour la diaphonie : 40 et 30 dB à 1 kHz, (26 et 30 sur un autre disque), 24 et 25 à 5 kHz, 20 et 20 à 80 Hz, pour la V 15 IV, 30 et 28, 29 et 38 à 1 kHz pour deux disques, 25 et 37 à 5 kHz, 19 et 20 à 80 Hz, pour la V 15 III.

Le facteur de lisibilité de la IV est légèrement supérieur à celui de la III, 1 dB de mieux pour la IV à 300 Hz. Un nouveau disque test réalisé par Shure, à caractère musical, permet de juger la lisibilité des cellules. Sur ce disque, nous avons des plages instrumentales gravées à des niveaux de plus en plus forts. Il arrive un moment où le son devient mauvais : la pointe « déraille ».

Les signaux carrés permettent de donner un jugement comparatif : nous avons noté un amortissement plus rapide pour la V 15 IV.

Conclusion

Si vous analysez ces mesures, vous vous rendrez compte que les améliorations sont difficilement chiffrables. Nous allons aujourd'hui vers une optimisation des composants HiFi. Les différences de performances coûtent très cher, c'est vrai. Ce qui est sûr, c'est que la V 15 IV marque une étape chez Shure, celle du passage à l'analyse par simulation sur ordinateur. Attendons maintenant la V 15 V ! Quand au bras SME, il marque l'introduction des matières plastiques qui prennent ici leurs lettres de noblesse. Très bonne démonstration en tout cas de l'efficacité de la stabilisation dynamique, aussi bien pour la cellule que pour le bras.

Etienne LEMERY

MESURE PRATIQUE DE LA MASSE RAMENEE D'UN BRAS DE LECTURE

LES constructeurs de tables et de bras de lecture cherchent à rendre aussi petite que possible la masse de leur bras. Nous ne discuterons pas longuement ici de l'opportunité de cette réduction, certains de ces constructeurs prouvent un bras sans masse du tout, un bras qui serait infiniment rigide et de masse infiniment petite. Au bout de ce bras, on ajoute tout de même une cellule dont la masse n'est pas négligeable.

Dans le cas d'un bras à masse nulle, le contact entre la pointe et le sillon serait confié à la force d'appui. L'équipage mobile est monté sur un coussinet viscoélastique, avec la masse de la cellule, nous avons un système résonnant. Plus la masse est faible, plus la fréquence de résonance est élevée. On voit tout de suite que la fréquence de résonance peut se retrouver dans une zone où elle devient audible et devenir gênante sans amortissement.

La mesure de la masse ramenée en bout de bras, ou encore masse « dynamique » équivalente est une opération assez simple à mettre en œuvre. La méthode que nous proposons ici n'est pas d'une immense précision, elle permet cependant d'obtenir des ordres de grandeur tout à fait valables. On pourra aussi, avec ce système, se rendre compte de l'influence de la position du contrepois sur la masse de ce bras.

La mesure se fait sur le bras, autrement dit sans cellule. Nous ne ferons donc pas intervenir ici la masse de la cellule ni la compliance de cette dernière. Une fois que nous aurons la valeur de la masse du bras puis celle de la cellule, un savant calcul donnera la compliance, une compliance non statique mais dynamique.

Ce concept de dynamique vient du fait que les mesures sont effectuées en excitant le bras ou les éléments intéressants dans les zones de fréquences qui concernent les paramètres.

Les mesures s'effectuent à des fréquences basses, le système de mesure simplifié que nous utiliserons offre, à ces fréquences, une rigidité suffisante pour ne pas entraver les manipulations.

Principe de la mesure

Aux fréquences de mesure, le bras est considéré comme une masse pure. Cette masse, nous allons l'ajouter à un système possédant une fréquence

de résonance. En l'occurrence, il s'agit d'un petit haut-parleur. L'apport d'une masse viendra donc modifier la fréquence de résonance, en l'abaissant. Une première mesure de fréquence de résonance, effectuée avec le bras seul, donnera une première valeur.

La seconde mesure se fera en ajoutant à la masse du bras, une masse de valeur connue : par exemple un poids.

En ajoutant une masse, on abaisse la fréquence de résonance.

Cette dernière est donnée par une formule où intervient la racine carrée de la masse. Une formule de la forme $F = k / \sqrt{m}$.

La première mesure nous donnera $F_1 = k / \sqrt{m_1}$.

La seconde mesure s'effectuant avec une masse supplémentaire, nous aurons une seconde fréquence de résonance $F_2 = k / \sqrt{m_1 + m_2}$. Les coefficients k que nous avons choisis arbitrairement et sans unités, rendent compte de la compliance du système de mesures. C'est-à-dire, sans le bras, cette fréquence permettra de déterminer, comme nous l'avons fait : m_1 , la masse du bras ajoutée à celle de la membrane du système d'excitation. m_2 est la masse ajoutée (le poids). Il restera ensuite à trouver la masse de la membrane seule, pour cela, on mesurera la fréquence de résonance à vide du haut-parleur.

A partir de ces trois fréquences, nous aurons une valeur de

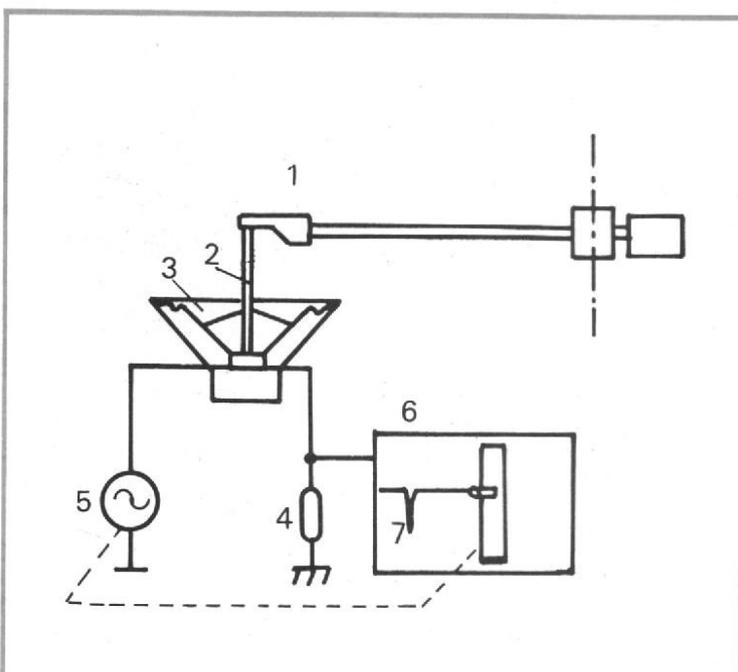


Fig. 5. - Système de mesure utilisé : 1. bras à mesurer ; 2. liaison avec H.P. ; 3. H.P. utilisé en excitateur ; 4. résistance de mesure du courant ; 5. générateur couplé à la table traçante ; 6. table traçante ; 7. résonance.

la masse dynamique. La résonance est simple à trouver, on trace simplement la courbe d'impédance de l'équipage mobile utilisé, le maximum de l'impédance correspond à la fréquence de résonance.

La précision de mesure n'est pas très élevée. Etant donné que la masse dépend de la position des contrepoids, il faut commencer par faire l'équilibre du bras avec sa cellule puis, ajuster sa force d'appui, enfin, on enlèvera la cellule, le bras sera alors déséquilibré. On utilisera la force exercée par le bras pour appliquer la coquille contre le système exciteur. Il y aura déplacement de la membrane et par conséquent, si le système de rappel n'est pas linéaire, une modification de la compliance du système, ce qui faussera les calculs de masse de la membrane.

Avec une quatrième mesure, celle de la fréquence de résonance de l'équipage mobile sur lequel on a installé le poids utilisé initialement, nous aurons une mesure de la masse de la membrane, pour une faible

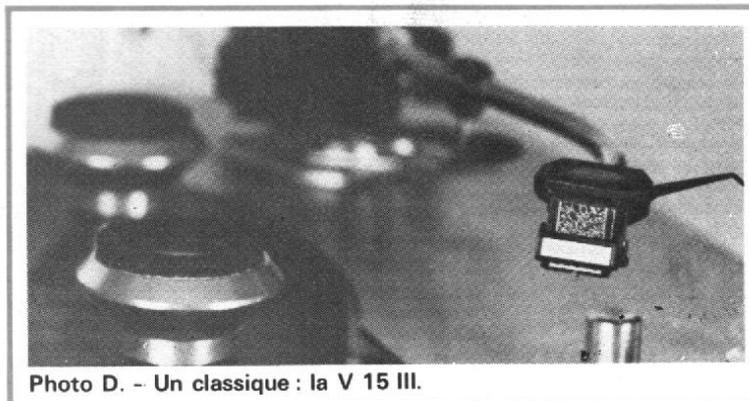


Photo D. - Un classique : la V 15 III.

élongation de la suspension.

Ces mesures, nous les avons pratiquées sur plusieurs bras, en l'occurrence un bras ADC et un bras SME type III.

Le haut-parleur utilisé comme transducteur avait une fréquence propre de 120 Hz, la masse de sa membrane, mesurée comme nous venons de le voir était de 1 g environ (plusieurs mesures ont permis de trouver cette valeur).

La fréquence de résonance avec bras, descend aux environs de 50 Hz. La fréquence exacte est difficile à connaître, les manipulations rapides que nous avons faites donnent une fréquence de résonance à 1 Hz

près. Le système exciteur utilisé n'est pas parfait, un autre est en cours d'élaboration, il bénéficiera des observations que nous avons pu faire au cours de ces manipulations.

Les mesures seront sans doute d'une meilleure reproductibilité, c'est essentiel. A titre d'exemple de précision de mesure, nous avons mesuré la masse dynamique d'un bras ADC, le constructeur annonce 8 g, nous avons trouvé 8,5 g, soit une erreur de 0,5/8,5, c'est-à-dire 6%. Compte tenu du fait que nous ne connaissons pas la méthode de mesure du constructeur du bras, nous pouvons considérer

ce résultat comme très encourageant. Le réglage de la force d'appui a une influence sur les mesures, on peut aussi soupçonner des réglages différents. Pour le bras SME de la série 3, nous avons trouvé 5,8 g, le constructeur ne donne pas la valeur.

On peut se rendre compte ici des faibles valeurs atteintes. Elles appellent un commentaire. Il semble difficile à un constructeur de descendre au dessous de ces valeurs. Il ne faut pas oublier que l'on va ajouter 5 g de cellule. Si le constructeur gagne 2 g sur sa masse ramenée en bout de bras, ce ne sera pas sur une masse initiale de n g qu'il faudra prendre en considération mais de n + 5 g; on voit donc que l'amélioration que l'on peut maintenant apporter sera faible alors que le gain de masse coûtera relativement cher. Nous allons aujourd'hui vers des systèmes de plus en plus parfaits, ces améliorations deviennent particulièrement coûteuses.

E. LEMERY

Toujours une longueur d'avance: Le nouveau MULTIMETRE SIMPSON 461

**Portatif ! Compact !
Performant !**

960 F h.t. *

complet avec batterie rechargeable cadmium nickel, chargeur, cordons de mesure, et notice détaillée.

* Prix février 78



8, rue Sainte Lucie 75015 PARIS
Tél.: 577.95.70 - 577.77.16 - Télex: 260.073

Performant :

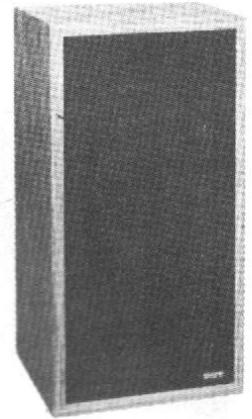
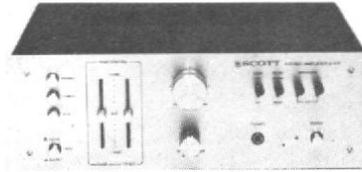
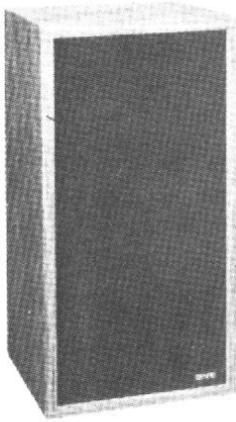
- précision 0,5 % en tension continue
- un seul circuit LSI contient tous les circuits de conversion A/N pour plus de fiabilité en boîtier compact
- polarité et zéro automatique
- haute impédance d'entrée : 10 M Ω
- résolution : 100 μ V, 0,1 Ω , 100 nA

Pratique :

- affichage 2000 points par LED de 8 mm
- jacks de sécurité parfaitement isolés
- protections : 1100 V en V =
650 V en V \sim
250 V en Ω
par fusible en I
- 5 gammes V = jusqu'à 1 kV
- 5 gammes V \sim jusqu'à 600 V
- 6 gammes Ω jusqu'à 20 M Ω
- 5 gammes I = jusqu'à 2 A
- 5 gammes I \sim jusqu'à 2 A



SELECTION DE CHAINES HIFI



CHAINE SCOTT A 407

Cette chaîne comprend :

- un amplificateur **SCOTT A 407**
- une table de lecture **CEC BD 2200**
- deux enceintes acoustiques **BST XL 200**

L'amplificateur SCOTT A 407

Puissance : 2 x 18 W/8 Ω
 Distorsion harmonique : 0,5 %
 Distorsion d'intermodulation : 0,2 %
 Courbe de réponse en fréquence : 18 à 30 000 Hz (-3 dB).
 Sensibilité des entrées : phono : 2,5 mV - aux., tuner, magnéto : 160 mV.
 Rapport signal/bruit : phono : 70 dB.

La table de lecture CEC BD 2200

Platine à entraînement par courroie
 Moteur synchrone 4 pôles.
 Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.
 Pleurage : 0,1 %
 Rapport signal/bruit : > 62 dB (DIN 45539 B).

Bras tubulaire en S de 215 mm.
 Dimensions : 139 x 458 x 337 mm..

L'enceinte acoustique BST XL 200

Enceinte close à 2 voies.
 Puissance : 15/20 W.
 Impédance : 8 Ω.
 Dimensions : 420 x 250 x 210 mm.

CHAINE SCOTT A 417

Cette chaîne comprend :

- un amplificateur **SCOTT A 417**.
- une table de lecture **CEC BD 2200**
- deux enceintes acoustiques **BST XL 300**

L'amplificateur SCOTT A 417

Puissance : 2 x 28 W/8 Ω.
 Distorsion harmonique : 0,3 %
 Distorsion d'intermodulation : 0,05 %
 Courbe de réponse en fréquence : 16 à 32 000 Hz (-3 dB).
 Sensibilité des entrées : phono : 2,5 mV - aux., tuner, magnéto : 160 mV.

Rapport signal/bruit : phono : 70 dB.

La table de lecture CEC BD 2200

(Voir chaîne SCOTT A 407).

L'enceinte acoustique BST XL 300

Enceinte close à 3 voies.
 Puissance : 23/27 W.
 Impédance : 8 Ω.
 Dimensions : 500 x 280 x 210 mm.

CHAINE SCOTT 307 L

Cette chaîne comprend :

- un tuner amplificateur **SCOTT R 307 L**
- une table de lecture **TECHNICS SL 23**
- deux enceintes acoustiques **3 A ALPHASE**

Le tuner amplificateur SCOTT R 307 L

Partie tuner
 Gammes : PO - FM.
 Sensibilité FM : 2,2 μV.
 Rapport signal/bruit : 65 dB (stéréo).
 Sensibilité AM : 150 μV.

Partie amplificateur

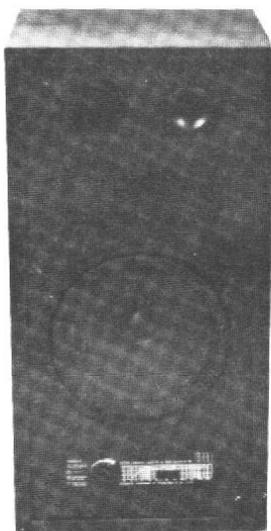
Puissance : 2 x 18 W/8 Ω.
 Distorsion harmonique : 0,5 %
 Distorsion d'intermodulation : 0,2 %
 Courbe de réponse en fréquence : 18 à 30 000 Hz (-3 dB).
 Sensibilité des entrées : phono : 2,5 mV - aux., magnéto : 160 mV.
 Rapport signal/bruit : phono : 70 dB.

La table de lecture TECHNICS SL 23

Platine semi-automatique à entraînement par courroie.
 Vitesses : 33 1/3 et 5 tours/mn.
 Gamme de réglage de la vitesse : 6 %
 Pleurage et scintillement : 0,05 %
 Ronronnement : -65 dB (DIN 45539 B).
 Bras tubulaire de 220 mm.
 Dimensions : 428 x 135 x 348 mm.

L'enceinte acoustique 3 A ALPHASE

Puissance : 35 W.
 Impédance nominale : 6 Ω.
 Courbe de réponse : 40 à 35 000 Hz.
 Distorsion harmonique : 0,7 %
 Dimensions : 260 x 520 x 260 mm.



CHAINE TECHNICS SU 8080

Cette chaîne comprend :
- un amplificateur **TECHNICS SU 8080**
- une table de lecture **THORENS TD 166 MK II**
- deux enceintes acoustiques **ELIPSON 1302**
L'amplificateur **TECHNICS SU 8080**

Puissance : 2 x 72 W/8 Ω.
Distorsion harmonique : 0,05 %.
Distorsion d'intermodulation : 0,05 %.
Bande passante en fréquence : 20 à 20 000 Hz (+ 0, - 0,1 dB).
Rapport signal/bruit : phono : 70 dB.
Sensibilité des entrées : phono : 2,5 mV/27,47 kΩ - tuner, aux., magnéto : 200 mV/35 kΩ.
Dimensions : 450 x 140 x 371 mm.
La table de lecture THORENS TD 166 MK II
Table de lecture à entraînement par courroie.
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.
Réglage fin de vitesse : ± 5 %.
Pleurage et scintillement : 0,04 %.
Niveau de bruit : - 50 dB.

L'enceinte acoustique ELIPSON 1302

Enceinte à 2 voies.
Puissance : 50 W.
Impédance : 8 Ω.
Courbe de réponse : 80 à 20 000 Hz (± 4 dB).
Dimensions : 330 x 170 x 270 mm.

CHAINE TECHNICS SU 8600

Cette chaîne comprend :
- un amplificateur **TECHNICS SU 8600**
- une table de lecture **THORENS TD 166 MK II**
- deux enceintes acoustiques **SIARE FUGUE 200**

L'amplificateur TECHNICS SU 8600

Puissance : 2 x 73 W/8 Ω.
Distorsion harmonique : 0,08 %.
Distorsion d'intermodulation : 0,08 %.
Bande passante en fréquence : 20 à 20 000 Hz ± 0,3 dB.
Rapport signal/bruit : phono : 60 dB.
Sensibilité des entrées : phono : 2 mV/47 kΩ - tuner, aux., magnéto : 150 mV/47 kΩ.
Dimensions : 450 x 173 x 352 mm.

La table de lecture THORENS TD 166 MK II

(Voir chaîne **TECHNICS SU 8080**).

L'enceinte acoustique SIARE FUGUE 200

Puissance : 50 W.
Impédance : 8 Ω.
Enceinte à 2 voies.
Bande passante : 40 à 22 000 Hz (± 4 dB).
Dimensions : 630 x 375 x 250 mm.

CHAINE TECHNICS 9200

Cette chaîne comprend :
- un préamplificateur **TECHNICS SU 9200**
- un amplificateur **TECHNICS SE 9200**
- une table de lecture **AKAI AP 006**
- deux enceintes acoustiques **3 A ADAGIO**

Le préamplificateur TECHNICS SU 9200

Sensibilité des entrées : phono : 2 mV/25, 50, 100 kΩ - tuner, aux. : 100 mV/47 kΩ.
Distorsion harmonique : 0,05 %.
Rapport signal/bruit : phono : 70 dB.
Tension de sortie : mini :

1 V/500 Ω ; maxi : 10 V/500 Ω.
Dimensions : 450 x 173 x 267 mm.

L'amplificateur TECHNICS SE 9200

Puissance : 2 x 76 W/8 Ω.
Distorsion harmonique : 0,08 %.
Bande passante en fréquence : 5 à 100 000 Hz (± 0, - 3 dB).
Sensibilité d'entrée : 1 V/40 kΩ.
Dimensions : 450 x 173 x 380,5 mm.

La table de lecture AKAI AP 006

Table de lecture à entraînement direct.
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.
Pleurage : < 0,035 %.
Rapport signal/bruit : > 58 dB.
Longueur du bras : 230 mm.
Dimensions : 440 x 128 x 326 mm.

L'enceinte acoustique 3 A ADAGIO

Puissance : 75 W.
Impédance nominale : 6 Ω.
Courbe de réponse : 20 à 35 000 Hz.
Distorsion harmonique : 0,6 %.
Dimensions : 300 x 780 x 320 mm.

UN AMPLIFICATEUR DE 100 W A TRANSISTORS (sur 432 MHz)

TROP souvent, faute de passer à des moyens coûteux ou complexes, les amateurs se limitent sur des fréquences élevées à des puissances modestes, de l'ordre d'une dizaine de watts. Cette description porte sur le montage de deux transistors de puissance, capables de délivrer 100 watts PEP, sans complication extrême, à partir d'une alimentation de 28 volts. Les transistors utilisés sont de production relativement récente. Ce sont des MRF 306, composants particulièrement fiables, de Motorola, de type 60 W prévus pour la plage 225 - 400 MHz, présentant la particularité d'une conception interne telle qu'ils fonctionnent sans artifice en large bande.

Le circuit de base, à l'intérieur de la capsule même, est disposé de telle sorte (inductance et capacité) que l'impédance d'entrée représente un faible Q à la fréquence d'utilisation. La métallisation interne (or) procure, à la fois, fiabilité, robustesse et durée de vie prolongée. Par ailleurs, à pleine puissance, le MRF 306 supporte toutes les désadaptations de charge jusqu'à un ROS de 30/1, quel que soit l'angle de phase, ce qui garantit contre des fausses manœuvres aussi grossières que l'oubli du branchement de l'antenne ou la mise en court-circuit malencontreuse !

L'amplificateur qui nous est proposé ici est essentiellement à bande étroite dans un mon-

tage en parallèle qui peut couvrir de 420 à 450 MHz. Pour l'utilisation en SSB, ce sera un montage push-pull linéaire, les deux transistors, polarisés en classe A-B, étant attaqués à puissance modérée (10 W PEP). Utilisé en FM, ou en CW, on leur applique la polarisation propre à la classe C et la puissance peut atteindre 140 W permanents si on prend la précaution de ventiler le disperser thermique qui atteint quelque 80 °C.

Le passage en classe C (CW ou FM) consiste à ramener directement à la masse chaque base à travers une bobine d'arrêt constituée par 4 tours de fil émaillé de 6/10 mm, Ø 3 mm, précédée d'une bague de ferrite et, en classe

AB, une résistance de 2,7 Ω est ajoutée en série (fig. 3), si l'on désire une plus grande efficacité ou admettre une puissance d'excitation supérieure.

L'amplificateur est réalisé sur une plaque d'époxy de 15/10 mm, métallisé double face, matériau acceptable malgré des pertes qui commencent à devenir sensibles sur 432 MHz. Il est essentiel que les parties au potentiel de la masse, côté composants, soient réunies à travers le verre au plan de masse de la partie supérieure. Pour ce faire, on perce un certain nombre de trous, avec un foret de 15 à 18/10 de mm, marqués G sur la figure 2 reproduisant la place d'implantation des élé-

ments et on fait traverser de part et d'autre pour chacun, un brin de fil nu, étamé, que l'on soude de part et d'autre. Après quoi, il ne reste plus qu'à ébarber proprement. Les deux transistors sont fixés entre les deux lignes. On perce soigneusement un trou, juste suffisant pour laisser passer le pied fileté de chaque transistor. Le refroidisseur, d'un seul bloc, est appliqué contre la partie cuivrée inférieure et maintenu en place, à la fois par l'écrou de fixation de chaque transistor et par 10 vis de 3 mm, judicieusement réparties à la périphérie de manière à former un ensemble parfaitement rigide.

Les condensateurs C_3 à C_6 et C_{15} à C_{18} ainsi que C_9 et C_{10} , sont du type à mica métallisé (Underwood) et ils sont irremplaçables sauf par des ATC.

Les palettes de base et de collecteur ne sont soudées qu'une fois les transistors en place pour éviter tout risque d'éclatement de la pastille de céramique et les connexions se font avec une languette de feuillard mince, de même largeur que la ligne imprimée.

Les ajustables $C_1, C_2, C_7, C_8, C_{14}, C_{19}$, bien qu'avantageusement des pistons sont tout simplement les ARCO, trimmers au mica qui fonctionnent très bien en UHF. Ils sont ainsi faits que les pattes de chaque armature permettent, par soudure aussi bien sur la ligne, d'un côté, que sur le plan de masse, d'obtenir une excellente rigidité mécanique. Le condensateur de traversée, C_{12} , de 580 pF, est monté sur un brin de feuillard de cuivre de 18×10 mm, plié à l'équerre, percé à 5 mm pour recevoir la traversée et soudé au plan de masse. Il est précédé, côté alimentation, par C_{13} ($1 \mu\text{F}$ tantale) et suivi par un disque de $0,1 \mu\text{F}$, d'où partent les deux bobines d'arrêt de collecteur $L_3 - L_4$.

Le système de polarisation adopté amène le courant de repos de collecteur à une valeur comprise entre 20 et 50 milliampères. La place des résistances de 1Ω , obligatoirement bobinées est moins critique que celle de $L_3 - L_4$, citées plus haut, mais il est toutefois souhaitable de voir apparaître la tension de polari-

sation aussi près du transistor que possible. D'où la disposition adoptée. Par contre, il est nécessaire d'utiliser une inductance approximative de 100 mH en série, dans le retour de masse, avec R_5 et R_6 , d'où la présence de L_1 et L_2 , constituées par 4 tours chacune de fil émaillé de $6/10$ mm de diamètre, jointifs ($\varnothing = 3$ mm) - R_5 et R_6 sont des résistances au carbone. Le point de jonction de la diode CR_2 , d'où partent les résistances $R_2 - R_3 - R_4$ est situé à un potentiel de 0,6 V et découplé par C_{10} qui est obligatoirement au mica métallisé. La cathode de la diode (1 ampère) étant à la masse, le fil d'anode sert de relais à R_1 et R_2 . Le condensateur C_9 qui a pour rôle de couper la composante continue de la fiche de sortie est également de très haute qualité et introduit une très faible impédance (L_1, L_2, L_3, L_4 sont identiques).

La figure 4, en vraie grandeur, reproduit la face antérieure du circuit imprimé, vraiment élémentaire.

En raison des exigences du fonctionnement en SSB et des appels de courant importants,

il est indispensable qu'un tel montage soit accompagné par une alimentation sérieusement conçue. Le montage n'en sera pas nécessairement complexe si on peut se procurer les éléments qui conviennent. On s'appuiera sur le schéma de la figure 5, dans laquelle le transformateur est capable de débiter 10 ampères sous 26 à 35 V qui sont redressés par un pont approprié. La régulation est assurée par un circuit intégré spécialisé MPC 1000, complété par une forte capacité de sortie de $10\,000 \mu\text{F}$ (50 V) qui peut effectivement délivrer 10 ampères.

La mise au point de l'amplificateur n'est pas aussi délicate qu'il y paraît mais demande cependant quelque attention. Il est utile tout d'abord de pouvoir ajuster la puissance d'excitation et de n'appliquer qu'une partie de la puissance disponible, par exemple 3 à 5 watts, en prenant bien soin de charger la sortie. La première opération consiste à trouver la position de C_{14} et de C_2 pour laquelle on obtient une trace d'énergie en sortie. A partir de là, on améliorera le rendement

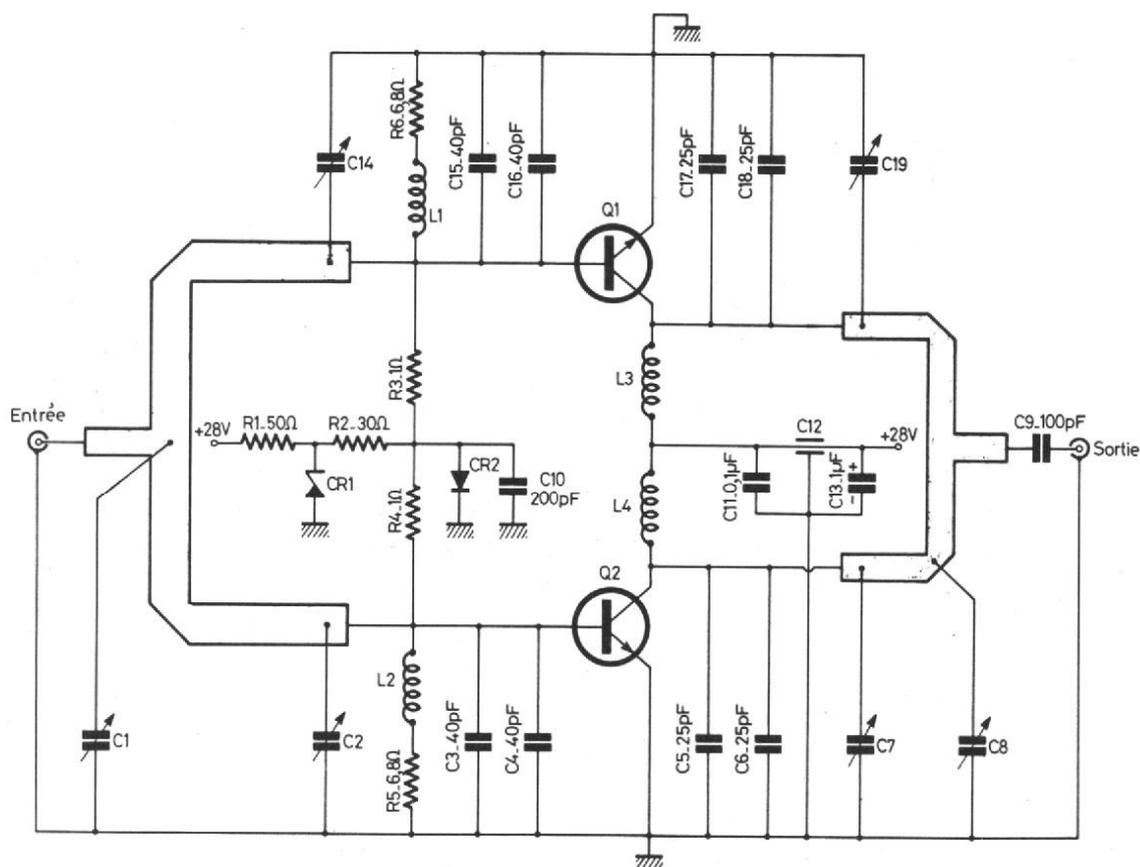


Fig. 1

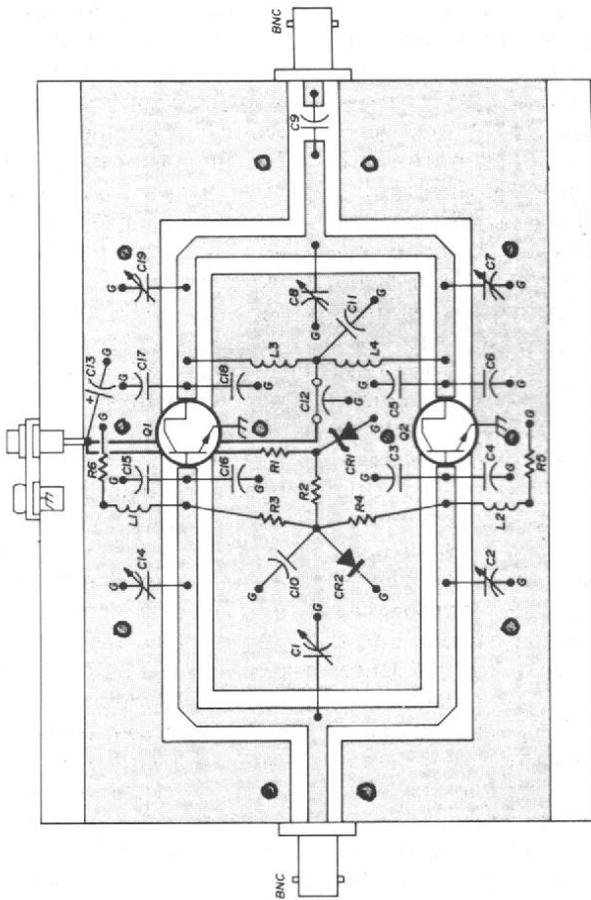


Fig. 2

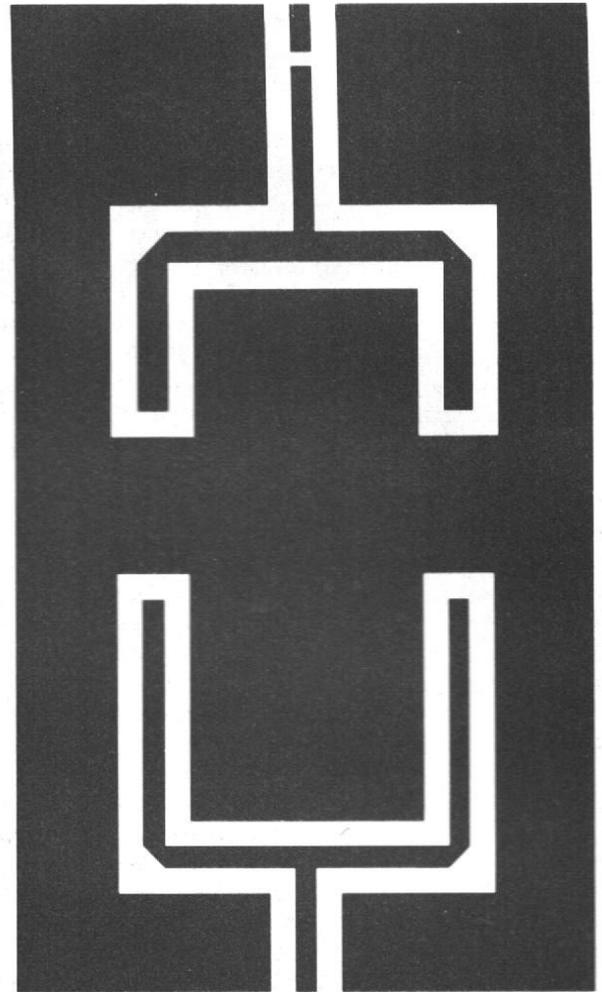


Fig. 4

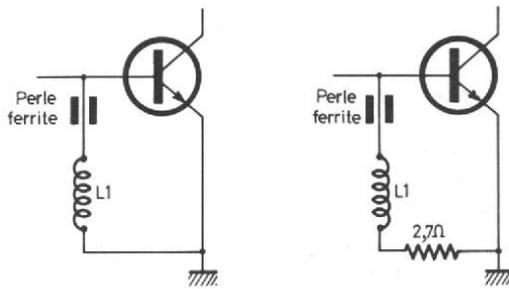


Fig. 3

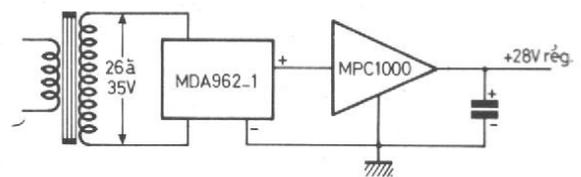


Fig. 5

en jouant tour à tour sur les ajustables de sortie C_7 , C_8 , C_{19} , sans se préoccuper pour l'instant, si l'adaptation d'entrée pourrait être meilleure. Le mieux est d'abord de commencer par C_8 , C_7 et C_{19} qui sont surtout destinés à égaliser, autant que possible, le courant de chaque collecteur. Il convient alors de revenir sur le circuit d'entrée, car lorsque la charge des collecteurs croît, le circuit des bases doit être à nouveau ajusté. Mais l'aug-

mentation de la puissance de sortie demande une retouche du circuit de sortie car l'impédance de charge varie légèrement lorsque la puissance produite augmente. Et c'est probablement une légère diminution de la valeur des capacités d'accord qui en résulte.

Finalement de proche en proche, et en augmentant progressivement la puissance d'attaque à 10 watts, on atteint graduellement la puissance souhaitée, soit

100 watts, pour un courant total des collecteurs de 6 à 8 ampères, suivant la fréquence. Le rôle de C_8 est assez critique et on peut facilement obtenir une puissance supérieure mais la linéarité n'est plus garantie.

On notera qu'avec une puissance d'excitation de seulement 5 watts, la puissance de sortie est déjà de 50 watts, ce qui ouvre déjà de bonnes possibilités. Ajoutons que certains transistors d'autres marques,

ainsi que des transistors de fabrication française, pourraient être essayés au lieu et place des MRF 306, le montage restant sensiblement le même.

Adapté de Ham Radio
Robert PIAT
(F3XY)

LE TEC 432 CONVERTISSEUR POUR LA BANDE 432 MHz

L'APPARITION des nouveaux transistors à effet de champ « Tétrodes » (*) (double-portes isolées) BF 900 et BF 905, de Texas-Instru-

(*) La notice du fabricant désigne ces transistors « Tétrodes ». Nous adoptons cette appellation, de préférence au classique MOS-FET, qui prête à confusion.

ments, capables de fonctionner jusqu'à 900 MHz, nous a incité à reproduire, pour la bande 432 MHz ce que nous avons réussi pour la bande 145 MHz, il y a plusieurs années: un convertisseur simple, de hautes performances.

Sur le schéma, (fig. 1), nous pouvons voir: T₁, étage ampli

HF - T₂, mélangeur - T₄, oscillateur/multiplicateur, délivrant une fréquence de 201,5 MHz et T₃ doublant cette fréquence.

Les circuits L₁ à L₇ sont des lignes accordées en 1/4 d'onde. Le filtre de bande d'entrée L₁/L₂ est attaqué par l'antenne, à basse impédance. L₁ et L₂ sont séparés par un blindage. Le

couplage entre ces deux circuits se fait par C₁, constitué par deux morceaux de fil isolé de 12 ou 13 mm de longueur, soudés respectivement à C₃ et C₄ et placés parallèlement, l'un contre l'autre. La distance entre ces deux morceaux de fil détermine la bande passante. Ce réglage se fera à l'heure de l'alignement. Le

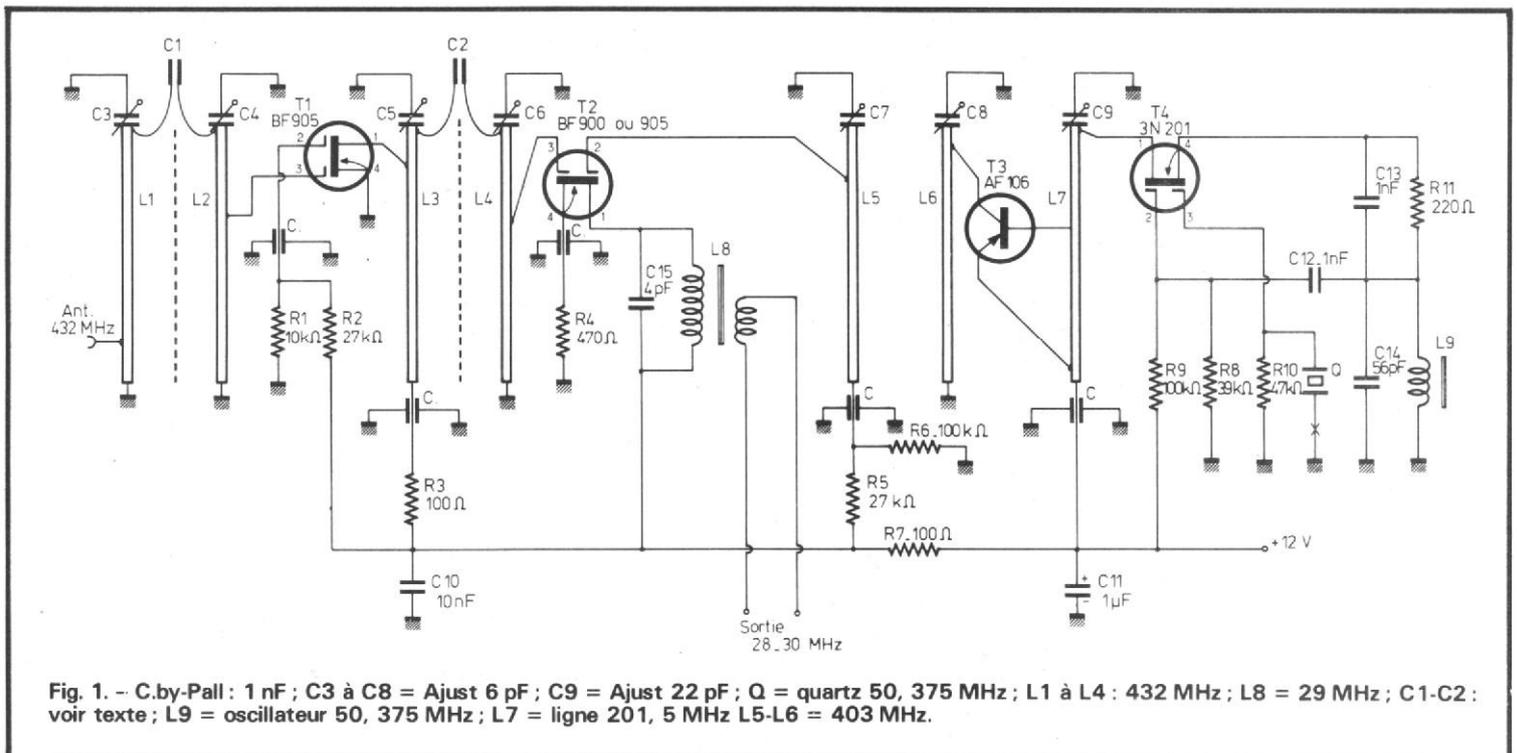


Fig. 1. - C₁ by-Pall: 1 nF; C₃ à C₈ = Ajust 6 pF; C₉ = Ajust 22 pF; Q = quartz 50, 375 MHz; L₁ à L₄: 432 MHz; L₈ = 29 MHz; C₁-C₂: voir texte; L₉ = oscillateur 50, 375 MHz; L₇ = ligne 201, 5 MHz L₅-L₆ = 403 MHz.

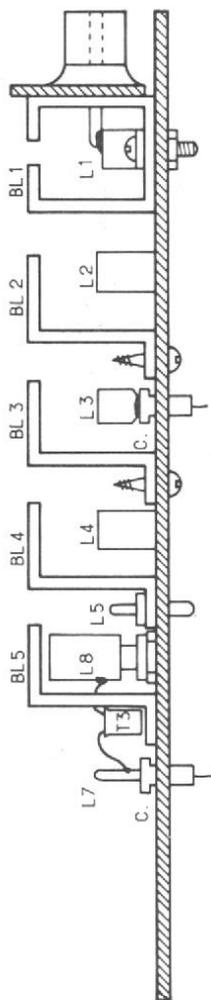


Fig. 2

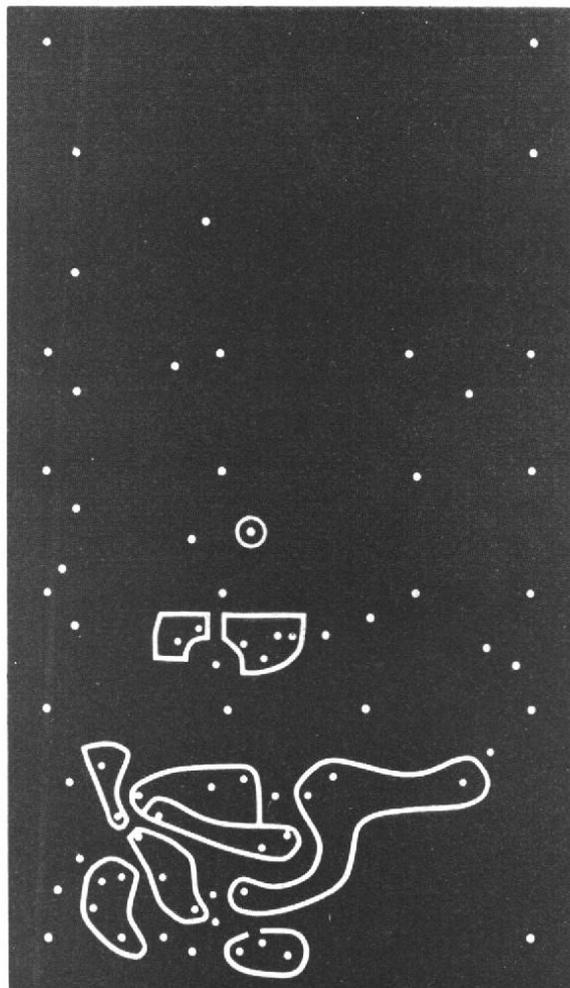


Fig. 3

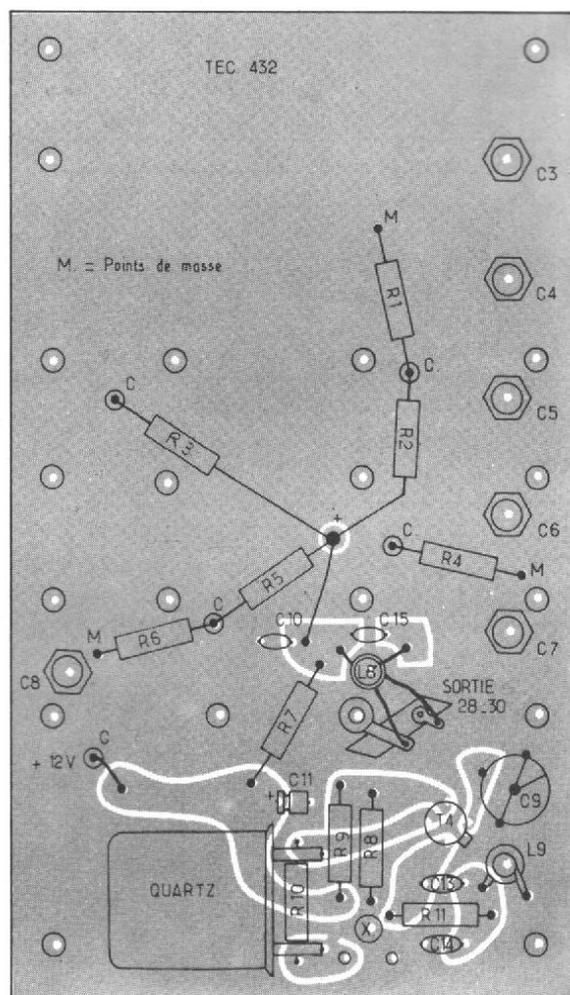


Fig. 4

transistor T_1 est branché aux $2/3$ de L_2 , afin de ne pas trop amortir ce circuit accordé.

La liaison entre T_1 et T_2 s'effectue par un filtre de bande, L_3/L_4 , semblable au circuit d'entrée L_1/L_2 . T_1 est relié au point chaud de L_3 et T_2 aux $2/3$ de L_4 . La sortie, prévue sur 28-30 MHz, se fait à basse impédance via L_6 .

L'oscillateur fait appel à un montage que les anciens parmi les radio-amateurs (les lampistes !) ont bien connu : l'oscillateur Jones à tube tétrode. Ce montage fonctionne parfaitement avec les transistors « Tétrodes ». Toutefois, pour obliger le quartz à osciller en overtone, nous avons ajouté, en série avec la résistance de source R_{11} , un circuit oscillant L_9/C_{14} , accordé sur la fréquence d'oscillation, soit 50,375 MHz.

Comme dans le montage à tubes, la sortie peut être accordée sur un harmonique, pair ou

impair de l'oscillation. L_7 est accordé sur 201,5 MHz, soit l'harmonique quatre.

T_3 est doubleur de fréquence. C'est un PNP dont l'émetteur est soudé directement à l'extrémité de L_7 et la base, également soudée à L_7 , à quelque 25 mm de là. Le collecteur de T_3 est soudé à L_6 . On ne peut imaginer doubleur plus simple ! Le transistor qui nous a donné le meilleur résultat est un AF 106, type ancien certes, mais les résultats sont là... Cette partie du montage est expérimentée depuis assez longtemps (oscillateur et doubleur) et peut être qualifiée de montage sûr.

L_5 et L_6 constituent un autre filtre de bande, nécessaire pour la pureté du signal 403 MHz, injecté à G_2 du mélangeur. Les lignes L_5 et L_6 sont couplées inductivement, sous le même blindage. Ici, la largeur de bande n'est pas critique. Les lignes sont un peu plus courtes et montées tête-bêche. Il n'y a, à

cela, aucune raison technique, mais simplement des impératifs « mécaniques ».

Nous avons utilisé un quartz 50,375 MHz, qui donne la réception 431-433 MHz pour une sortie 28-30 MHz. Il est, en effet, inutile d'écouter de 433 à 434 MHz, cette partie de la bande nous étant retirée. Par contre, il est prévu des relais (répéteurs) entre 431 et 432 MHz.

Il est possible d'adapter ce convertisseur à la réception des émissions de TV-amateur sur 438,5 MHz, moyennant un quartz adéquat.

Pratique

Ce montage est assemblé sur une platine imprimée, support époxy (fig. 2). Pour la rigidité de l'ensemble, l'équerre de fixation, (fig. 3) est indispensable.

La figure 4 montre le côté composants et la figure 5 le côté circuits accordés, sans blindages.

La figure 6 représente les blindages, qui seront réalisés en cuivre rouge, ou à défaut, en laiton argenté ou doré. Le cuivre rouge peut être simplement verni, mais avec le temps, le cuivre noircit sous le vernis... Les lignes L_1 à L_4 sont réalisées en ruban de cuivre rouge de 0,6 mm d'épaisseur et 4 à 5 mm de largeur, également argenté ou doré. L_5 , L_6 , L_7 sont en fil de 12/10 mm. L_1 est fixé au châssis par un boulon de 3 mm traversant le blindage. Les autres lignes sont soudées sur le circuit imprimé.

Une cale de 7 mm d'épaisseur est bien pratique pour la mise en place des lignes (fig. 8).

Le circuit d'entrée, L_1/C_3 sera monté provisoirement sur le circuit imprimé pour effectuer la soudure assemblant la ligne et le condensateur, puis glissé à

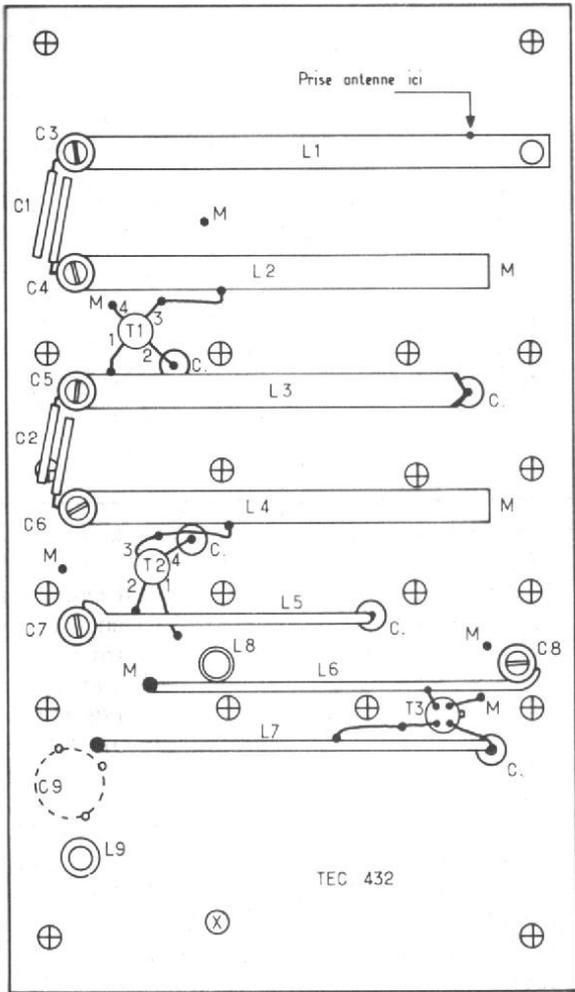


Fig. 5

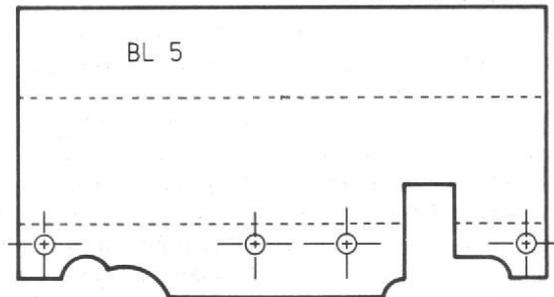
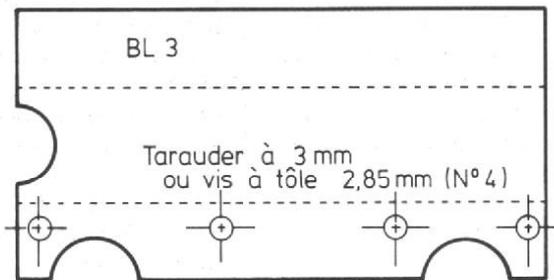
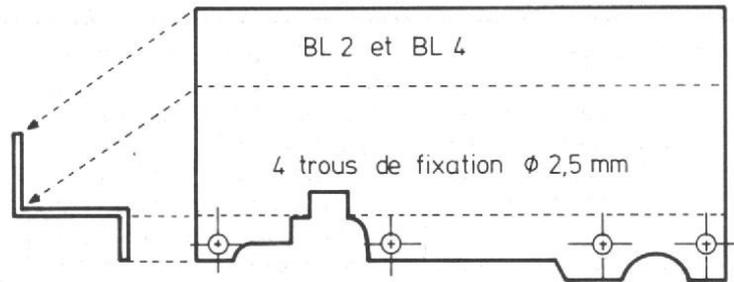
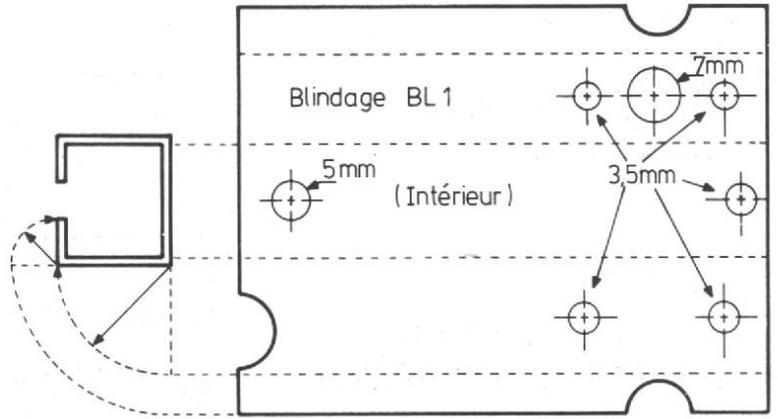


Fig. 6

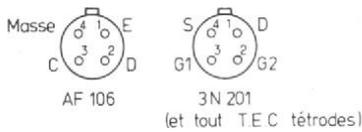
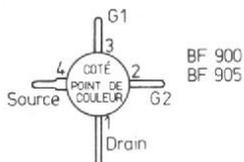
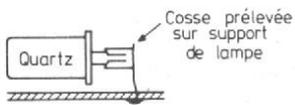
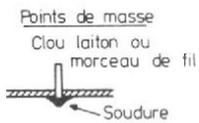
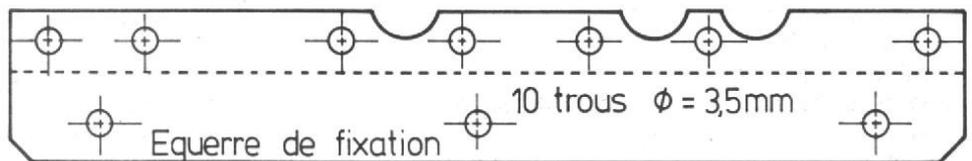


Fig. 6b



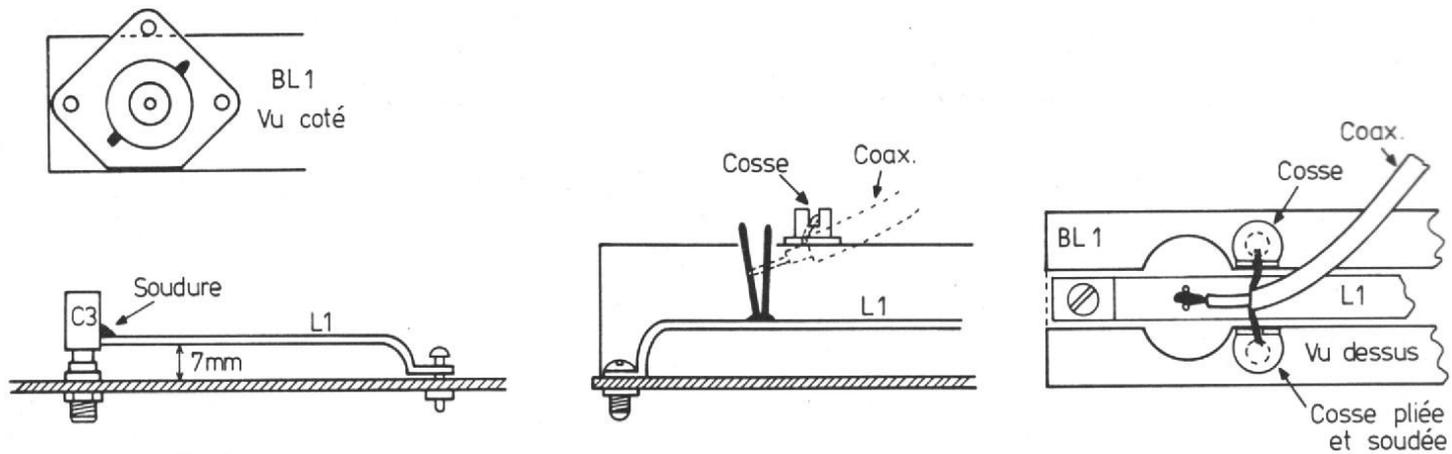


Fig. 8

l'intérieur du blindage BL₁ et remonté définitivement en place. Les écrous des condensateurs ajustables se serrent **avec une clé**, tubulaire si possible, de 6 mm, et non à la pince universelle !!

Le blindage BL₁ est percé pour recevoir soit une prise coaxiale au standard TV, soit un socle BNC, l'écartement étant le même. Si on monte une prise BNC, il faut couper, à la scie, un des angles de la prise. Dans un cas comme dans l'autre, il faut penser à mettre en place la prise avant de glisser la ligne dans le blindage. Les deux trous percés dans la paroi opposée du blindage servent à passer le tournevis. Les vis de fixation sont introduites par l'intérieur du blindage, écrous en dehors. Que l'on nous pardonne tous ces détails, l'expérience a prouvé que ce n'est pas superflu...

L'arrivée antenne peut également se faire directement par câble coaxial. On fera alors comme indiqué figure 7. Souder sur L₁ un « U » en fil de cuivre de 5 ou 6/10 mm, et, sur le blindage, deux cosses de 3 mm. Avec la pince coupante, ouvrir l'œil des cosses (fig. 7B). Dénuder l'extrémité du câble coaxial, partager la tresse du câble en deux, en faisant attention de ne pas casser trop de brins, et monter comme figure 7C, en inclinant le câble, afin que la soudure de l'âme du câble soit le plus possible de L₁.

On peut monter toutes les lignes, puis placer les transistors T₁ et T₂ ensuite, mais il est beaucoup plus facile de les poser à mesure de l'avancement du montage.

T₁ et T₂ sont repérés par un point de couleur. Pour T₁, le point de couleur est visible, après montage. T₂ est monté en sens inverse, le point de couleur en regard du cuivre du circuit imprimé. Pour T₁ comme pour T₂, la connexion de G₁ (patte N° 3) sera rallongée de 10 mm pour « aller chercher la HF » au point voulu du circuit accordé.

Souder sur les condensateurs ajustables les petits morceaux de fil isolé constituant C₁ et C₂. T₃ est posé également « à l'envers », le boîtier contre le circuit imprimé, la broche 4 repliée le long du boîtier et soudée à la masse. Rallonger à la demande la connexion de base (broche N° 2).

Le reste du montage est suffisamment clair sur les dessins pour ne pas nécessiter de longs commentaires. Les condensateurs C₁₂ et C₁₄, partie du circuit oscillant seront d'excellente qualité : styroflex, mica ou céramique dits « de circuit ». C₁₃ peut être un céramique du type « découplage ». Les condensateurs ajustables C₃ à C₈ sont du type C004 EA/6E et C₉, du type C012 EA/22E, tous de RTC.

Tous les dessins sont à l'échelle 1/1. Il est facile de relever les cotes ou décalquer les circuits.

Bobinages

L₉ : oscillateur : 9 spires, fil 6/10 ou 7/10 sur un mandrin de 4 mm, noyau VHF. Accord sur 50,375 MHz.

L₈ : sortie 28-30 MHz : primaire : 33 spires, fil 15/100,

sur un mandrin de 4 mm, noyau qualité 30 MHz. Accord sur 29 MHz. Secondaire : 6 spires fil 20/100 ou 25/100 par dessus l'enroulement accordé, coté froid.

Alignement

Commencer par faire osciller le quartz par le réglage de L₉, et, aussitôt, régler L₇ (sur 201,5 MHz), ce qui a pour effet immédiat de faire débiter T₃. Un débit de 5 à 8 mA est convenable. Régler L₆ sur 403 MHz : le débit de T₃ va diminuer légèrement, pour revenir sensiblement à sa valeur initiale lorsque L₅ sera accordé sur 403 MHz.

Il est bien évident qu'avant de commencer l'alignement, il est impératif de mettre en place tous les blindages, toutes les vis de fixation bien serrées.

Pour l'alignement des circuits UHF, connecter à la sortie 28-30 MHz, une sonde détectrice suivie d'un oscilloscope.

A travers un condensateur de 4 700 pF, envoyer le signal d'un wobulateur couvrant 28 à 30 MHz sur G₂ (broche N° 2) du mélangeur T₂. Régler le noyau de L₈ de manière que le milieu de la courbe soit à 29 MHz. Connecter maintenant le wobulateur, réglé pour couvrir 430 à 435 MHz, à la prise antenne. Si on éprouvait quelque difficulté à faire apparaître une courbe, brancher provisoirement une boucle de 2 cm au bout du câble du wobulateur, et coupler cette boucle à L₄, juste le temps de régler C₆, puis à L₃, puis à L₂, pour remettre finalement le

câble du wobulateur dans la prise antenne.

On modifie la largeur de la courbe en écartant ou en rapprochant les « armatures » des condensateurs C₁ et C₂. Ne pas chercher une bande trop large, ce serait au détriment du rendement.

On peut procéder à l'alignement avec une source 432 non wobulée, mais l'ajustage de C₁ et C₂ sera plus délicat.

Si cela est nécessaire, il est possible d'ajuster avec précision la fréquence du quartz. Pour diminuer la fréquence d'oscillation, insérer entre le quartz et la masse (point X), un bobinage comportant une douzaine de spires sur un mandrin de 4 mm. Au contraire, pour augmenter la fréquence, insérer, au même endroit, un condensateur ajustable de 22 pF. Le circuit imprimé est prévu pour cette adjonction. Dans les deux cas, couper le témoin de cuivre reliant la broche correspondante du quartz à la masse.

Ce convertisseur peut également fonctionner sous 9 volts. Il suffit de rétablir, à la même valeur que sous 12 volts, les tensions de polarisation G₂ des transistors tétrodes. R₂ sera de 15 kΩ, R₆ de 68 kΩ et R₉ de 68 kΩ.

C. BAUD
(F8CV)

J'AIME LA HI-FI

JE LIS



J'AIME
LA MUSIQUE

JE LIS



Ampli Scott A 436 et Rotel RA 812 • Magnétocassette Sharp RT 2500 H • Ampli-tuner Teleton TFS 65 • Enceintes Leak 2060 et B & W D5 • Analyse des spectres musicaux : piano, violon, violoncelle etc. • Musique classique, pop • Disques • Hiegel : Debussy, l'Opéra • Vos rubriques habituelles...

JE NE SUIS PAS
TECHNICIEN

mais apprécie
des explications simples sur le
fonctionnement des chaînes
et leurs caractéristiques



Essais : trois compacts : Aiwa, ITT, Saba • Enceintes : Célestin - Heco • Idées : enceintes asservies KM Servosound • Adaptation des magnétophones • H.P. électrostatiques • Musique : l'Opéra • Granados • Orgues de St-Séverin • Disques : classiques variétés Pop • concerts • Et le courrier des lecteurs.

JE LIS



LE PLUS LU
DES MAGAZINES
DE LA
HAUTE-FIDÉLITÉ

Page 364 - No 1631

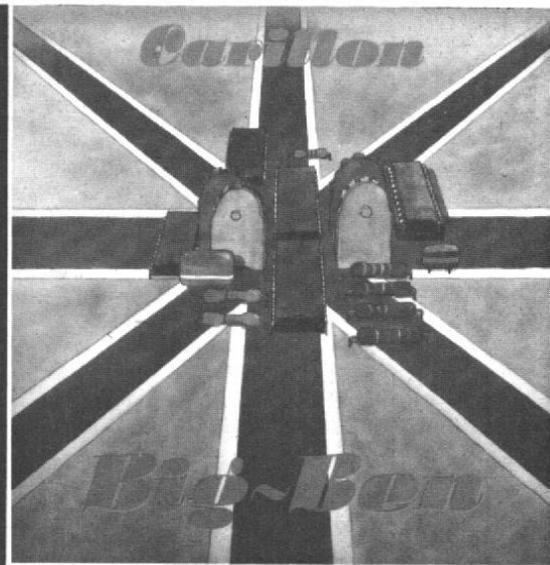
à votre marchand de journaux dès le 1^{er} du mois
demandez
HIFI-STEREO

KITS

INITIATION

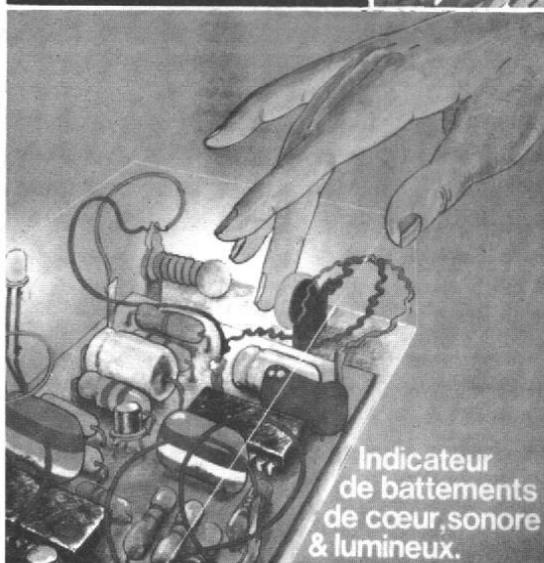
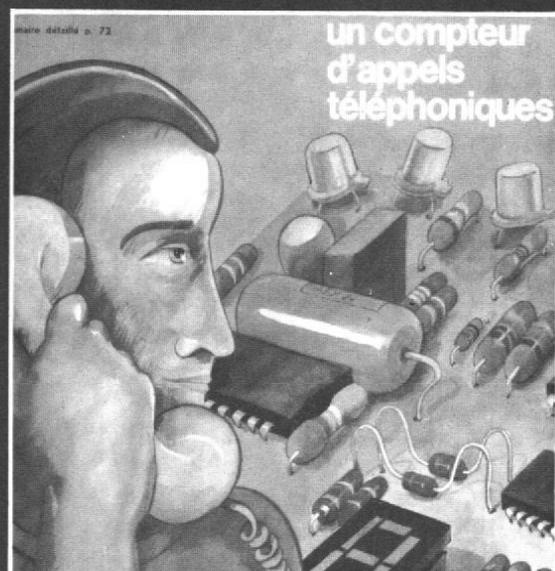
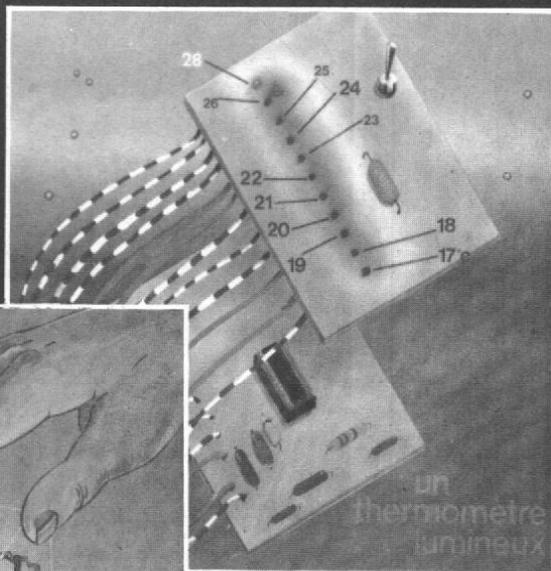
MONTAGES

COMPOSANTS



électronique pratique

POUR CONNAITRE, COMPRENDRE, PRATIQUER L'ELECTRONIQUE SIMPLE



**CHEZ VOTRE MARCHAND
DE JOURNAUX : 5 f**

**SPÉCIMEN SUR DEMANDE :
"ÉLECTRONIQUE PRATIQUE"
2 à 12 Rue de Bellevue - 75019 PARIS**



Eumig » High Concert Fidelity «

La technologie de l'ordinateur au service...
...de la musique



Une nouvelle orientation dans la technique des cassettes Hi-Fi



eumig