

7 f

356 PAGES

LII^e ANNÉE - N° 1596 - DU 14 AVRIL 1977

LE HAU-T-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

ISSN 0337-1883

SON TÉLÉVISION RADIO ÉLECTRONIQUE

■ BANCS D'ESSAI : L'AMPLI-TUNER SABA 9100 ■ LA LIGNE DE RETARD DIGITALE AUDIO-PULSE MODEL ONE ■ L'OSCILLOSCOPE LEADER L80 506 A ETC ■■■

■ RÉALISEZ : UNE MINI CENTRALE POUR VOITURE ■ UN MODULATEUR POUR JEUX TÉLÉ ET AUTRES APPLICATIONS ETC ■■■

JENSEN.
THE SPECTRUM SERIES.



sommaire

Page

JOURNAL HEBDOMADAIRE

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

LE HAUT-PARLEUR HEBDOMADAIRE

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

- (1) LE HAUT-PARLEUR Vulgarisation avec l'argus de l'occasion.
- (2) LE HAUT-PARLEUR SONO Light-Show Musique. La sonorisation des orchestres et des salles de spectacle.
- (3) LE HAUT-PARLEUR Edition Générale Vulgarisation, Son Télévision Radio Electronique Audiovisuel.
- (4) LE HAUT-PARLEUR Electronique Pratique.

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

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

ABONNEMENT D'UN AN COMPRENANT :

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

FRANCE 140 F
ÉTRANGER 205 F

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

SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS
RADIO-ÉLECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES
 Société anonyme au capital de 120 000 F
2 à 12, rue Bellevue - 75019 PARIS
 Tél. : 202.58.30

PUBLICITÉ

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

SOCIÉTÉ AUXILIAIRE DE PUBLICITÉ

43, rue de Dunkerque, 75010 Paris
 Tél. : 285-04-46 (lignes groupées)
 C.C.P. Paris 3793-60

BF - Technique générale - HiFi

- Le tuner amplificateur **SABA 9100** 94
- La chambre de réverbération **AUDIO PULSE MODEL ONE**..... 105

Radio - TV - Technique générale

- Qu'est-ce qu'un téléviseur ? 169
- Filtre actif pour la commande de tonalité..... 153
- Egaliseurs graphiques-paramétriques 173

Electronique - Technique générale

- Les microprocesseurs : Les mémoires 132
- Fiabilité et essais des composants 147
- Datathèque du transistor 159

Réalisations

- Un générateur de signaux carrés 115
- Ensemble modulaire pour tests digitaux 118
- Réalisation d'un modulateur pour jeux TV et autres applications .. 127
- Un multimètre numérique original et économique 195
- Un minilaboratoire intégré..... 204
- Une mini centrale de sécurité pour automobile 211
- Visualisation sur téléviseur : Ensemble d'adressage Az 220

Mesure - Service

- L'oscilloscope **LEADER LBO 506 A** 140

Journal des O.M.

- L'antenne multibandes **G 5 RV** 235
- Orientation variable des champs d'émission 238

Divers

- Informations - Nouveautés 85
- En visite au Centre **RADIOTECHNIQUE COMPELEC D'EVREUX** 89
- Notre courrier technique 227
- Sélection de chaînes HiFi..... 233
- Petites annonces 244

Copyright - 1977
 Société des Publications
 radioélectriques et
 scientifiques

Dépôt légal 2^e trimestre 77
 N° éditeur : 352
 Distribué par
 « Transport Presse »



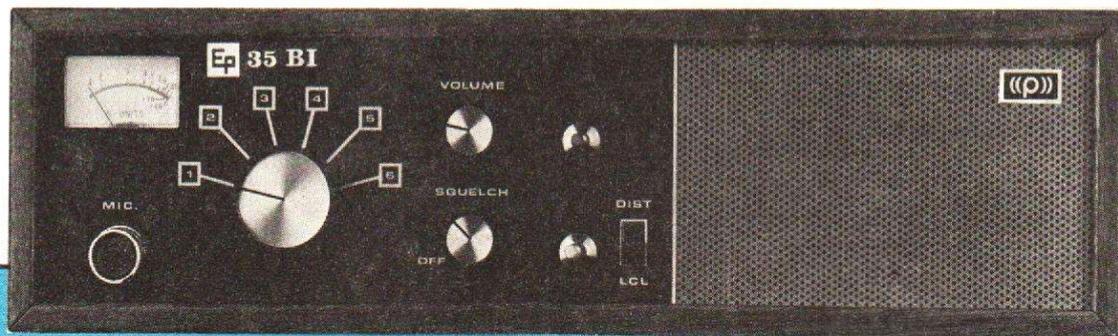
Commission Paritaire N° 56 701

CE NUMÉRO
 A ÉTÉ TIRÉ A

131 000

EXEMPLAIRES

séparément!



**STATION
DE BASE
EP 35 BI**

Les meilleurs professionnels ont adopté
cette station de base H.F. "Hautes Performances"
et ses 4 micros de précision.

Valorisez votre propre installation
en vous procurant l'un de ces prestigieux éléments
qu'ELPHORA vous propose désormais séparément.



EP 604
N° de Code : 2022
Combiné téléphonique
pour Emetteur/Récepteur
Microphone dynamique
Impédance : 520 Ω
Ecouteur : 8 Ω 200 mW

Prix Public
départ Paris :
H.T. 150,00
+ T.V.A. 17,6 % 26,40
T.T.C. 176,40



EP 602
N° de Code : 2018
Microphone à main
Type : Dynamique,
Cardioïde
Impédance : 520 Ω

Prix Public
départ Paris :
H.T. 70,00
+ T.V.A.
17,6 % ... 12,32
T.T.C. 82,32



EP 603
N° de Code : 2020
Microphone à main
Type : Céramique
de précision
Haute impédance

Prix public
départ Paris :
H.T. 105,00
+ T.V.A.
17,8 % 18,48
T.T.C. 123,48



ELP 601
N° de Code : 2016
Microphone de table
Type : Dynamique,
Cardioïde,
à préamplificateur
incorporé
Niveau de sortie :
2 volts maximum
Gain : ajustable
de 0 à 30 dB
Pédale d'alternat :
peut être bloquée en
Emission Permanente
Tête micro :
articulée
Alimentation :
1 pile 9 V

Prix Public
départ Paris :
H.T. 230,00
+ T.V.A.
17,6 % ... 40,48
T.T.C. 270,48

ELPHORA

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

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

ELPHORA

**NOUVEAU
ET AU SOMMET DE LA QUALITE !**

Une prise
de courant suffit
pour communiquer,
surveiller
et rechercher
les personnes.



La fiabilité
électronique
et mécanique
le destine
au grand public et
aux professionnels.

RADIO INTERPHONE ELPHORA EP 508 AS



EP 508 AS

Semi-conducteurs : 5 Transistors, 2 Diodes, 1 Thermistor
Lampe-témoin : Diode électro-luminescente

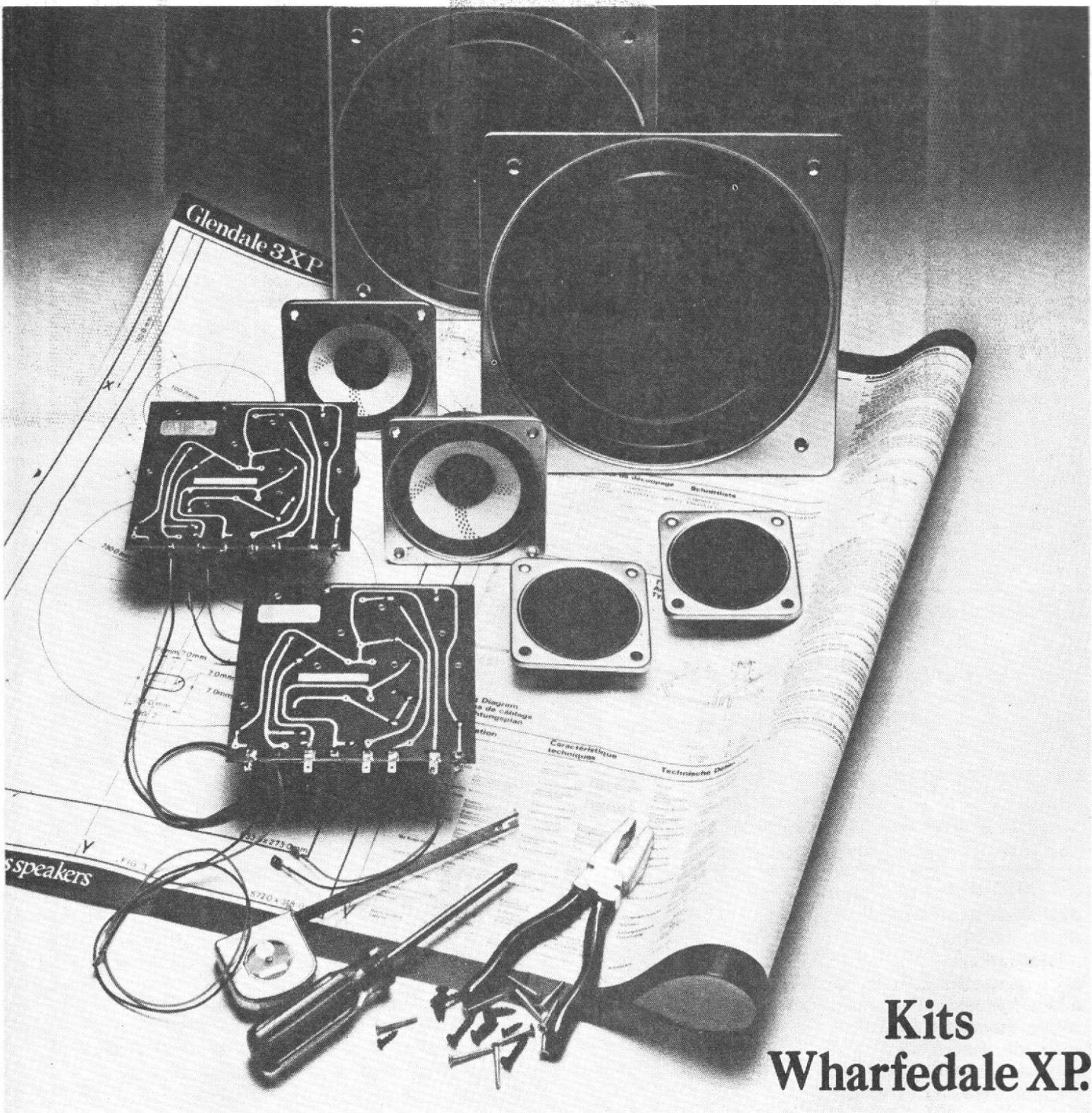
Prix Public départ Paris : la paire H.T. : 330,00 F
T.V.A. 17,6 % : 58,08 F
T.T.C. : 388,08 F

EP 508 AS est conçu pour établir des liaisons phoniques instantanées entre locaux composant un APPARTEMENT, une MAISON, une PROPRIÉTÉ et ses DEPENDANCES, un BUREAU ou une USINE, à condition que ces locaux dépendent d'un même réseau de distribution du courant électrique (compteur).
Le nombre de postes équipant un réseau n'est pas limité. Les conversations peuvent avoir lieu entre deux ou plusieurs postes (conférence).
L'**appel général** à partir d'un poste à tous les autres du réseau est possible (recherche de personnes).

EP 508 AS peut surveiller efficacement à distance toutes les pièces d'une maison (magasins, chambres de malades, etc...). Il est un BABY-SITTER vigilant et infatigable. En de multiples autres circonstances, insoupçonnées de prime abord, il trouvera également son emploi. A volonté discret là où il faut l'être, puissant dans les endroits bruyants, **EP 508 AS** est un instrument de confort et de productivité à la fois.



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



Kits Wharfedale XP.

pour enceintes acoustiques

DENTON	2 XP KIT	25 Watts	Prix : 180,00 F t.t.c
LINTON	3 XP KIT	30 Watts	Prix : 314,00 F t.t.c
GLENDALE	3 XP KIT	40 Watts	Prix : 388,00 F t.t.c



Demandez les "Wharfedale Kits" chez votre spécialiste.



RANK HAUTE FIDELITE
N° 1596 - Page 83

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE L'ELECTRONIQUE POPULAIRE

PRÉSENTE CHAQUE MOIS 4 ÉDITIONS

1^{re} semaine

extrait du sommaire
du N° 1594

Bancs d'essai :

- Le tuner Yamaha CT 410
- L'appareil photographique Canon AE1
- Le magnétophone à cassette Sanyo RD 5150

Réalisations :

- Un temporisateur pour photo et autres applications
- Une roulette électronique



le Haut-Parleur « vulgarisation argus »

*Dans cette édition vous trouverez :
des bancs d'essai d'appareils grand public ;
des réalisations d'appareils en kit ;
des articles d'initiation ;
des reportages ; les dernières nouveautés
des informations
et l'argus de l'occasion.*

2^e semaine

le Haut-Parleur « sono »

*Dans Sono : tout ce qui concerne :
la sonorisation ; le matériel ; les instruments ;
les lumières psychédéliques ; des reportages
dans les discothèques, les salles de spectacle,
les derniers disques ; les nouveaux matériels ;
des conseils techniques et
le courrier des lecteurs pour résoudre
vos problèmes de sono.*



extrait du sommaire
du N° 1595

Le groupe « Il était une fois »

Bancs d'essai :

- 4 microphones Sennheiser
- Table de mixage Rodec Mixetta
- Batterie électronique CRB Diamond 725
- L'amplificateur Power APK 280S

3^e semaine

extrait du sommaire
du N° 1591

Réalisations

- Un générateur B.F. sinusoïdal
- Une fréquencesmètre analogique
- Une chambre d'écho
- Un mini laboratoire

Bancs d'essai :

- Compresseur et expenseur de dynamique DBX 124
- Table de lecture Philips GA 437



le Haut-Parleur « vulgarisation »

*Tout sur : le son ;
la radio ; la télévision ; l'électronique.
Des bancs d'essai ; des appareils
de mesure ; des réalisations électroniques ;
des articles d'initiation aux techniques
nouvelles et aussi des informations
et des nouveautés.*

4^e semaine

le Haut-Parleur « électronique pratique »

*Electronique Pratique est plus spécialement
destiné à ceux dont la vocation, ou le « hobby »
touche à l'électronique et aussi aux jeunes
débutants et amateurs.*

*Vous y trouverez des réalisations ; des
montages expérimentaux ; des appareils en kits ;
mais aussi des articles d'initiation.*



extrait du sommaire
du N° 1592

Réalisations

- Un voltmètre auto à diodes LED
- Une alimentation stabilisée de laboratoire à verrouillage
- Un synthétiseur
- Une alarme antivol pour auto
- Un générateur de vibrato

LES INDUSTRIES ÉLECTRIQUES ET ÉLECTRONIQUES FRANÇAISES À L'EXPOSITION DE DJAKARTA

En deux ans, les exportations de matériels électriques et électroniques français vers l'Indonésie ont été multipliées par huit, passant de 40 millions de francs en 1974 à 327 millions en 1976. Au moment où s'ouvre l'exposition technique française de Djakarta, l'Indonésie est déjà devenue le premier client des industries électriques et électroniques françaises en Asie du Sud-Est. En un an, elle est passée du 35^e au 14^e rang des pays importateurs de nos matériels.

Cette évolution doit se poursuivre favorablement, puisque plus d'un milliard de francs de commandes ont été enregistrées en 1975 et 1976, portant principalement sur des turbines à gaz et équipements pour la production et le transport de l'électricité, des faisceaux hertziens, des stations de radio et de télévision, des balisages maritimes, etc.

Ayant ainsi déjà fait leurs preuves sur un marché de 130 millions d'habitants et promis à un grand développement, les industries électriques et électroniques françaises ont fait un effort particulier pour préparer l'exposition de Djakarta, dont elles représentent le tiers des surfaces louées.

Quarante conférences techniques sont prévues, permettant le dialogue entre spécialistes des deux pays. Un dossier de promotion, spécialement réalisé pour cette exposition, a été mis au point et diffusé en février aux prescripteurs, clients publics et

techniciens intéressés, non seulement dans l'archipel indonésien, mais encore dans tous les pays voisins.

STAGE DIAPORAMA SUR « ARTS DU FEU » À TROYES DU 25 au 30 AVRIL 1977

La Direction régionale de la Jeunesse et des Sports de Reims organise à Troyes du lundi 25 au samedi 30 avril un stage d'une durée de 56 heures (une semaine en continu) conduisant à la réalisation effective de montages audio-visuels programmables en fondu-enchaîné sur écrans multiples et combinés.

Ce stage, ouvert à tous, est agréé comme unité de valeur « G » pour le C.A.P.A.S.E. (Certificat d'Aptitude à la Promotion des Activités Socio-Educatives et à l'exercice des professions socio-éducatives). Il sera placé sous la direction de M. Joseph Raybaudi, conseiller technique et pédagogique audiovisuel.

La prise de vue et la prise de son « centrées » sur un atelier permanent « Arts du feu » (poterie, céramique, travail des métaux, émaux) permettront de s'interroger sur le rôle, les motivations, les attitudes, les gestes de l'artisan et de mieux connaître les outils et les matériaux employés.

Le traitement en laboratoire de la quête des images et du son, la régie, l'interchangeabilité des fonctions dans le groupe permettront la connaissance des constituants techniques du diaporama outil audiovisuel.

La réflexion permanente (réunions, analyses, échanges, rencontres, projections...), conduira à une approche intellectuelle sur la place, la valeur, l'impact du diaporama,

comme moyen d'information au service de la promotion d'une activité socio-éducative.

Pour tous renseignements et inscriptions écrire à D.R.J.S., 1, rue Navier, 51084 Reims Cedex. Tél. : (16.26) 40.44.14.

BIBLIOGRAPHIE

CONSTRUCTION DES APPAREILS ÉLECTRONIQUES DU DÉBUTANT par G. BLAISE 2^e édition

Ce livre indique d'une manière détaillée à tous ceux qui débutent dans l'amateurisme électronique, comment il faut s'y prendre pour monter aussi bien les appareils électroniques simples que ceux plus compliqués. Montages : sur platine imprimée, sur platine Veroboard, en connexions classiques à l'aide de fils. On traite aussi bien des montages à transistors que de ceux à circuits intégrés. Ce livre est destiné tout particulièrement aux jeunes élèves, aux étudiants, ainsi qu'à toutes personnes désirant faire de l'amateurisme en électronique.

Extrait du sommaire :

Outils et composants - Résistances - Bobines - Diodes - Redresseurs - Condensateurs - Filtrage - Détecteurs et radiorécepteurs - Comment réaliser soi-même les circuits imprimés.

Un volume broché, 176 pages, format 15 x 21, 146 schémas, couverture couleur.

Prix : 38 F.

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

NOTRE COUVERTURE

JENSEN. THE SPECTRUM SERIES (GARANTIE 5 ANS)

Un des plus grands fabricants d'enceintes acoustiques de prestige aux Etats-Unis présente sa nouvelle gamme : « The Spectrum Series ». Le niveau de perfection de ces enceintes a été atteint grâce à la compétence des laboratoires de JENSEN spécialistes dans la recherche électroacoustique depuis 1927.

MODEL 520	MODEL 530	MODEL 540	MODEL 550
45 W eff. à 1 kHz, 8 Ω, 2 voies, 2 haut-parleurs, 1 woofer+1 tweeter, bouton de réglage du tweeter, bande passante : 32-20000 Hz. Dim. (H×L×P) en mm : 571×311×273. Poids : 13,6 kg. Finition : noyer bois massif.	60 W eff. à 1 kHz, 8 Ω, 3 voies, 3 haut-parleurs, 1 woofer+1 tweeter+1 midrange. Bouton de réglage du tweeter et du midrange. Bande passante : 27-25000 Hz. Dim. (H×L×P) en mm : 622×356×305. Poids : 19 kg. Finition : noyer bois massif.	75 W eff. à 1 kHz, 8 Ω, 3 voies, 4 haut-parleurs, 1 woofer+1 tweeter+2 midranges, bouton de réglage du tweeter et du midrange. Bande passante : 25-25000 Hz. Dim. (H×L×P) en mm : 673×406×343. Poids : 22,7 kg. Finition : noyer bois massif.	90 W eff. à 1 kHz, 8 Ω, 3 voies, 4 haut-parleurs, 1 woofer+1 tweeter+2 midranges, bouton de réglage du tweeter et du midrange. Bande passante : 20-20000 Hz. Dim. (H×L×P) en mm : 787×495×394. Poids : 31,75 kg. Finition : noyer bois massif.

JENSEN SOUND LABORATORIES est distribué en France exclusivement par :
TELETON ELECTRO (FRANCE), 21, rue Paul-Lafargue, 94270 LE KREMLIN-BICETRE. Tél. : 677.69.34. Téléx : 204 468 TELPA.

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

MESURES THERMOMÉTRIQUES par Charles Fevrot

Dans la collection scientifique contemporaine, le dernier-né des ouvrages est consacré aux mesures thermométriques.

En 136 pages, l'auteur, bien connu dans les milieux « Mesures » fait le tour des différents procédés relatifs à la mesure des températures.

Un sujet aussi vaste ne peut évidemment qu'être effleuré mais le technicien trouvera comme le néophyte toutes les données lui permettant de comprendre les difficultés de ces mesures, comment on les réalise et les meilleures façons pour pallier les difficultés qui se présentent.

C'est un ouvrage qui doit prendre place dans toutes les bibliothèques à côté des livres classiques consacrés aux industries et aux sciences.

Un volume de 136 pages, format 15 x 21, 65 figures, sous couverture quadrichromie pelliculée.

Prix : 36 F.

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

PRODUCTION DE LA MUSIQUE ELECTRONIQUE par Alan DOUGLAS

La musique électronique passionne actuellement les électroniciens, les musiciens, les cinéastes, les acousticiens, ainsi que tous les spécialistes de la télévision et de la radio.

Dans cet ouvrage, l'auteur décrit d'abord les propriétés des instruments conventionnels, indique ensuite ce qu'il faut savoir sur la musique et passe ensuite aux générateurs de musique électronique et aux possibilités offertes par l'électronique aux compositeurs.

Extrait du sommaire :

Propriétés des instruments de musique habituels : hautbois, clarinette, trompette, flûte, cordes, orgue, piano, célesta. Gamme musicale tempérament et accord, consonance et dissonance. Générateurs. Musique électronique et le compositeur.

Un ouvrage de 152 pages, format 15 x 21, 77 schémas, sous couverture pelliculée.

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

ELECTRONIQUE POUR ELECTRO- TECHNICIENS 2^e édition par R. BRAULT

Cet ouvrage est destiné, spécialement, aux classes d'électrotechniciens, série F3 et il traite, uniquement, la partie du programme de ces classes, relative à l'électronique.

Nous avons extrait la majeure partie de ce livre d'une série d'ouvrages plus complets destinés aux classes d'électroniciens série F2 auxquels on pourra, éventuellement, se référer ; mais nous nous sommes arrangés pour que cet ouvrage se suffise à lui-même.

Nous pensons avoir traité, ainsi, dans cet ouvrage, tout ce qui peut être demandé à un électrotechnicien, concernant l'électronique, en théorie et en pratique.

Nous avons, intentionnellement, laissé subsister, dans le texte, des références se rapportant aux ouvrages pour électroniciens, pour le cas où on voudrait s'y référer.

Extrait du sommaire :

Tubes électroniques - Semiconducteurs et transistors - Redressement du courant alternatif - Régulation de tension - Production de courants non sinusoïdaux - Capteurs - Mesures sur les circuits électroniques.

Un volume de 240 pages, format 21 x 27, 287 schémas, couverture 2 couleurs. Prix : 45 F.

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

DÉPANNAGE, MISE AU POINT, AMÉLIORATION DES TÉLÉVISEURS NOIR ET BLANC ET TÉLÉVISEURS COULEUR

par Roger A. RAFFIN
(F3 AV)

Septième édition entièrement revue et corrigée.

Le présent ouvrage n'a pas d'autre but que d'aider le technicien et l'amateur radio à devenir un bon dépanneur de télévision en les guidant dans leur nouveau travail. Il est essentiellement et volontairement une documentation pratique, un guide sûr, un véritable instrument de travail, les pan-

nes étudiées examinent tous les standards, et notamment les trois chaînes françaises.

Principaux chapitres :

Généralités et équipement de l'atelier - Travaux chez le client - Installation de l'atelier - Autopsie succincte du récepteur de T.V. - Pratique du dépannage - Pannes de la section « Son » - Pannes de la section « Vision » - Mise au point et alignement - Cas des réceptions très difficiles - Amélioration des téléviseurs - Dépannage et mise au point des téléviseurs en couleurs - Système Secam.

Un volume broché, 524 pages, 292 schémas, sous couverture pelliculée, format 15 x 21. Prix : 70 F.

En vente chez votre libraire habituel ou à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.

LE WORLD RADIO T.V. HANDBOOK 1977 31^e édition

A l'écoute du monde...

Un éditorial spécial.

Le seul guide qui permet aux auditeurs de la Radio Internationale d'obtenir le maximum de satisfaction de leur récepteur.

Contient les derniers graphiques et tables d'horaires du monde. La source autorisée d'information exacte sur toutes les stations mondiales de radio et de T.V.

Un reportage complet sur les ondes courtes, grandes ondes et ondes moyennes.

40 000 exemplaires imprimés.

Un ouvrage format 14,5 x 22,5, 428 pages sous couverture quadrichromie pelliculée.

Prix : 50 F.

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

BELL ET HOWELL

MAGNÉTOPHONE 3085X :

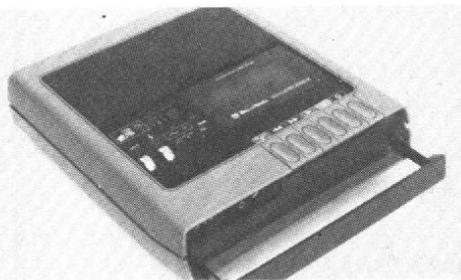
Le magnétophone 3085, dernier modèle de la gamme des magnétophones à cassettes « Educator », a été, comme son nom l'indique, conçu pour répondre aux standards de performances et de robustesse exigés pour l'enseignement à tous niveaux.

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

PRINCIPALES

CARACTÉRISTIQUES :

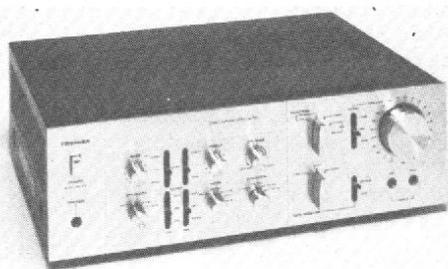
- Fonctionne sans réglage spécial sur piles ou secteur.
- Commande par touches répondant à une légère pression.
- Recherche très rapide en marche avant ou arrière facilitée par un compteur digital.
- Indications très claires, par des symboles, du rôle des touches de commande.



- Micro et haut-parleurs incorporés.
- Entrée et sortie auxiliaires permettant d'autres raccordements (radio, haut-parleurs, amplificateur, etc.), notamment prise « audio-active » pour écouteurs.
- Contrôle automatique et manuel du niveau sonore.

TOSHIBA

AMPLI SB820 :



Puissance de sortie : 1 kHz, 2 x 90 W (8 Ω); 20-20 kHz, 2 x 82 W (8 Ω).
Distorsion : 0,1 %.
Largeur de bande : 6 Hz - 180 kHz (1 HF).
Atténuateur : - 220 V/240.
Dimensions : L 450 x H 148 x P 375.

AMPLI SB220 :

Puissance de sortie : 1 kHz, 2 x 24 W, 8 Ω.
Distorsion : - 0,8 %, 40, 20 kHz, 2 x 22 W, 8 Ω.
Largeur de bande : 10 - 60 kHz - 3 dB (1 HF).
Correcteur physiologique : - 220 V/240.
Dimensions : L 400 x H 125 x P 312.

AMPLI SB210 :

Puissance de sortie : 1 kHz, 2 x 24 W (8 Ω).
Distorsion : - 0,8 %, 40 Hz, 25 kHz, 2 x 20 W (8 Ω).
Largeur de bande : 15 - 70 kHz, - 3 dB (1 HF).
Correcteur physiologique : - 220 V/240.
Dimensions : L 400 x H 125 x P 312.

AMPLI SB620 :

Puissance de sortie : 1 kHz, 2 x 65 W (8 Ω); 20 - 20 kHz, 2 x 62 W (8 Ω).
Distorsion : 0,2 %.
Largeur de bande : 6 Hz - 60 kHz (1 HF).
Atténuateur : correcteur physiologique - 220 V/240.
Dimensions : L 450 x H 142 x P 395.

AMPLI SB420 :

Puissance de sortie : 1 kHz, 2 x 45 W (8 Ω); 20 - 20 kHz, 2 x 42 W (8 Ω).
Distorsion : 0,3 %.
Largeur de bande : 5 Hz - 40 kHz (1 HF).
Atténuateur - correcteur physiologique : - 220 V/240.
Dimensions : L 450 x H 148 x P 375.

SONY

PLATINE MAGNÉTOPHONE PORTATIVE À CASSETTE TC158 SD :



Pleurage et scintillement : 0,08 % (NAB); 0,2 % (DIN).
Gamme de fréquence : FeCr/CrO₂ : 20 - 16 000 Hz (NAB); 30 - 15 000 Hz (DIN); normal : 20 - 14 000 Hz (NAB); 30 - 12 000 Hz (DIN).
Rapport signal/bruit : CrO₂ : 59 dB (NAB) - 57 dB (DIN).
Dito (sans dolby) : CrO₂ : 55 dB; normal : 53 dB.
Taux de distorsion harmonique : 1,3 %.
Fréquence de prémagnétisation : 105 kHz.

Puissance de sortie : 0,7 W.
Niveau de sortie/casque : - 18 dB (à 8 Ω max.).
Alimentation : 110, 120, 220 ou 240 V - 50/60 Hz.
Durée de la batterie : 6 heures en enregistrement continu.
Dimensions : 350 x 100 x 240 mm.
Poids : environ 4,8 kg.

ENCEINTES ACOUSTIQUES SSG7 :



Système : 3 voies, 3 H.P.
Type et dimensions : boomer (grave) : carbocon, Ø 38 cm; médium : balance drive, Ø 10 cm; aigu : balance drive, Ø 3,5 cm.
Gamme de fréquence : 30 - 20 000 Hz.
Fréquence de coupure : 550, 4 500 Hz.
Réseau de coupure : type L et C.
Impédance d'entrée : 8 Ω.
Sensibilité : 94 dB/mW ou 1,6 W (96 dB/m, DIN).
Puissance efficace : nominale 100 W (DIN); musicale 200 W (DIN).
Réglage de niveau : tweeter (aigu) : 0 ≈ - 4 dB variable; médium : 0 ≈ - 4 dB variable.
Borne d'entrée : sur les trois voies.
Type d'enceintes : type « bass reflex ».
Dimensions (L x H x P) : 510 x 940 x 445 mm.
Poids : 48 kg.

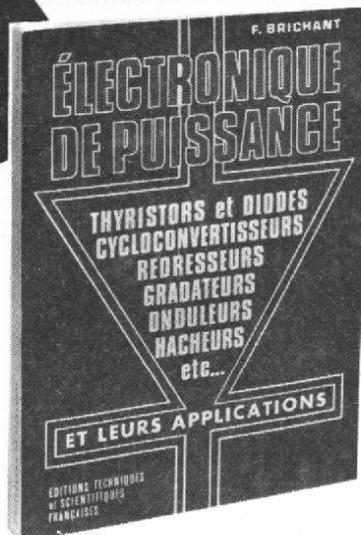
PLATINE TOURNE-DISQUE PS 1700 :

Platine tourne-disque
Type : automatique.
Plateau : 30 cm aluminium.
Entraînement : par courroie.
Moteur : synchrone à 4 pôles.
Pleurage et scintillement : ± 0,06 % (NAB), ± 0,08 % (DIN).
Rapport S/N : 63 dB (DIN).
Vitesse : 33 1/3 et 45 trs/mn.

NOUVEAUTES

**ELECTRONIQUE
DE
PUISSANCE**

F. BRICHANT



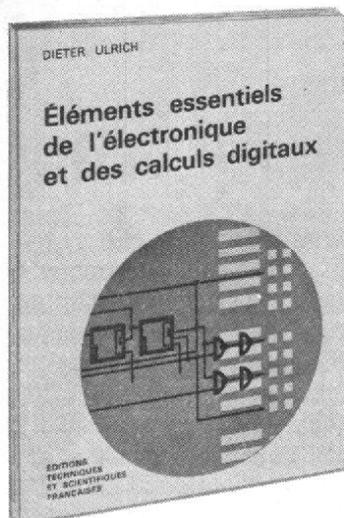
L'électronique de puissance est l'utilisation en électronique de semi-conducteurs de puissance, principalement la diode et le thyristor. L'auteur a jugé préférable de traiter d'une manière indépendante, la plupart des sujets, afin que le lecteur puisse le consulter en chaque occasion.

Ce livre aidera les ingénieurs et les techniciens à résoudre la plupart de leurs difficultés dans le domaine traité.

Extrait du sommaire :

Les thyristors et les diodes - Mise en œuvre des thyristors et des diodes - Les interrupteurs statiques et gradateurs - Les redresseurs et onduleurs non autonomes - Convertisseurs continu-continu - Onduleurs à résonance - Les onduleurs autonomes - La vitesse variable par moteurs à courant alternatif.

Un ouvrage format 15 × 21 de 296 pages, 228 schémas. Prix : 71 F.



**ELEMENTS ESSENTIELS
de l'ELECTRONIQUE et
des CALCULS DIGITAUX**

Dieter ULRICH

TRADUCTION

Robert ASCHEN - Docteur Ingénieur - Professeur à l'ENSEA.

Cet ouvrage est destiné à ceux qui veulent acquérir des connaissances dans le domaine de l'électronique au niveau de l'information et plus particulièrement au niveau des calculateurs à circuits logiques intégrés. Après un rappel des propriétés essentielles des composants électroniques employés en informatique, l'auteur a rédigé un cours complet concernant les calculs booléens et binaires destinés aux électroniciens débutants.

Chaque chapitre est complété par de nombreux exercices pratiques en vue d'approfondir les connaissances du lecteur dont les solutions sont données à la fin de l'ouvrage.

Extrait du sommaire :

Le transistor en commutation - Multivibrateurs - Montages logiques de base - Fonctions logiques - Algèbres de Boole - Calculs binaires - Calculs avec nombre BCD -

Flip-Flop - Registres de décodage - Calculateurs binaires - Décimaux, décodes - Opérations arithmétiques binaires et BCD.

Un volume de 304 pages, format 15 × 21, broché, couverture pelliculée - 212 schémas. Prix : 86 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)

Vente au Canada :

MAISON DE L'ÉDUCATION - 10485
boulevard Saint-Laurent - Montréal
357^e QUÉBEC.

Pour le Bénélux :

SOCIÉTÉ BELGE D'ÉDITIONS PROFESSIONNELLES - 127, avenue Dailly -
BRUXELLES 1030 - C.C.P. 670 07

Vente en Suisse :

J. MUHLETHALER - 5, rue du Simplon
1211 GENEVE 6.

EN VISITE

AU CENTRE RADIOTECHNIQUE COMPELEC

D'EVREUX

EN prélude au Salon International des Composants électroniques, la Radiotechnique-Compelec avait convié la presse à visiter son centre industriel d'Evreux. Cette visite fut précédée d'une réunion d'information au Golf de Vaudreuil, réunion qui permit à M. Jacques Bouyer, administrateur directeur général de RTC à la fois de présenter un bilan des années passées et en même temps les grandes options de RTC. M. Bouyer est un homme heureux : c'est en tout cas ce qui ressortit de ses propos qui ne manquaient ni d'humour ni d'intérêt. RTC, dans la conjoncture actuelle, qui est loin d'être favorable, a su faire front avec vigueur tout en préservant l'avenir. Entendez par là que RTC consacre 8 % de son chiffre d'affaires à la recherche ce qui est encore le moyen le plus efficace pour aller de l'avant et conserver un niveau de qualité et d'innovation qui soit de classe internationale. En particulier, les circuits intégrés logiques rapides et ultra-rapides élaborés ou en cours d'études au centre industriel de Caen permettent à RTC d'affirmer sa présence au premier plan parmi les fabricants de circuits intégrés ultra-rapides (0,75 nanoseconde par porte) et de densité d'intégra-

tion élevée (plusieurs centaines de portes par cristal). Comme quoi les technologies de pointe ne voient pas nécessairement le jour outre-Atlantique. Mais peut-être qu'une certaine forme de snobisme veut qu'il en soit autrement et que tout ce qui nous vient du nouveau Monde soit considéré comme systématiquement en avance... Notons également que le regain d'intérêt porté à la conversion directe de l'énergie solaire en énergie électrique a conduit tout naturellement RTC à intensifier les efforts qu'elle a

consentis depuis plus de 15 ans dans son centre industriel de Caen pour maîtriser cette technique.

Avec le soutien de divers organismes, tels que la D.G.R.S.T. et la Commission des Communautés Européennes, et en collaboration avec les Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée, RTC a entrepris un programme d'études ambitieux portant sur plusieurs années et orienté :

— D'une part, vers une réduction importante des coûts de production des piles

et panneaux solaires par la mise en œuvre de nouvelles technologies permettant d'augmenter leur rendement tout en maintenant leur fiabilité !

— D'autre part, vers des investigations systématiques sur de nouveaux procédés d'élaboration de matériaux propres à la fabrication de piles solaires économiques.

Ces études placent R.T.C. au premier rang en Europe dans ce domaine.

Rappelons aussi le tube à rayons cathodiques rapides D 10-220 BE déjà présenté l'année dernière et dont les principales caractéristiques en font un tube cathodique sans équivalent au monde (bande passante 5 GHz, vitesse d'écriture 50 ns/cm, diamètre de spot 80 μ m).

Ces quelques exemples, parmi bien d'autres, donnent une idée de l'activité technologique de pointe de RTC.

Ce qui, par ailleurs, va de pair avec une production « de routine » d'éléments déjà solidement implantés sur le marché : citons dans cet esprit le tube image couleurs 20 AX autoconvergent dont plus de 3 millions d'exemplaires sont actuellement en service, l'usine de Dreux ayant fabriqué, depuis 1966, près de 5 millions de tubes-images couleur.

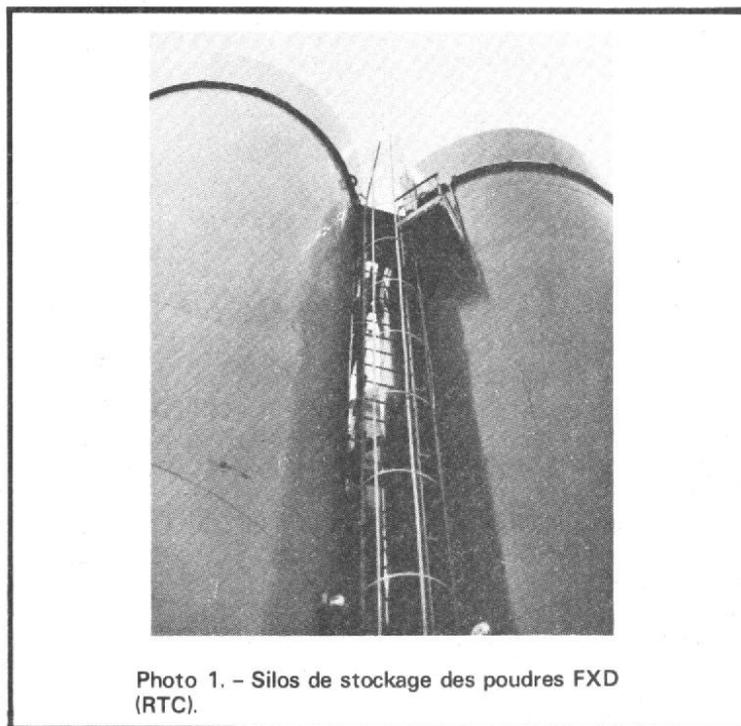


Photo 1. - Silos de stockage des poudres FXD (RTC).



Photo 2. - Salle de contrôle du processus de fabrication des ferrites (RTC).

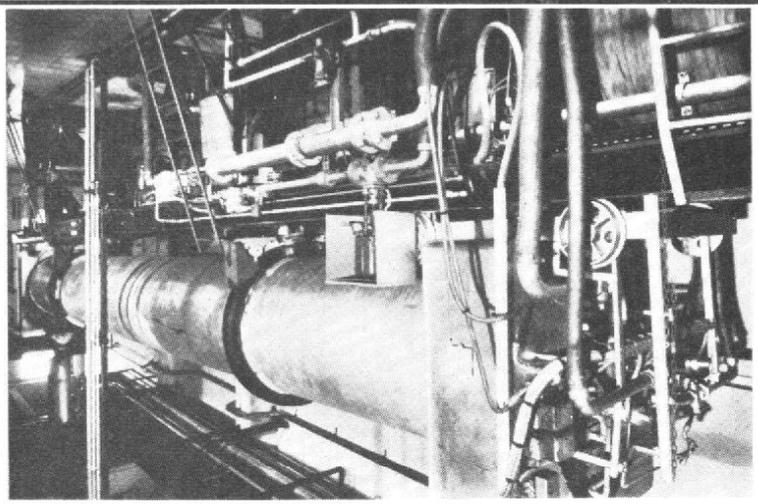


Photo 3. - Four de préfrittage (RTC).

LE CENTRE INDUSTRIEL D'EVREUX

Venons-en au Centre industriel d'Evreux qui était le but final de notre visite.

Le Centre d'Evreux dont les activités couvrent plusieurs secteurs de l'industrie des composants électroniques dispose de 4 départements aux vocations bien affirmées :

- 1) les ferrites, ou céramiques magnétiques ;
- 2) les circuits imprimés du circuit simple face sur papier baké au circuit multicouche à trous métallisés ;
- 3) les sous-ensembles professionnels et industriels ;
- 4) les circuits intégrés hybrides sur verre ou sur céramique.

Ces 4 familles de produits sont regroupées chacune en un département animé par un responsable qui dispose de moyens de développement, d'industrialisation et de fabrication. L'unité de l'ensemble est assurée par la direction assistée des Services généraux. L'un d'entre eux, par la diversité et la permanence de son intervention doit être évoqué ici : Le service qualité dont le rôle est d'animer et d'entretenir « l'esprit qualité » dans l'établissement, il exerce son action à toutes les étapes du processus de réalisation du produit, tant au stade commercial qu'au stade de la conception et de la réalisation.

I - LES FERRITES

Les ferrites ou céramiques magnétiques sont des composés à base d'oxyde de fer combiné à d'autres oxydes métalliques.

Des bâtonnets d'antenne en ferrocube (ou ferrite doux) sont produits à Evreux en grandes quantités. Mais la production de ferroxdure (ou ferrite dur) constitue l'activité principale du centre en ce domaine : de fait, avec une capacité installée de l'ordre de 8 000 tonnes, implantée dans le nouveau bâtiment, Evreux occupe actuellement l'un des premiers rangs mondiaux pour cette fabrication dont les 3/4 sont exportés.

- Applications du ferroxdure :

Ces applications sont nombreuses et s'étendent constamment. Elles intéressent non seulement l'industrie électrique et électronique mais la métallurgie, l'industrie automobile, l'industrie horlogère, la construction. On peut citer parmi les plus importantes les bagues de toutes dimensions qui entrent dans la fabrication des haut-parleurs et la vaste gamme des aimants permanents qui ont remplacé les inducteurs bobinés dans la plupart des moteurs électriques utilisés dans l'industrie automobile, mais aussi dans l'électro-ménager et les jouets...

Le poids des pièces fabriquées à Evreux varie de moins d'un gramme pour les éléments de moteurs de montres, à plusieurs kilogrammes par exemple pour les séparateurs de minerais.

- Le ferroxdure, une industrie lourde :

L'ensemble de cette fabrication qui s'effectue dans un bâtiment particulièrement moderne et fonctionnel, comporte une série de traitements au cours desquels les milliers de tonnes annuelles sont mélangées, granulées, préfritées, broyées, mises en forme, frittées, rectifiées puis emballées.

— Les matières premières, oxydes métalliques et carbonates livrées en vrac par camions citernes sont stockées dans des silos. L'intervention humaine est très réduite ; dès ce stade en effet la fabrication est prise en charge par un système informatisé.

— Le mélange des divers composants doit être fait en proportions précises ; un système de pesée automatique introduit dans le mélangeur les quantités nécessaires.

— le préfrittage qui s'effectue dans des fours rotatifs chauffés au gaz amène par réaction chimique la formation des cristaux de ferroxdure.

— Les appareils de commande et de surveillance de ces opérations essentielles sont regroupés dans un local

climatisé : un tableau synoptique et un réseau intérieur de télévision permettent à un seul homme un contrôle instantané et constant.

— Le broyage s'effectue dans des broyeurs à boulets pour amener les particules à une dimension de l'ordre du micron, permettant ainsi une orientation optimale au moment du passage sous champ magnétique. Le produit sous forme de pâte est alors envoyé par air comprimé vers la trentaine de presses où se succèdent les équipes chargées de donner au produit la forme convenant à sa destination.

— Après la cuisson définitive ou frittage dans des fours tunnels que les produits, chargés sur des wagonnets traversent en près de 24 heures, la rectification permet d'amener les pièces de ferrite à des tolérances aussi précises que celles des pièces mécaniques sur lesquelles elles seront montées. L'eau utilisée pour le refroidissement des meules est recyclée après décantation dans de vastes cuves.

Les pièces sont enfin aimantées.

- Le laboratoire :

L'activité du laboratoire « Ferrites » du centre est caractérisée :

— par la poursuite des études d'automatisation de la production,

— par l'introduction en fabri-

cation de nouvelles qualités de ferrites,

— par l'étude de nouvelles techniques de fabrication plus économiques et moins polluantes.

Au titre des études d'automatisation qui ont été conduites avec le soutien de la D.G.R.S.T., la « modélisation » du four est actuellement en voie d'achèvement, et l'étude de son implantation a été entreprise.

D'autres études ont été lancées avec le concours du L.A.A.S. à Toulouse afin d'optimiser le cycle de fabrication.

L'amélioration des techniques de pressage, de séchage et de broyage a permis d'introduire en fabrication de nouvelles qualités de ferrites (370 et 380), de réduire la durée du cycle de séchage et de simplifier certains outillages de fabrication.

Aussi bien pour les ferrites doux que pour les ferrites durs, de nouvelles matières premières ont été testées dans un but d'économie (récupération des déchets) ou d'écologie (élimination de matériaux nocifs contenus dans les effluents).

Simultanément, le laboratoire « Ferrites » a poursuivi l'étude d'ajouts divers destinés à améliorer encore la qualité et la solidité des produits « Ferroxdure » et « Ferroxcube ».

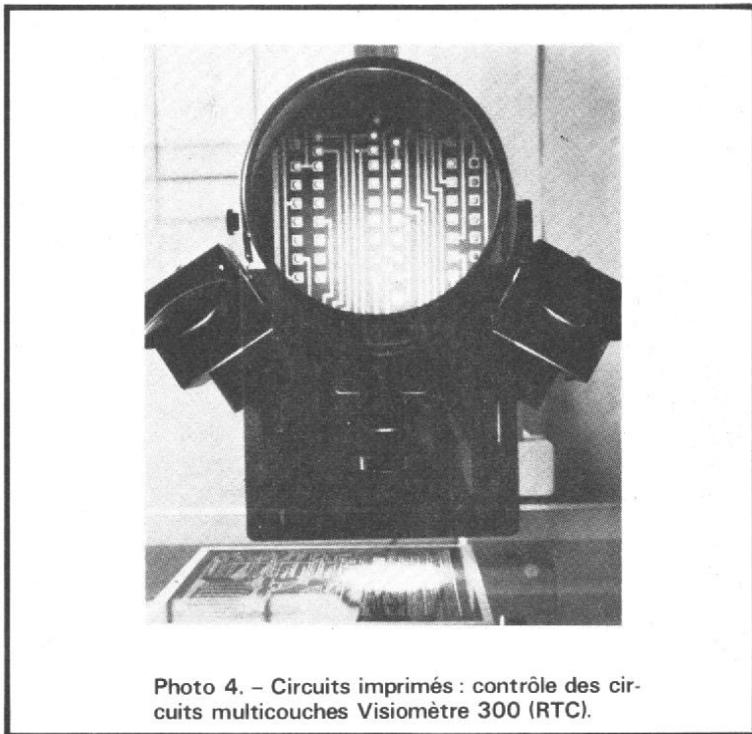


Photo 4. — Circuits imprimés : contrôle des circuits multicouches Visiomètre 300 (RTC).

II - LES CIRCUITS IMPRIMÉS

Composants intermédiaires, les câblages ou circuits imprimés assurent à la fois un rôle de support des composants qui y seront insérés et une fonction électrique de raccordement et d'interconnexion de ces composants. On distingue trois grandes catégories :

- Les circuits imprimés industriels aux perforations non métallisées.
- Les circuits professionnels à trous métallisés.

— Les circuits imprimés à très haute fiabilité.

La définition des produits comporte dans son processus :

- le choix du support et des revêtements,
- la détermination du nombre des couches,
- l'implantation des composants avec les diverses contraintes électriques,
- le tracé du dessin du circuit,
- la réalisation des masques,
- l'exécution éventuelle de la bande perforée en vue du perçage.

Il est très important de noter que toutes ces opéra-

tions sont réalisées à l'aide d'un ensemble CAO (Conception Assistée par Ordinateur).

Par ailleurs, le laboratoire de Développement comporte deux sections :

- dans l'une d'elle sont développés de nouveaux produits ;
- dans l'autre, sont réalisés les circuits à haute fiabilité, utilisés pour l'espace, l'énergie atomique et les répéteurs de câbles sous-marins.

III - LES SOUS-ENSEMBLES

Le département sous-ensemble regroupe un certain nombre d'activités dans les domaines électroniques et électromécaniques pour des applications nombreuses et variées. C'est ainsi qu'en électronique, nous trouvons des études sur :

- des variateurs-régulateurs de vitesse pour machines à laver à vitesse d'essorage variable,
- des filtres anti-parasites,
- des thermostats,
- des lignes à retard pour la télévision-couleur,
- des systèmes d'affichage,
- des applications de microprocesseurs pour la pesée électronique, le traitement des chèques...

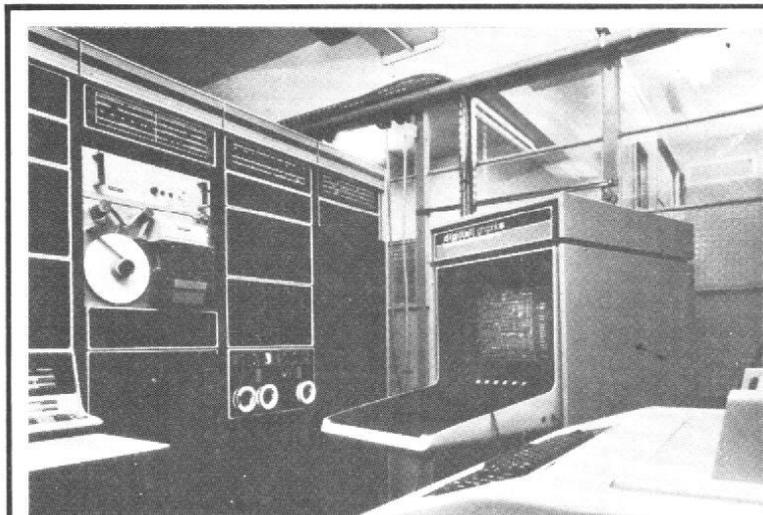


Photo 5. — Circuits imprimés : unité de conception assistée par ordinateur (RTC).

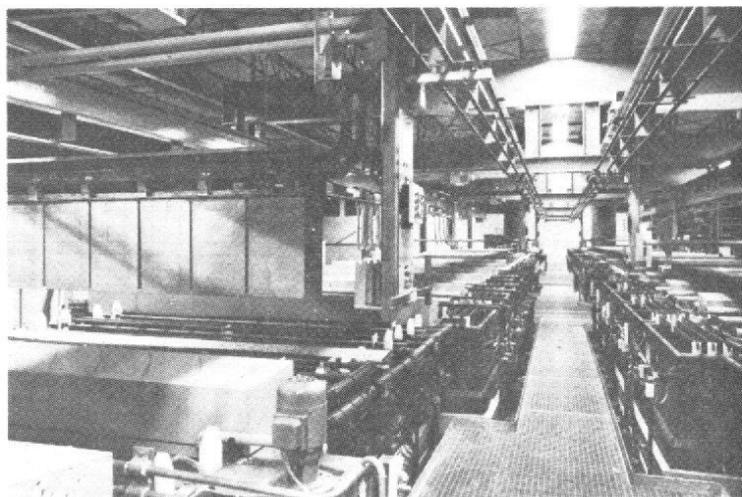
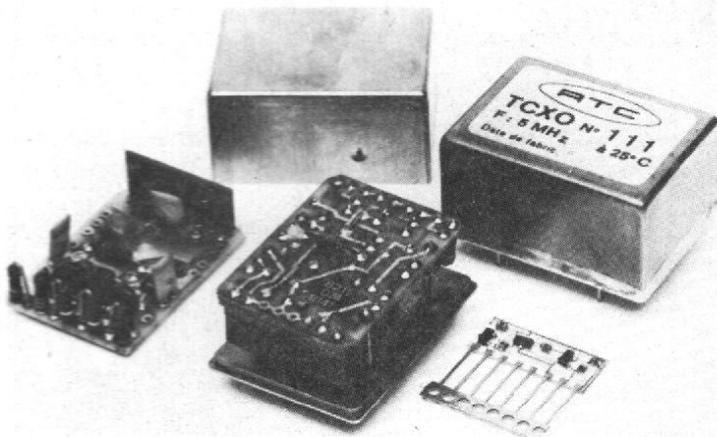
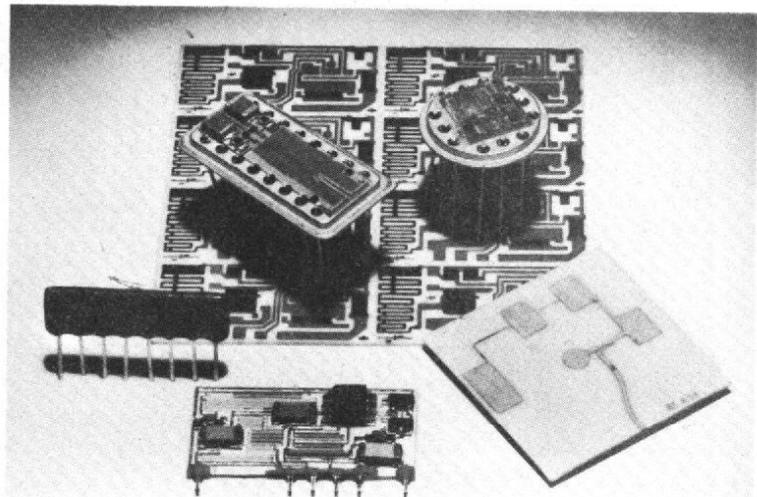


Photo 6. — Circuits imprimés : équipement de traitement galvanique automatique à cycle variable (RTC).



T.C.X.O. EN BOÎTIER B2 (document R.T.C.)

Photo 8. - T.C.X.O. en boîtier B₂ (RTC).



CIRCUITS HYBRIDES (document R.T.C.)

Photo 9. - circuits hybrides (RTC).

— des dispositifs pour l'automobile.

L'activité « Mémoires à tores », jadis très importante est maintenant limitée aux applications militaires.

En électromécanique, les études portent notamment sur :

- les commutateurs rotatifs destinés au préaffichage et à l'introduction de données numériques dans divers systèmes électriques ou électroniques,
- les imprimantes à tête mosaïque.

— report d'éléments actifs et passifs,

— ajustage des résistances au laser,

— enrobage ou mise sous boîtier étanche.

Après les études sur les circuits hybrides à substrat verre qui constituent actuellement l'essentiel de la production du centre industriel d'Evreux dans ce domaine, l'activité du laboratoire « Circuits Hybrides » s'est orientée vers l'étude de circuits à substrat céramique et de circuits à cou-

ches épaisses, ainsi que vers l'amélioration des circuits sur verre pour les applications « haute fiabilité ».

Le but de ces études est d'obtenir des circuits permettant le report direct de composants actifs non encapsulés.

Une ligne automatique de production pilotée par ordinateur a été conçue : elle est en cours d'installation et sera opérationnelle cette année.

En relation avec le département « Circuits Imprimés » du centre d'Evreux, et avec le

soutien de la D.G.R.S.T., une étude a été lancée sur l'implantation de circuits intégrés non encapsulés sur et à l'intérieur de circuits imprimés multicouches.

De nombreuses études ont été entreprises dans le domaine des circuits à haute dissipation, ainsi que dans celui des circuits hybrides opto-électroniques. Un procédé de couplage optique coplanaire a été mis au point dans ce but.

IV - LES CIRCUITS INTÉGRÉS HYBRIDES

Les circuits intégrés hybrides, l'une des voies de la microélectronique, est une technologie de réalisation de sous-ensembles connaissant un essor parallèle à celui des circuits intégrés monolithiques.

Les grandes étapes de la fabrication sont les suivantes :

- dépôt sur des substrats de verre ou de céramique de deux couches successives résistives et conductrices,
- gravure sélective de ces couches pour obtenir résistances et conducteurs,

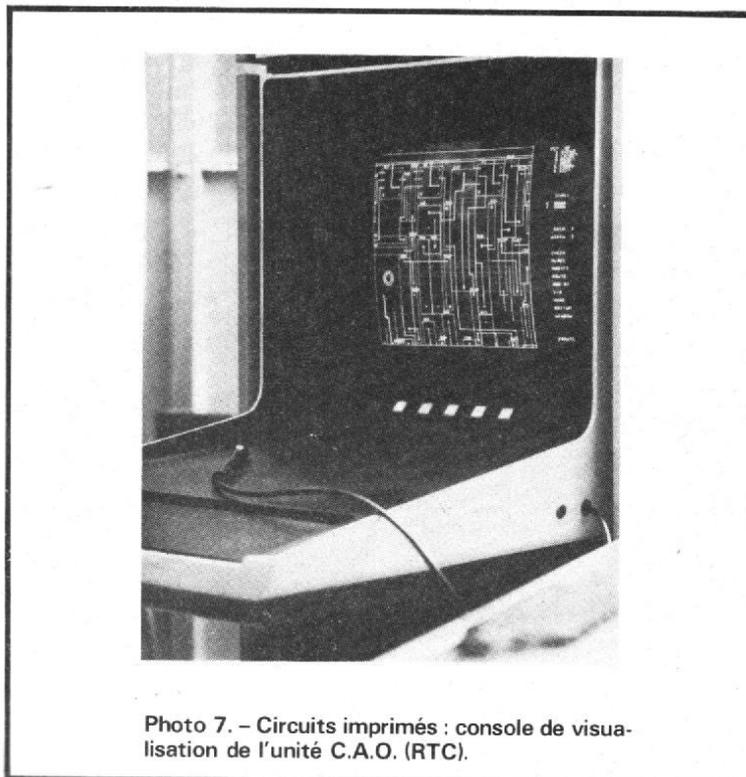


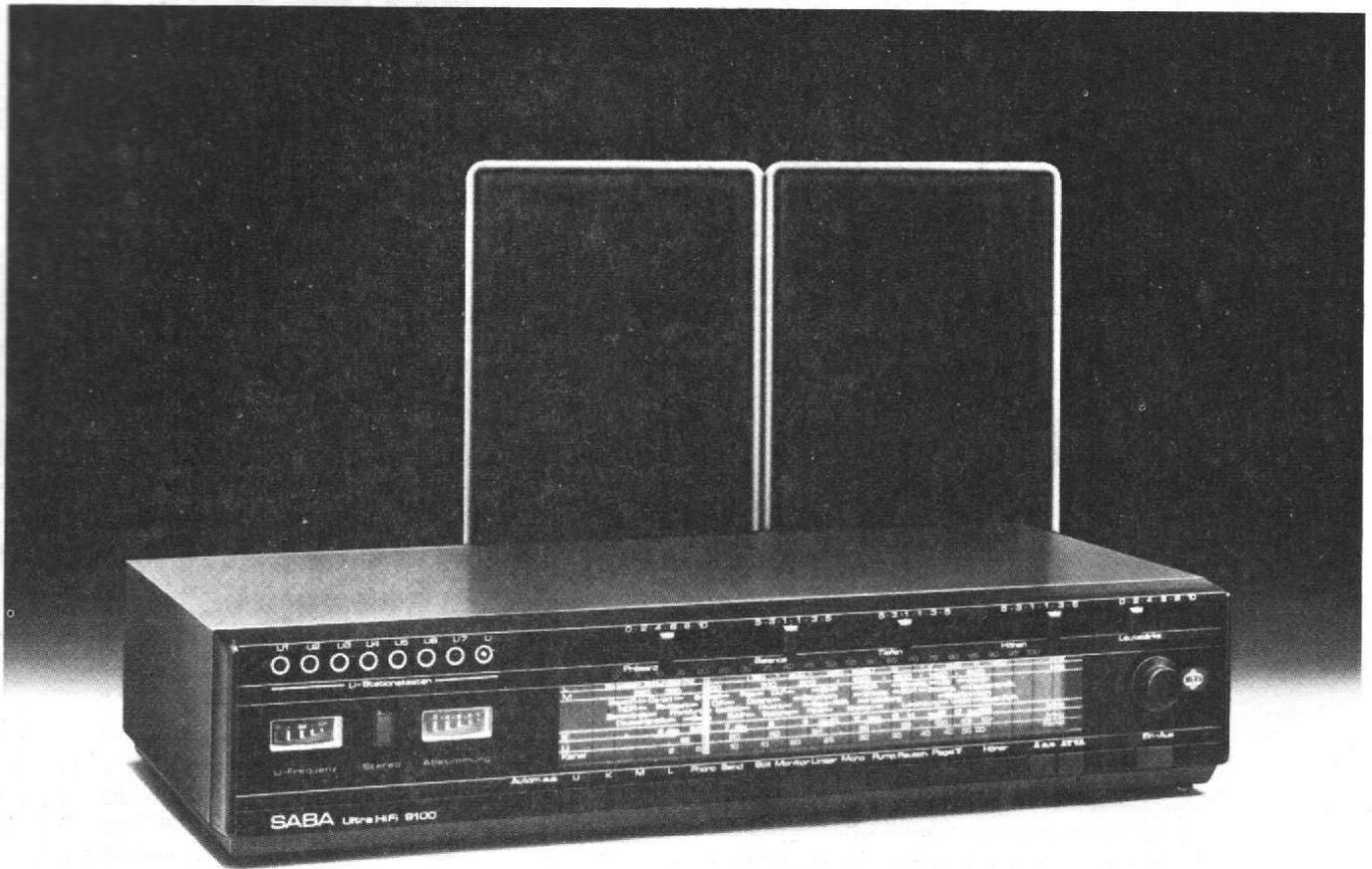
Photo 7. - Circuits imprimés : console de visualisation de l'unité C.A.O. (RTC).

EN CONCLUSION

Nous avons passé sous silence dans ce compte rendu purement technique le cadre de vie du centre d'Evreux qui s'efforce progressivement de mettre en œuvre les moyens de répondre aux aspirations de son personnel ; la technique et la technologie sont tributaires de ce paramètre, et RTC ne semble pas l'avoir oublié. Ce qui nous vaut des améliorations qui contribuent heureusement à la bonne marche économique de l'ensemble du centre d'Evreux : les activités que nous venons d'énumérer en sont en quelque sorte la preuve.

Ch. P.

LE TUNER AMPLIFICATEUR



SABA 9100

SABA est une société ouest allemande fondée en 1835 en Forêt Noire et qui, après avoir été longtemps spécialisée dans l'horlogerie et la mécanique de précision, est venue à la radioélectricité dès 1923. Depuis cette date, et avec l'évolution de la technique, Saba est venue à tout ce qui fait la Hi-Fi et la TV grand public ; ce qui lui permet de présenter une gamme très complète d'appareils, aboutissement d'une longue expérience en ce domaine.

Le Saba 9100 que nous vous présentons aujourd'hui fait partie de la nouvelle gamme Saba avec cette particularité

d'être le prolongement du Saba 8100 que nous avons examiné il y a quelques années. Autrement dit, ce modèle n'est pas un appareil entièrement repensé mais la continuation d'un ampli-tuner qui a donné toute satisfaction tant à la vente qu'à l'utilisation ; dans ces conditions, pourquoi ne pas le conserver, en y apportant, bien entendu, les modifications nécessaires à améliorer le produit, tant du point de vue technologique qu'esthétique, tout en augmentant sa fiabilité ? Après tout, les constructeurs d'automobiles ne procèdent pas autrement. Faut-il pour autant s'en plaindre ?

L'ampli-tuner 9100 se présente sous une forme germanique chère à la firme ; c'est-à-dire que l'appareil est de forme allongée, avec toute une rangée de boutons-poussoirs pour les différentes commutations et commandes, les contrôles de tonalité et de volume s'effectuant à partir de potentiomètres à course rectiligne.

Contrairement à la plupart des réalisations de ce type, ces potentiomètres sont ici placés en ligne et horizontalement ce qui a pour conséquence une face avant moins chargée. Le cadran occupe d'ailleurs presque toute cette face avant et, comme il s'agit d'un appareil

prévu pour recevoir à la fois la FM et la MA, nous y trouvons pour cette dernière l'indication de nombreux émetteurs des gammes PO et GO. Cette façon de faire est sans doute plus pratique que celle qui consiste à uniquement donner une échelle en kilohertz, apanage des fabrications américaines ou nippones. Maintenant, en dehors des questions de marketing, faut-il absolument donner la modulation d'amplitude sur un ampli-tuner aux normes Hi-Fi ? Le débat reste ouvert, les tenants de la FM seule considérant que le simple portable est suffisant pour la modulation d'amplitude.

Toujours est-il que le 9100 permet à la fois de recevoir également les grandes ondes, les petites ondes et même les ondes courtes. Pour la FM, nous avons la possibilité de stations préréglées, sept dans le cas présent, ce qui est redondant pour la région parisienne, mais qui peut être intéressant pour les régions frontalières. La commande de ces stations préréglées fait appel au système « touch control » avec affichage par diodes électroluminescentes. Le réglage préalable de ces stations se fait individuellement à partir de petits potentiomètres accessibles sous une trappe à l'avant de l'appareil. Sous une autre trappe sont accessibles la prise casque aux normes DIN et une commutation permettant de faire varier par bond la puissance distribuée aux enceintes arrières dans le système ambiophonique (pseudo-quadri-stéréo).

Toutes les entrées-sorties à l'arrière de l'appareil se font aux normes DIN ; c'est ainsi que l'entrée FM se fait en 240/300 Ω avec possibilité, par déplacement d'un cavalier, d'utiliser le capteur FM comme antenne A.M. En plus des entrées tourne-disques (magnétique et cristal) et magnétophone deux têtes, nous trouvons une entrée « monitoring » permettant l'utilisation d'un magnétophone à trois têtes, ce qui est toujours la meilleure solution pour contrôler la valeur d'un enregistrement fait sur le champ. La place a été prévue pour le branchement d'une unité de réverbération, mais cela nécessitera l'addition d'une prise DIN. Enfin, nous trouvons les quatre prises DIN pour sorties de haut-parleurs, deux d'entre elles pour alimenter les enceintes stéréophoniques conventionnelles, les deux autres pouvant être utilisées en ambiophonie.

Ajoutons que le fait de saisir le bouton de recherche des stations en FM déconnecte automatiquement la station préréglée en service si c'est le cas, ce qui permet alors une

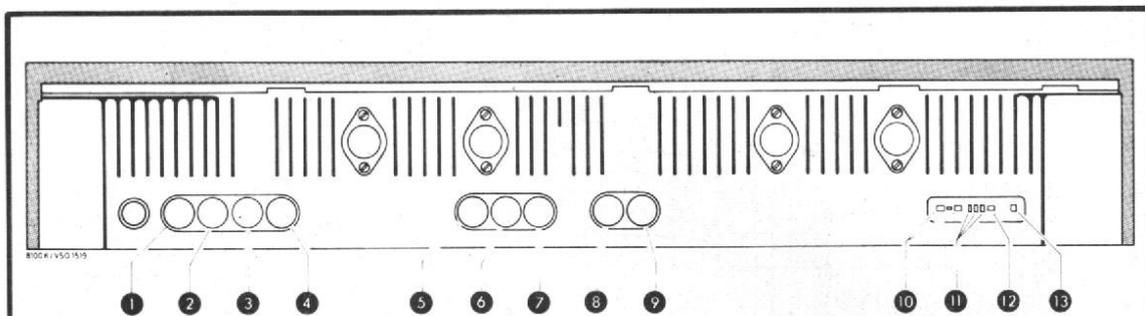
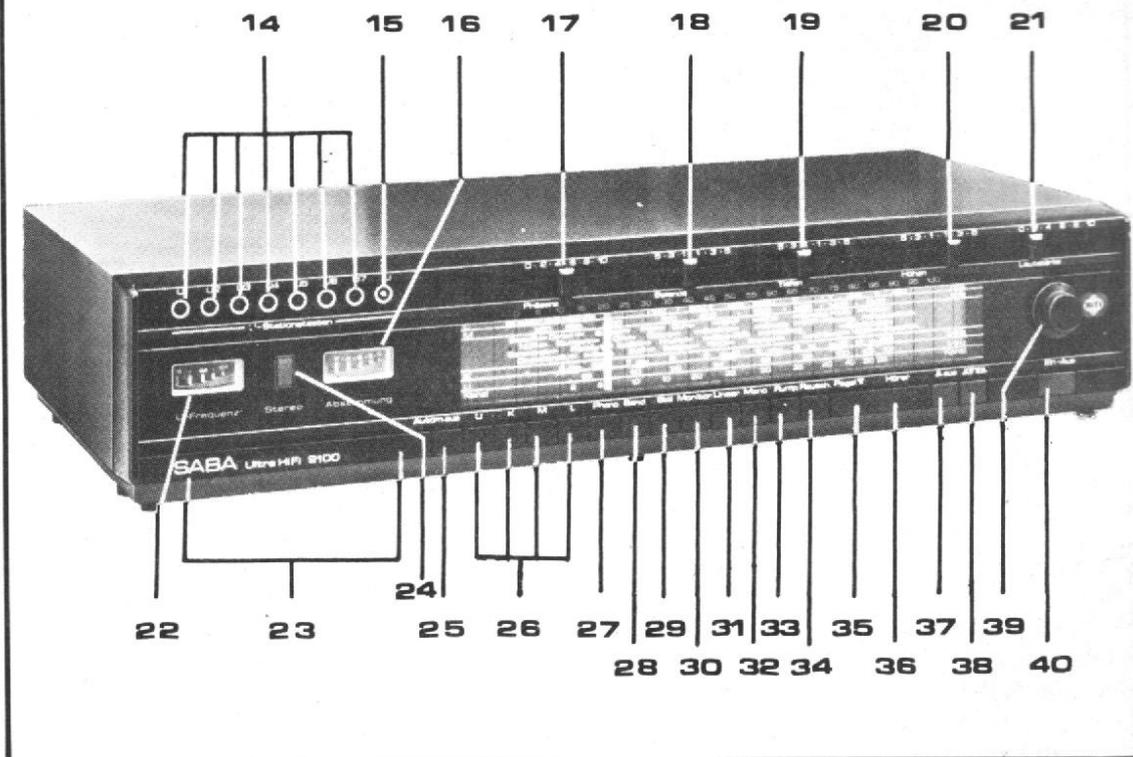


Fig. 1. - Les entrées et sorties du Saba 9100 (arrière) : 1) HP stéréo droite ; 2) HP Quadrosonic droite ; 3) HP quadrosonic gauche ; 4) HP stéréo gauche ; 5) Réverbération ; 6) monitor ; 7) enregistreur ; 8) PU cristal ; 9) PU magnétique ; 10) antenne OC ; 11) pont d'antenne ; 12) antenne AM ; 13) terre.

Fig. 2. - Les sorties, commandes et indications du Saba 9100 (avant) : 14) touches contact stations OC ; 15) OC ; 16) indicateur syntonisation ; 17) réglage de présence ; 18) balance ; 19) basses ; 20) aiguës ; 21) volume ; 22) indicateur de la fréquence FM ; 23) présélection de programme (sous la trappe) ; 24) indicateur stéréo ; 25) accord automatique ; 26) gammes d'ondes ; 27) disque ; 28) bande ; 29) syntonisation silencieuse ; 30) monitor ; 31) linéar ; 32) monitor ; 33) filtre anti-rumble ; 34) filtre d'aiguës ; 35) niveau quadro (sous la trappe) ; 36) écouteur ; 37) HP déconnecté ; 38) quadrosonic ; 39) syntonisation ; 40) marche/arrêt.



recherche continue. L'utilisation du « touch control » annule cet effet.

L'accès au châssis est très facile. Il suffit de retirer cinq vis au-dessous de l'appareil pour que le coffret soit libéré et séparable du châssis par simple glissement, comme un tiroir dans son logement. Tout le montage est alors immédiatement accessible, d'autant que d'après les dimensions du

9100 il n'a pas été nécessaire de recourir à empilement des circuits. L'ensemble est à la fois clair et très « lisible ». Ajoutons que la documentation qui accompagne chaque ampli-tuner est un modèle du genre, très complète, avec une présentation qui permet un repérage rapide de chaque composant, tant sur le grand châssis principal que sur les quelques plaquettes annexes.

LES MESURES

Nous donnons figure 3 la courbe de réponse relevée pour la puissance nominale soit 32 W sur chaque canal (sur 4 Ω) avec l'action des filtres passe-haut et passe-bas (anti-rumble et anti-souffle) et figure 4 l'action des contrôles de timbre que nous avons mesuré. Ces résultats pour-

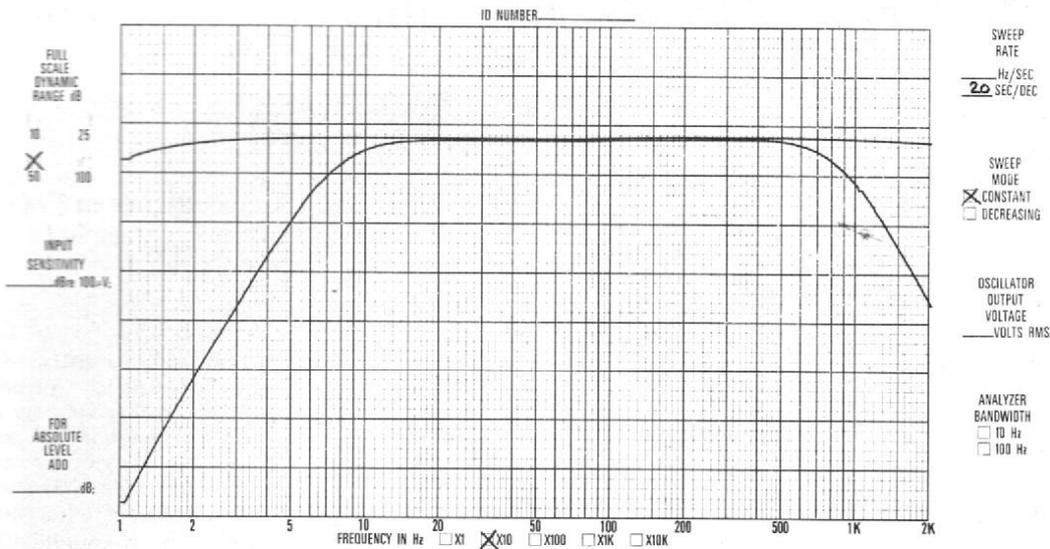


Fig. 3. - Action des contrôles de timbre en positions extrémales.

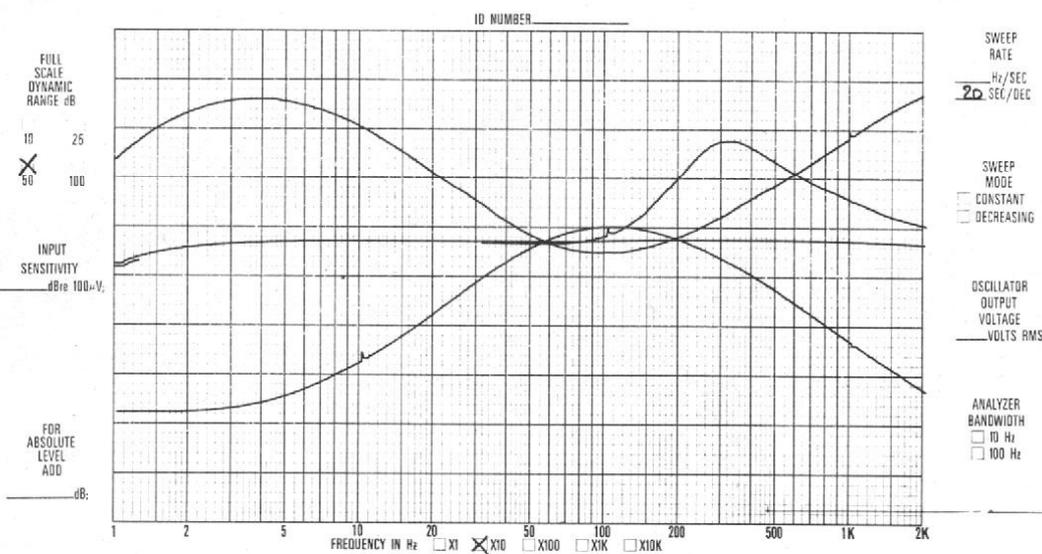


Fig. 4. - Action des contrôles de timbre en positions extrémales.

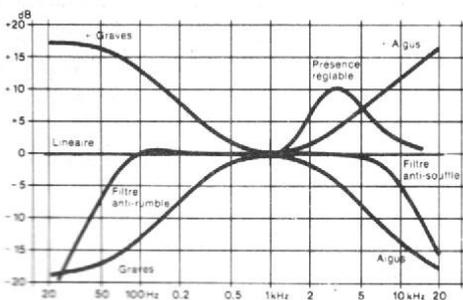


Fig. 4 bis - Courbes de réponse données par le constructeur.

Influence exercée sur la fréquence par des potentiomètres de réglage de fréquence, de graves et d'aigus ainsi que par des filtres anti-rumble et anti-souffle.

ront être comparés à ceux qu'annoncent Saba (fig. 4 bis). Les seuls commentaires que cette comparaison entraîne sont que ces résultats sont conformes à 1 dB près.

La correction RIAA de l'entrée tourne-disques magnétique montre de même une belle similitude avec celle fournie par Saba (fig. 5 et fig. 5 bis).

En ce qui concerne la correction du circuit de loudness, nous avons relevé les courbes obtenues pour le contrôle de volume variant entre 1 et 10, par bond d'une graduation, les potentiomètres de grave et d'aigu étant en position médiane et le potentiomètre de présence au minimum. On remarquera que l'action du loudness se fait sentir jusque la graduation 9 du potentiomètre de volume, ce qui est relativement important.

La distorsion harmonique est de 0,1 % à 1 kHz et à la puissance nominale. Elle atteint 0,13 % à 15 kHz et 0,14 % à 40 Hz. Pour une puissance moitié, ces chiffres sont sensiblement les mêmes : 0,08 %, 0,11 % et 0,12 % respectivement.

Le taux d'intermodulation (50/6 kHz rapport 4/1) est de 0,25 % à la puissance maximum.

La sensibilité d'entrée est de 2,5 mV en position PU magnétique avec un rapport signal/bruit de 68 dB, l'entrée étant en court-circuit et de 1,1 V en position magnétophone. Le rapport signal/bruit passe alors à 80 dB, entrée toujours en court-circuit. Ces valeurs sont tout à fait convenables.

CARACTÉRISTIQUES DU CONSTRUCTEUR

EQUIPEMENT :

Circuit intégré : 1.
Transistors : 97 dont 5 FET.
Diodes/redresseurs : 50.

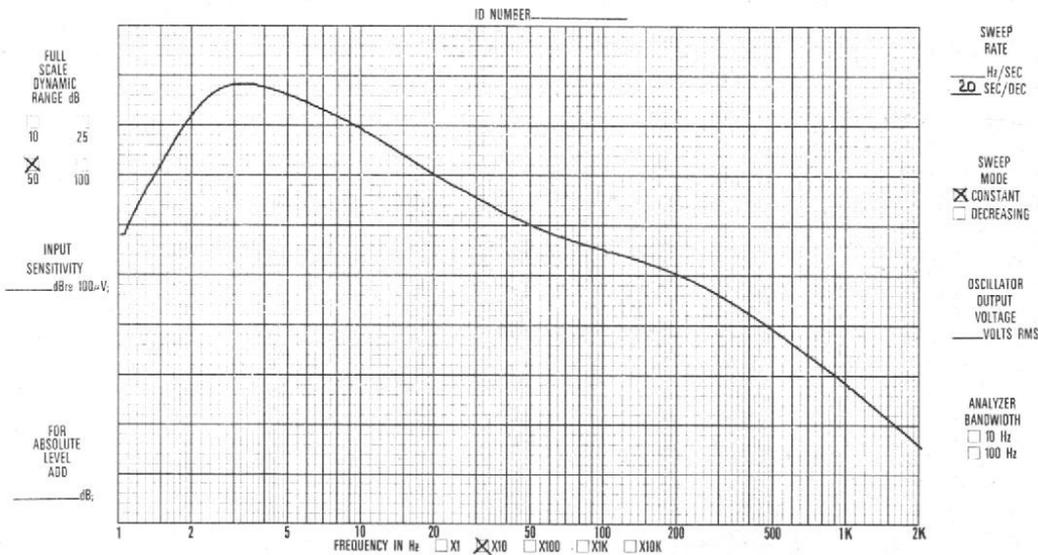


Fig. 5. - Courbe de correction RIAA.

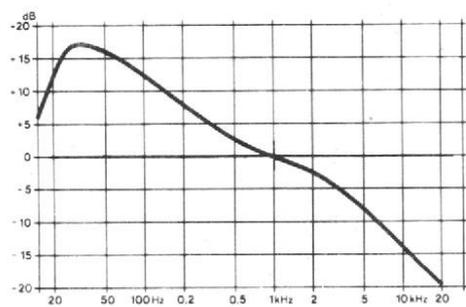


Fig. 5 bis - Courbe de correction RIAA du constructeur.

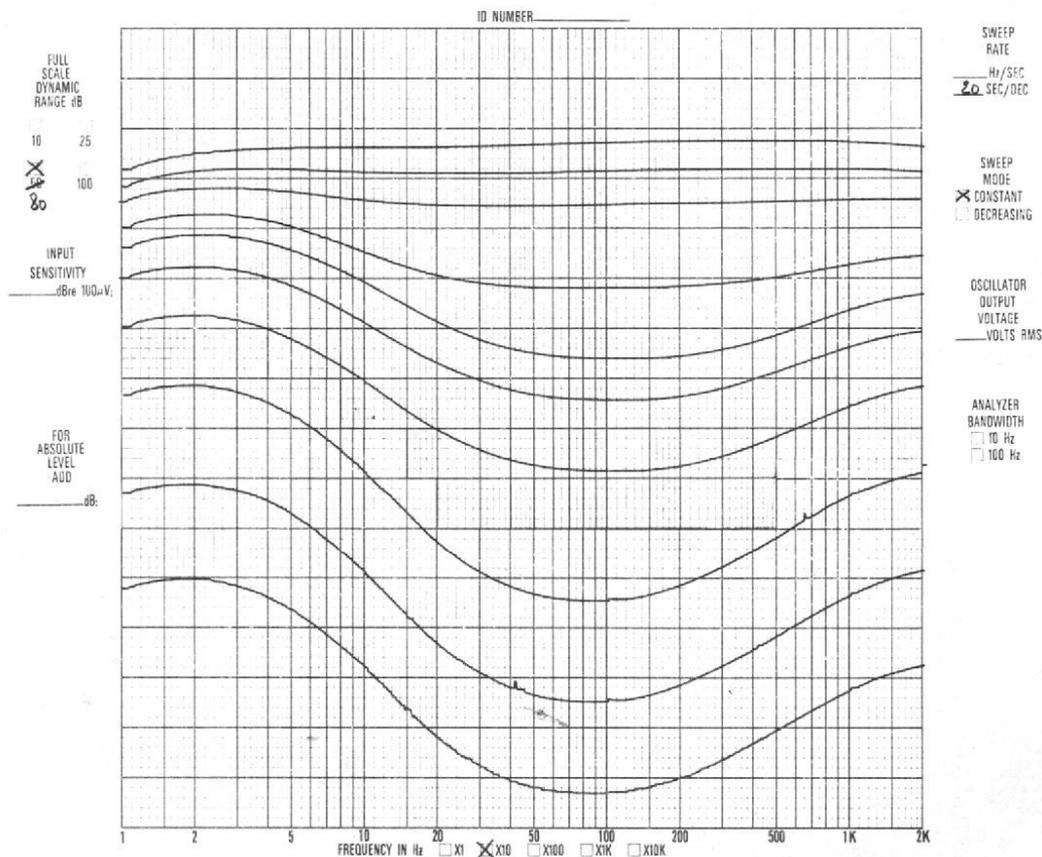


Fig. 6. - Action du « loudness » pour des positions du potentiomètre de volume variant entre les indications 1 et 10, par bond d'une unité.

Gammes d'ondes : FM, OC, PO, GO.

Circuits : 17 en FM, 9 en AM. Anti-fading : AM sur 2 étages. Etages de sortie : 2 étages de sortie push-pull de 30 W de puissance efficace.

Fonctions automatiques : CAF, commutation mono/stéréo en FM.

Touches : marche/arrêt, 6 touches pour FM, OC, PO, GO, PU et magnéto, silencieux d'accord, CAF, moniteur, linéaire, filtre anti-rumble, filtre anti-souffle, mono, 2 HP pour reproduction stéréo et 4 canaux.

7 touches présélectionnées en FM, touche de fonction recherche manuelle.

Potentiomètres rectilignes : volume, aigus, graves, balance, présence.

Boutons : recherche des stations, niveau.

Filtres : anti-rumble et anti-souffle. Présence.

Vu-mètres : fréquence FM, accord.

Entrées : PU stéréo pour cellule magnétique et cristal, magnétophone stéréo, moniteur.

Sorties : 2 x 2 HP stéréo, casque d'écoute stéréo.

Alimentation réseau : 220 V alt., 50 - 60 Hz.

Consommation : min. 22 W, max. 200 W.

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES DU TUNER :

Gammes d'ondes : FM 87,5 - 104 MHz ; OC 5,9 - 18,9 MHz ; PO 510 - 1630 kHz ; GO 140 - 360 kHz. Circuits : 8 + 1 en AM ; 15 + 2 en FM.

Fréquence intermédiaire : 10,7 MHz FM ; 460 kHz AM.

Entrée d'antenne : 240 Ω.

Sensibilité : FM 1,1 μV pour rapport signal/bruit 26 dB.

Limitation FM : 3 μV en - 3 dB.

Largeur de bande : 60 kHz en FM, 4,4 kHz en AM.

Sélectivité FM : 60 dB.

Suppression AM : 60 dB pour 1 mV de tension d'entrée.

Suppression des canaux adjacents : 1,2 dB pour 100 μV de tension d'entrée.



Photo B : les indicateurs de fréquence et de champ entourent le voyant stéréo. En haut, les LED du « touch control ». En bas, trappe ouverte,

les potentiomètres des préréglages des stations FM.

Facteur de distorsion : FM en mono $\leq 0,5\%$; FM en stéréo $\leq 0,5\%$ (1 kHz, 40 kHz, 40 kHz wobblé).

Rapport de réjection : 70 dB FM mono, 67 dB FM stéréo. Rapport signal/bruit : FM mono, 67 dB FM stéréo.

Rapport signal/bruit : FM mono 70 dB, FM stéréo 68 dB.

Suppression fréquence pilote : 60 dB.

Suppression sous-porteuse : 50 dB.

Diaphonie : 38 dB (1 kHz).

Sécurité contre les radiations parasites : sécurité assurée selon toutes les normes européennes et les recommandations IEC.

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES DE L'AMPLIFICATEUR :

Puissance de sortie sur $4\ \Omega$: 2 x 30 W de puissance efficace. Facteur de distorsion : $\leq 0,1\%$ à la puissance nominale.

Intermodulation : $\leq 0,3\%$ (250/8 000 Hz, 4 : 1) à la puissance nominale.

Bande de fréquence globale : 20 Hz - 20 kHz ± 1 dB ; 10 Hz - 30 kHz ± 2 dB.

Largeur de bande : 10 Hz - 40 kHz.

Sensibilité d'entrée à la puissance nominale : PU magnétique 2 mV/47 k Ω ; PU cristal 45 mV/100 k Ω ; magnétophone 1 200 mV/100 k Ω ;

moniteur 2 200 mV/100 k Ω .

Règlage de tonalité : graves ± 16 dB (40 Hz) ; aigus : ± 16 dB (15 kHz).

Présence : 0... + 10 dB (3 kHz).

Filtres : anti-rumble 63 Hz,

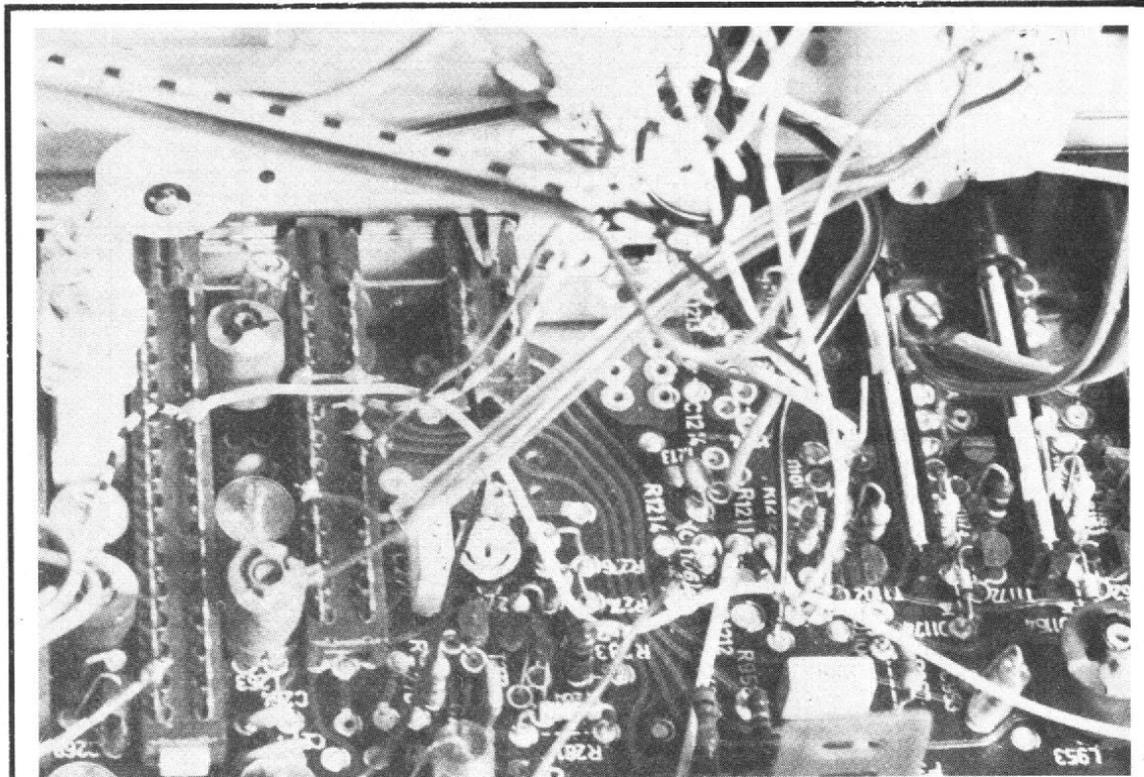


Photo C : L'emploi d'un grand châssis nécessite néanmoins de nombreuses liaisons par fil avec l'avant de l'appareil.

12 dB/octave ; anti-souffle 8 kHz, 12 dB/octave.

Correction PU : (3180, 318, 75 μ s) selon DIN 45547 (IEC). Balance : + 3,5 - - 60 dB par canal.

Rapport signal/bruit : entrée PU magnétique : 66 dB à la puissance nominale, 55 dB pour 2 x 50 mW (entrée bouclée par 1 k Ω) entrée magnétophone : 82 dB à la puissance nominale, 55 dB pour 2 x 50 mW (entrée bouclée par 47 k Ω /250 pF).

Diaphonie : 60 dB (1 kHz), 40 dB (250 Hz - 10 kHz).

Entrée PU magnétique, volume 0 - - 40 dB.

Sorties : 2 HP stéréo (4 - 16 Ω) déconnectables ; 2 HP quadrosone (4 - 16 Ω) déconnectables.

Facteur d'amortissement : 25 pour 4 Ω .

EN CONCLUSION

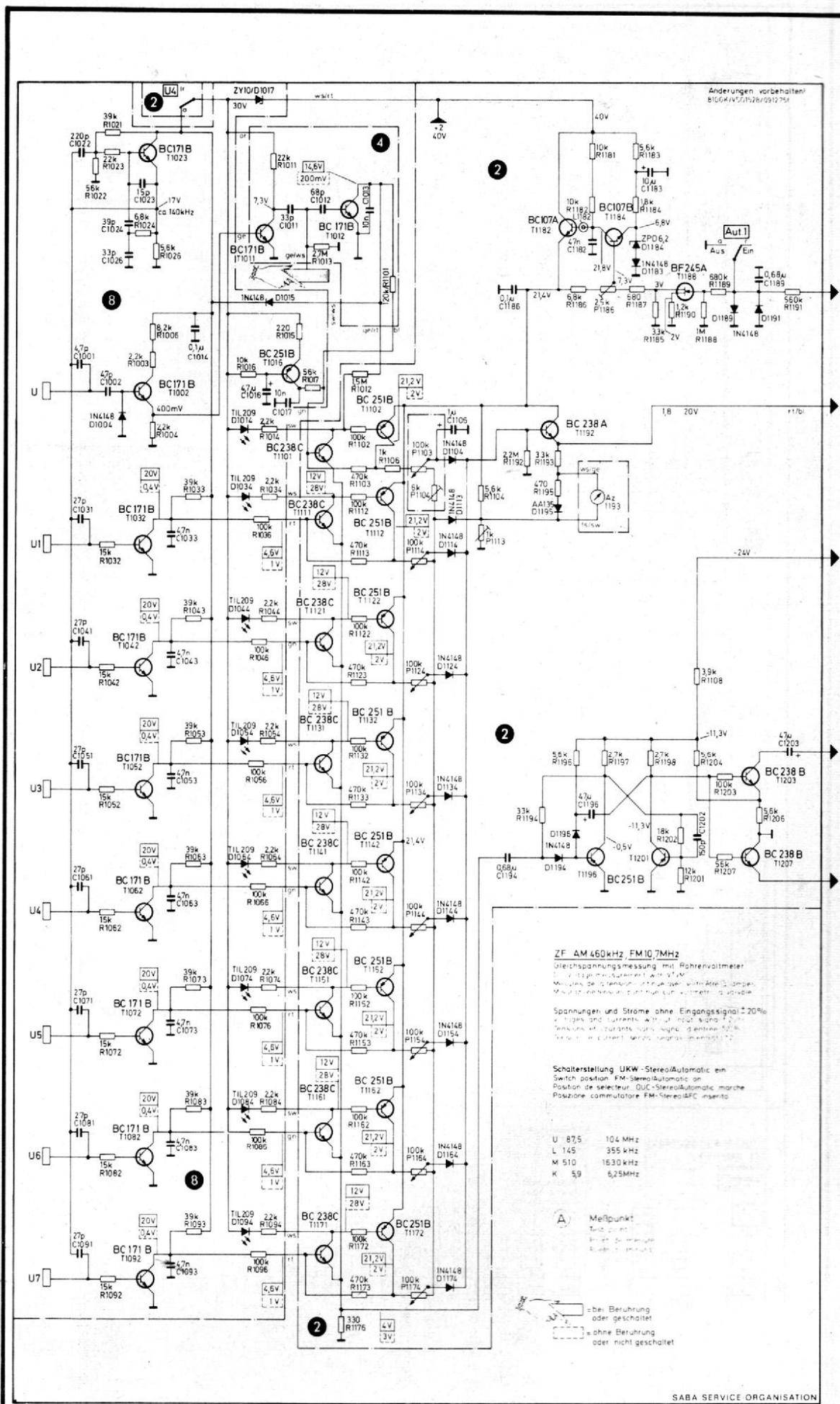
L'ampli-tuner Saba 9100 présente des caractéristiques susceptibles de donner satisfaction à la plupart des amateurs. Seule sa présentation

peut faire reculer les adeptes des façades métalliques, qui sont l'apanage d'une autre école ; c'est alors une question de goût personnel qui n'a que de lointains rapports avec la technique. Par ailleurs disons que cet appareil peut être réuni à d'excellentes enceintes acoustiques : il le mérite.

ANALYSE TECHNIQUE

L'entrée antenne FM, qui est de 300 Ω, peut être également utilisée par le jeu d'un pontet mettant en circuit le point milieu du filtre d'entrée avec les bobinages d'accord de la section FM par l'intermédiaire de la capacité d'antenne AM C₂₅₁.

Pour éviter les risques de transmodulation, la tête HF de la section FM est équipée de FET BF 246 A (T 206 et T 218), le premier étant utilisé en grille commune et le deuxième en mélangeur, le couplage avec l'oscillateur local se faisant par les selfs L 216 et L 226, l'oscillateur local étant un BF 255. A la suite nous trouvons 4 étages à fréquence intermédiaire à liaison par transformateurs accordés et un à liaison directe ; les étages à transformateurs étant communs avec ceux destinés à amplifier la F.I. en provenance de la partie AM, il convient de leur distribuer leur rôle par un jeu de commutation. Après détection, à partir d'un détecteur de rapport classique, le signal est envoyé vers un circuit intégré, le seul du montage, le MC 1305 P chargé du décodage au travers de T 907. Notons au passage la présence d'un silencieux commandé par une tension prélevée au niveau du dernier étage FI (T 344) sur la base du BF 237, lequel signal étant porté à une valeur convenable par T 401 et T 413. C'est à ce niveau que l'on trouve aussi l'indicateur d'accord. Le décodage ayant eu lieu, il convient alors



ZF AM 460kHz, FM 10,7MHz
 Gleichspannungsmessung mit Rohrvoltmeter
 100 Ohm, 100k Ohm, 100k Ohm, 100k Ohm
 Messung der Stromstärke mit einem Amperemeter
 Messung der Leistung mit einem Leistungsmeter

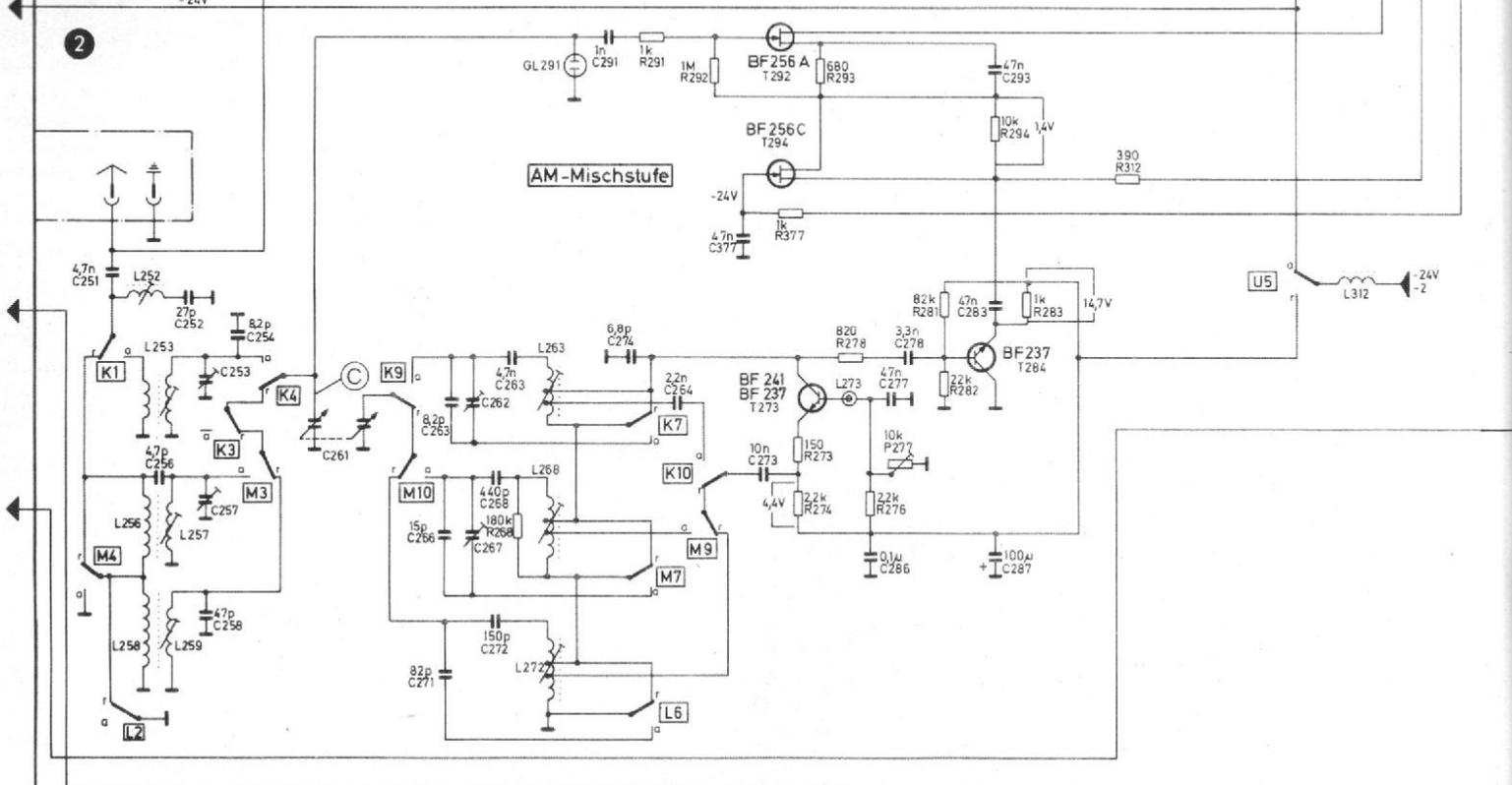
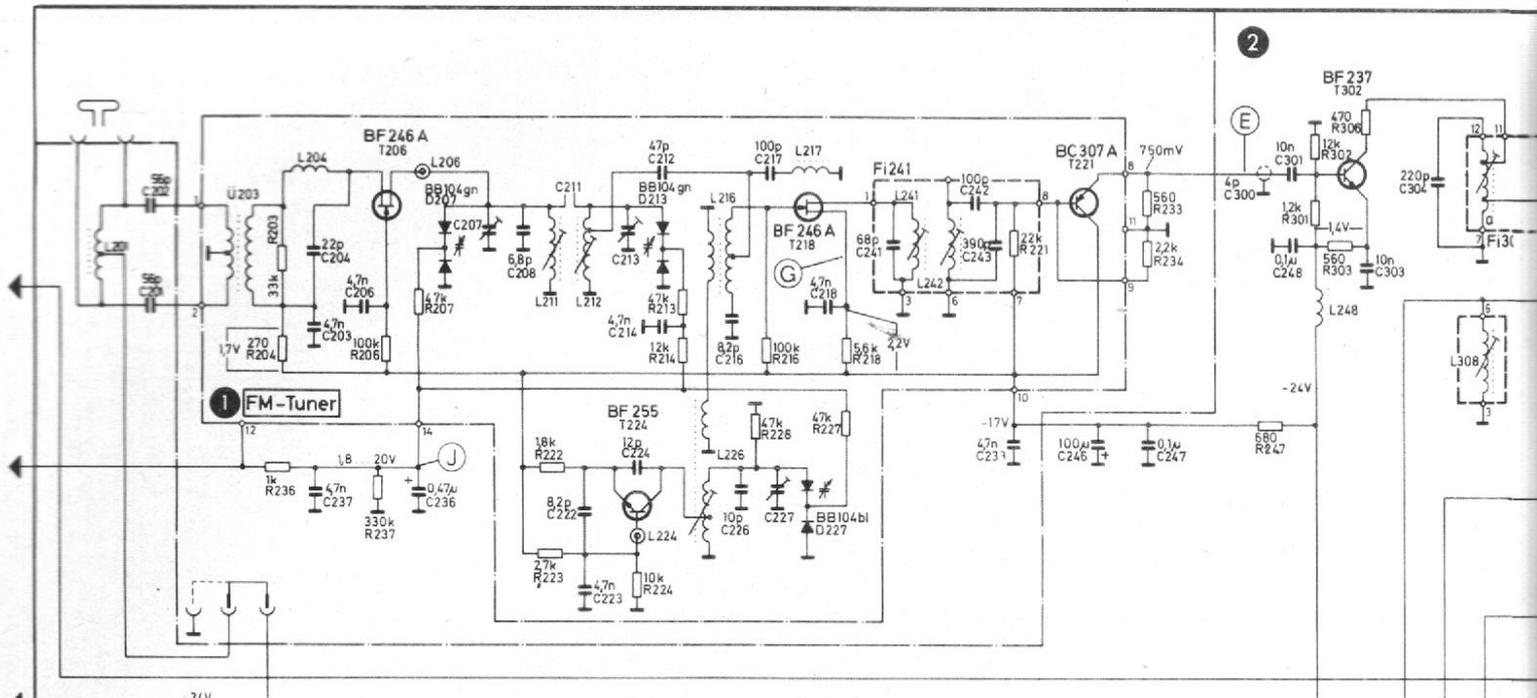
Spannungen und Ströme ohne Eingangssignal ±20%
 Voltages and currents with no input signal ±20%
 Tensions et courants sans signal d'entrée ±20%
 Tensões e correntes sem sinal de entrada ±20%

Schalterstellung UKW-Stereo/Automatic ein
 Switch position FM-Stereo/Automatic on
 Position de sélecteur OUC-Stereo/Automatic marche
 Posizione commutatore FM-Stereo/Automatic inserito

U	87,5	104 kHz
L	145	355 kHz
M	510	1630 kHz
K	59	6,25MHz

A) Meßpunkt
 Touch point
 Punt de mesura
 Punt de mesura

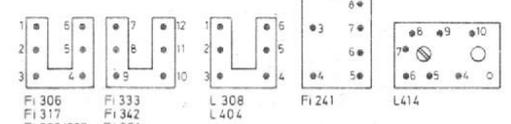
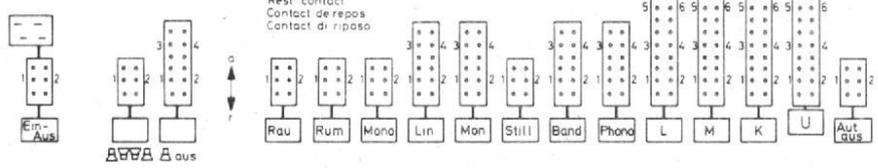
— = Berührung
 oder geschaltet
 — = ohne Berührung
 oder nicht geschaltet



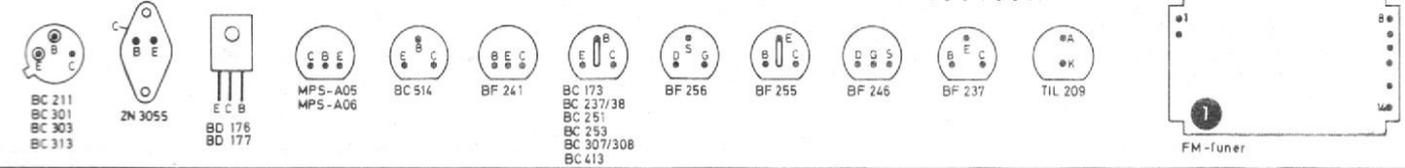
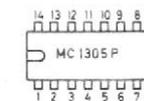
Drucktastenaggregat
Key assembly
Clavier
Tastiera

a = Arbeitskontakt
Operating contact
Contact fonctionnant
Contact di lavoro

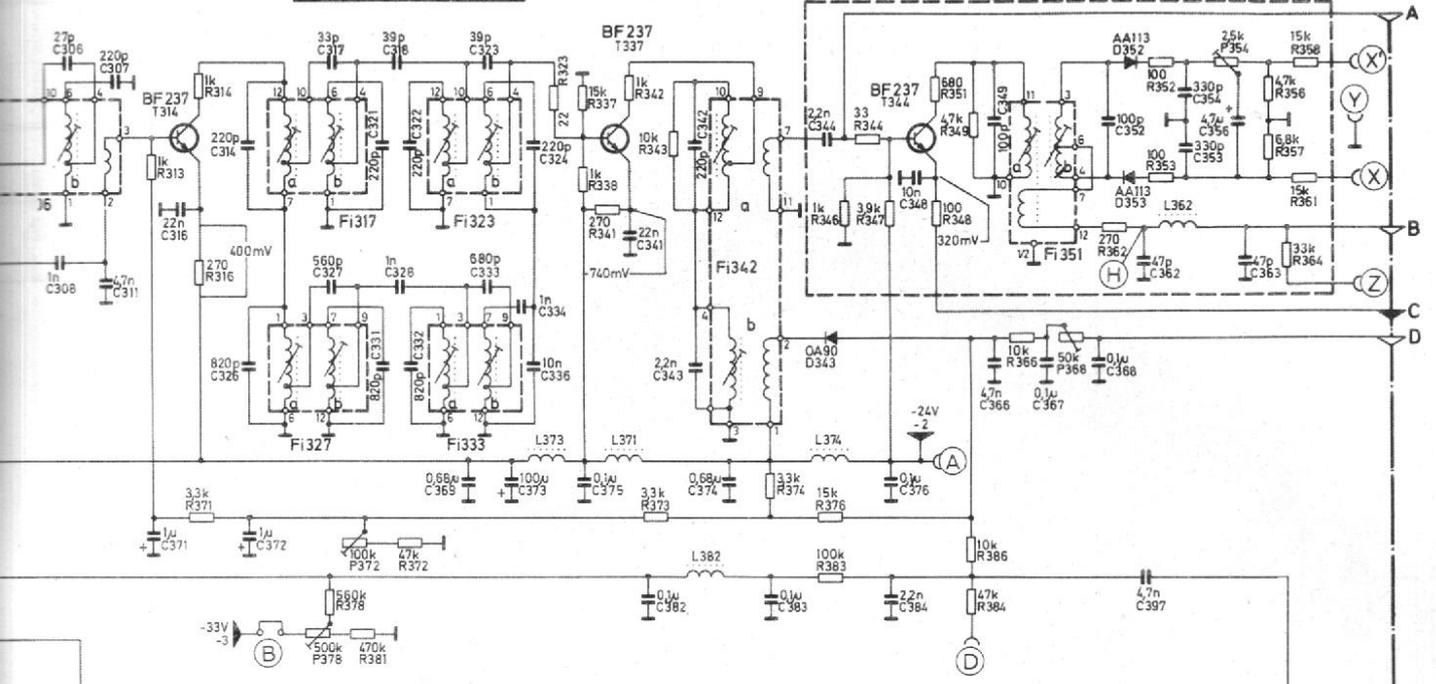
 r = Ruhekontakt
Rest contact
Contact de repos
Contact di riposo



Filteranschlüsse (von unten)
 IF transformer connections (bottom view)
 Branchement transfo MF (vue de dessous)
 Collegamenti di filtri (visiti dal basso)

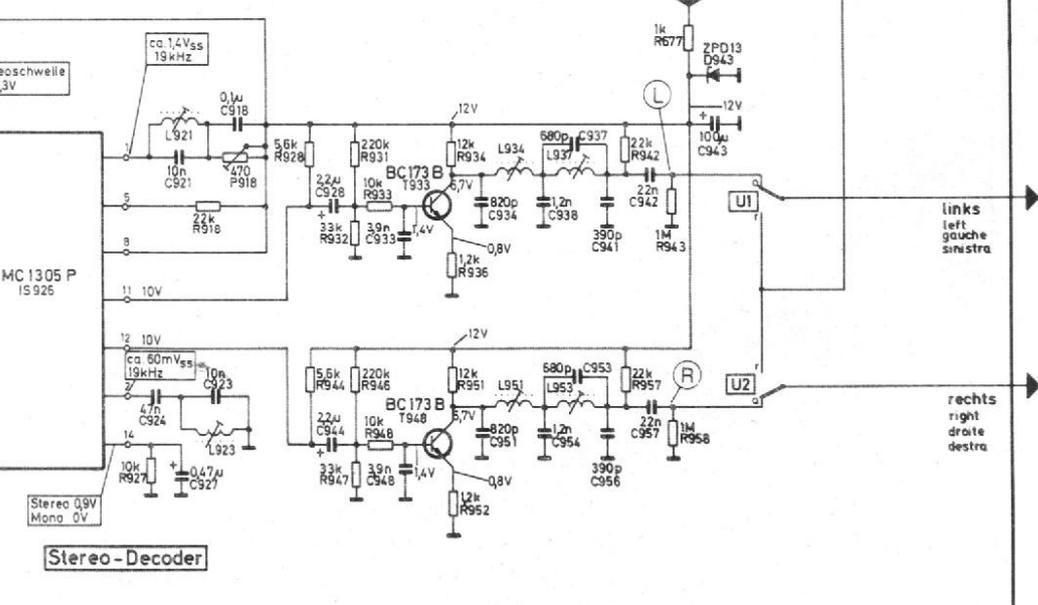
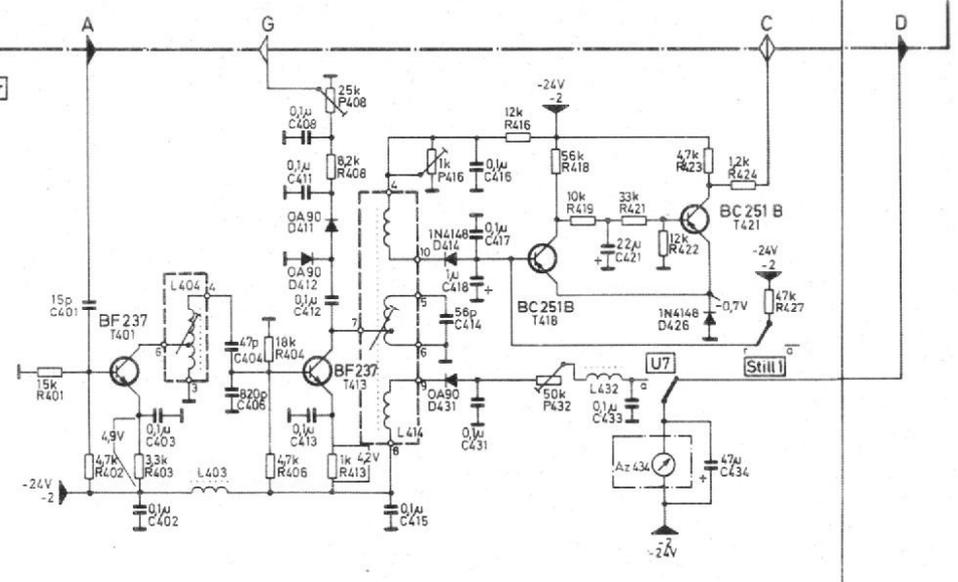


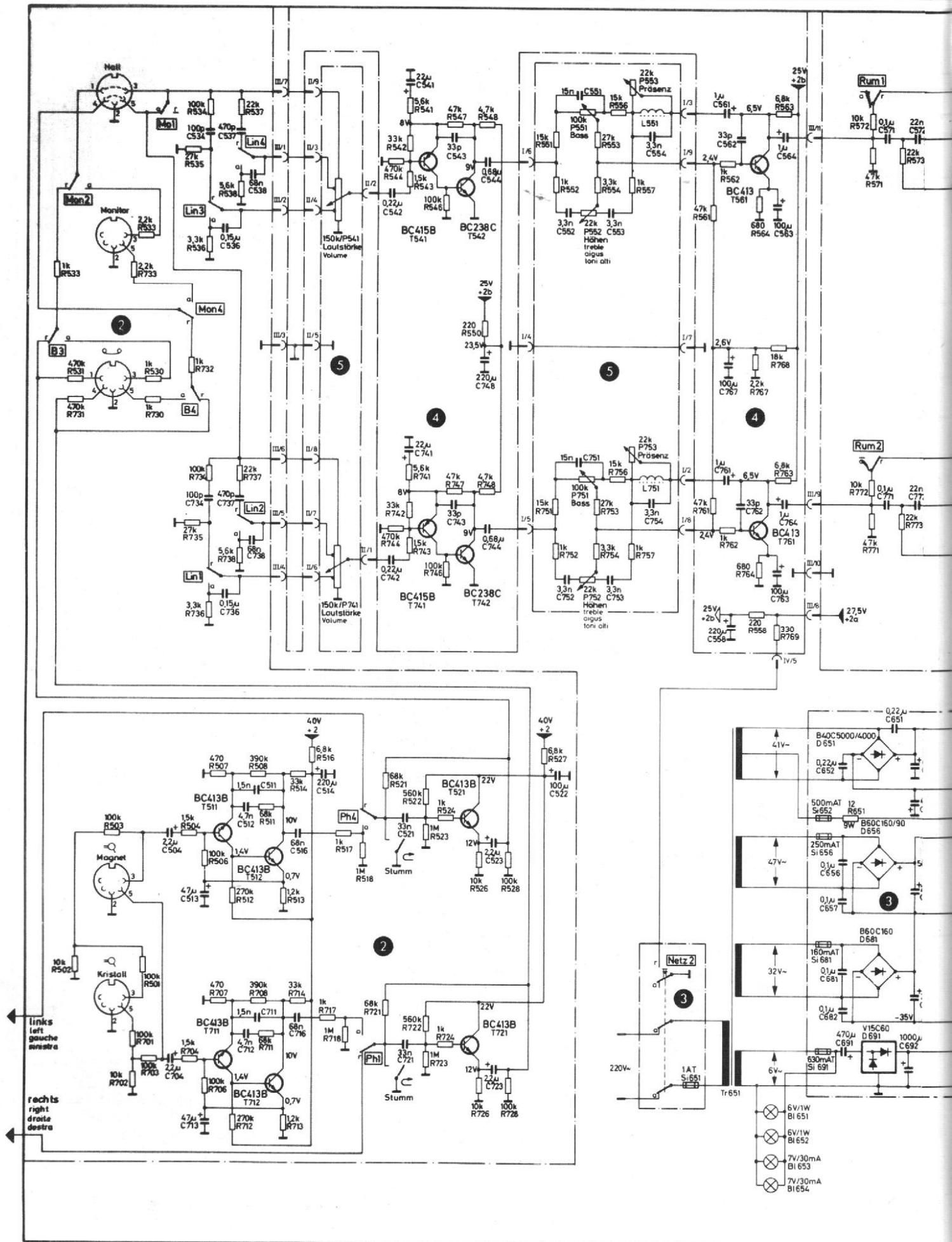
AM-FM-ZF-Verstärker

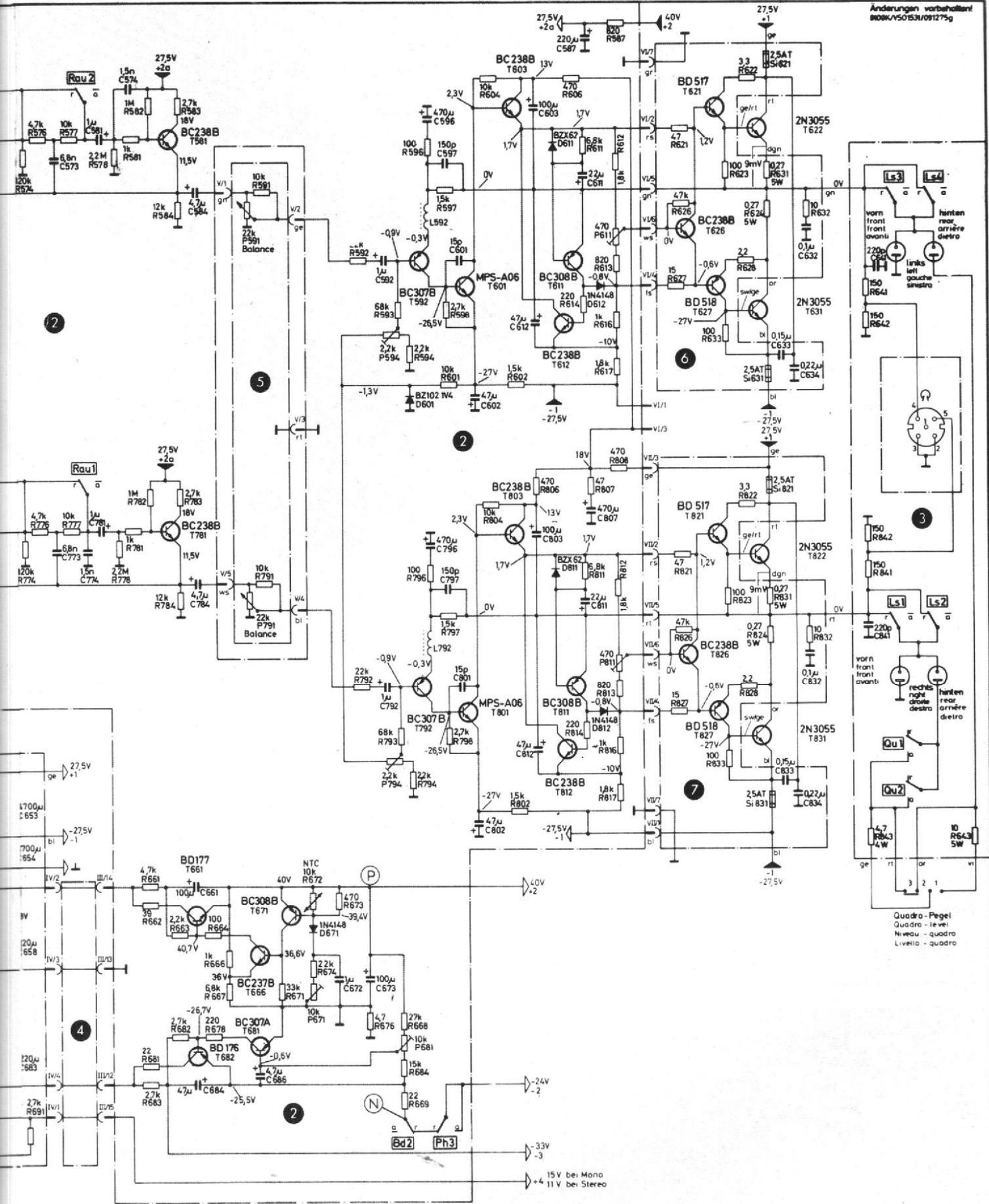


Schaltverstärker

2







Quadro - Pegel
Quadro - le vel
Niveau - quadro
Livello - quadro

d'amplifier sur chacune des voies ; pour éliminer les résidus de porteuse stéréo, et les fréquences pilotes indésirables, un filtrage soigné est effectué. Cette précaution sera d'autant plus utile que bien souvent, trop même, un filtrage sommaire amène des phénomènes de battements audibles lors d'un enregistrement d'émissions FM stéréo. Ces battements ont pour origine d'une part la fréquence de prémagnétisation du magnétophone et d'autre part les fréquences insuffisamment atténuées en provenance du décodage. Rien à craindre de ce genre ici : tout a été fait pour l'éviter au niveau de cette section.

La partie AM a été soignée, des FET ont été également utilisés pour la conversion de fréquence qui est tributaire d'une C.A.G. amplifiée. Tout au plus peut-on regretter l'absence d'un cadre « antiparasite » qui n'aurait guère augmenté le prix de revient de l'ensemble.

Venons en à présent à ce qui est tellement entré dans les mœurs que l'on ne peut plus parler de gadget, à savoir le « touch control ». Cet aspect de la technique européenne, qui la différencie des produits extrême-orientaux, est bien agréable à l'utilisation. Chacune des touches est reliée à la base d'un transistor qui devient passant quand la touche de commande est effleurée. Les transistors disposés en cascade derrière le premier

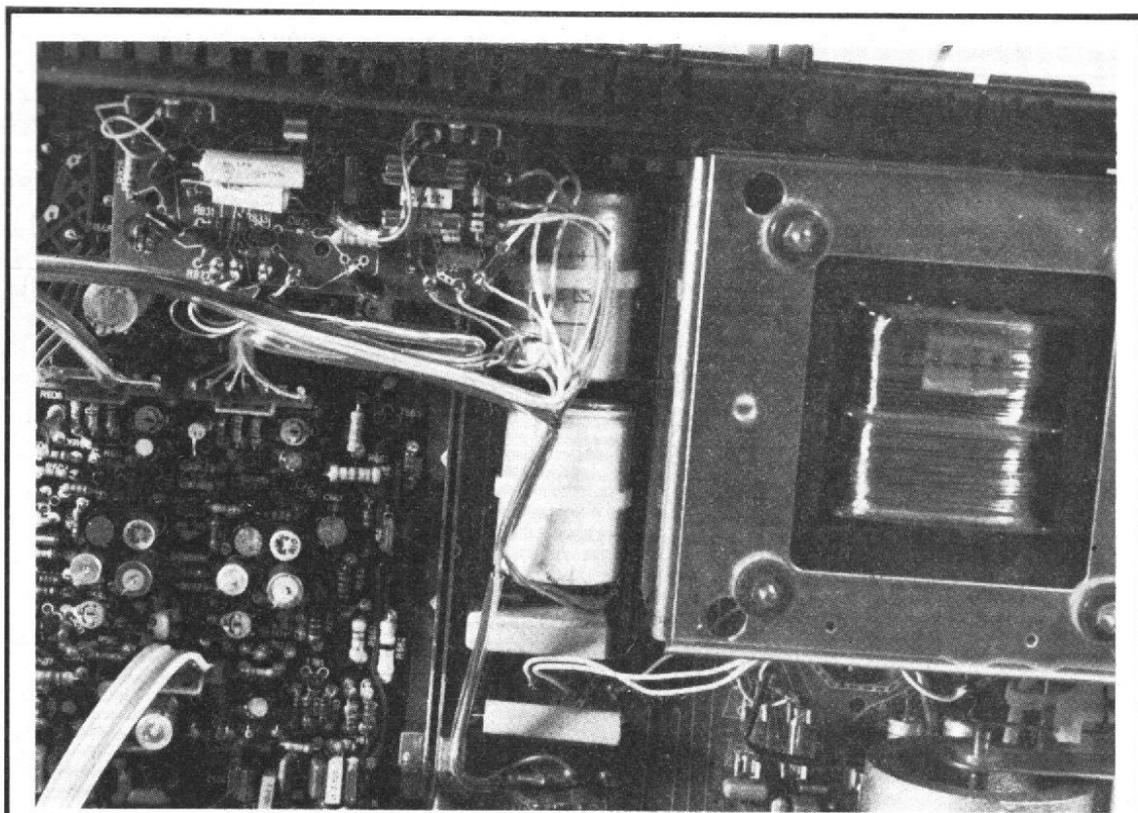


Photo E. - L'alimentation fait appel à un transformateur non blindé mais de dimensions sérieuses. En haut à gauche, la masselotte-volant d'entraînement du système qui entraîne l'aiguille réperant les émetteurs.

deviennent à leur tour passants sur le circuit concerné tandis que s'allume la diode électroluminescente de repérage. Le pré réglage des potentiomètres permet de disposer d'une tension différente en principe sur chacune des voies ce qui donne lieu à la commande de T 1192 et une variation de sa tension d'émetteur. C'est cette tension qui est appliquée aux diodes varicaps et qui permet de faire varier l'accord. A noter dans le circuit d'émetteur de T 1192 un galvanomètre qui est en fait un indicateur de fréquence.

Le bouton de commande de l'accord en FM est lui aussi compris dans le circuit du « touch control » au prix de quatre transistors supplémentaires (T 1196 - T 1201 - T 1203 et T 1207). Comme Saba n'a pas lésiné sur le nombre de composants, tant actifs que passifs, il a consacré 3 transistors (T 1188, T 1182 et T 1184) au seul contrôle automatique de fréquence.

En ce qui concerne la partie B.F. et alimentation, on remarquera l'extrême complexité d'obtention des tensions stabilisées et le jeu des

commutations en utilisation « Monitor », avec un magnétophone à 3 têtes. Il faudra deux câbles de liaisons distincts : l'un pour l'enregistrement (sur la prise magnéto) et l'autre pour la lecture (sur la prise Monitor).

Par ailleurs, l'alimentation de l'étage de puissance en $\pm 27,5$ volts et l'utilisation de transistors quasi complémentaires permet une liaison directe aux enceintes, ce qui ne peut qu'être une solution heureuse pour la transmission des fréquences les plus basses.

L'utilisation d'un lecteur cristal en position phono est possible : l'artifice consistant à faiblement le charger pour lui donner une caractéristique de lecteur magnétique tout en réduisant la tension disponible à partir d'un diviseur (R 501 et R 502).

Pour le reste, rien de particulier si ce n'est la possibilité de doser le niveau de sortie des enceintes arrières dans le système ambiophonique à partir d'un commutateur à 3 positions et aussi celle de supprimer ou non l'alimentation des enceintes lors de l'écoute au casque.

Ch. P.

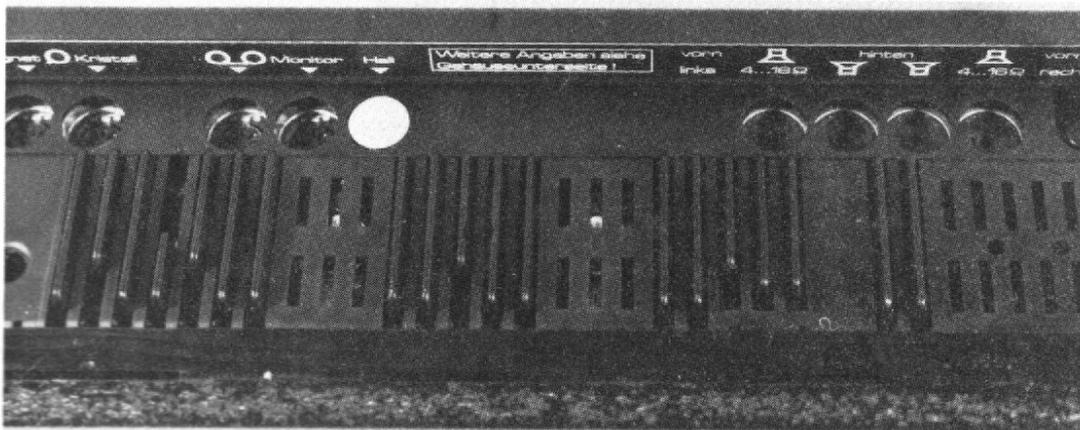
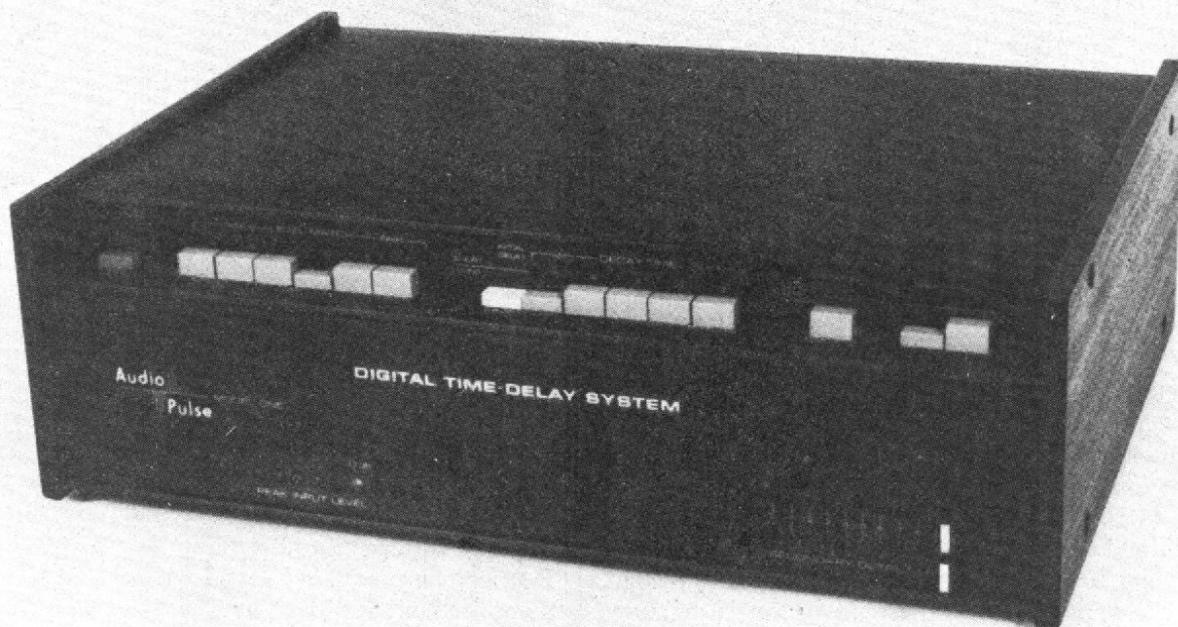


Photo D. - Toutes les entrées et sorties aux normes DIN sont clairement indiquées.

Chambre de réverbération stéréophonique



AUDIO PULSE MODEL ONE

LES techniques d'intégration des circuits et l'abaissement du coût des composants complexes permettent maintenant d'offrir des appareils de réverbération dont les performances sont nettement plus intéressantes que celles qu'il était possible de tirer d'une ligne à ressort.

Les premières réverbérations employées en reproduction sonore étaient celles à lignes à ressort qui sont sorties en HiFi, il y a 5 ou 6 ans chez plusieurs constructeurs étrangers (ligne Hammond). La ligne à ressort n'est pas une nouveauté, elle est très en faveur pour les réverbérations des instruments de musique. Nous citerons également les chambres de réverbération professionnelles d'Orban Parasound qui utilisent plusieurs lignes à ressort de

caractéristiques différentes et dont les signaux électroniques sont traités pour éliminer les phénomènes transitoires ou les résonances qui colorent un peu trop la réponse.

Le constructeur autrichien AKG propose également une ligne à retard à ressorts, là encore, on fait appel à plusieurs ressorts, en outre, ces ressorts sont à pas variables et constitués d'une série de plusieurs petits ressorts étudiés pour la minimisation de la coloration.

Le ressort est une formule simple qui autorise des coûts très faibles lorsque les lignes servent uniquement pour les instruments de musique, si on désire traiter des signaux complexes, de grandes précautions sont à prendre.

Nous citerons également les lignes à retard à feuille d'or utilisant la propagation d'une

onde dans une plaque métallique, les lignes acoustiques constituées d'un tube muni à l'une de ses extrémités d'un haut-parleur et à l'autre d'un micro (Sony). La chambre de réverbération à bande magnétique est également connue, elle présente l'inconvénient d'être relativement fragile.

La catégorie de ligne à retard qui nous intéresse est la ligne à retard du type statique. Nous pouvons diviser cette section en deux parties, la ligne dite analogique, et celle dite digitale. La ligne analogique, nous en avons assez longuement parlé à propos de la réalisation d'une ligne à retard et autres effets. Nous rappellerons qu'il s'agit d'un système utilisant des circuits intégrés du type BBD - chaîne à saut - dans lequel un échantillon du signal passe d'une cellule à une autre à un rythme

commandé par une horloge externe, si l'horloge est rapide, l'échantillon ira très vite d'un bout à l'autre de la chaîne, si au contraire l'horloge est plus lente, il mettra un temps plus important.

L'inconvénient majeur de la ligne à retard analogique est la difficulté qu'elle présente pour l'obtention de retards importants. On peut imaginer facilement la mise en cascade d'une série de circuits intégrés, mais cette mise en série entraîne une dégradation sensible des performances. Un remède est possible, c'est l'utilisation d'un réducteur de bruit de fond, une compression à l'entrée suivie d'une expansion. Moyennant de telles précautions, de bonnes performances sont possibles. A titre d'application de cette technique, nous pourrions évoquer le modulateur de temps améri-

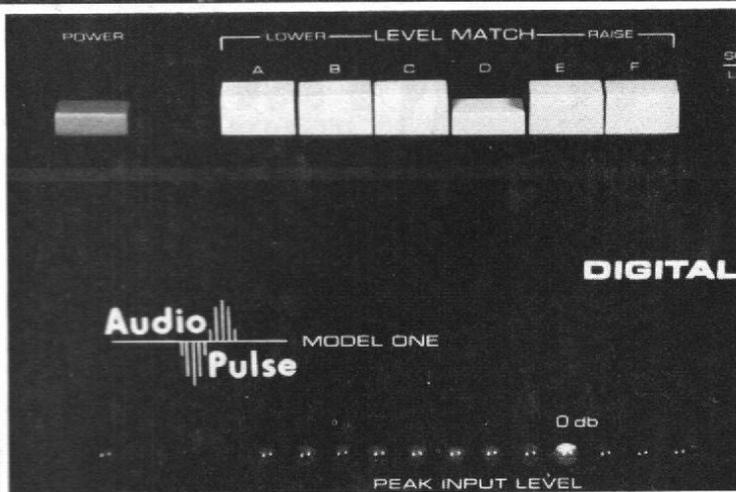


Photo A. - Le système d'adaptation de niveau. Le gain de l'appareil est constant, mais on peut faire varier le niveau de travail de la ligne à retard pour optimiser le rapport signal sur bruit. Le niveau de crête est indiqué par les diodes électroluminescentes du bas.

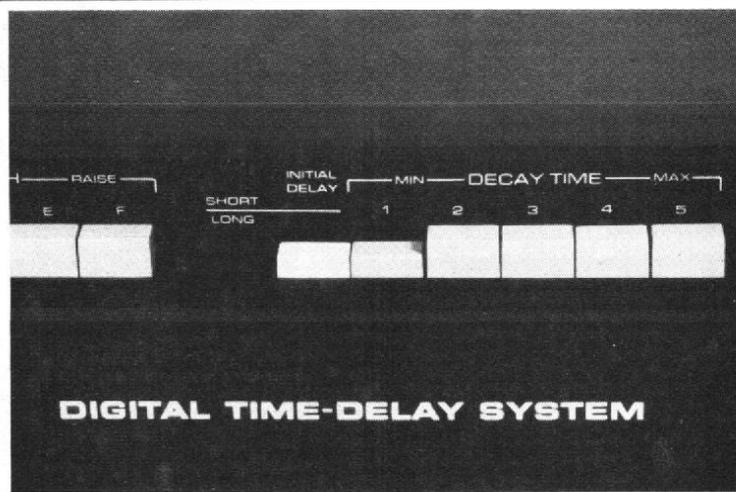


Photo B. - Commande de temps de réverbération et retard du premier écho. Sélection par touches, facilité d'accès à une combinaison donnée.

cain de Marshall Electronic qui assure un retard de 105 ms c'est assez faible mais la bande passante est de 15 kHz. Cet appareil assure une dynamique de 90 dB, ce qui signifie que le bruit de fond est situé approximativement 90 dB au-dessous du niveau de modulation maximal.

Cette unité de traitement en temps (elle ne fait pas uniquement le retard) utilise des modules réducteurs de bruit de DBX, des cartes imprimées que nous avons trouvées sur le DBX 124.

Si on désire augmenter le retard sans pour autant détériorer le rapport signal/bruit, on utilisera d'autres techniques.

Si la technique analogique qui découpe le signal audio en tranches dont l'amplitude est celle de l'échantillon, et permet de traiter directement les échantillons, la technique digitale exige une conversion analogique/digitale, une conversion qui est délicate à réaliser avec succès, ce qui explique le prix des appareils qui l'utilisent.

Nous avons dans les techniques digitales deux types d'obtention du retard, le registre à décalage et la mémoire RAM.

Le registre à décalage est un circuit à l'entrée duquel on injecte des impulsions signal tout ou rien. Les impulsions passent successivement par

toutes les cellules pour ressortir à l'autre bout. Plus il y a de cellules, plus le retard peut être long. La vitesse de l'horloge commande la vitesse de déplacement de l'information à l'intérieur du registre. Nous avons parlé un peu plus haut du circuit de retard analogique, le registre à décalage joue un rôle identique mais ne peut traiter que les signaux tout ou rien. L'avantage du traitement digital est celui du tout ou rien, une information est composée d'une série de bits, c'est la configuration de ces bits qui constitue l'information et non l'amplitude. Le bruit introduit au cours des opérations n'est pas pris en compte par le convertisseur Digital analogique situé en sortie de l'appareil. A moins que le bruit ne soit identique à une impulsion et prenne la place de l'une d'entre elle, ce qui est fort improbable.

Le registre à décalage peut être utilisé pour des conversions série, c'est-à-dire avec tous les bits à la suite les uns des autres, ou des conversions parallèle, plusieurs registres étant placés en parallèle et traitant séparément toutes les lignes de transmission. La formule adoptée dépend du mode de conversion employé.

Le second type de retard est obtenu à partir d'une mémoire à accès aléatoire, une mémoire du type RAM. Les informations venant du codeur analo-

gique/digital sont envoyées dans une mémoire à accès aléatoire. Cette mémoire est une unité qui permet de stocker des mots de plusieurs bits, chaque mot pouvant être appelé indépendamment. Pour obtenir un retard à partir d'une mémoire RAM, on lit le contenu de la mémoire au moment où on inscrit le mot représentatif de l'échantillon. Si une mémoire a 10 000 mots, le mot sortira 10 000 périodes d'horloge après avoir été introduit dans la mémoire. Dans le cas d'un système à retard, la mémoire est commandée par un compteur. Pour changer la durée du retard, on jouera sur le compteur c'est-à-dire que l'on n'utilisera pas tout le contenu de la mémoire, si le compteur repasse à 0 à la 50^e cellule élémentaire, le retard sera de 500 périodes d'horloge.

SYSTÈME DE RÉVERBÉRATION AUDIO PULSE MODEL ONE

La réverbération Audio Pulse a été spécifiquement conçue pour la haute fidélité. Si on considère les performances comme par exemple la bande passante (8 kHz), on se rendra compte que les normes DIN ne sont pas atteintes,

c'est peut-être étrange pour un appareil dont le prix est aussi élevé, mais il faut se souvenir que dans un local tel qu'une salle de concert, les sons directs, ceux qui arrivent directement de l'orchestre sont à large bande alors que les sons réfléchis sont atténués dans l'aigu. Des raisons pratiques d'échantillonnage veulent que l'on limite au maximum la bande passante de façon à économiser les composants.

La chambre de réverbération Audio Pulse Model One est un appareil stéréophonique. Elle peut donc traiter les signaux des deux canaux d'une installation.

Elle se présente comme une boîte rectangulaire. Les deux extrémités sont des plaques de bois véritable et massif. La partie avant rassemble les boutons de commande et est usinée dans de l'aluminium anodisé. Un renforcement reçoit une série de touches et la face avant une rangée de diodes constituant un indicateur de niveau. Sur la droite de la façade, deux potentiomètres commandent un niveau, celui des sorties auxiliaires.

La face arrière est plus intéressante, les yeux se perdent au milieu d'une multitude de prises type Cinch. Nous avons eu un échantillon de démonstration sans boîte ni mode d'emploi, nous espérons que ce dernier sera traduit en fran-

çais, il est en effet pratiquement impossible de s'en servir sans en disposer. L'installation elle-même n'est pas évidente, comment savoir quelles sont les prises qui doivent être reliées aux voies avant ou arrière, comment doivent être installés les haut-parleurs, quel est le rôle des prises qui sont si nombreuses...

BUT DE L'APPAREIL

L'Audio Pulse Model One a été conçu pour « élargir » les pièces d'écoute. Il recrée le champ réverbéré d'une salle de concert. Avec ce type d'appareil, exploité à partir d'un disque stéréophonique, nous retrouvons les vieilles idées de base de la tétraphonie : la reconstitution d'une ambiance.

La conception de l'appareil est basée sur l'analyse des phénomènes de réflexions multiples d'un signal dans une pièce. Le son qui arrive aux oreilles du spectateur est composé d'un son direct, d'un ou de plusieurs sons retardés et d'une série de sons qui sont davantage affaiblis et qui proviennent des réflexions multiples de la pièce. La figure 1 donne une idée de la répartition des sons d'une réverbération. Nous voyons d'abord le son direct puis plusieurs sons réfléchis et enfin la réverbération qui est la suite de multiples réflexions. L'ensemble suit une courbe décroissante d'allure exponentielle. On définit pour une salle donnée une série de composantes dont les caractéristiques détermineront la couleur de la salle et seront le reflet de sa constitution. Si le signal qui a été enregistré au studio est soumis à un traitement destiné à lui donner de l'espace, nous retrouverons approximativement l'effet d'une véritable salle.

Les commandes qui sont situées sur l'appareil d'Audio Pulse permettent de modifier

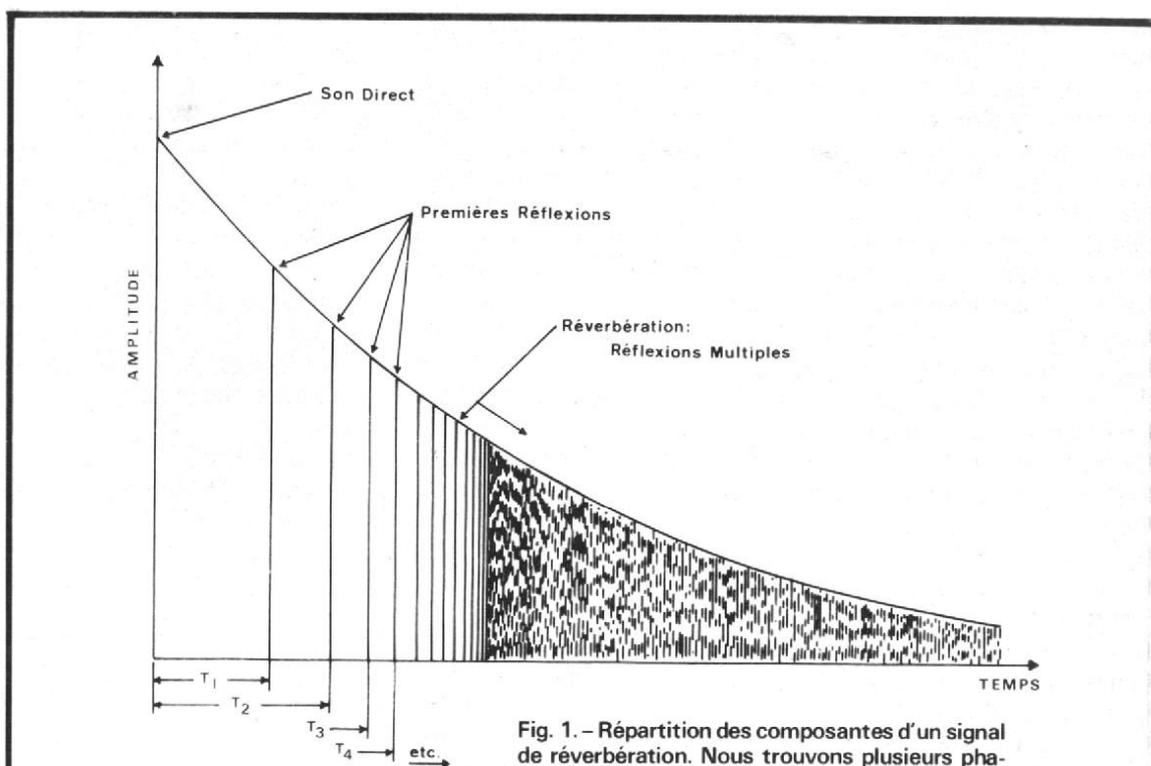


Fig. 1. - Répartition des composantes d'un signal de réverbération. Nous trouvons plusieurs phases, il y a le signal direct, les premières réflexions et les réflexions successives.

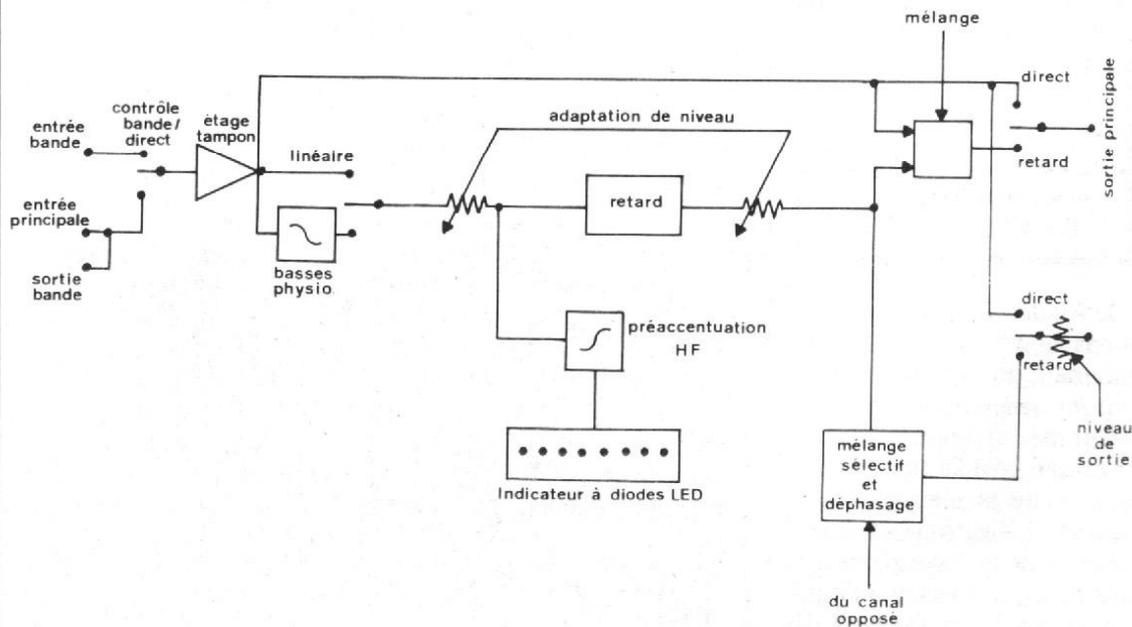


Fig. 2. - Schéma synoptique de la chambre de réverbération Audio Pulse, la deuxième voie est identique.

plusieurs paramètres. En outre, il y a un mélange entre les deux canaux. Dans une salle de concert, le son réverbéré est constitué des composantes venant de tous les points du lieu de production du son, il est donc tout à fait logique de retrouver ce mélange. Le constructeur

opère également une série de traitements de phase, de fréquence, de réinjection qui aboutit à une « incohérence de phase » des canaux de réverbération. Cette incohérence est volontaire, elle sert à supprimer la directivité des signaux réverbérés. Nous aurons ainsi un signal réver-

béré qui sera difficile à localiser. L'auditeur devra percevoir les sons directs qui seront issus des enceintes principales et qui donneront l'impression de directivité de l'orchestre alors que les sons réverbérés contribueront à assurer l'ambiance.

Les oscillogrammes que

nous avons réalisés en utilisant, comme générateur, un synthétiseur Micro Moog montrent ce que devient un signal qui a été introduit sur l'un des canaux. Ces oscillogrammes montrent uniquement les effets de répétition et de réverbération, l'oscilloscope a l'inconvénient (en audio) d'être un appareil linéaire, il ne sera pas possible de voir sur l'écran ce qu'il advient du signal au bout de la seconde annoncée pour la durée de réverbération. Un temps de réverbération est un temps au bout duquel l'amplitude a été réduite de 60 dB, 60 dB sont représentés sur un écran d'oscilloscope par un rapport de 1 à 1 000, si l'amplitude du signal est de 1 centimètre, celle au bout du temps de réverbération sera de 1/100^e de millimètre, cela se passe de commentaire. Heureusement, l'oreille est logarithmique et ne réagit pas tout à fait comme l'écran de l'oscillo.

SYNOPTIQUE DE L'APPAREIL

L'Audio Pulse que nous avons eu n'était pas accompagné de son synoptique, ce synoptique, nous l'avons emprunté à notre confrère américain Audio qui devait sans doute le tenir du constructeur. L'électronique de cet appareil défie les espions les plus rusés, à moins de reprendre un par un la fonction de chaque élément...

Le synoptique se subdivise en deux sections. Nous avons un premier schéma assez général qui donne la disposition d'un canal sans tenir compte du principe de modulation utilisé dans l'appareil.

La première partie du synoptique, figure 2, montre comment sont utilisées certaines prises. Le signal arrive soit sur la prise d'entrée principale, soit sur la prise d'entrée bande. Cette entrée bande est employée pour le contrôle

d'un enregistrement effectué à partir d'un magnétophone. La ligne à retard digitale d'Audio Pulse peut en effet être utilisée sur un amplificateur, branchée sur les prises d'enregistrement et de lecture. C'est ce qui explique le double de cette fonction par l'intermédiaire de la ligne à retard. Ce procédé, nous l'avons déjà rencontré sur des correcteurs graphiques et sur des modifieurs de dynamique.

L'étage tampon précède l'électronique. La sortie peut être directe, ce qui permet d'effectuer des comparaisons instantanées avec et sans réverbération.

Un inverseur situé à l'arrière de l'appareil sert à remonter le niveau des fréquences basses pour assurer une correction physiologique. Un dispositif intéressant à signaler, c'est le système d'adaptation de niveau. La ligne à retard est un dispositif dont le bruit de fond n'est pas nul. Ce bruit est dû à la présence de résidus de l'échantillonnage (ou de la conversion A/D, D/A), et aussi au bruit thermique des composants.

Pour remonter le rapport signal/bruit global, on aura intérêt à faire travailler la ligne à retard à niveau élevé. L'Audio Pulse Model One est un appareil de gain unité, c'est-à-dire que le niveau de sortie est égal au niveau d'entrée. Si le signal d'entrée peut avoir plusieurs valeurs, en fonction des appareils qui seront associés, il faudra tout de même que la ligne à retard fonctionne toujours à un même niveau. Nous aurons donc une association de deux potentiomètres, le premier atténuera le signal dans une certaine proportion, le second aura son atténuation qui sera fonction inverse de l'atténuation du premier. Pour un faible signal d'entrée, l'atténuation du premier potentiomètre sera nulle, celle du second importante. Le produit des atténuations et du gain de la chaîne devant être égal à 1.

L'indicateur à diodes électroluminescentes est précédé d'un circuit de préaccentuation qui est destiné à tenir compte de la possibilité de saturation du système de retard aux fréquences hautes.

Cette saturation peut être due à la présence d'un circuit de préaccentuation dans la ligne à retard, circuit qui sera suivi à la sortie d'un circuit de désaccentuation de constante de temps identique. La désaccentuation sert ici à améliorer le rapport signal sur bruit (procédé classique en modulation de fréquence). Il peut y avoir une seconde limitation aux fréquences hautes imposée par la vitesse de montée en tension des circuits intégrés linéaires (Slew Rate). Une autre cause de « Slew Rate » est le principe de conversion A/D utilisé.

Le réglage de l'adaptation en niveau du système consiste à régler le gain par l'intermédiaire des touches de façon à ce que les diodes vertes soient allumées et que la diode jaune qui précède les rouges ne s'allume que de temps en temps. Les diodes rouges sont là pour avertir qu'il faut faire quelque chose pour éviter une distorsion (que vous n'aurez peut être pas perçue).

A la sortie du dispositif retardateur, nous trouvons un mélangeur qui reçoit le signal

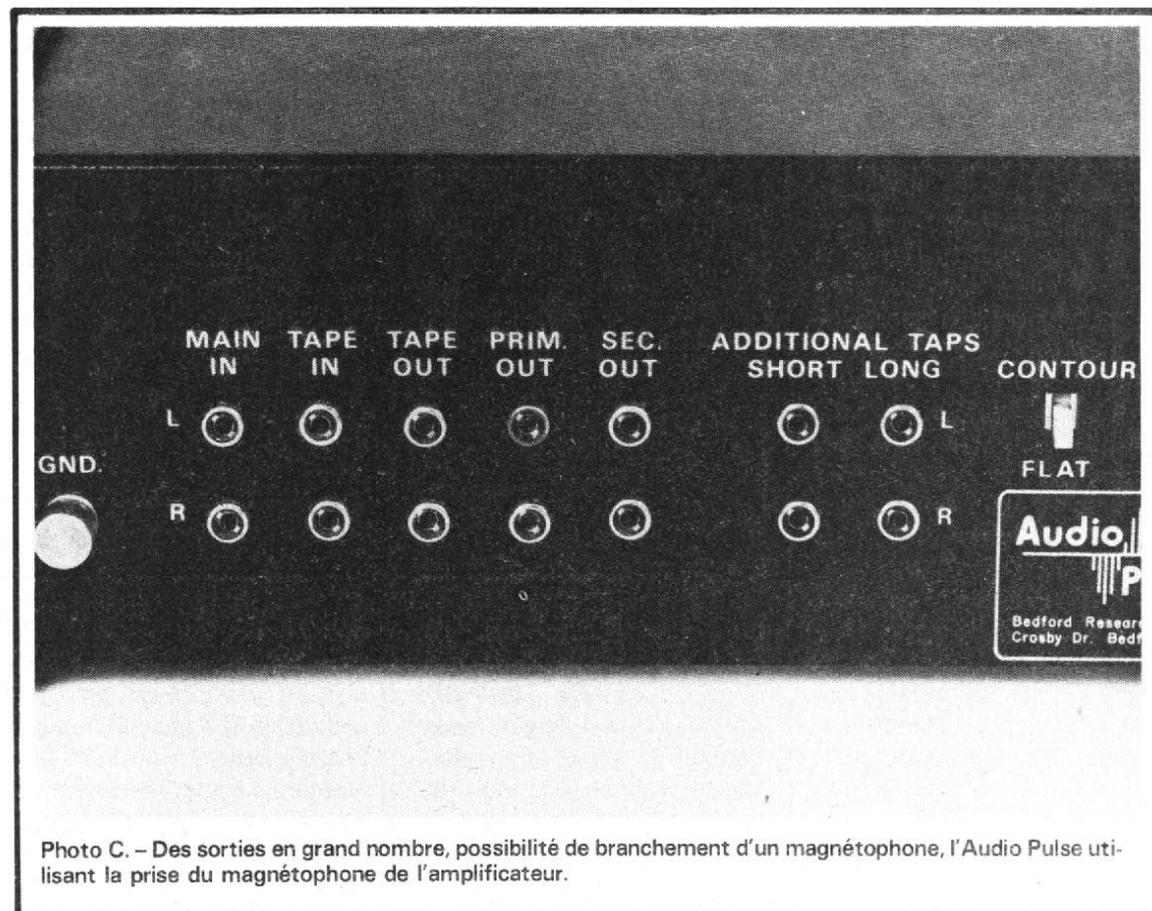


Photo C. - Des sorties en grand nombre, possibilité de branchement d'un magnétophone, l'Audio Pulse utilisant la prise du magnétophone de l'amplificateur.

direct et le signal réfléchi et opère le mélange dans des proportions qui ont soigneusement été étudiées, nous trouvons également un circuit déphaseur et sélectif qui effectue un mélange entre les signaux des deux voies, ce circuit donne cette relative incohérence de phase entre les signaux des deux voies. Une analyse sinusoïdale permet de démontrer qu'une certaine cohérence existe, mais comme les signaux musicaux sont composés de signaux complexes, la résultante sera due aux déphasages aux mélanges de tous les harmoniques et ce mélange offrira l'incohérence désirée.

Des commutateurs de sortie offrent le choix entre le son direct ou le son retardé. La multiplicité des configurations des sorties, directe, retardées ou non permettra d'utiliser l'appareil de diverses façons.

La figure 3 donne la configuration approximative du système de retard, on voit le couplage entrée/sortie des deux voies gauche et droite ce qui permet de cumuler les deux retards et d'avoir éventuellement un retard différent sur chaque voie pour augmenter le réalisme de la réverbération.

Sur la figure 4, nous avons la constitution de la ligne à retard. Cette ligne débute avec un mélangeur qui reçoit le signal de sortie du canal adjacent. Un filtre passe-bas élimine les fréquences au-dessus de 8 kHz. Cette précaution sert à éliminer les risques d'interférences qui pourraient être provoquées par le système de découpage du signal. Ce filtre existe dans un grand nombre d'appareils de ce type.

Le convertisseur A/D est un convertisseur analogique digital, le signal audio entre sous la forme analogique et ressort en impulsions. Ces impulsions sont traitées par le registre à décalage. Ce registre dispose d'une sortie intermédiaire et d'une sortie principale. Sur la sortie intermédiaire, on dispose d'un premier convertisseur digi-

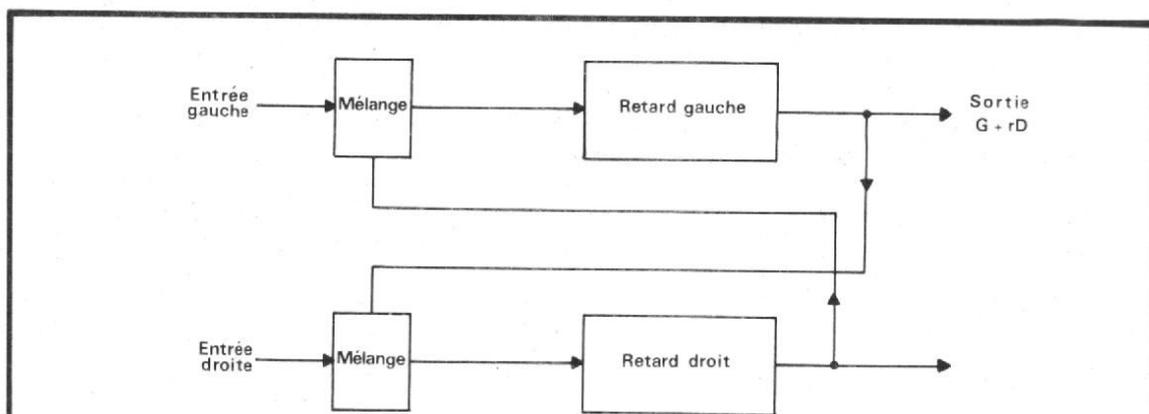


Fig. 3. - Principe de rebouclage des deux voies gauche et droite.

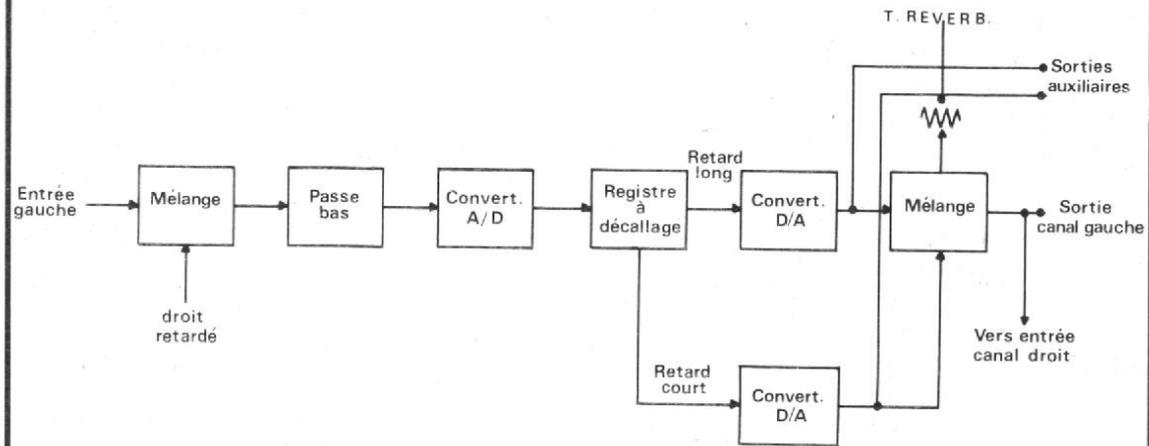


Fig. 4. - Principe de la ligne à retard, on note le passe-bas qui évite les parasites dus aux fréquences élevées (interférences avec le signal de codage).

tal/analogique qui effectue le décodage du signal digital. Deux mélanges sont alors effectués pour ressortir un signal complexe. Pour des applications particulières, on disposera des signaux de sortie des décodeurs D/A, ces signaux sont pris avant les potentiomètres et sont à un niveau élevé.

Après le mélange, nous disposons d'un signal de sortie. Le mélangeur sert aussi à commander le gain de la ligne à retard, ce gain assurant la durée de la réverbération.

Si nous précisons qu'il y a 37 000 cellules de retard dans cet appareil, on se rendra compte de sa complexité. En plus des 37 registres à décalage nous avons 24 circuits de commande, 2 comparateurs, 16 amplificateurs opérationnels doubles, 1 préamplificateur à faible bruit, 2 régulateurs

de tension, plus 16 transistors et 29 diodes (liste officielle du constructeur !).

CONVERTISSEUR ANALOGIQUE/DIGITAL TYPE DELTA

La modulation en Delta est une modulation qui consiste à considérer les variations (d'où l'appellation delta symbole mathématique de la variation) de niveau du signal d'entrée.

Le convertisseur analogique/digital Delta a son synoptique représenté sur la figure 5. Le signal audio est envoyé sur une entrée d'un comparateur. Sur l'autre entrée, nous envoyons un signal que nous avons baptisé digitalisé. Il s'agit d'une reconstitution approximative du signal à partir d'un généra-

teur de fonctions composé de deux générateurs de courant. Lorsque les deux générateurs sont en fonctionnement, le condensateur est traversé par un courant I, si le générateur du haut est bloqué, le condensateur se décharge à la vitesse à laquelle il s'était chargé (l'égalité de la charge et de la décharge permet d'assurer la linéarité du système) et réduit au minimum l'amplitude des ondulations du signal).

Le signal pris aux bornes du condensateur est constitué d'une série de dents de scies commandées par le comparateur. Si la tension d'entrée est supérieure à la tension du condensateur, il y aura charge, si cette tension est inférieure, il y aura décharge.

A la sortie du comparateur, il y aura une tension tout ou rien correspondant à la commande charge ou décharge du

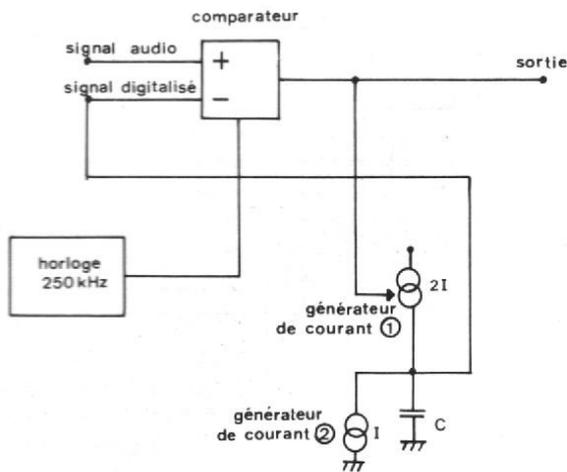


Fig. 5. - Principe d'un codeur Delta.

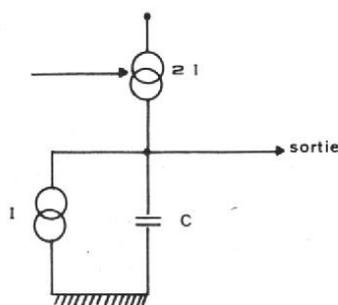


Fig. 7. - Principe du décodeur Delta, il est très simple et reprend une fraction de la figure 5 (les générateurs de courant). Nous avons représenté ici une version simplifiée, pour le principe de fonctionnement uniquement. Nous n'avons pas eu connaissance des schémas de l'appareil.

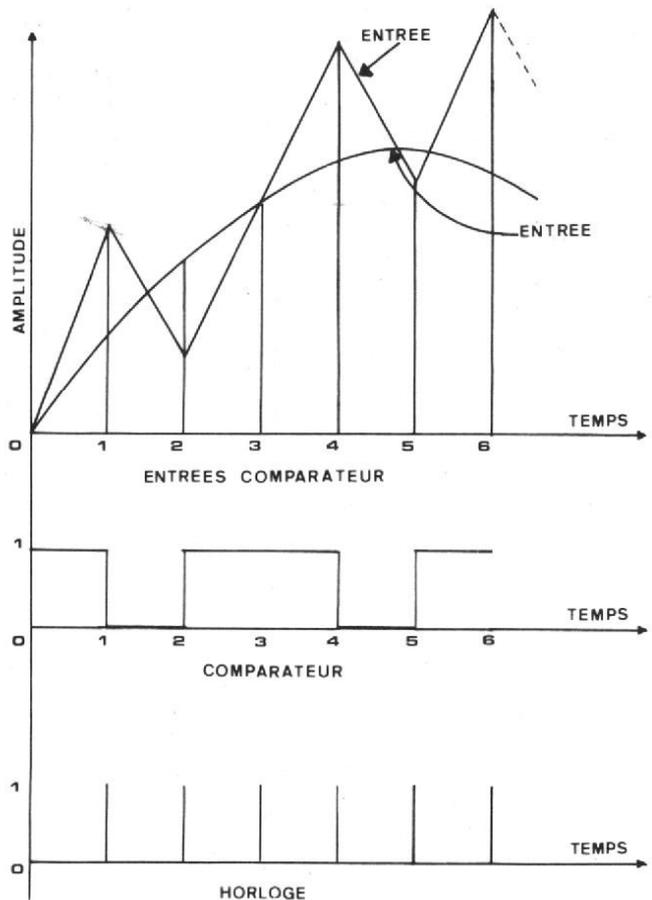


Fig. 6. - Comment fonctionne le codeur en Delta, il réagit aux variations du signal.

condensateur. L'ordre de comparaison est donné par une horloge interne qui, sur l'Audio Pulse fonctionne à 250 kHz, soit un échantillon toutes les 4 microsecondes.

La figure 6 illustre le fonctionnement, sur la première illustration, nous avons représenté les deux signaux présents à l'entrée du comparateur. Sur la seconde ligne, nous avons la sortie du comparateur qui correspond aux ordres de charge (sortie positive) ou de décharge (sortie nulle) du condensateur. La troisième ligne représente les impulsions d'horloge. Cette représentation du phénomène est simplifiée et ne sert que pour l'exemple. Pour le décodage, nous aurons le schéma de la figure 7, il s'agit tout simplement de la répétition des

générateurs de courant de la figure 5. Le condensateur sera le même, les générateurs également, on envoie sur l'entrée de commande du générateur 2I le signal qui est passé au travers du registre à décalage assurant le retard.

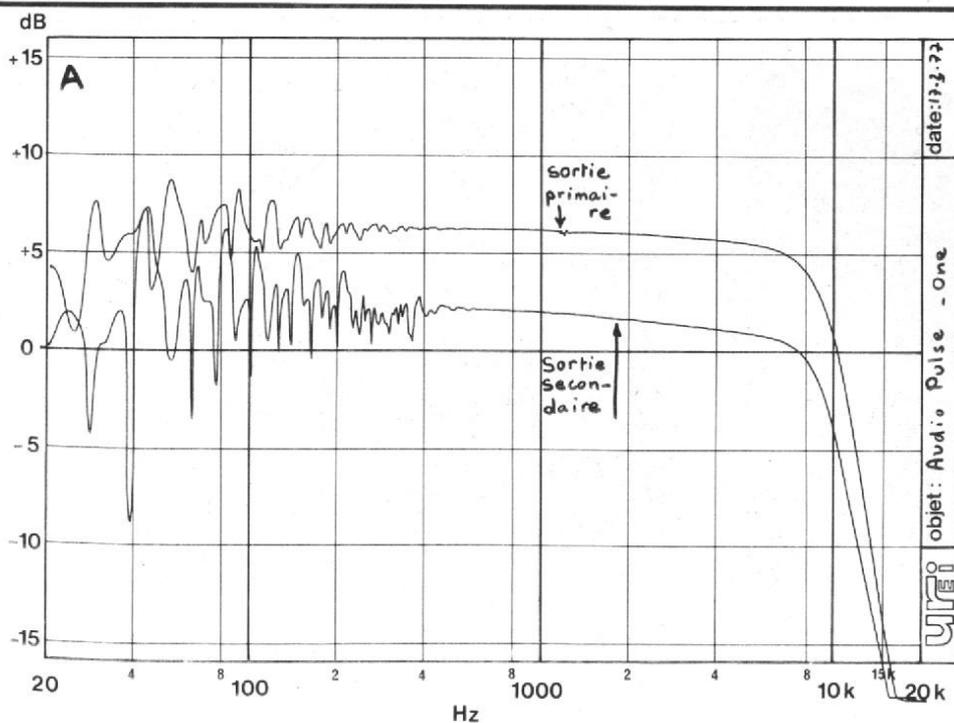
Ce type de codage et de décodage est donc relativement simple, à la limite, deux transistors suffisent pour réaliser les générateurs de courant. Pratiquement, le constructeur utilise un système de modulation Delta à mémoire qui effectue une prédiction de la variation pour le prochain intervalle, ce qui assure une réduction de l'amplitude des dents de scie particulièrement aux faibles niveaux. On peut fort bien imaginer pour nos deux générateurs une commande qui permette de faire

varier la constante de temps, un circuit qui permettrait de ralentir simultanément et dans des proportions identiques la charge et la décharge du condensateur. Cette possibilité permet de traiter toute la dynamique des signaux audio. Le procédé inverse peut être appliqué au décodage.

Une fois que le signal est décodé, il faut le filtrer, nous avons ici une fréquence élevée pour les « parasites de codage », le filtrage sera donc simplifié et n'exigera pas de filtres à forte pente. Dans le cas qui nous intéresse, la bande passante globale a été limitée à 8 kHz, les fréquences hautes étant très rapidement atténuées dans les locaux habituellement employés pour faire de la musique.

ESSAIS

Les systèmes utilisant des lignes à retard ne sont pas très faciles à mesurer. Les mélanges font que l'amplitude du signal varie avec la fréquence. Le retard provoque des inversions de phase périodiques. Nous avons effectué des relevés de bande passante qui se traduisent par des courbes irrégulières. La courbe A représente la courbe de réponse des deux sorties principale et secondaire. La sortie secondaire se fait à un niveau inférieur à celui de la sortie principale. On note aux fréquences très basses l'effet des annulations de phase introduites par les longs retards ; ici, nous avons des courbes différentes sur les deux canaux de



Courbe A. - Courbe de réponse de différentes sorties en fonctionnement retardé. Le niveau de sortie secondaire est inférieur à celui du niveau primaire, aux fréquences basses, nous avons des annulations dues à des déphasages multiples-équivalence relative retard/déphasage.

res et secondaires, ce taux passe à 0,18 % en sortie retardée pour la sortie primaire et 0,6 % sur la sortie secondaire, la différence s'exprime par la présence dans le premier cas du signal direct qui n'est pratiquement pas déformé.

A 4 kHz, le taux de distortion augmente. Nous avons mesuré 0,3 % sur la sortie directe, 2,5 % en sortie retardée sur la prise primaire. Sur la sortie secondaire, nous trouvons également 0,3 % pour la sortie directe, 10 % pour la sortie retardée.

Aux fréquences très basses, pour lesquelles il y a davantage d'échantillons, nous avons un taux de distortion très faible, environ 0,2 % pour les sorties retardées. Ces distortions se composent d'harmoniques et aussi d'un résidu de fréquence égale à la fréquence de l'horloge.

Le rapport signal/bruit de la sortie directe est meilleur que celui de la sortie retardée, sans pondération, nous avons respectivement 69 dB et 73 dB. Des valeurs fort acceptables. Pour les sorties secondaires, la performance, moindre, sera compensée par l'effet de masque de la sortie principale et son niveau sonore qui devra

sortie, cette différence provient du mélange qui est différent. Sur le canal principal, nous avons une sortie du signal direct mélangé à un signal de réverbération alors que pour la sortie secondaire, il n'y a que le signal de réverbération. Nous avons un mélange de moins sur la sortie secondaire. Un point commun pour les deux voies, c'est la fréquence de coupure qui est de l'ordre de 8 kHz (en fait un peu plus). La courbe B donne l'influence du circuit de contour, de correction physiologique.

Cette fois, nous avons deux courbes dont l'allure est très proche. On retrouve les mêmes accidents pour les deux courbes. Par contre, une fois le filtre de contour en service, nous avons une remontée de 7 dB environ des fréquences les plus basses.

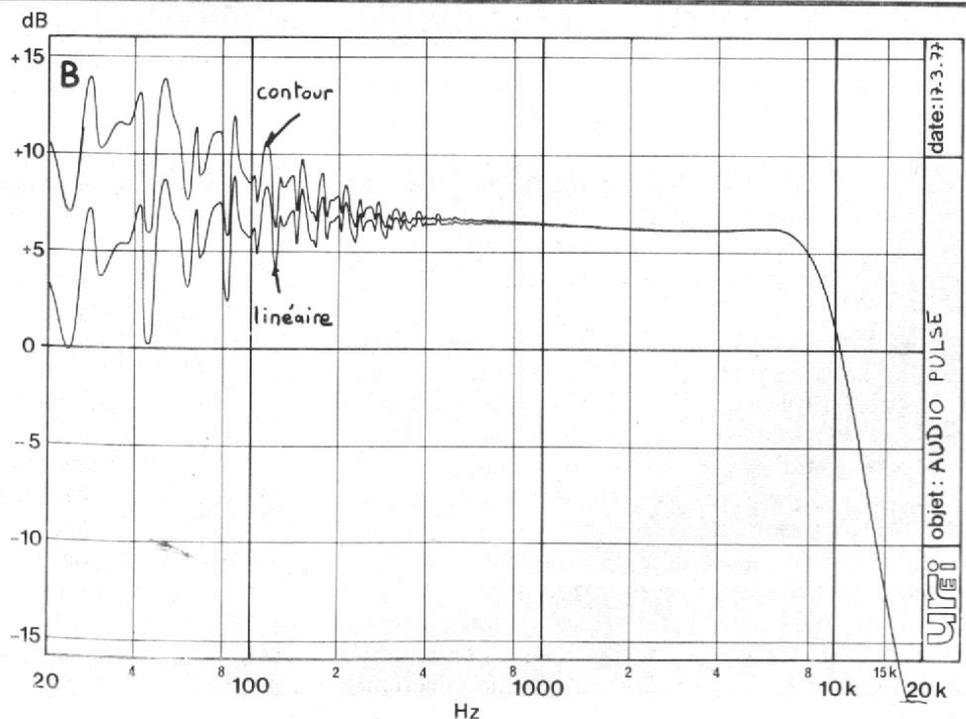
Le niveau de sortie est égal à celui d'entrée, à 0,5 dB près pour les sorties principales, nous avons par contre une atténuation de 5 dB environ pour les sorties secondaires.

Le niveau 0 dB pour l'indicateur peut être réglé pour les

valeurs suivantes : 2,2 V, 1,3 V, 0,88 V, 0,55 V, 0,36 V, 0,22 V.

Le taux de distortion est un paramètre très délicat à mesurer, nous avons ici un circuit de préaccentuation qui remonte le niveau des harmo-

niques, nous avons également d'autres phénomènes difficilement discernables qui empêchent la mesure aux fréquences hautes. Sur les sorties directes, nous avons un taux de distortion de 0,08 % à 1 kHz, pour les sorties primai-



Courbe B. - Influence du filtre de « contour » sur la réponse du circuit, remontée évidente des basses (environ 5 dB).

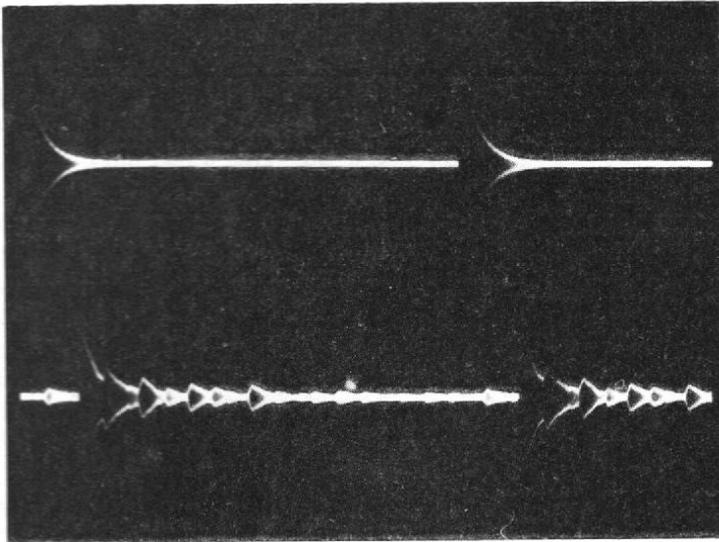


Photo 1. - La durée totale de l'événement est de 200 ms. Sortie secondaire, temps initial court, on notera le retard entre le signal direct (en haut) et le signal traité, en bas.

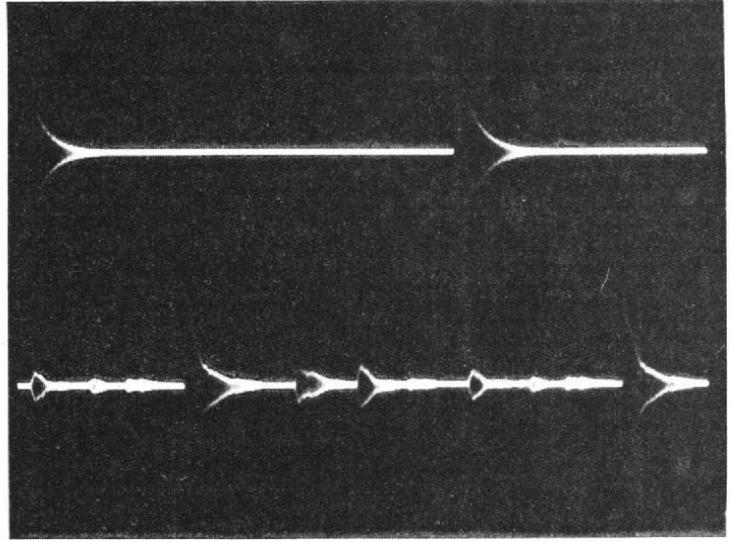


Photo 2. - Même phénomène que sur l'oscillogramme 1 mais le retard initial est plus long, on note que les composantes sont plus espacées. Le front de montée a vu son amplitude réduite.

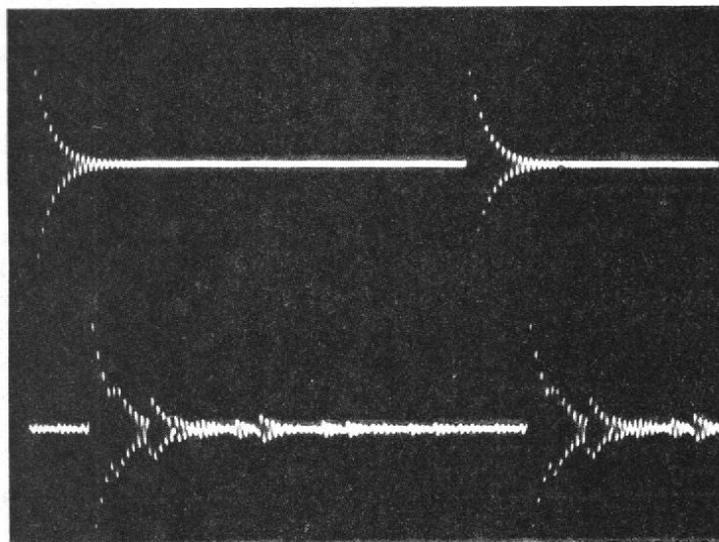


Photo 3. - Tensions prises sur les sorties de la ligne à retard. Le délai initial est court, réverbération est courte également, son sec.

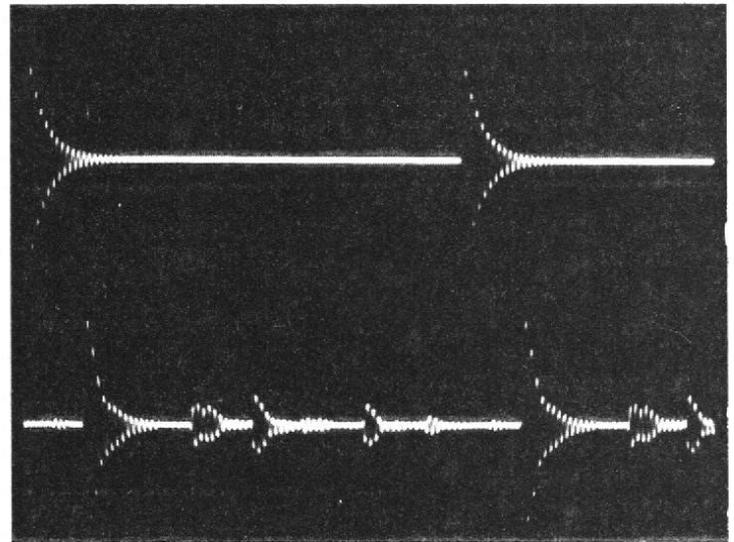


Photo 4. - Même oscillogramme qu'en 3 mais cette fois la réverbération est longue. Les réflexions diverses sont plus espacées.

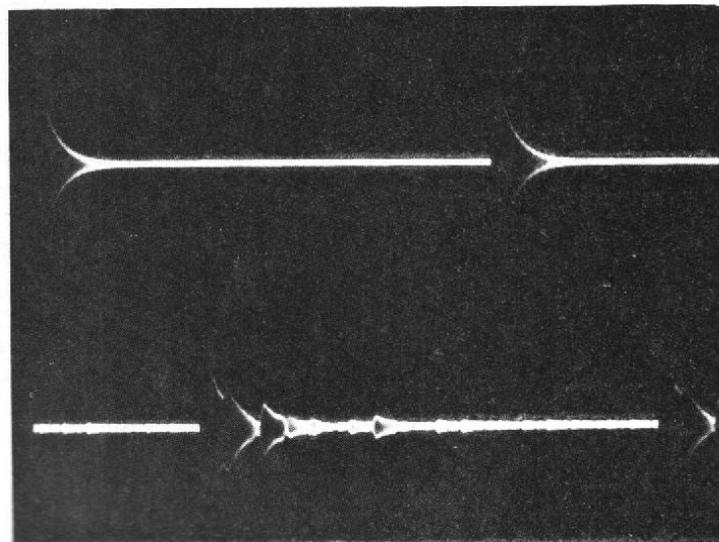


Photo 5. - Sortie avec long retard initial (durée de la trace 200 ms). Réverbération courte.

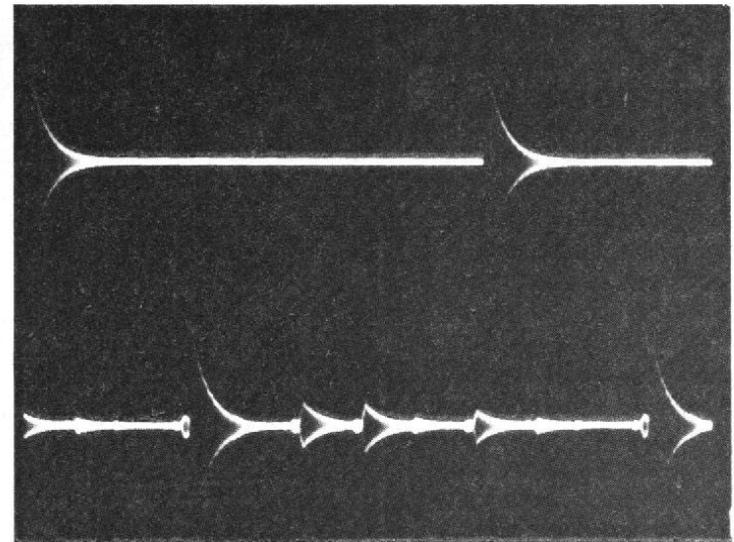


Photo 6. - Même sortie que précédemment, même retard également mais la réverbération est longue.

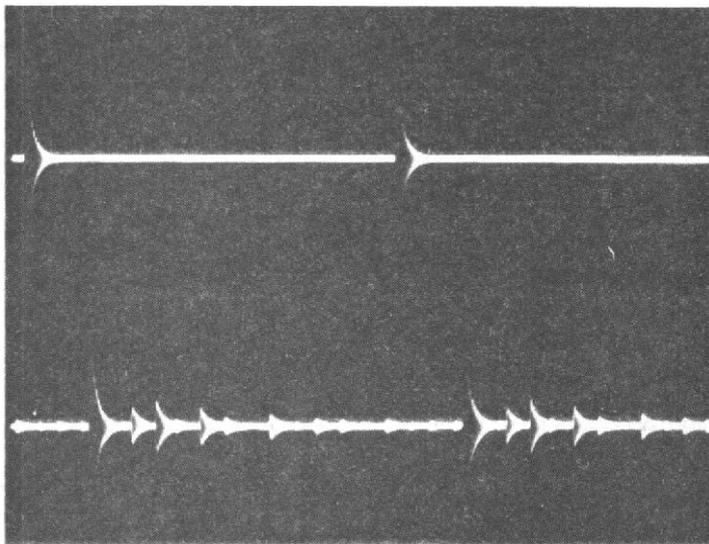


Photo 7. - L'échelle est passée à 500 ms. Pour cet oscillogramme et le suivant, nous avons pris un même délai initial et joué sur la réverbération. Le signal utilisé pour les essais est périodique et on voit très bien les signaux de très faible amplitude qui viennent des excitations précédentes.

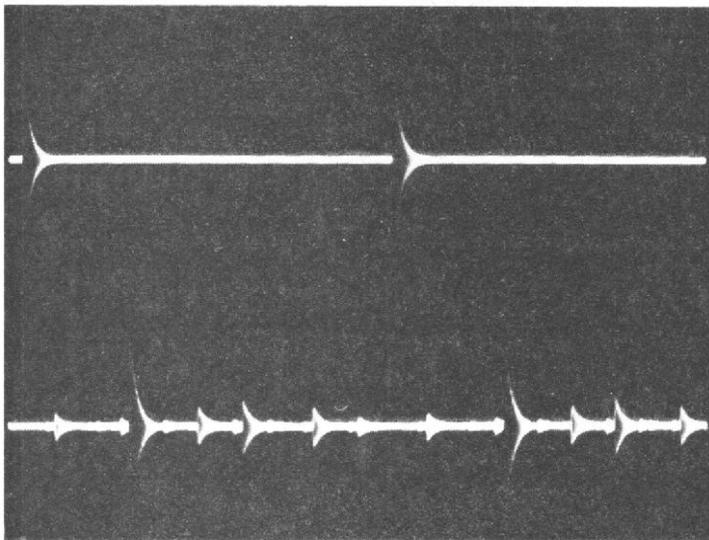


Photo 8. - Même oscillogramme que précédemment mais long retard.

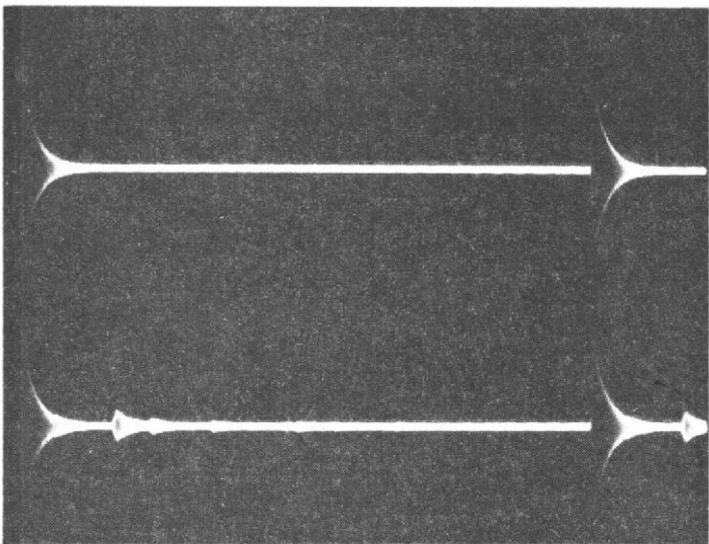


Photo 9. - Signal pris sur la sortie principale, il n'y a pas de retard initial mais la réverbération est là.

être plus important si on désire respecter une certaine vérité dans la reproduction d'un local donné.

OSCILLOGRAMME

Les oscillogrammes ont une durée de 200 millisecondes sauf indication contraire. Le signal d'entrée est une oscillation audio dont l'enveloppe est une montée rapide suivie d'une descente plus lente.

Les oscillogrammes 1 et 2 ont été relevés sur les sorties secondaires pour deux réglages du temps de réverbération. Sur ces sorties, comme on peut le constater, il n'y a pas de signal direct (il serait synchrone avec le signal d'entrée représenté sur la trace supérieure). En 1, nous avons un temps court, en 2 il est plus long, on voit un espacement plus important des diverses composantes. On notera également l'espacement irrégulier et la décroissance progressive des composantes.

Les oscillogrammes 3 et 4 sont prélevés sur les sorties des lignes à retard. En 3, nous avons un retard court (distance entre le front du signal d'entrée et celui du signal de sortie), en 4, la distance est la même, mais les réflexions secondaires sont plus éloignées les unes des autres.

Les oscillogrammes 5 et 6 montrent les signaux de sorties long retard, la comparaison avec les figures précédentes montre que le retard est supérieur (les échelles horizontales sont les mêmes). Nous retrouvons pratiquement la même configuration des signaux réverbérés.

En 7 et 8, nous avons pris une échelle totale d'une demi-seconde pour l'oscillogramme. Nous avons choisi le temps de réverbération maximal et joué uniquement sur le délai initial. La configuration est identique pour les deux figures avec un

resserrement général dans le second cas. Entre les premières réflexions, on perçoit les signaux qui proviennent des excitations audio précédentes.

Le dernier oscillogramme donne la tension prise sur la sortie directe, cette fois, on ne constate pas de décalage entre le signal d'entrée et celui de sortie. Le niveau relatif de la réverbération est assez faible, nous avons une simulation discrète des atténuations dues aux ondes réfléchies.

Après les essais en laboratoire, nous avons branché l'appareil sur une chaîne. Le moins que l'on puisse dire, c'est que les combinaisons sont innombrables. Les emplacements des enceintes secondaires également. En fait, il faut mettre les deux enceintes en avant, de part et d'autre, et devant, les enceintes principales. En outre, il sera bon de placer ces enceintes en hauteur, le son réverbéré réel ne venant pas uniquement des côtés de la pièce mais de toutes les directions, plafond compris.

Les effets obtenus sont très différents suivant le type de musique. Nous ne pouvons décrire les effets obtenus, une chose est certaine c'est que l'effet de présence est fortement amélioré. La limitation de bande passante du canal réverbérant ne semble pas jouer sur le timbre de la reproduction, le signal direct est là pour délivrer les signaux impulsionnels et transitoires. L'effet de répétition de la réverbération se remarque au moment du contact de la pointe avec le disque, et cela pour les temps de retard importants.

L'agrandissement subjectif des dimensions du local d'écoute est significative. Là encore, les impressions sont très différentes d'un réglage à l'autre, d'une musique à l'autre. Il nous est très difficile de donner de plus amples impressions, il aurait fallu pour cela tous les disques de notre discothèque et modifier les réglages pour chacun, un travail de Titan.

Pour effectuer vous-mêmes des essais, nous vous conseillons d'aller chez votre revendeur avec une série de disques, il est bon de commencer par des instruments simples comme le piano, l'orgue pour terminer avec des masses orchestrales et des chœurs. En musique plus moderne, on pourra pousser l'effet de réverbération en remontant davantage le niveau des voies « arrières ».

L'appareil est livré avec une notice d'utilisation de 120 pages donnant des informations et des conseils sur la disposition à prendre pour les enceintes et aussi les boutons.

FABRICATION

L'appareil est monté dans un châssis d'aluminium traité

suyant une vieille habitude d'outre-Atlantique. L'électronique est rassemblée sur deux circuits imprimés séparés par une plaque de blindage. Nous n'avons pas pu vous montrer l'intérieur de l'appareil, les plaques sont reliées entre elles par des câbles rigides et plats au pas de 2,54 mm, des câbles qui viennent se raccorder sur des supports de circuits intégrés. Une méthode économique pour assurer les liaisons. Ces câbles sont collés par une résine silicone que nous n'avons pas voulu enlever. Le dépannage ne semble vraiment pas très pratique, la formule proposée par le constructeur est un remplacement des appareils ou des modules. La garantie existe sur ce produit, l'appareil ne peut, dans le cas d'une utilisation normale tomber en panne par la faute de l'utilisateur.

La qualité de la fabrication est excellente, c'est le moins que l'on puisse dire.

CONCLUSIONS

Pour à peu près 8 000 F vous avez de quoi recréer une ambiance de salle. A vous de voir si le jeu en vaut la chandelle. A une époque où l'originalité devient rare, voilà un moyen de se procurer de nouvelles sensations. Un pas de plus est franchi vers un réalisme dimensionnel. L'appareil mérite réellement une écoute et son prix se justifie par une étude longue et aussi par l'utilisation d'un grand nombre de composants. A voir et à écouter.

Etienne LÉMERY

CARACTÉRISTIQUES

Retard initial de 8 à 94 ms.
Retards initiaux disponibles : 8, 12, 22, 36, 58 et 94 ms.
Temps de réverbération :

variable de 0,2 à 1,2 seconde (chute de niveau de 60 dB).
Densité de l'écho : intervalle max. entre écho 20 ms, typiquement 10.
Sensibilité d'entrée pour 0 dB : variable par bonds de 140 mV à 2 V à 1 kHz.
Impédance d'entrée : 50 kΩ.
Niveau d'entrée maximal : 5 V, dépend de la fréquence pour le circuit de retard.
Impédance de sortie : directe 500 Ω, retardée 1 000 Ω.
Niveau de sortie : gain unité de l'appareil.
Bruit de sortie : pondéré A.
Direct : plus de 75 dB sous 1 V. Plus de 65 dB retardé au-dessous du niveau d'entrée max. spécifié.
Réponse en fréquence : direct 20 Hz à 40 kHz ± 0,5 dB.
Retardé : 20 Hz à 8 kHz, ± 3 dB, filtre à 18 dB/octave au-dessus de 8 kHz.
Taux de distorsion harmonique total : direct : moins de 0,05 % ; retardé : moins de 1 % à 0 dB.

POUR CEUX QUI PRÉFÈRENT LA PRÉCISION ET LA SÉCURITÉ

X25

FER À SOUDER DE PRÉCISION MINIATURE POUR TRANSISTORS ET MICROSOUDURES ÉLECTRONIQUES. PANES LONGUE DURÉE, Ø 2,4 - 3,2 - 4,7 mm. PANES SPÉCIALES POUR CIRCUITS INTÉGRÉS. PUISSANCE 25 W. TENSIONS 220/240 V. OU 110 V. EN VENTE CHEZ LES GROSSISTES ET LES REVENDEURS.



Agents Généraux pour la FRANCE :
Ets. V. KLIATCHKO
6 bis, rue Auguste-Vitu
75015 - PARIS
Tél. : 577.84.46

DEMANDE DOCUMENTATION
FIRME ou Nom
Adresse



NOUVEAUTÉ « MAGNETIC FRANCE »

PIANO
CLAVECIN-ORGUE

« MF 50 »
5 OCTAVES



COMPLÈT EN KIT : 2 500 F

EN MODULES SÉPARÉS

● Ensemble oscillateur/diviseur. Alimentation	850 F
● Clavier 5 octaves, 2 contacts, avec 61 plaquettes percussion piano	1 320 F
● Boîte de timbre avec clés	195 F
● Valise gainée	400 F
ORGUE SEUL. 4 octaves. En valise Avec ensemble oscillateur ci-dessus	2 058 F
Boîte de timbre supplémentaire avec clés pour orgue pour effet « STEREO »	240 F

PIÈCES DÉTACHÉES POUR ORGUES

Claviers nus	Pédaliers	H.P. tournants « SPACESOUND »
3 octaves 260 F	1 octave 320 F	H.P. basses 38 cm 600 F
4 octaves 340 F	Tirette d'harmonie 7 F	H.P. aigus, 50 watts
5 octaves 440 F	Clé double 7,50 F	2 trompettes 920 F

DOCUMENTATION SPÉCIALE SUR DEMANDE

MAGNETIC - FRANCE

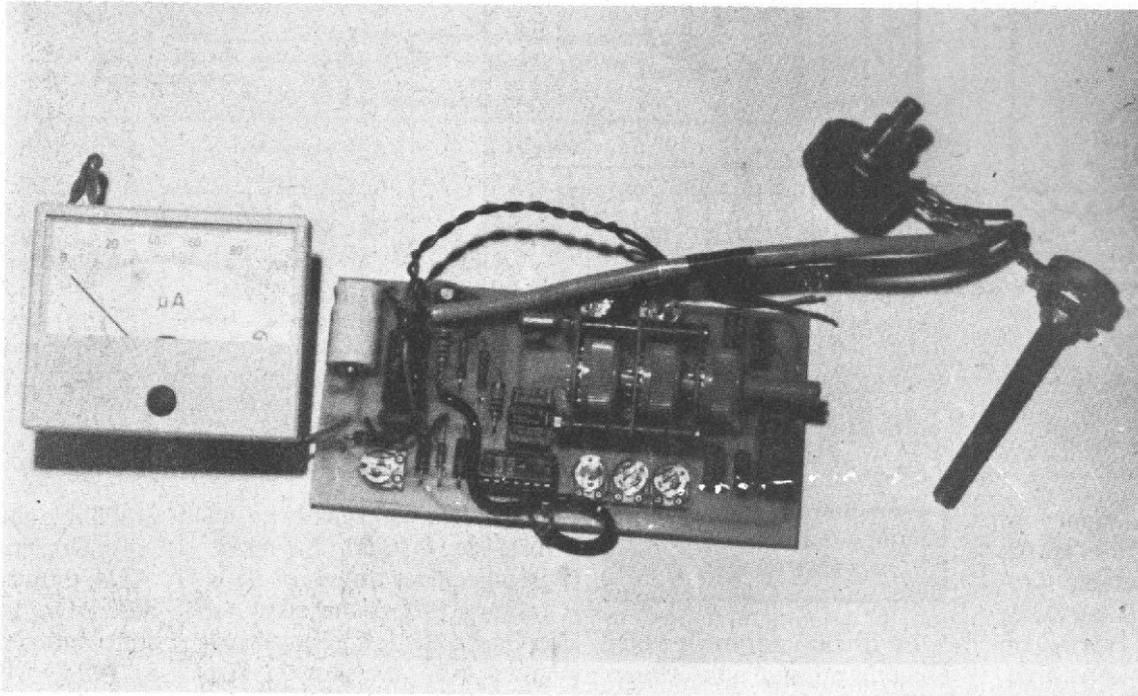
175, rue du Temple - Paris (3^e)
ouvert de 9 h 30 à 12 h et de 14 à 19 h
Tél. : 272-10-74

CREDIT

Nous consulter
C.C.P. 1875-41 Paris
Métro : Temple - République
FERME LE LUNDI

EXPÉDITIONS : 10 % à la commande, le solde contre remboursement

un générateur de signaux carrés



Il est toujours intéressant de soumettre un amplificateur aux essais en signaux carrés. Si un appareil passe allègrement de 20 Hz à 50 kHz en régime sinusoïdal sans distorsion apparente, il n'en est pas de même lorsqu'on lui injecte un signal carré. C'est d'ailleurs le slogan publicitaire d'une marque d'amplificateurs : Harman Kardon.

De plus un signal musical se rapprochant beaucoup plus d'un signal carré que d'un signal sinusoïdal, ces essais ne sont donc pas à négliger. L'étude que nous proposons permet de réaliser un générateur de signaux carrés simple et économique. De plus un fréquencemètre permet de connaître la fréquence du signal disponible aux bornes de sortie, celle-ci étant affichée sur un galvanomètre.

I - LE SCHÉMA DE PRINCIPE DU GÉNÉRATEUR

Nous avons utilisé un circuit intégré de la nouvelle génération C-MOS. Le HEF 4011 ressemble au 7400, et renferme comme lui 4 portes (G_1 à G_4) dans un boîtier Dual in Line à 14 pattes. La figure 1 permet de connaître la disposition interne de ces 4 portes.

L'interconnexion de ces 4 portes suivant le schéma de la figure 2 (1) permet de réaliser un générateur de signaux carrés fort simple.

Les deux entrées de ces portes sont reliées entre elles. La sortie 3 de la porte G_1 est directement reliée aux entrées 5 et 6 de la porte G_2 . De même la sortie 4 de la porte G_2 est reliée aux entrées 12 et 13 de la porte G_4 .

Le potentiomètre P inséré dans la sortie de la porte G_3 permet de faire varier la fréquence d'une façon continue. La plage de fréquence ainsi balayée est fonction de la valeur du condensateur CX. Pour une valeur de 1 200 pF, la variation de f avec le potentiomètre P ($P = 1 M\Omega$) est comprise entre 600 Hz et 20 kHz.

Le signal carré est disponible à la sortie 11 de la porte G_4 .

Le schéma complet de ce générateur est proposé à la figure 2(b). L'étage « génération » est un peu plus complexe (et plus complet qu'à la figure 2 (a) du fait que nous avons ici un sélecteur S_{1a} qui permet d'insérer dans le montage 5 condensateurs : C_1 à C_5 . Ces 5 condensateurs permettent d'obtenir un signal carré dont la fréquence peut varier de 20 Hz à 50 kHz.

En sortie de ce générateur (Pin 11 du HEF 4011), une résistance $R_3 - 10 k\Omega$ transmet le signal carré à la base d'un transistor $Q_1 - BCY 58$. Ce transistor est monté en collecteur commun et la charge d'émetteur est ici de 4,7 k Ω . Il s'agit en fait d'un potentiomètre ce qui permet de faire varier l'amplitude du signal, signal prélevé sur le curseur par un électrochimique $C_6 - 470 \mu F$.

Le circuit intégré IC₂ - SN 74121 permet de réaliser un fréquencemètre valable à peu de frais. Nous avons déjà fait appel à ce montage le mois dernier pour le générateur sinusoïdal. Rappelons que le SN 74121 est un monostable qui convertit les mesures digitales en affichage analogique par l'intermédiaire d'une bobine à cadre mobile.

La valeur est transmise sous forme de cadence

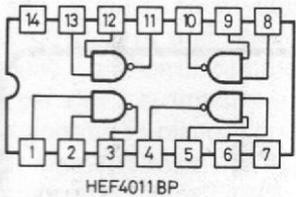


Fig. 1

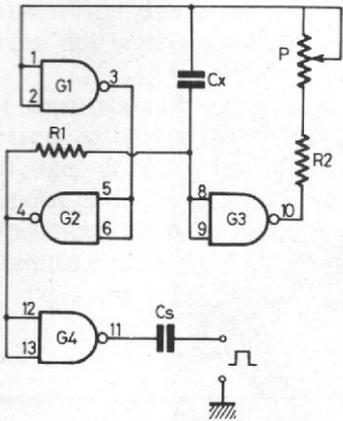


Fig. 2a

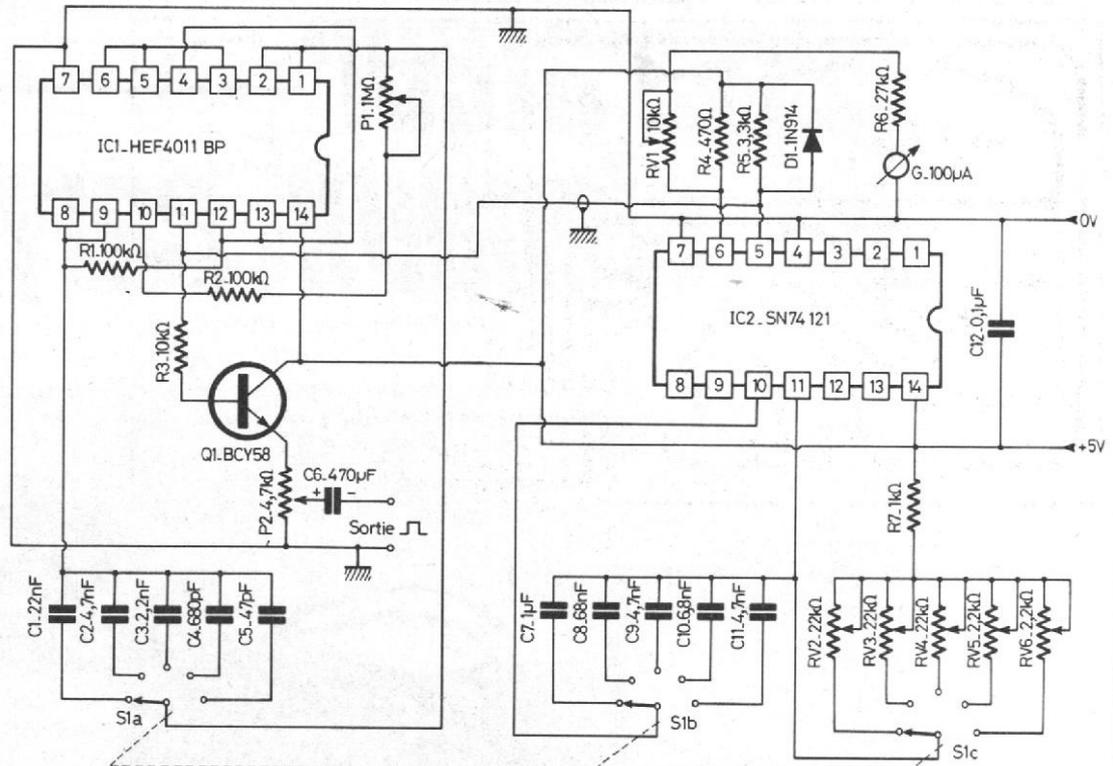


Fig. 2b

d'impulsions. Les impulsions sont transmises à l'entrée positive du monostable (broche 5 du SN 74121). La durée d'impulsion à la sortie du monostable est constante, étant déterminée par le réseau RC aux broches 10 et 11 de IC₂. A la sortie (broche 6) est branchée la bobine à cadre mobile de 100 µA, à travers la résistance ajustable RV₁ - 10 kΩ qui sert au calibrage de l'affichage.

L'inertie de la bobine transforme la tension de sortie pulsée en affichage direct linéaire.

La précision du fréquence-mètre est égale aux tolérances des composants, cette précision est améliorée par l'utilisation de potentiomètre ajustables RV₂ à RV₆, chaque trimmer ajustant une plage de fréquence.

Un sélecteur à 2 galettes met en service les éléments RC qui déterminent la plage de fréquence pouvant être couverte.

La tension d'alimentation de cette maquette est de +5 volts. Vu la faible consommation du montage, on peut très bien utiliser une pile de 4,5 volts.

II - LE CIRCUIT IMPRIMÉ

Le circuit imprimé est bien entendu proposé aux lecteurs à l'échelle 1 afin d'en faciliter la reproduction.

Les dimensions de la plaque sont de 124 x 61 mm. Les liaisons ne sont pas trop nombreuses et l'utilisation de bandes et pastilles adhésives devrait en faciliter la gravure. Attention pour les trois rangées de 3 x 11 pastilles qui doivent être déposées avec précision. Nous avons personnellement utilisé des transferts Mécanorma de circuits intégrés Dual in Line.

Il suffit de reproduire la figure 3 sur une feuille de calque ou de mylar pas trop opaque et l'emploi d'une plaquette photosensibilisée rendra les meilleurs services.

Le document de base (fig. 3) bien reproduit, on isole le circuit imprimé 3 à 5 mm, on développe et on grave au perchlore. Si le produit est porté à une température de 25 °C, la gravure est très rapide (3 à 5 mn suffisent).

La plaquette imprimée,

restent les perçages avec un foret de Ø 1 mm. La résine protégeant les pistes lors de la gravure, est ensuite dissoute.

On frotte les liaisons cuivrées avec un tampon Jex pour que le métal soit bien désoxydé, cette opération facilitant l'adhérence de la soudure au moment du câblage.

III - CÂBLAGE DU MODULE

Le plan de câblage figure 4 permet de mener à bien cette opération. Tous les composants sont repérés par le symbole électrique, la nomenclature donne la valeur nominale de chacun d'eux ainsi que la tolérance.

On commence par souder toutes les résistances et la diode D₁.

Puis on continue avec les ajustables RV₁ à RV₆.

Troisième opération, mise en place de tous les condensateurs, de la plus petite valeur C₅ - à l'électrochimique C₆.

Souder ensuite les circuits intégrés et le transistor. Si on ne se sent pas sûr de soi, il est

préférable de souder des supports Dual in Line à 14 pattes.

On termine le câblage du module par la mise en place du commutateur 3 galettes S_{1a} - S_{1b} - S_{1c}.

Pour les interconnexions du module aux composants extérieurs, on peut souder sur la plaquette des picots.

Attention : ne pas oublier le strap reliant la résistance R₁ et le condensateur C₁. Ce strap figure côté pistes cuivrées et peut être réalisé avec la queue de la résistance R₁.

Il est nécessaire de couper des picots aux 3 galettes du commutateur, 1 picot pour la galette S_{1b} et 2 picots pour les deux autres galettes.

IV - CÂBLAGE DES POTENTIOMÈTRES

Il est simple et représenté à la figure 5. Les 3 cosse des potentiomètres P₁ et P₂ sont numérotées. Ces mêmes numéros se retrouvent sur le module à la figure 4. Ces interconnexions sont à réaliser avec du câble blindé, câble 4 conducteurs et 1 conducteur pour la liaison 6.

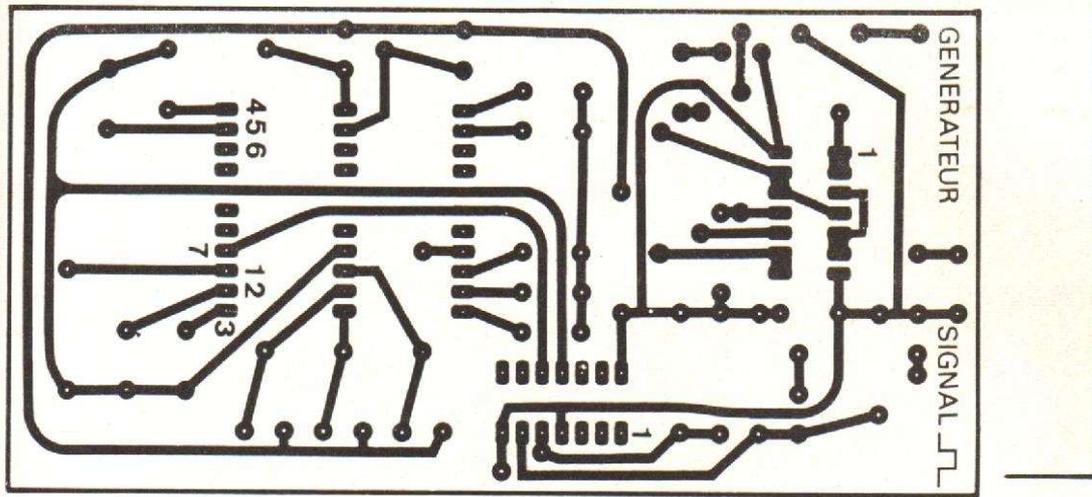


Fig. 3

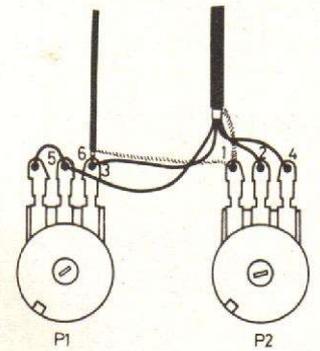


Fig. 5

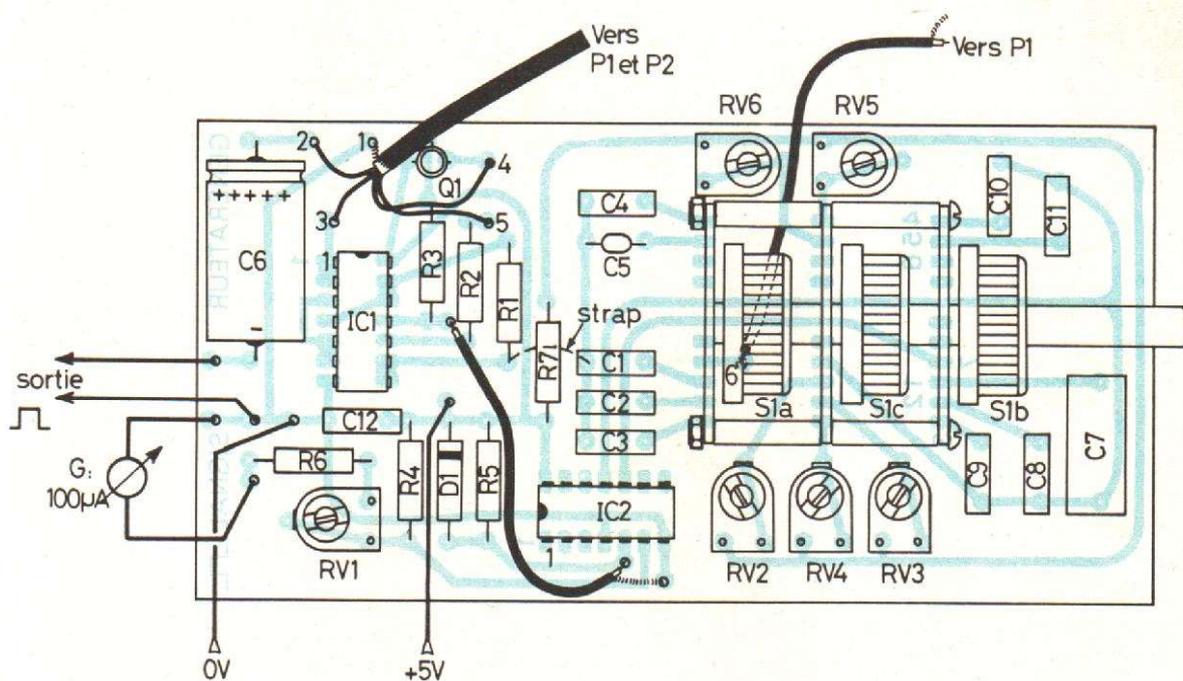


Fig. 4

V - NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

- Résistances $\pm 5\%$, 1/2 W :
- R_1 : 100 k Ω
- R_2 : 100 l Ω
- R_3 : 10 k Ω
- R_4 : 470 Ω
- R_5 : 3,3 k Ω
- R_6 : 27 k Ω
- R_7 : 1 k Ω .
- Condensateurs (DI = distance d'insertion pour condensateurs à sorties radiales) :
- C_1 : 22 nF/ 100 V - DI = 7,5
- C_2 : 4,7 nF/ 250 V - DI = 7,5
- C_3 : 2,2 nF/ 250 V - DI = 7,5

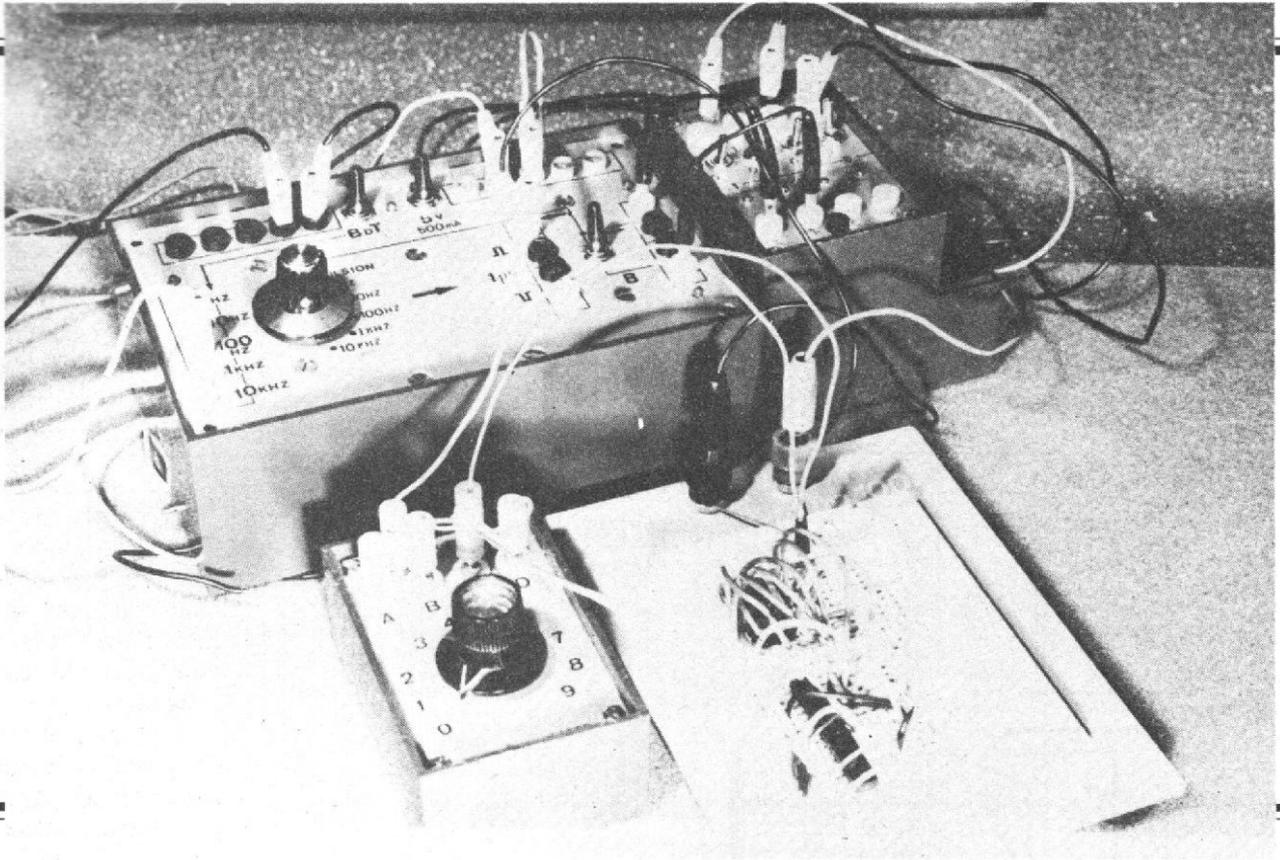
- C_4 : 680 pF/ 250 V - DI = 7,5
- C_5 : 47 pF céramique
- C_6 : 470 μ F/ 16 V électrochimique
- C_7 : 1 μ F/ 100 V - DI = 15
- C_8 : 68 nF/ 100 V - DI = 7,5
- C_9 : 4,7 nF/ 250 V - DI = 7,5
- C_{10} : 6,8 nF/ 250 V - DI = 7,5
- C_{11} : 4,7 nF/ 250 V - DI = 7,5
- C_{12} : 0,1 μ F/ 63 V - DI = 7,5.
- Potentiomètres ajustables VA 05H pas de 2,54 :
- RV_1 : 10 k Ω
- RV_2 : 22 k Ω
- RV_3 : 22 k Ω
- RV_4 : 22 k Ω
- RV_5 : 2,2 k Ω
- RV_6 : 2,2 k Ω .

- Potentiomètres :
- P_1 : 1 M Ω lin.
- P_2 : 4,7 k Ω lin.
- Semiconducteurs :
- IC_1 : HEF 4011 BP ou CD 4011 ou MC 14011 CP
- IC_2 : SN 74121
- Q_1 : BCY 58
- D_1 : 1 N 914.
- Picots à souder.
- Supports Dual in Line.
- Galvanomètre 100 μ A
- Commutateur Jeanrenaud réf. : 1 RBP - 12 ADP + 2 RBP - 12 SP : 1 circuit - 6 positions (ACER).
- Blindé 4 conducteurs + blindé 1 conducteur.

VI - CARACTÉRISTIQUES DU MODULE

- Générateur de signaux carrés : 20 Hz à 50 kHz.
- 5 gammes.
- Tension d'alimentation : + 5 volts.
- 1^{re} gamme : (C_1 - 22 nF) 20 Hz $< f <$ 1 kHz ;
- 2^e gamme : (C_2 - 4,7 nF) 100 Hz $< f <$ 4 kHz ;
- 3^e gamme : (C_3 - 2,2 nF) 300 Hz $< f <$ 8 kHz ;
- 4^e gamme : (C_4 - 680 pF) 750 Hz $< f <$ 25 kHz ;
- 5^e gamme : (C_5 - 47 pF) 10 kHz $< f <$ 50 kHz.

Réalisation d'un ensemble modulaire pour tests digitaux, ou...



LA LOGIQUE MISE EN BOÎTE

LA mise au point des montages digitaux utilisant des circuits intégrés logiques se heurte souvent à des obstacles liés au fait que chaque composant actif assure une fonction beaucoup plus complexe que dans le cas des montages simples d'électronique plus « classique » faisant appel à des composants non intégrés.

Dans ce dernier cas, en effet, les tâtonnements de l'expérimentateur amateur se bornent à changer des composants simples tels que résistances, condensateurs, diodes et

transistors : chacune de ces opérations ne prend guère plus d'une dizaine de secondes sur un montage d'essai (avec ou sans soudure). C'est ce qui intervient, par exemple, lorsqu'on règle la polarisation ou le gain d'un amplificateur.

Au contraire, les structures logiques (principalement) font appel à des circuits plus ou moins intégrés dont les fonctions individuelles sont équivalentes à celles qui seraient couvertes par plusieurs dizaines de composants discrets, dans les cas les plus simples, à plusieurs centaines de ces

composants, pour les plus complexes, en ne citant que la banale technologie TTL à faible ou moyenne intégration.

Dans ces conditions, la pratique n'amène pas exclusivement à procéder à des échanges d'éléments bi ou tripolaires, mais généralement des circuits DIL à 14 ou 16 broches. Ceci implique que la structure du montage d'essai permette la réalisation de cette opération sans problème. On s'explique le succès des montages sans soudure pour la construction de maquettes en technique digitale, encore que

cette pratique ne permette guère d'utiliser plus de 10 à 15 circuits intégrés.

Par ailleurs, on peut observer que les montages digitaux font souvent appel à des fonctions qui sont les mêmes comme les portes ET, OU, les bascules, la mise en forme TTL, le comptage binaire ou digital, l'affichage, etc.

C'est à partir de ces considérations que nous avons été amenés à concevoir une structure logique modulaire comportant autant de modules qu'il existe de fonctions couramment répandues.

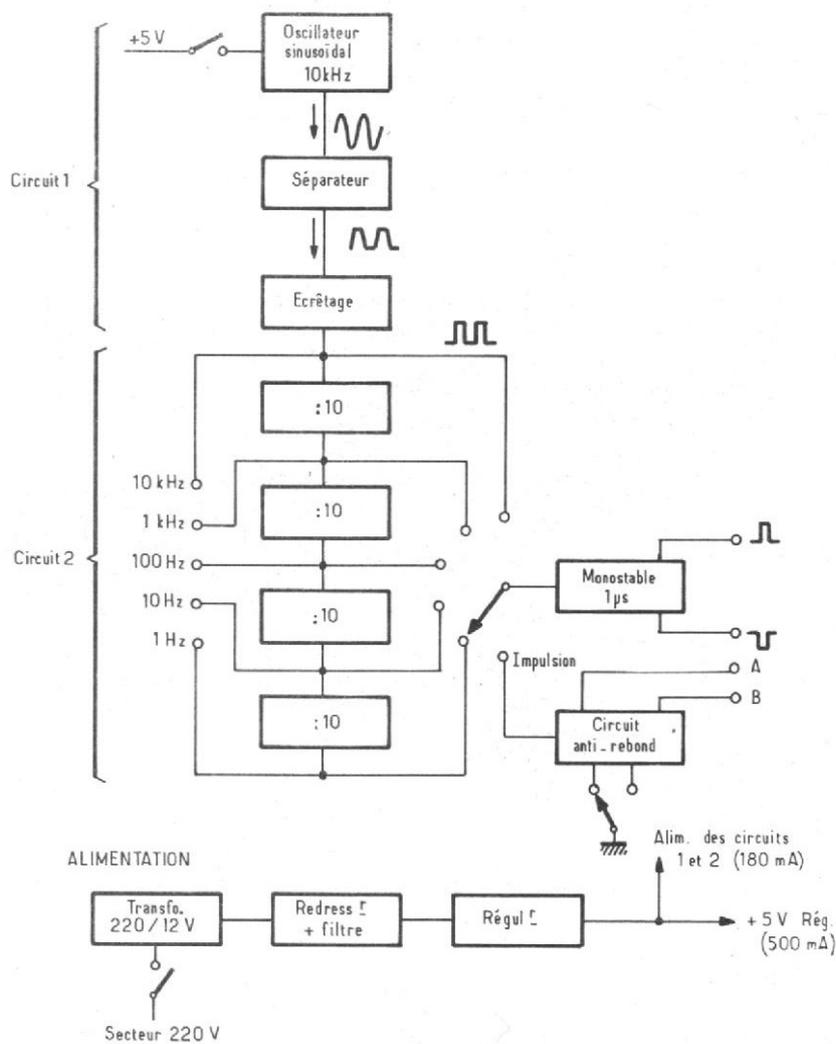


Fig. 1. - Schéma synoptique du module « Alimentation - Base de temps ».

Nous proposerons donc une espèce de jeu de construction qui permettra, par assemblage, de réaliser très rapidement des fonctions plus ou moins complexes à partir de ces modules interconnectés. Cette opération est d'autant plus aisée que les liaisons en technologie TTL sont compatibles entre elles.

C'est ainsi que nous décrivons un module « central » d'alimentation et de base de temps ainsi que les 10 modules « satellites » les plus susceptibles de rendre de nombreux services à l'expérimentateur, en complément d'un montage d'essai qui portera un assemblage spécifique de composants plus aéré et sur lequel les manipulations de mise au point seront plus aisées.

Un autre aspect très positif de cette structure est son

caractère didactique qui offre aux profanes ou aux étudiants la possibilité de réaliser, à coût raisonnable et très progressivement, des montages pratiques de logique simple.

La seule qualité requise pour se lancer dans cette opération est d'avoir de bonnes notions de logique de base et de savoir manier le fer à souder avec un minimum d'adresse, enfin de savoir travailler avec soin, méthode et patience sur ce genre de montage, d'autant que, pour répondre à des impératifs de faible encombrement, les circuits correspondants sont contenus dans de très petites boîtes dont les dimensions pour la plus grande sont de 160 x 97 x 62 mm et 85 x 57 x 37 mm pour la plus petite. Ceci correspond aux coffrets Teko (respectivement les modèles P3 et P1).

PRINCIPE DU MODULE CENTRAL : ALIMENTATION ET BASE DE TEMPS

Avant tout, il est nécessaire de prévoir une alimentation et un générateur de signaux de base de temps qui puisse permettre de mettre au point les modules satellites. Ce module de base est malheureusement le plus complexe et il est absolument indispensable de commencer par lui. Tout au plus les amateurs intéressés qui ne se sentiraient pas capables d'entreprendre la construction de ce module sous le volume très compact qui est celui de la maquette que nous décrivons, pourraient envisager de le décomposer en sous-ensem-

bles séparés ou le réaliser dans un coffret plus grand.

La figure 1 présente le schéma synoptique général de cet appareil qui comprend deux parties :

- une alimentation régulée à + 5 V et protégée,
- une base de temps comportant elle-même deux circuits : le « maître-oscillateur » (circuit 1); la mise en forme des signaux (circuit 2).

Nous passerons en revue chacune de ces parties et donnerons tous les détails permettant de mener à bien leur réalisation.

L'ALIMENTATION RÉGULÉE

Elle est destinée à fournir aux autres modules une source stabilisée de + 5 V. Elle peut être insuffisante pour alimenter le montage d'essai, sauf si la consommation totale n'excède pas 500 à 600 mA.

C'est la partie la plus simple de l'appareil. Le schéma en est donné sur la figure 2 (a).

La tension secteur est abaissée à 12 V au moyen d'un transformateur 220/12 V (0,5 A) ou 2 x 6 V (0,5 A). Le redressement s'opère par 4 diodes montées en pont. L'utilisation d'un pont moulé simplifie considérablement le câblage. Le condensateur de filtrage de 1 000 μ F (25 V) permet d'obtenir, à vide, une tension non régulée de l'ordre de 15 V. Cette tension est appliquée à l'entrée (1) d'un régulateur de tension intégré SFC 2309 R (ou équivalent) en boîtier TO3.

La sortie (2) découplée par 0,22 μ F est stabilisée à + 5 V. On peut obtenir un courant de 700 à 800 mA suivant les caractéristiques du transformateur. Ce circuit est particulièrement intéressant puisqu'il est complètement opérationnel sans composants actifs extérieurs. Il est en outre protégé contre les courts-circuits et l'échauffement prohibitif.

Les figures 2 (b) et (c) donnent tous les détails qui permettront de réaliser l'assemblage mécanique de cette partie.

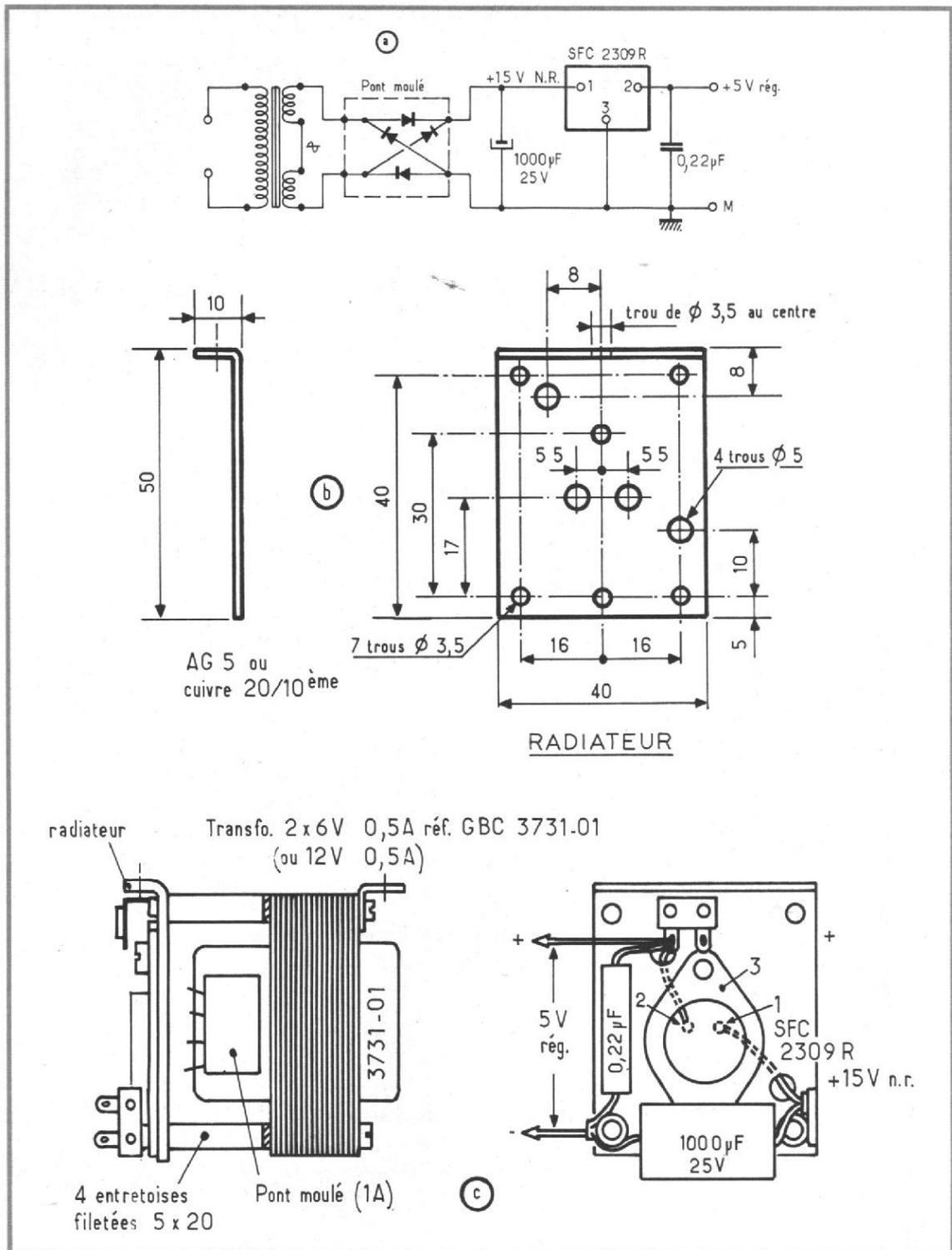
Un radiateur en cuivre ou en aluminium de 2 mm supporte le circuit régulateur. Il aurait pu être de dimensions plus importantes, mais ce modèle suffit au débit que nous indiquons. Il est fixé au moyen de 4 entretoises filetées sur le transformateur d'alimentation. Un repli à la partie supérieure et 2 équerres de 10 x 10 mm montées sur le transformateur permettront de fixer l'ensemble alimentation (voir figure) sur la platine du coffret.

La mise au point de ce circuit se réduit à vérifier qu'il existe bien une tension de sortie de + 5 V lorsque le secteur est appliqué au primaire du transformateur. Un éventuel contrôle oscillographique permettra de se rendre compte qu'il n'existe pas d'ondulation ni d'oscillation parasite à pleine charge simulée par une résistance de 6,8 Ω , 10 W.

LA BASE DE TEMPS. LE MAÎTRE-OSCILLATEUR (figure 3)

Comme toutes les bases de temps, celle-ci comporte un oscillateur de référence aussi stable que possible. Puisque cet oscillateur est fixe, on aurait pu le réaliser avec un quartz. Cette solution est idéale mais elle est assez onéreuse, surtout à fréquence basse et ne se justifie pas systématiquement dans les applications que nous avons envisagées.

Une solution plus simple aurait été le classique multivibrateur. Il présente, toutefois, le grave inconvénient d'avoir une fréquence très sensible à la tension d'alimentation et à la température et il présente parfois une légère instabilité de phase.



La solution que nous avons retenue pourra peut-être étonner quelques lecteurs : il s'agit d'un oscillateur sinusoïdal à double T. Ce montage a l'avantage d'avoir une fréquence d'oscillation très stable, pratiquement pas influencée par la tension d'alimentation et facilement ajustable par une simple résistance variable. La fréquence nominale est de 10 kHz, suffisamment élevée pour permettre l'emploi de condensateurs précis et à faible dérive sans

être gêné par les capacités parasites.

Le circuit comporte 2 transistors T_1 et T_2 en liaison directe, le second transistor étant monté en émetteur follower. Le filtre sélectif est placé entre l'émetteur de T_2 et la base de T_1 en utilisant, de surcroît, les résistances série de 2 x 22 k Ω pour polariser la base de T_1 depuis la tension émetteur de T_2 . Une résistance variable de 150 Ω est placée dans l'émetteur de T_1 . Elle sert à régler l'amplitude de

l'oscillation. La fréquence est réglée par une résistance ajustable placée dans la branche $R_1 + R_2$ du double T.

Le choix des valeurs de R_1 et R_2 n'est pas arbitraire. Il permet de s'approcher de très près de la fréquence nominale, par un choix judicieux de résistances, afin d'obtenir le réglage fin précis de la fréquence par la résistance ajustable. A titre d'exemple, sur la maquette, on a utilisé les valeurs suivantes : $R_1 = 2\ 200\ \Omega$ et $R_2 = 270\ \Omega$.

Les condensateurs seront choisis dans une série polycarbonate ou mica à 10 % ou mieux 5 %.

Cependant la tension sinusoïdale issue du maître-oscillateur n'a pas la forme requise pour être directement exploitable. C'est pourquoi le transistor T_3 reçoit ce signal, à travers la résistance série de $1\ 000\ \Omega$, pour limiter son courant base, l'amplifier et réaliser un premier écrêtage.

L'étage T_3 sert de tampon entre l'oscillateur et le second écrêtage qui utilise les quatre portes montées en série d'un circuit intégré SFC 400E (CI₁). Le signal sortant de ce circuit est parfaitement raboté avec des flancs très abrupts. Il est cependant indispensable de bien régler sa symétrie en utilisant la résistance variable placée dans le collecteur de T_3 et qui fait varier le potentiel continu à l'entrée de la première porte de l'écrêtage. Pour que le fonctionnement ne soit pas altéré par l'impédance de source de l'alimentation un découplage double a été prévu sur la ligne de + 5 V.

La mise au point de ce circuit est simple mais requiert l'emploi d'un oscilloscope et, éventuellement d'un fréquencemètre pour ajuster la fréquence à une valeur très précise.

Le circuit sera mis sous tension (alimentation + 5 V). Toutes les résistances variables seront réglées à mi-course. L'oscilloscope sera branché au point de test. Par la résistance d'émetteur de T_1 , on ajustera l'amplitude de l'oscillation de façon à obtenir une belle sinusoïde avec une amplitude aussi grande que possible, en notant qu'une trop grande amplitude donne naissance à un écrêtage.

La stabilité de l'oscillateur sera d'autant plus grande que la sinusoïde sera pure. A titre d'exemple, les mesures effectuées sur la maquette ont donné une distorsion harmonique de 0,5 % pour une tension de 800 mV eff.

Le réglage de la fréquence sera réalisé au moyen de la

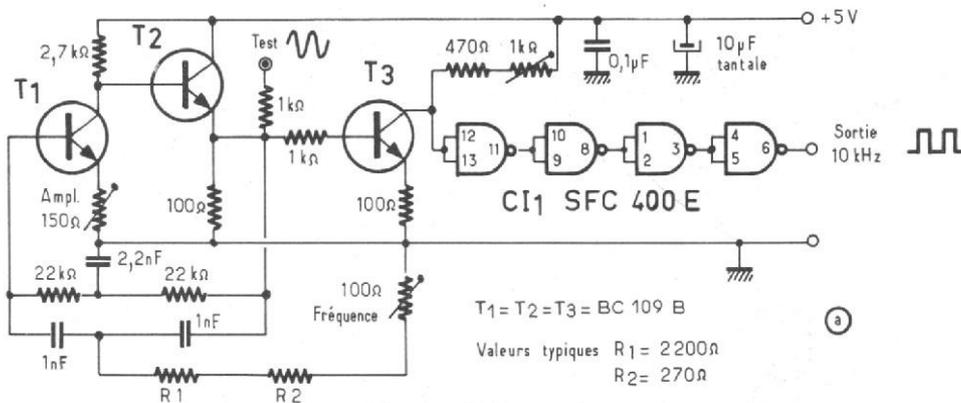


Fig. 2. - L'alimentation.

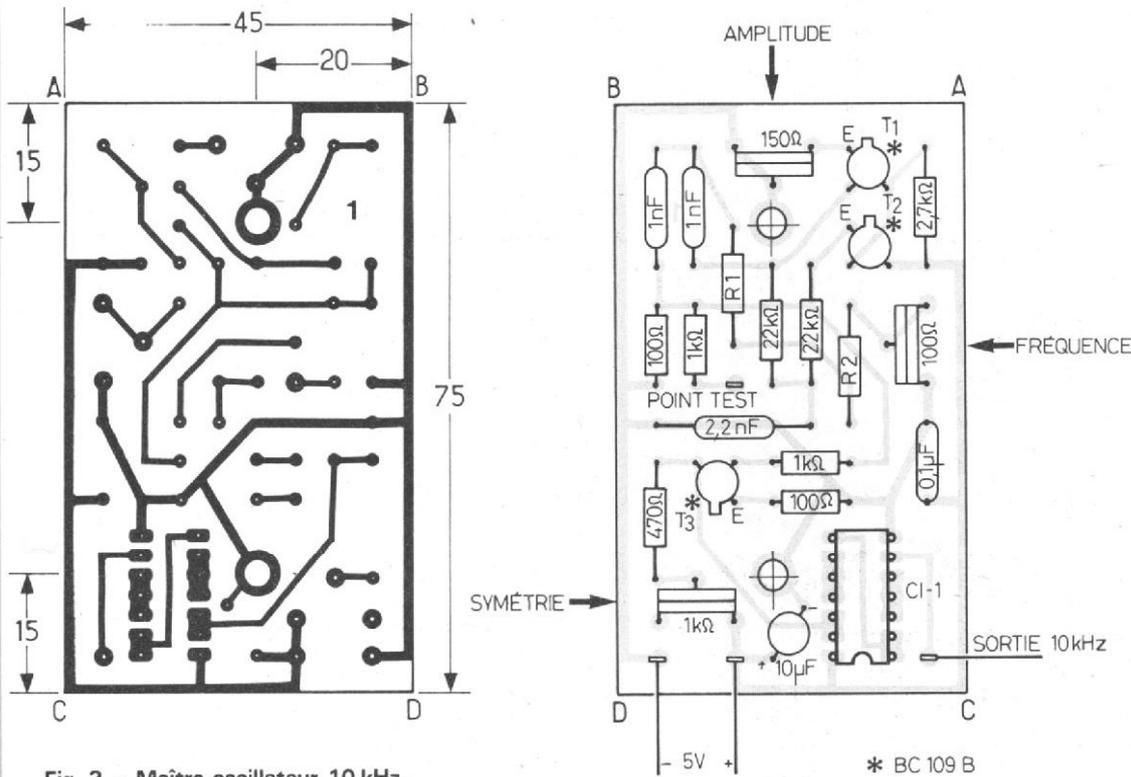


Fig. 3. - Maître oscillateur 10 kHz.

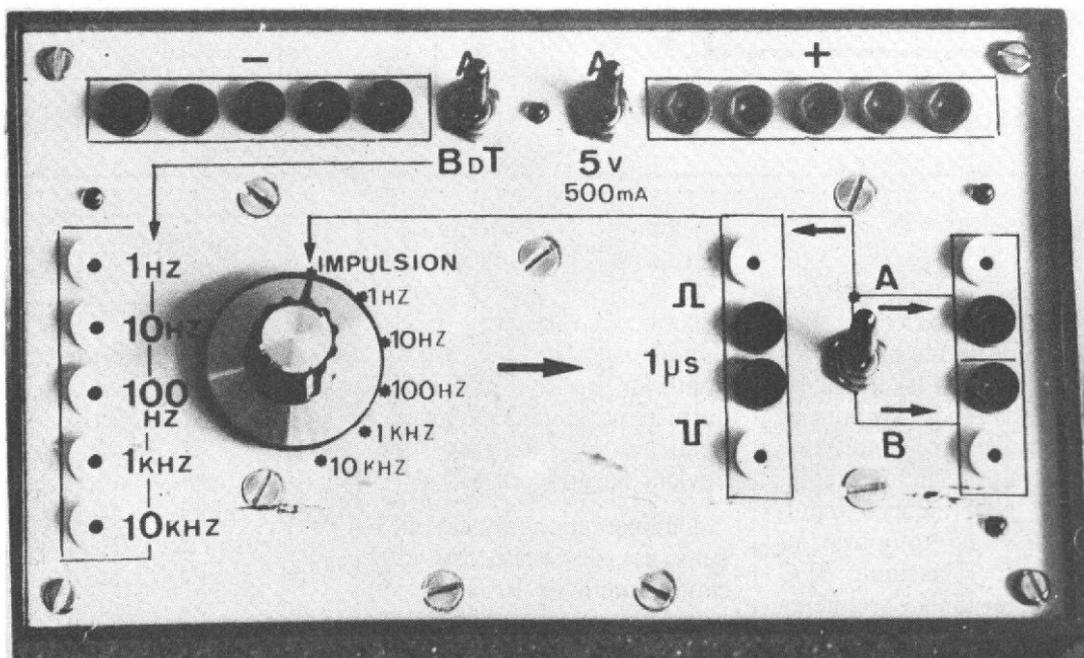


Photo B. - Module alimentation - base de temps.

résistance ajustable de 100Ω de façon à observer un signal carré de $100 \mu\text{s}$ de période sur la trace d'un oscilloscope à balayage déclenché.

Pour obtenir une valeur plus précise, on branchera un fréquencemètre au point de test. Il ne faudra pas alors retoucher au réglage d'amplitude après le réglage de fréquence. Le réglage du fréquencemètre se fera avec une sélection plus sévère des résistances R_1 et R_2 , et après une période de stabilisation de 15 minutes. Le réglage fin permet de faire varier la fréquence dans une plage de $\pm 0,8 \%$ soit $\pm 80 \text{ Hz}$ autour de 10 kHz .

La stabilité de l'oscillateur après réglage est très satisfaisante : la dérive de fréquence pendant une heure n'atteint pas $\pm 5 \cdot 10^{-4}$ après stabilisation. Une variation de $\pm 10 \%$ de la tension d'alimentation entraîne une dérive de $+8$ à $-3 \cdot 10^{-4}$, or cette tension est stabilisée. On peut donc estimer que, quelles que soient les conditions d'utilisation, la fréquence restera stable et précise à mieux que 10^{-3} .

La réalisation du circuit imprimé sur une carte de $45 \times 75 \text{ mm}$ ne posera guère de problèmes aux habitués de cette technologie. La figure 3(b) donne toutes les indications pour y parvenir.

LE CIRCUIT DE MISE EN FORME (figure 4)

Il comporte trois parties :
 a) Une chaîne de quatre diviseurs par 10 utilisant des circuits intégrés SFC 490E (CI₄ à CI₇) qui amèneront la fréquence de 10 kHz respectivement à 1 kHz , 100 Hz , 10 Hz et 1 Hz , en parfait synchronisme avec l'oscillateur de référence. Ces diviseurs n'ont rien de très particulier si ce n'est qu'ils sont connectés de façon à délivrer des créneaux rigoureusement symétriques.

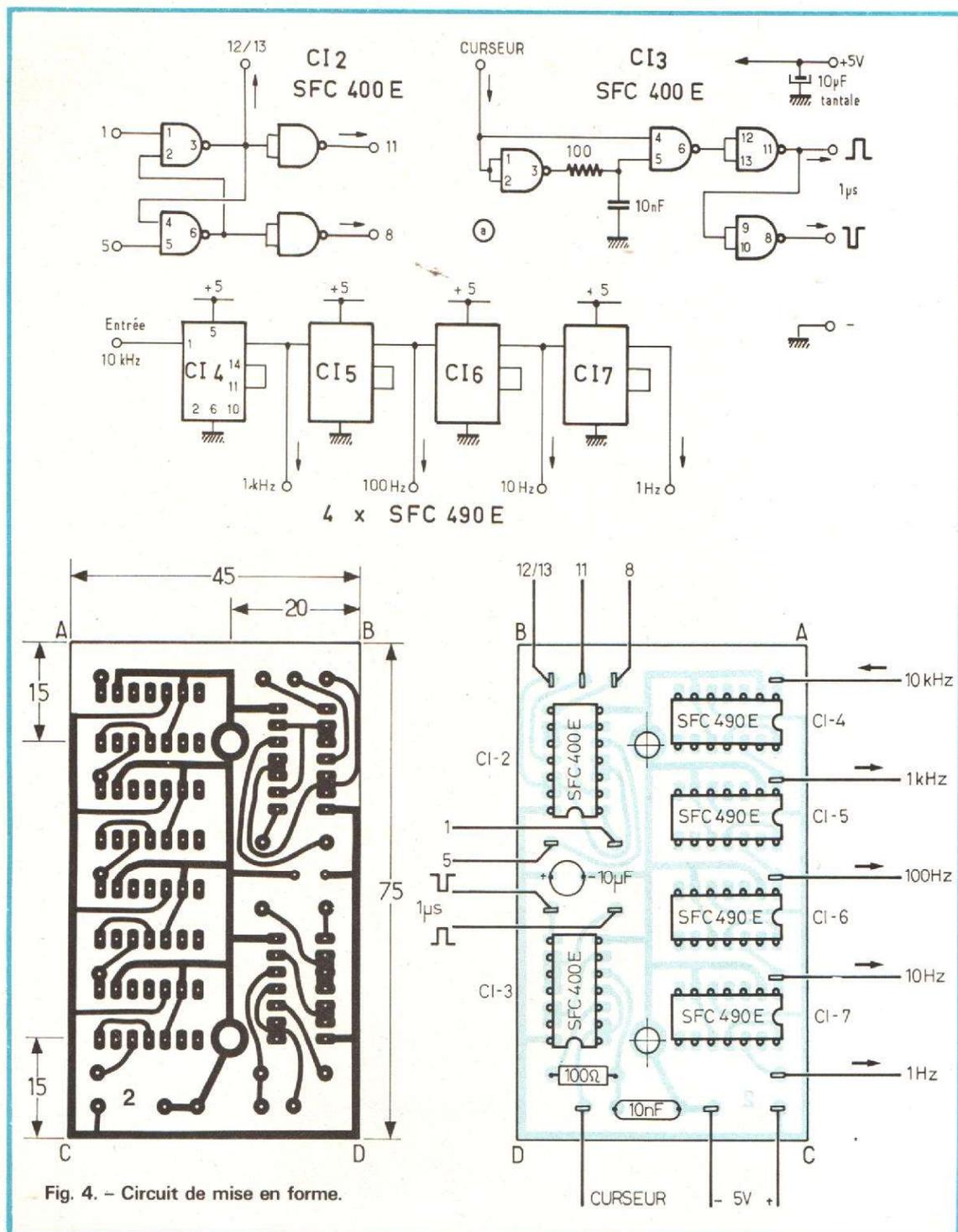


Fig. 4. - Circuit de mise en forme.

b) Un circuit anti-rebond classique obtenu par un circuit SFC 400E dont deux portes constituent un basculeur R-S et les deux autres portes des inverseurs. Pour la simplicité, nous avons repéré les entrées et les sorties par les numéros des broches du circuit intégré.

c) Un générateur d'impulsion de $1 \mu\text{s}$ toujours au moyen du classique SFC 400E. Les deux premières portes constituent un monostable dont la constante de temps est définie par le circuit RC entre les broches 3 et 5.

On obtient ainsi une impulsion de $1 \mu\text{s}$ négative sur la sortie 6 chaque fois que l'entrée dénommée « curseur » passe du niveau bas au niveau impulsion positive en 11 ; la dernière porte inverse de nouveau cette impulsion qui devient négative en 8.

L'alimentation de ces circuits est découplée par un condensateur de $10 \mu\text{F}$.

La figure 4 (b) indique les caractéristiques de la carte imprimée, de mêmes dimensions que la précédente.

SCHÉMA D'ENSEMBLE

La figure 5 montre le schéma d'interconnexion des sous-ensembles décrits.

La mise en route s'opère par la fermeture de l'interrupteur secteur double 51. L'alimentation fournit une tension de 5 V à une série de douilles prévues pour le branchement des modules satellites et distribue cette tension sur les deux circuits imprimés « base de temps » et « mise en forme ».

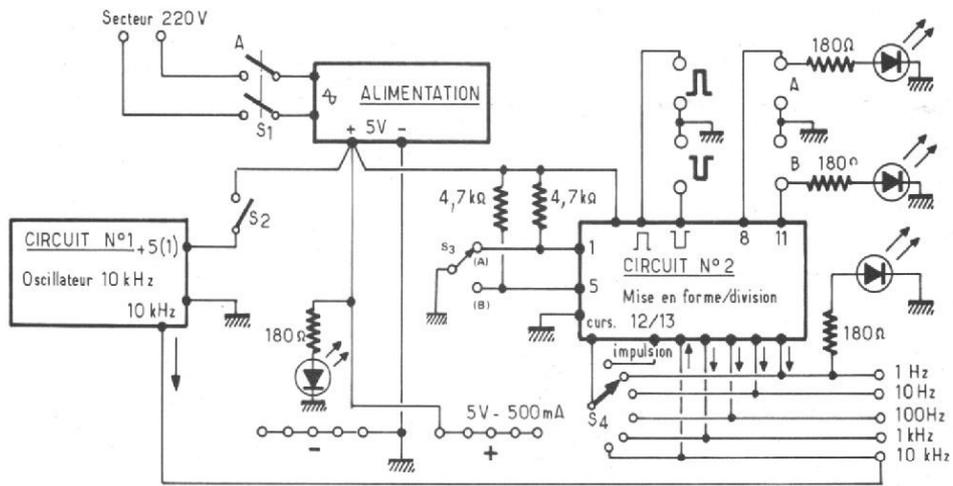


Fig. 5. - Schéma d'interconnexion des modules « Alimentation - Base de temps ».

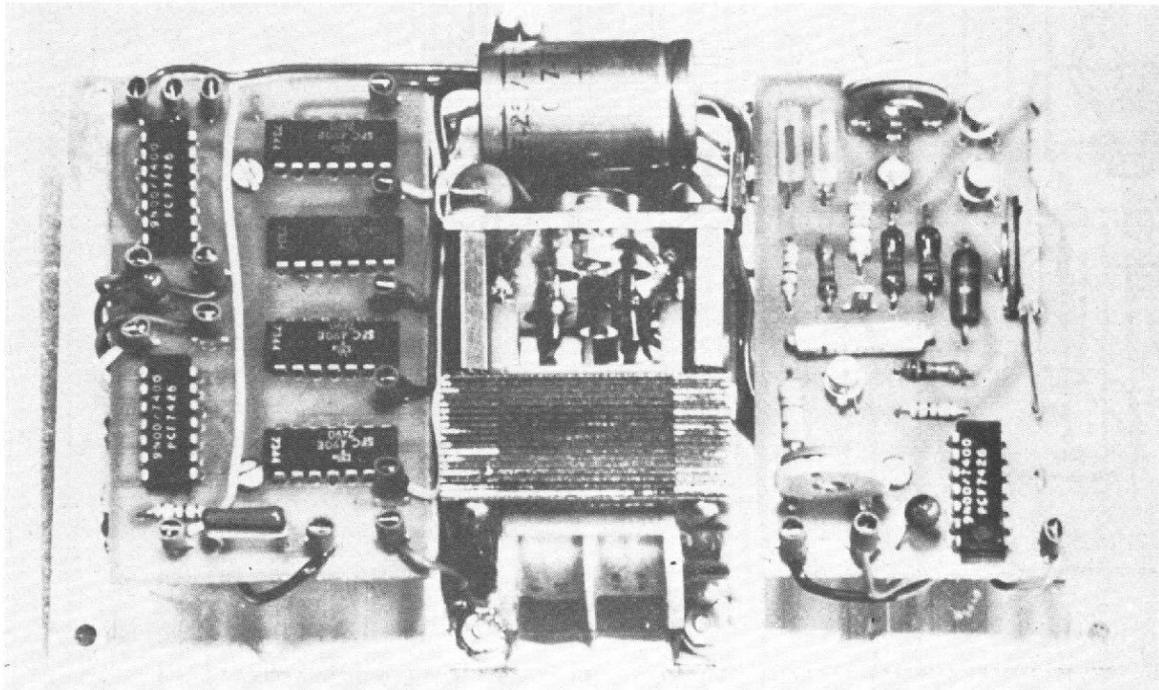


Photo C. - Vue du câblage de l'appareil.

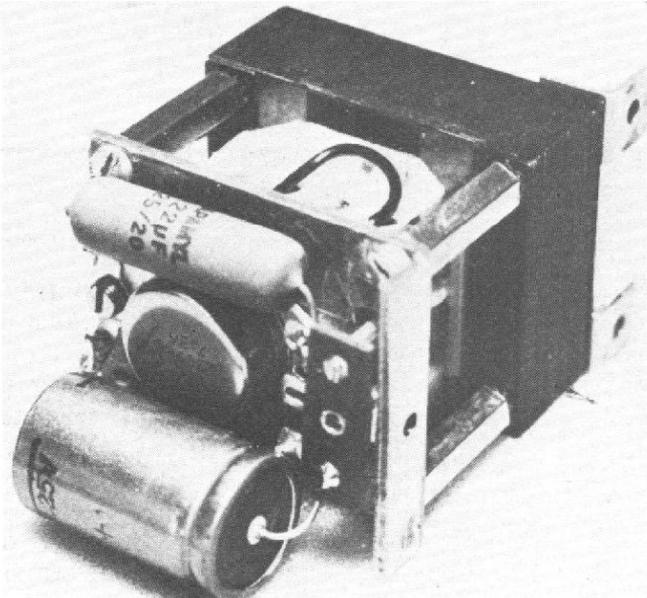


Photo D. - Alimentation régulée.

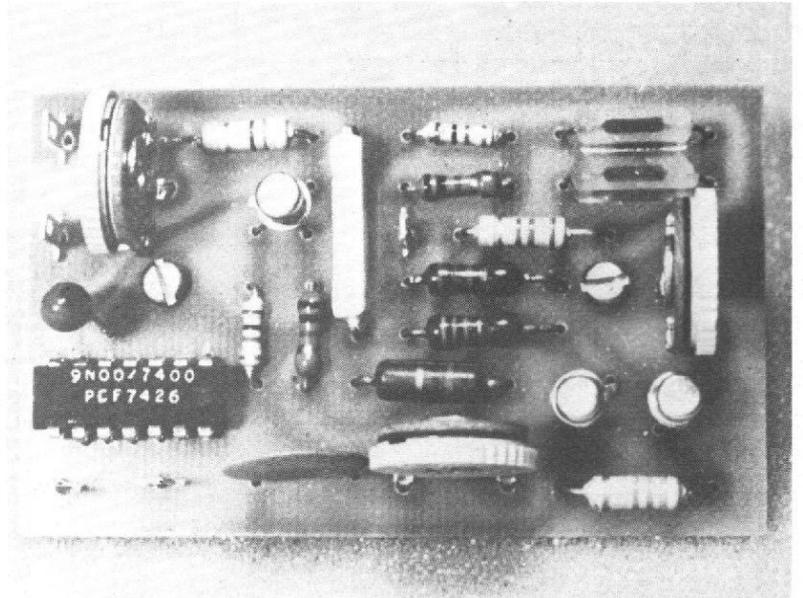


Photo E. - Circuit n°1 « maître oscillateur ».

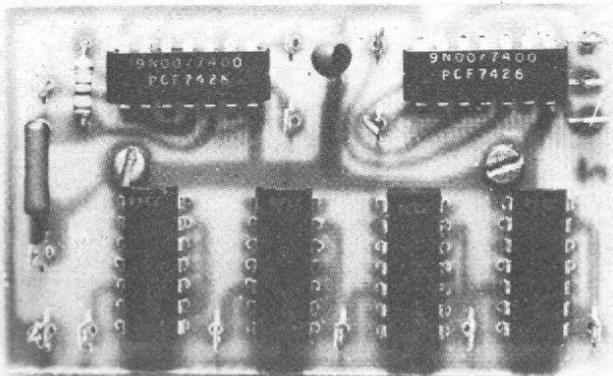
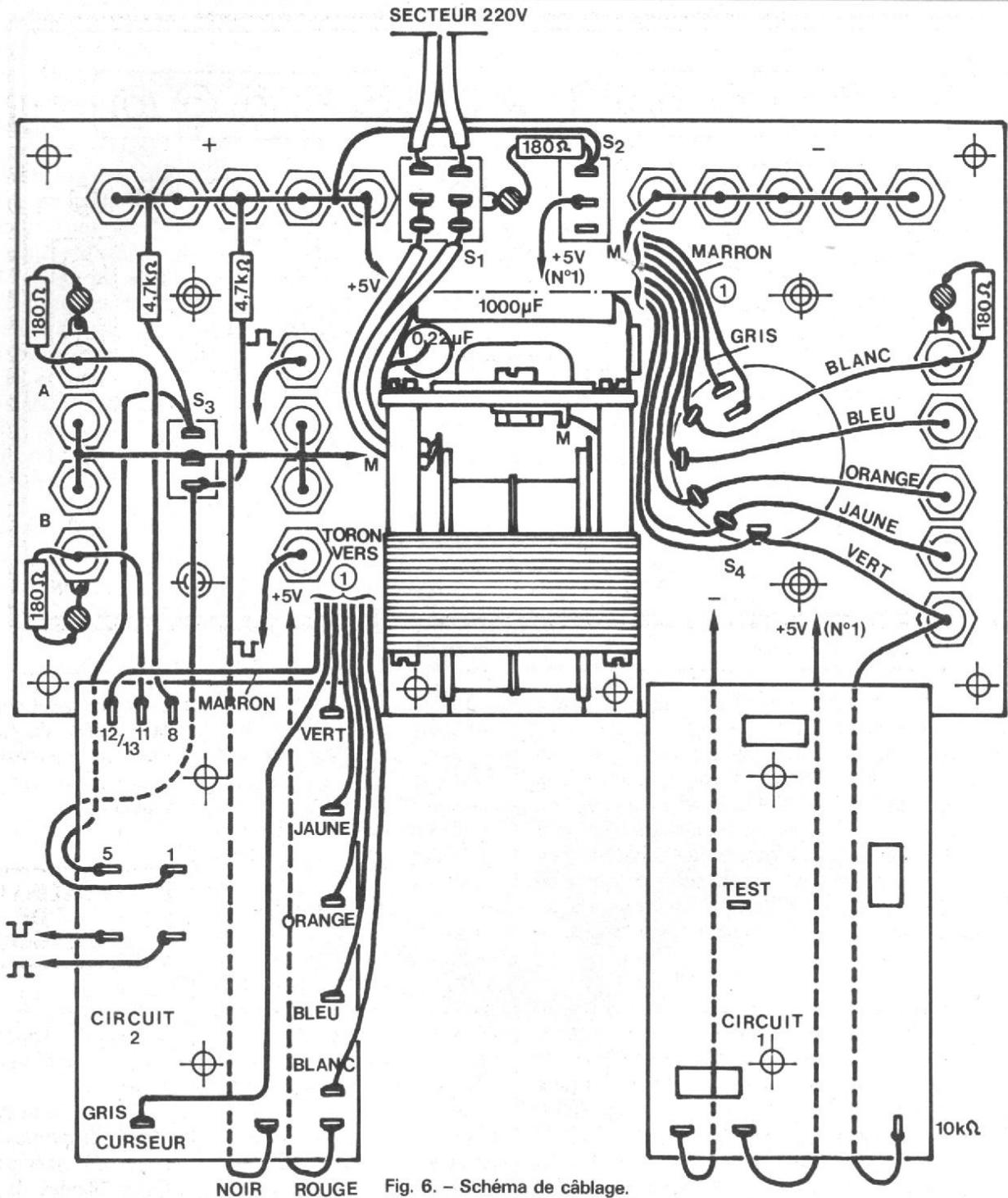


Photo F. - Circuit n° 2 « mise en forme ».

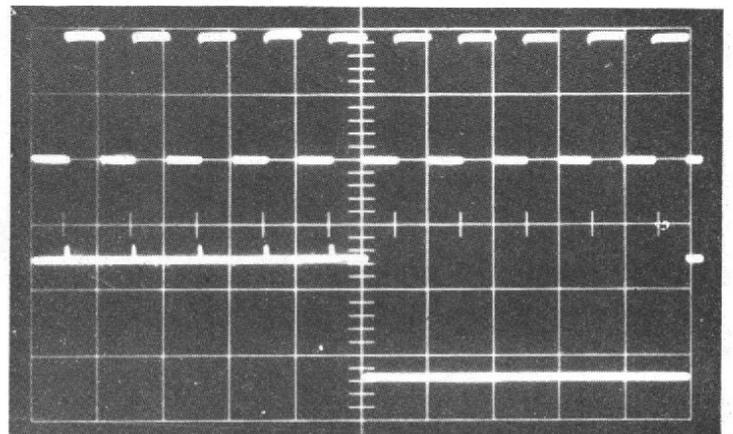


Photo G. - Forme des signaux 1 000 Hz / 100 Hz.

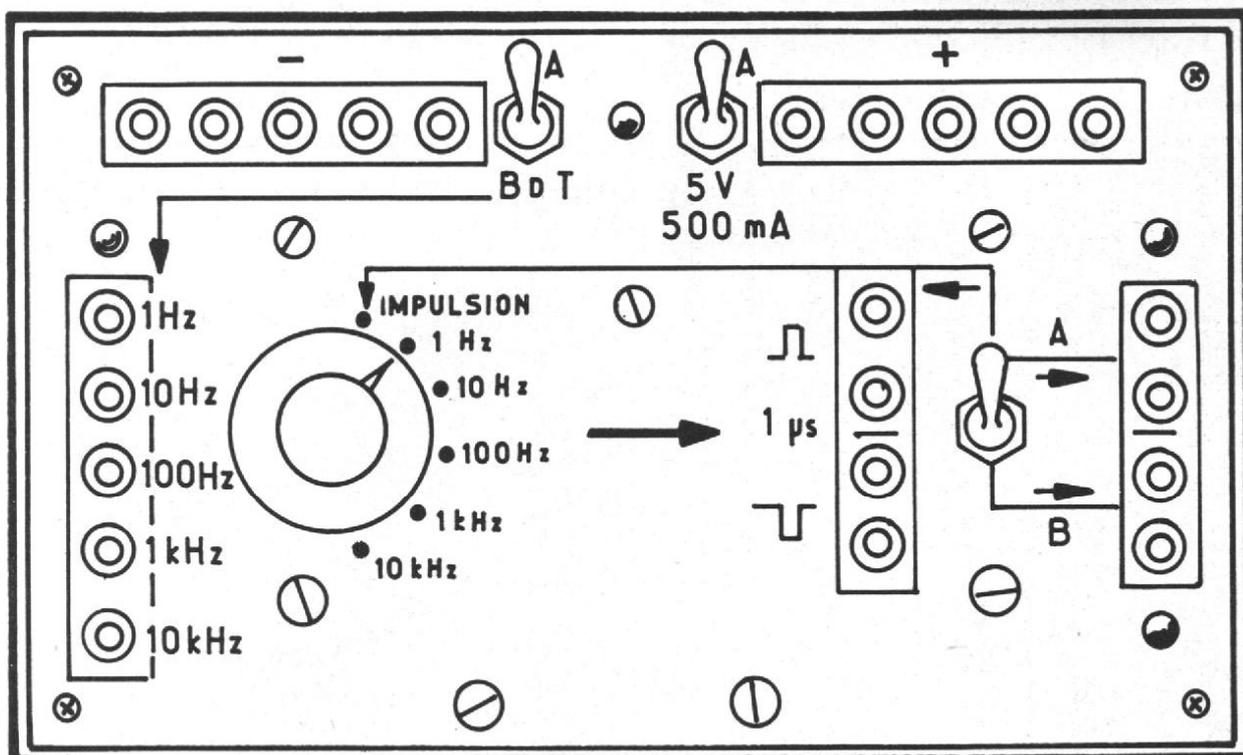


Fig. 7. - Face avant de l'appareil.

L'alimentation du circuit de base de temps peut être coupée par S_2 si l'on désire interrompre les signaux périodiques pendant une phase d'essai.

Les connexions au circuit n° 2 sont un peu plus complexes. Les entrées 1 et 5 sont réunies au + 5 V par des résistances de 4,7 k Ω et à un inverseur dont le curseur est à la masse. Suivant la position de ce curseur les sorties A et B sont au niveau 1 ou 0 logique. Une variation de position du curseur donnera également des fronts de montée ou de descente sur A ou B très raides (20 ns) et sans rebondissement.

Le commutateur S_4 sert à choisir la fréquence de récurrence des impulsions de 1 μ s délivrées par le monostable (position 1 Hz à 10 kHz). En utilisant, d'autre part, la sortie appropriée des diviseurs on peut constituer une source de synchronisation pour observer un phénomène oscillographique.

La position « impulsion » du commutateur S_4 correspond à la génération d'une impulsion unique lorsque l'inverseur S_3 passe de la position B à la position A. Cette fonction se révèle fort utile pour les essais des bascules notamment.

La signalisation est prévue par diodes LED :

- une diode s'illumine à la mise sous tension de l'appareil commandée par S_1 ,
- deux diodes indiquent les états des sorties A et B (illuminé = état 1),
- une diode branchée sur la sortie 1 Hz clignotera au rythme d'un allumage de 500 ms chaque seconde, indiquant le bon fonctionnement de la base de temps et pouvant servir de topage visuel.

La consommation totale de l'appareil, base de temps en fonctionnement, sans autre branchement extérieur est de 180 mA sous 5 V. Il ne serait pas impossible, le cas échéant,

d'alimenter cet appareil à partir de piles (six éléments R_{20}) donnant une tension de 9 V à l'entrée du stabilisateur de tension.

RÉALISATION DE L'ENSEMBLE

La figure 6 présente le câblage de l'appareil solidaire du panneau d'un coffret P_3 de Teko.

Pour la clarté du dessin, les circuits imprimés 1 et 2, normalement fixés par des entretoises filetées de 25 mm ont été écartés du panneau. On

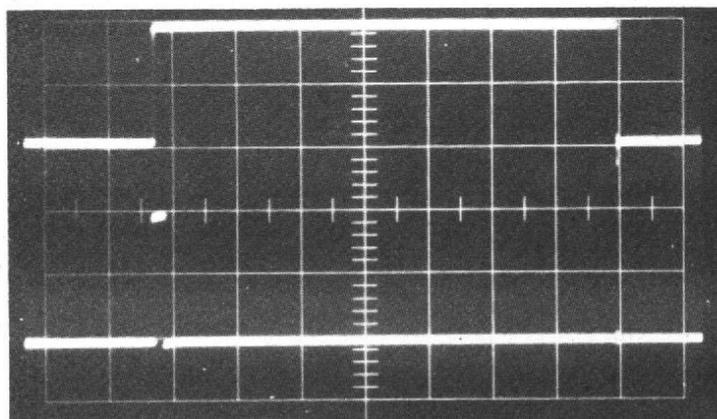


Photo H. - Génération de l'impulsion de 1 μ s.

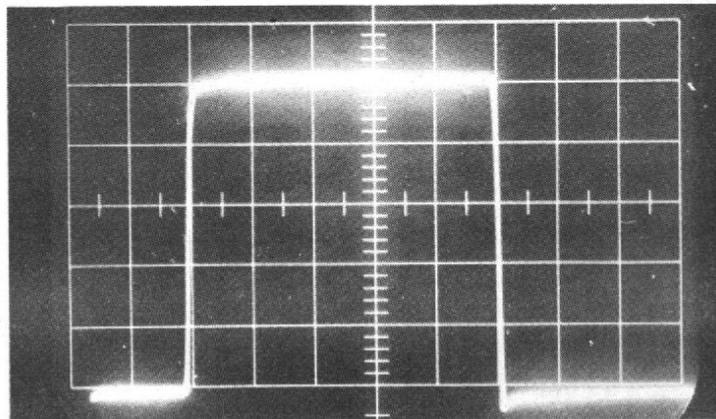


Photo I. - Impulsion de 1 μ s (200 ns/cm).

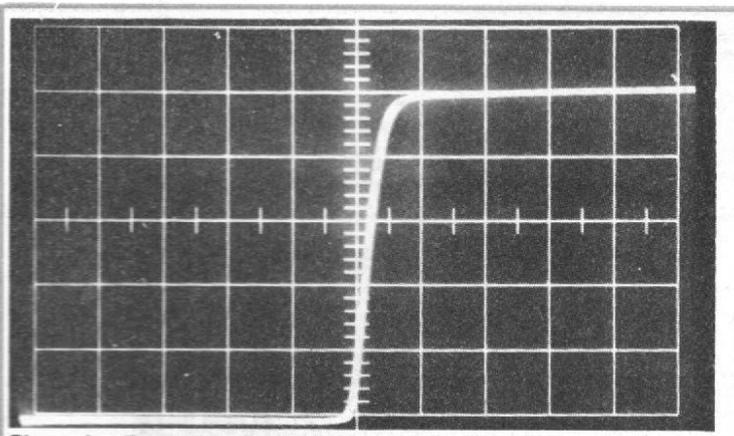


Photo J. - Front de montée de l'impulsion : 20 ns (40 ns/cm).

peut ainsi découvrir le câblage de l'inverseur S_3 et celui du commutateur S_4 .

Toutes les sorties sont au standard 2 mm.

Les diodes LED (\varnothing 2,5 mm) sont enfoncées à force dans des trous calibrés et fixées au moyen de résine (araldite ou équivalent).

Les dessins et photographies qui accompagnent cet article devraient donner tous les détails importants de la construction sans qu'il soit besoin d'insister dans le texte.

LISTE DES COMPOSANTS

1 coffret plastique Teko modèle P_3
 9 embases pour fiches de 2 mm (noires)
 9 embases pour fiches de 2 mm (blanches)
 5 embases pour fiches de 2 mm (rouges)
 1 commutateur 1 circuit 6 positions
 1 double inverseur miniature
 2 simples inverseurs miniature
 1 bouton à index
 4 diodes LED rouges \varnothing 2,5 mm
 6 résistances 1/4 W (4 x 180 Ω , 2 x 4700 Ω)
 1 cordon secteur, visserie diverse.

Alimentation

1 transformateur réf. GBC 3731-01 de 2 x 6 V, 0,5 A (ou 12 V, 0,5 A) St-Germain composants.

1 pont de diodes moulé pour

débit continu 1 A (ou quatre diodes 1N4004)

1 radiateur spécial (voir dessin)

1 circuit régulateur 5 V SFC2309R (Sescosem) ou équivalent

1 condensateur 1000 μ F (25 V)

1 condensateur 0,22 μ F tubulaire de préférence

2 équerres 10 x 10 mm

4 entretoises filetées 20 mm

4 relais de câblage, cosses, visserie diverse.

Circuit n° 1

1 circuit époxy cuivré 1 face 45 x 75 mm

3 transistors BC109B ou C

1 circuit intégré SFC400E (Sescosem) ou équivalent

3 résistances ajustables : 100 Ω , 150 Ω , 1000 Ω

10 résistances 1/4 W (100 (2), 270, 470, 1000 (2), 2200, 2700, 22 000 (2)) ohms

1 condensateur de découplage plaquette 0,1 μ F

1 condensateur de découplage tantale 10 μ F (10 V)

4 picots de câblage, 2 entretoises filetées de 25 mm, 2 vis TB 3x5.

Circuit n° 2

1 circuit époxy cuivré 1 face 45 x 75 mm

4 circuits intégrés SFC490E (Sescosem) ou équivalent

2 circuits intégrés SFC400E (Sescosem) ou équivalent

1 résistance 1/4 W 100 Ω

1 condensateur 10 nF époxy

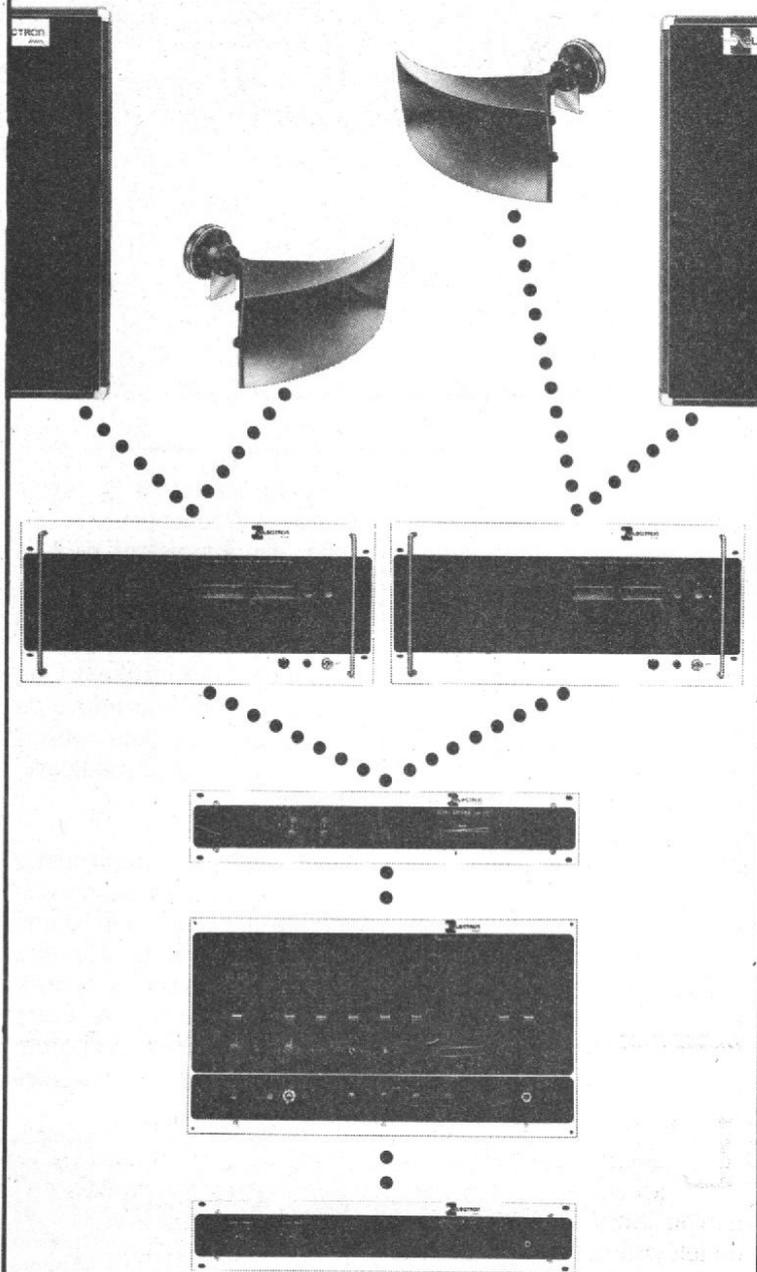
1 condensateur de découplage tantale 10 μ F (10 V)

15 picots de câblage, 2 entretoises filetées de 25 mm, 2 vis TB 3x5.

(à suivre)
J.C.

DISCOTHEQUE HI-FI PROFESSIONNELLE ELECTRON MARRÉ

*Le meilleur Rapport
QUALITE - PRIX D'EUROPE*



De 200 à 1000 Watts

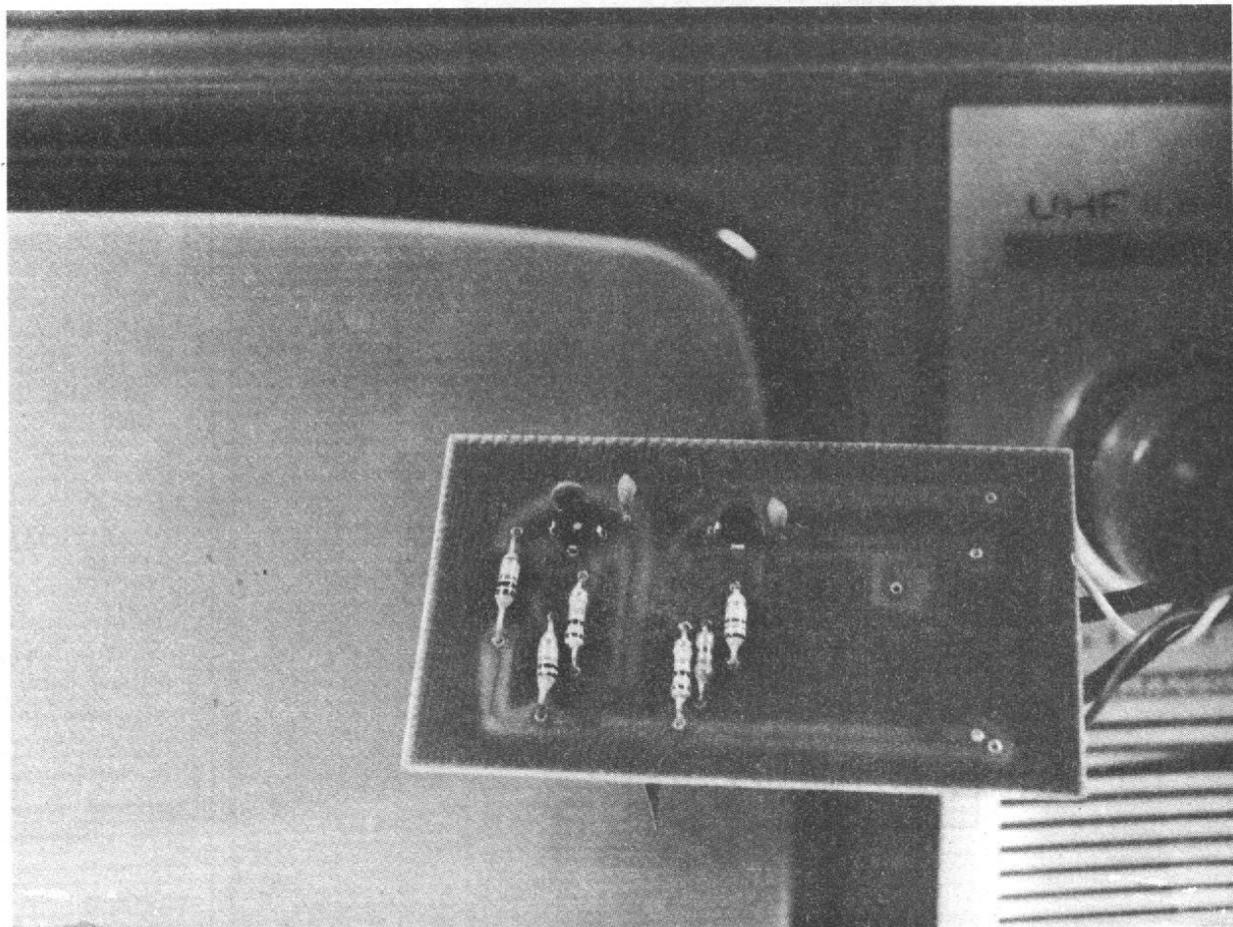
REGIE DS 23 - 2 sorties, 6 entrées (2 micros, 1 aux, 1 magnéto, 2 tables de lecture avec fondu enchaîné), contrôle casque avec sélecteur entrées etc. • UNITE de PUISSANCE PA2100/HF stéréo 2x100 Wainus, sécurité électronique, sorties transfo 4-8-16 ohms • ECHO REVERB 127 stéréo sur 1 ou 2 VOIES • CROSSOVER 330 répartiteur de fréquences grave/médium-aiguë • ENCEINTE 380x300/HF 100W spécial bass • PAVILLON HI-FI EL51/8 spécial médium/aiguë.



France: SONOR ELECTRONIQUE
30, rue Sibuet, 75012 PARIS.
Tél. 628.24.24

Italie: ELECTRON MARRE, 8 via C. Targa,
16124 GENES (Italie) - Tel. 204930

REALISATION D'UN MODULATEUR U.H.F.



pour jeux TV et autres applications

LE modulateur haute fréquence décrit dans cet article vous permettra d'avoir accès à tout récepteur de télévision noir et blanc, ou couleur, en vous branchant directement sur la fiche d'antenne.

Les applications sont multiples : réalisation d'une mire TV, sortie de magnétoscope, caméra, vidéo, et tout système de visualisation sur écran, notamment **pour les jeux T.V.**

Ce montage qui a le mérite d'être simple, a fait l'objet

d'une étude originale au laboratoire d'applications de Texas-Instruments-France.

I - MODULATION UTILISÉE EN TÉLÉVISION

En télévision, la transmission de l'image est assurée par une porteuse HF modulée en amplitude.

Le modulateur UHF doit

donc produire une porteuse haute fréquence modulée en amplitude par un signal basse fréquence.

Le modulateur comporte deux fonctions principales :

- Un oscillateur local qui génère une fréquence porteuse dans la bande UHF.
- Un étage de modulation qui change l'amplitude de cette porteuse en fonction du signal basse fréquence. L'enveloppe du signal HF modulé doit alors reproduire le signal modulant (BF).

Si A est l'amplitude crête de la porteuse et B l'amplitude du signal modulant, on définit le taux de modulation par

$$K = \frac{B}{A};$$

K est $\leq 100\%$.

L'expression du signal HF modulé est :

$S(t) = A(1 + K \cos \Omega t) \times \cos \omega_0 t$, où K est le taux de modulation (K + 1).

Ω est la pulsation du signal modulant, et ω_0 la pulsation de la porteuse. Il s'écrit aussi comme indiqué sur la photo 1.

$$S(t) = \frac{AK}{2} \cos(\omega_0 - \Omega) \cdot t + A \cos \omega_0 t + \frac{AK}{2} \cos(\omega_0 + \Omega) \cdot t$$

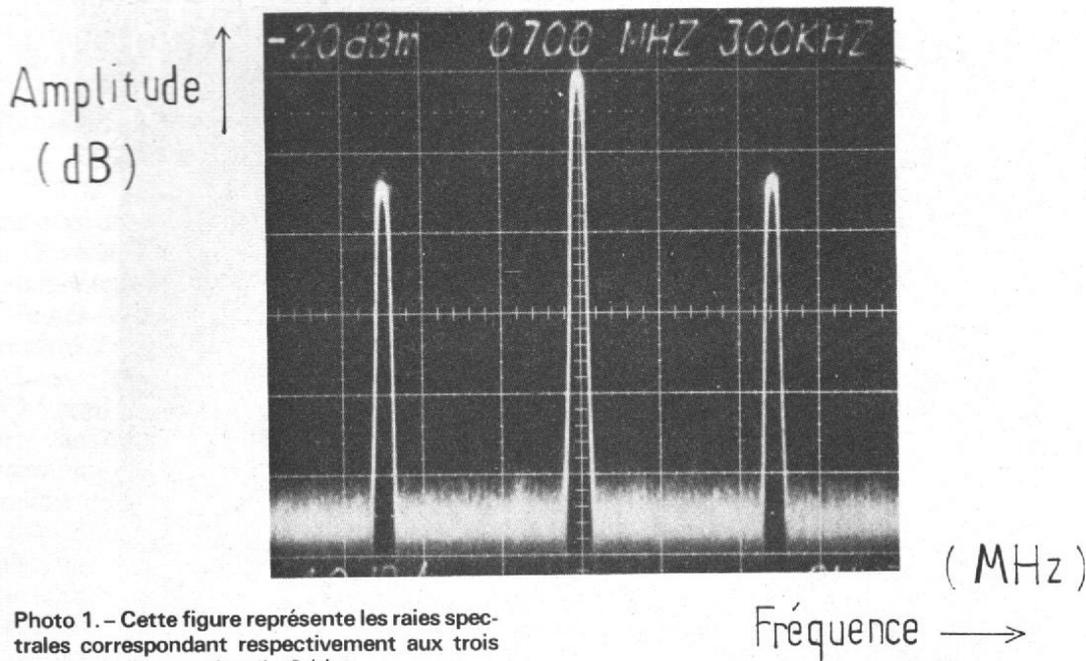


Photo 1. - Cette figure représente les raies spectrales correspondant respectivement aux trois termes de l'expression de S (t).

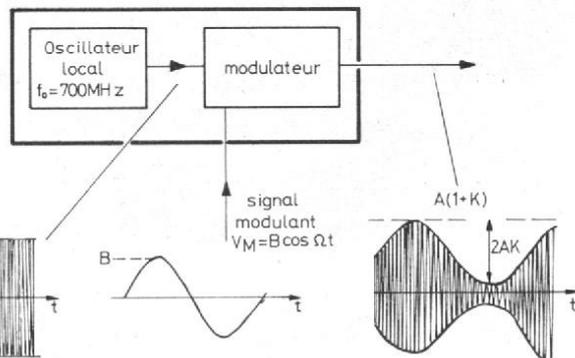


Fig. 1

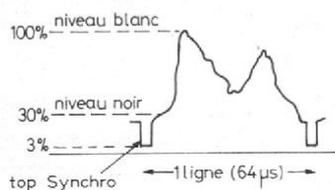


Fig. 2

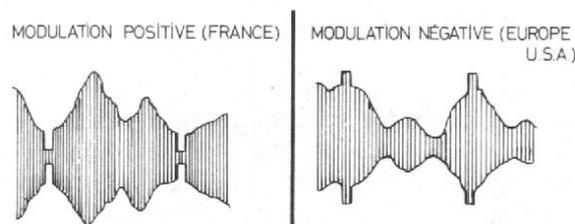


Fig. 3

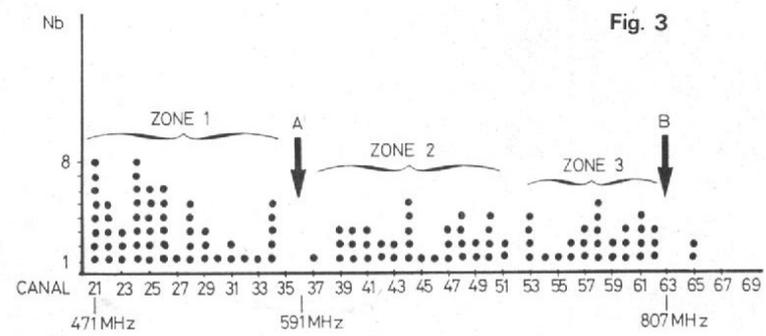


Fig. 4. - Répartition des canaux UHF utilisés en France.

SIGNAL VIDÉO :

Le signal vidéo composite a généralement la forme suivante (fig. 2) :

C'est ce signal BF qui module le signal haute fréquence généré dans le modulateur. Deux types de modulation d'amplitude sont alors possibles (fig. 3). La modulation positive est utilisée en France, où les signaux de synchronisation correspondent au minimum de transmission de la porteuse haute fréquence et le blanc au maximum.

Dans la modulation négative, utilisée pour le standard européen CCIR, les signaux de synchronisation correspondent cette fois au maximum d'amplitude de la porteuse (fig. 3).

CHOIX DE LA FRÉQUENCE :

En France, les bandes VHF-T.V. sont maintenant très encombrées, et d'autre part les jeux T.V. fonctionnent en 625 lignes ; il faut donc s'orienter vers les bandes UHF prévues pour ce standard. D'autre part, il est prévu qu'à terme tous les programmes T.V. soient transmis en couleur, c'est-à-dire en 625 lignes, et en bande IV et V (UHF).

Ce qui permettrait la commercialisation de récepteurs prévus pour ce standard uniquement. Une analyse rapide de la couverture du territoire français en canaux UHF (3 chaînes) laisse apparaître deux zones à faible densité d'utilisation (fig. 4 A et B).

Il sera intéressant de placer la fréquence de l'oscillateur local dans ces deux zones (canal 36 $f_{01} = 591$ MHz) ou, tout en haut de bande (canal 63 $f_{01} = 807$ MHz), pour éviter toute interférence avec les canaux déjà utilisés (fig. 4).

Il faut remarquer que ce modulateur fonctionne en mode fondamental, c'est-à-dire que les fréquences harmoniques sont bien trop élevées pour brouiller d'autres chaînes de télévision.

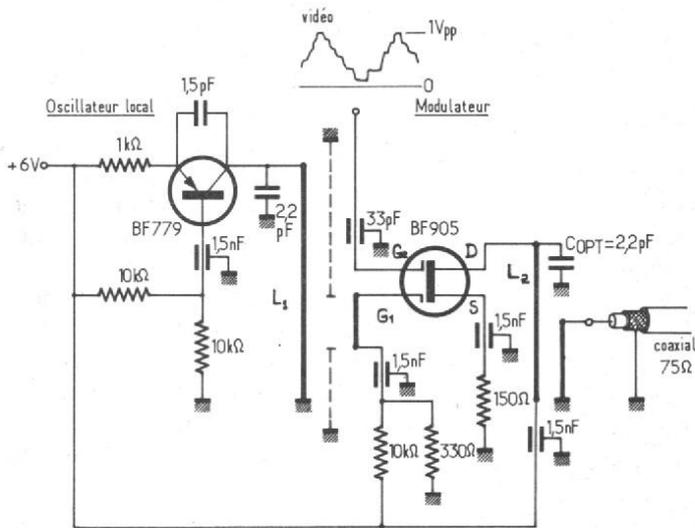


Fig. 5

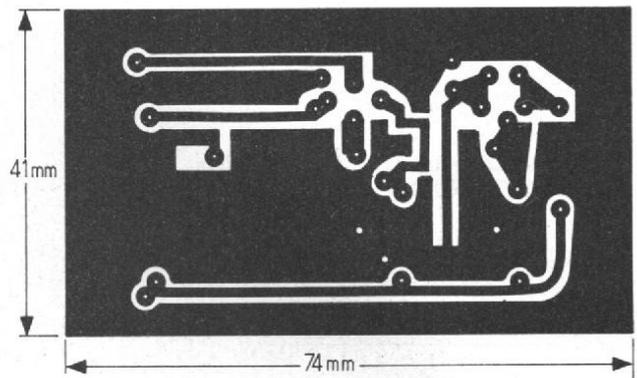
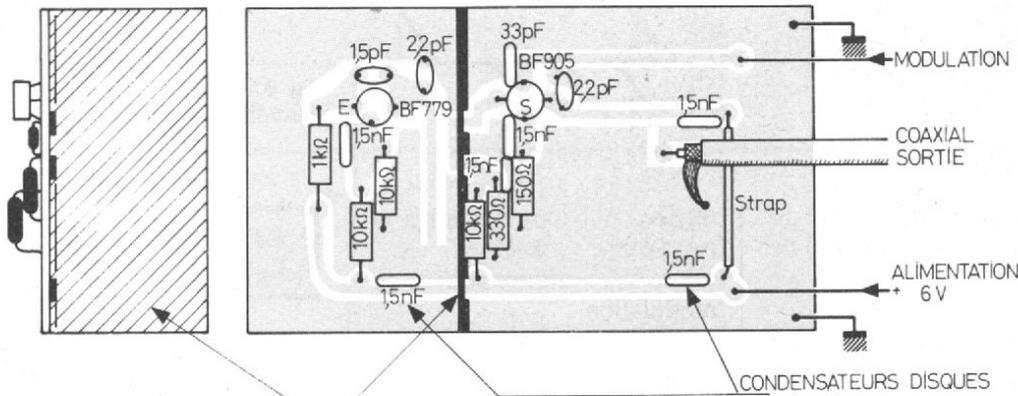


Fig. 6a. - Circuit imprimé.



BLINDAGE 3 FENÊTRES
Fig. 6b. - Circuit vu côté composants.

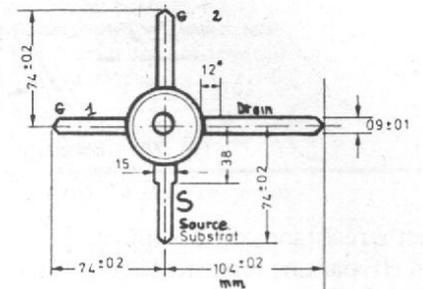


Fig. 6c

BF905

II - RÉALISATION PRATIQUE DU MODULATEUR : SCHEMA ÉLECTRIQUE

Le modulateur utilise un transistor bipolaire BF 779 (Texas-Instruments) pour

l'oscillateur local, et un MOS-FET BF905 (Texas-Instruments) pour l'étage de modulation (fig. 5).

Le circuit de charge de l'oscillateur est une ligne accordée L_1 , et la réaction est assurée par une capacité céramique de 1,5 pF.

Le couplage électromagné-

tique, entre l'oscillateur et l'étage de modulation, est obtenu à l'aide d'une fenêtre dans le blindage de séparation. Une partie de la tension HF est ainsi appliquée à la grille 1 du BF905. La tension modulante (BF) est appliquée sur la grille 2 du BF 205. Le circuit de charge du BF905 est une

ligne accordée L_2 . On prélève une partie du signal HF modulé, par une boucle de couplage sur L_2 , qui assure l'adaptation d'impédance à un câble coaxial souple de 75 Ω (sortie).

La polarisation du BF905 est stabilisée par une résistance de source de 150 Ω.

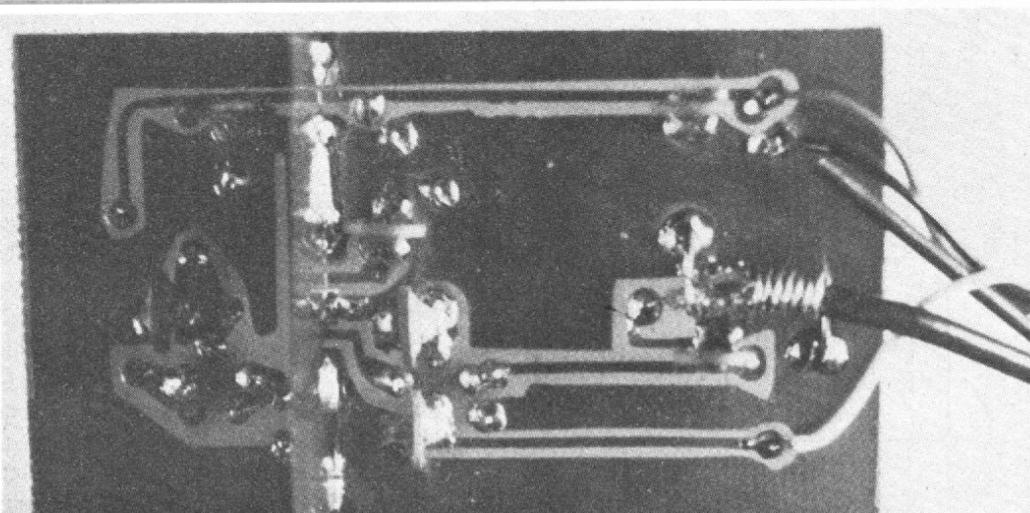


Photo 2. - Détails de câblage.

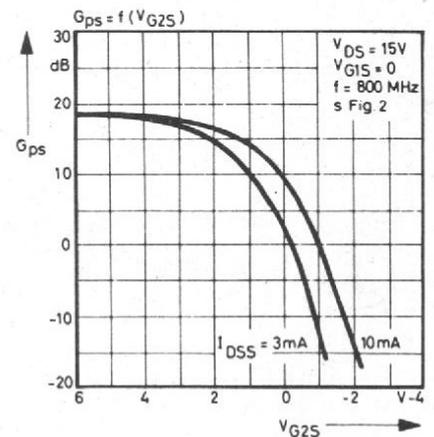


Fig. 6

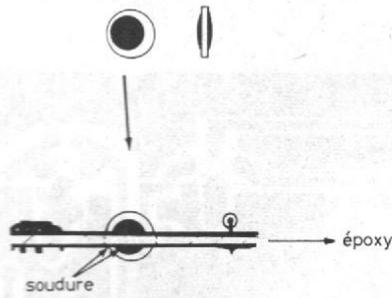


Fig. 7a. - Montage des condensateurs disques.

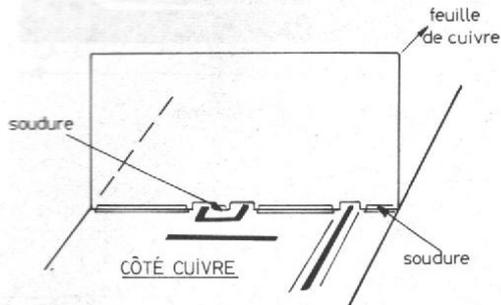


Fig. 7b. - Blindage

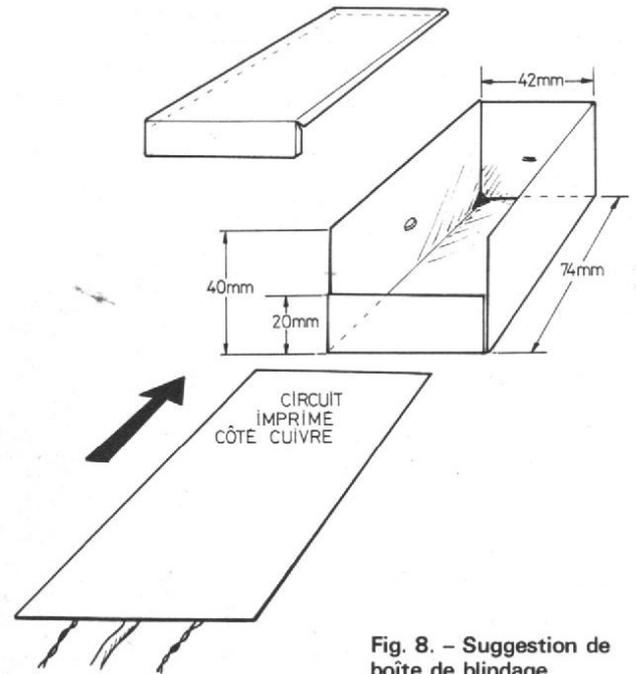


Fig. 8. - Suggestion de boîte de blindage.

Cette résistance est découplée en HF par une capacité disque de 1,5 nF.

Ainsi pour le MOSFET BF905, le signal V_{OL} provenant de l'oscillateur local attaque la grille 1 (G_1) alors que le signal modulant V_M est appliqué à la grille 2.

La transconductance g_m du BF905 varie en fonction de V_M .

Le signal de sortie $S(t)$ s'exprime par :

$$V_{DRAIN} = (K_1) V_{OL} + (K_2) V_M \times V_{OL}$$

où (K_1) V_{OL} correspond à la porteuse pure et (K_2) $V_M \times V_{OL}$ au produit de modulation.

Le gain en puissance du BF 905 varie en fonction de la tension V_{G2S} comme le montre la courbe de la figure 6.

III - PRÉCAUTIONS DE CÂBLAGE

La réalisation de tout circuit fonctionnant à 600 MHz et au-delà nécessite quelques précautions de câblage.

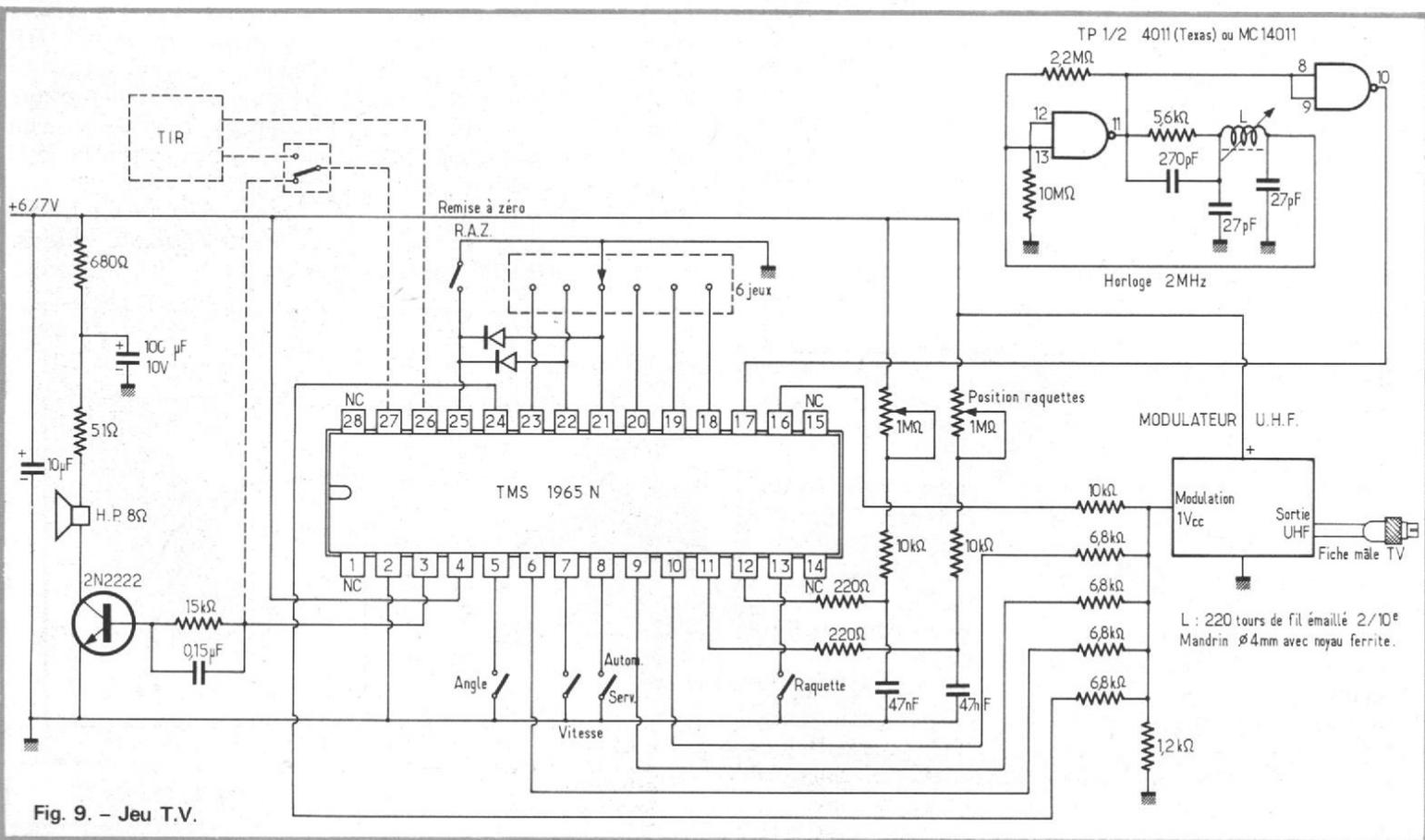


Fig. 9. - Jeu T.V.

NOMENCLATURE

Produit	Quantité	Fabricant
2 transistors		
BF779 (bipolaire)	1	Texas Instruments
BF905 (MOSFET)	1	France
3 capacités céramiques		
1,5 pF (GOA 604 14)	1	L.C.C.
2,2 pF (GOA 604 14)	2	
7 capacités disques		
1,5 nF (GNX 607)	6	LCC
33 pF (GNU 607)	1	
6 résistances 1/4 W, 5 %		
10 k Ω	3	L.C.C.
1 k Ω	1	
330 Ω	1	
150 Ω	1	

LE CIRCUIT IMPRIMÉ (fig. 6) :

Ce modulateur fait appel à la technique « strip line » où les lignes accordées sont gravées dans le cuivre. On utilise de la plaque verre époxy, simple face (épaisseur de cuivre 35 μ m épaisseur de la plaque 16/10 mm).

LES CAPACITÉS DE DÉCOUPLAGE :

Les capacités disques de type GN (fabricant L.C.C.) permettent d'obtenir un bon découplage HF. Ces condensateurs disques sans connexion sont destinés à la soudure directe sur circuit imprimé. La figure 7a montre le montage de ces capacités disques. La position de ces capacités est très importante et doit être conforme à la figure 6b.

LE BLINDAGE :

Il est nécessaire d'intercaler un blindage électromagnétique entre l'oscillateur et l'étage de modulation. Ceci est simplement réalisé à l'aide d'une feuille de cuivre (clinquant) comportant trois petites fenêtres, qui est soudée sur le circuit imprimé côté cuivre (fig. 6 et 7b). Pour éviter le rayonnement parasite, il est recommandé d'enfermer le montage dans une boîte métallique. La figure 8 donne une suggestion de boîtier métallique.

IV - UTILISATION DU MODULATEUR UHF DANS UN JEU T.V.

La figure 9 vous donne le schéma complet d'un jeu T.V. Ce jeu utilise le circuit intégré TMS 1965 NL (Texas-Instruments). Il permet six jeux différents sur écran T.V. (tennis, pelote basque, football, tir).

Le circuit intégré TMS 1965 NL sera prochainement disponible en France aussi pensons-nous être en mesure de vous proposer dans un prochain numéro la réalisation complète d'un jeu T.V.

V - ESSAI

Il peut s'effectuer directement sur le téléviseur en cherchant :

- La fréquence d'accord du T.V. (canal 36 UHF).
- La meilleure image en faisant varier la capacité C opt. (fig. 5).

Cette capacité peut être fixe (c opt. = 2,2 pF).

Avec un signal vidéo standard de 1 V crête, on obtient un taux de modulation K de 80 %. Le niveau HF disponible en sortie est de 3 mV.

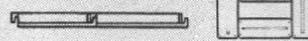
B. CASSUTO



Electronique et prototypes :

Equipez vous professionnellement avec
CONTINENTAL SPECIALTIES CO.

Les nouvelles planches à Cabler "EXPERIMENTOR"
Montages sans soudure. Réutilisation de tous les composants électroniques.



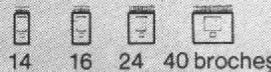
Système modulaire de fixation "interlocking" adaptable à toutes les tailles de prototypes.

Gamme de plaques à cabler PB, prêtes à l'emploi avec planches QT 59 ou QT 35. Bornes d'alimentation et de masse.



PB 100(en kit) PB 103 et PB 104

Les pinces test "PROTOCLIP"
Structure monobloc sans axe ni ressort. Contacts en alliage argent-nickel.



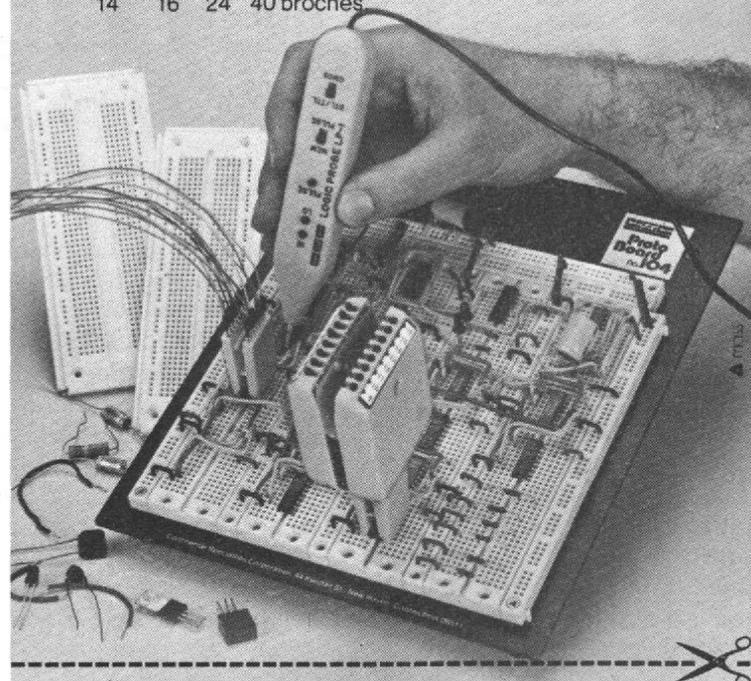
Le "LOGIG PROBE"
Sonde de tests logiques - Fonction mémoire. Détection des niveaux hauts, bas, intermédiaires et circuits ouverts. Affichage séparé pour signaux périodiques.



Le "LOGIC MONITOR"
Affiche simultanément les états logiques des circuits DIL 14 et 16 broches. Affichage des niveaux sur diodes électroluminescentes. Ni alimentation - ni réglage.



"LOGIC PROBE" et "LOGIC MONITOR" sont compatibles DTL, TTL, HTL et CMOS.



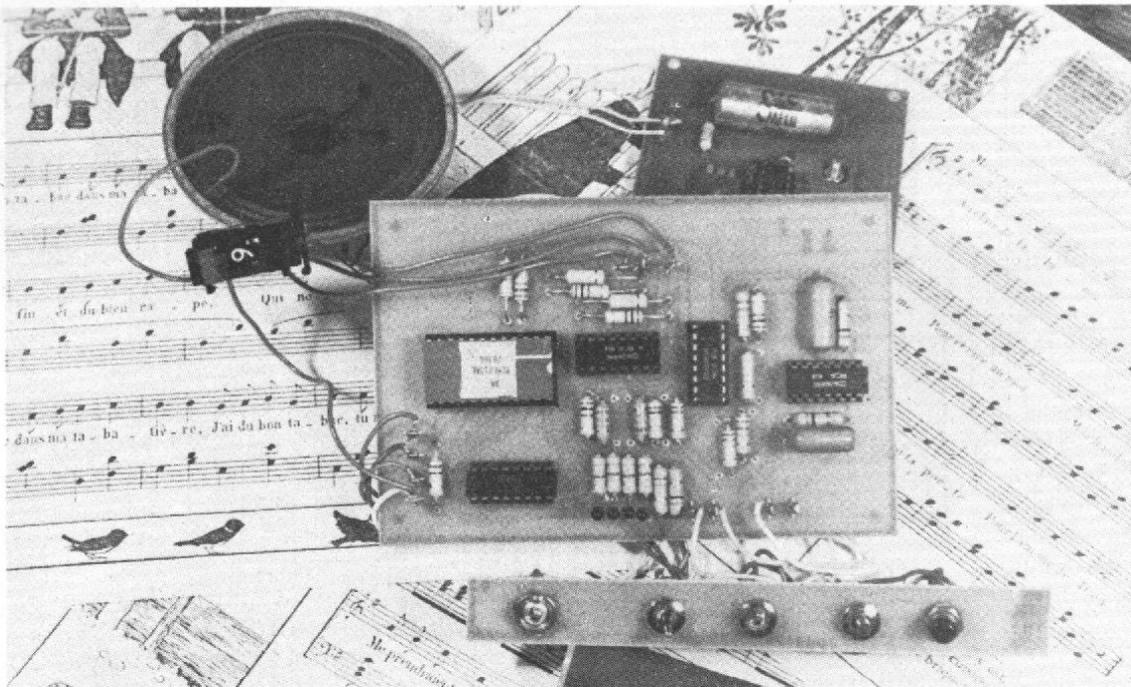
M. Adresse

pour recevoir les spécifications détaillées et la liste des revendeurs sur : **ELECTRONIQUE ET PROTOTYPES**
retournez ce coupon à

CCI

42, rue Etienne Marcel 75081 PARIS CEDEX 02
Tél : 261 55 49; Telex : LORESOL 240 835 F.

les microprocesseurs



les mémoires

(suite voir N° 1591)

COMME dans chaque RAM, on remarque, premièrement, un groupe d'entrées de sélection des adresses des mots-mémoire, le « bus adresse », allant de A_0 à A_6 , pour la mémoire MC6810 AL de Motorola. Quelle que soit la mémoire, les adresses sont des entrées. Les données, en revanche, doivent entrer et sortir. Il y a des mémoires dont les données sont commutées en position entrée ou en position sortie par l'intérieur du boîtier et qui présentent un seul groupe de fils : le « bus de données ».

La 6810 fait partie de ces mémoires, comme d'ailleurs toutes les RAM organisées en mots de 8 bits. D'autres

RAM, organisées en mots de 4 bits, ont des fils d'entrée/sortie de données séparés, pour le plus grand bien de ceux qui, par distraction, pourraient forcer un mot de données dans une mémoire fonctionnant en lecture. Le choix d'un bus unique, en 8 bits, est économique. Le boîtier est la pièce la plus onéreuse et la plus encombrante du circuit intégré. L'acheminement des données dans les deux sens demande 16 broches. Si nous comptons les sept fils d'adresse, on arrive à 23. Compte tenu des alimentations, des validations, etc., la mise en boîte de la puce nécessitera un boîtier comme pour celui de l'unité centrale (40 broches). Le prix étant propor-

tionnel au nombre de pattes et non pas au contenu, il grimpe donc inutilement.

Dans notre exemple, il y a un même bus de données, que celles-ci entrent ou sortent, et une broche de commande de lecture/écriture (read/write). En position haute (+5 V), cette commande place le bus de données en lecture. Par commutation, les « transistors » de sortie de la RAM sont placés avec les « collecteurs » sur le bus de données. Malheur à qui veut « écrire » plutôt que « lire » ce que la RAM transmet par les sorties des données. Imaginez la sortie d'un amplificateur chargée par la sortie d'un autre amplificateur. Faible impédance de sortie sur faible impédance

d'entrée, cela ferait deux dispositifs détruits. En position basse (0 V), le fil R/W, de lecture/écriture, place les broches de données sur des entrées haute impédance d'amplificateurs. On a aucune difficulté à forcer un signal.

L'opération de lecture/écriture est, à son tour, contrôlée par un troisième élément : la déconnexion pure et simple des sorties, qu'elles soient en lecture ou en écriture. Cette déconnexion s'obtient par l'intermédiaire d'une commande de validation CS (chip-select). Il y a plusieurs commandes aboutissant, par un circuit logique (porte « NAND » à plusieurs entrées pour la 6810), à une sortie de validation globale. La

déconnexion des sorties équivaut à un isolement à haute impédance. Cet état, dans la logique binaire des « zéros » et des « uns », mène à une sortie flottante, au gré des charges électrostatiques-positives ou négatives s'accumulant sur l'électrode de sortie. National Semiconductor, le premier, a appelé « tri-state » ce troisième état.

**PLACEMENT
DES MÉMOIRES
DANS L'ESPACE/
MÉMOIRE**

Les « chip Selects » permettent à l'utilisateur l'installation de la portion respective de mémoire, qu'est la RAM, dans « l'espace-mémoire ». Presque tous les microprocesseurs peuvent adresser jusqu'à 65536 mots-mémoire, sur 16 fils d'adresses. Si l'on plaçait les adresses d'une RAM de 128 mots de 8 bits sur 7 fils, parmi les 16 fils d'adresses et si les « CS » n'existaient pas, ces 7 fils seraient condamnés à ne plus pouvoir servir, sous peine d'adresser la RAM et de lire ou écrire dans le bus de données chaque fois qu'on manipulerait les périphériques ou la mémoire morte, de programme. Pour un adressage sans équivoque, la RAM devrait avoir 16 fils d'adressage, dont 9 figés, réservés à elle seule et les sept autres pouvant recevoir les 128 combinaisons définissant les adresses de mot. Quelques exemples aideront à la compréhension :

Exemple 1 : supposons une RAM fictive, « éducative » de 4 mots, un espace adressable de 16 mots ou davantage, figure 12, mais pas un seul « chip select ». Combien y a-t-il de possibilités pour placer notre RAM dans l'espace adressable ? Supposons qu'elle soit placée au « bas » des adresses, c'est-à-dire à partir de 0000. Elle occupera donc les adresses 0, 1, 2, 3 et

Adresses (binaire)				(hexadécimal)
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0	0	4
0	1	0	1	5
0	1	1	0	6
0	1	1	1	7
1	0	0	0	8
1	0	0	1	9
1	0	1	0	A
1	0	1	1	B
1	1	0	0	C
1	1	0	1	D
1	1	1	0	E
1	1	1	1	F
A ₃	A ₂	A ₁	A ₀	Fig. 12

se branchera sur un bus-adresse correspondant à sa taille de 4 mots, les deux fils de plus bas rang, A₀ et A₁. Force nous serait de constater que toute la mémoire est condamnée car, à chaque combinaison de A₀ et A₁, la RAM se trouvera pleinement adressée. Inutile de chercher à maintenir à « zéro » ou à « 1 » les A₀, A₁, car les unités centrales, n'incrémentent pas les adresses par pas de quatre, mais de « 1 » uniquement.

Inutile également d'utiliser A₀ et A₂ comme fils d'adresse car on obtiendrait un même gâchis d'adresses mémoires.

Dès lors le problème se résoud facilement par la validation de la mémoire avec un fil supplémentaire. En effet, si la mémoire fonctionne quand ce fil supplémentaire, relié au CS du boîtier-mémoire, reçoit un +5 V (C_S = 1), et si CS est placé en A₂, par exemple, seules 8 adresses seront occupées (dont quatre inutilement), les

4, 5, 6, 7 et C, D, E, F, sur la figure 12. L'occupation inutile vient du fait qu'adresser « 4 » ou « C » revient au même, par une combinaison commune.

Voyons maintenant ce qu'apporterait un CS supplémentaire : appelons-les CS₁ et CS₂, la mémoire se trouvant validée lorsque CS₁ = CS₂ = 1. Plaçons CS₁ sur le fil A₂ et CS₂ sur A₃. Seuls les mots C, D, E, F feront partie de la mémoire ! Il n'y a plus aucun gâchis et on peut utiliser les 16 mots adressés par les quatre fils, à condition que les quatre RAM - de 4 mots chacune - soient munies de deux CS.

Par extrapolation sur 16 fils, pour ne pas perdre un seul des 65536 emplacements possibles il faudrait une somme de fils d'adressage et de CS égale à 16 pour chaque mémoire.

Pour raison économique (boîtier trop grand) une telle RAM n'existe pas. Si, d'une part, on accepte facilement de sacrifier 1000 ou 10 000 emplacements mémoire pour les systèmes qui n'emploient qu'un millier de mots, ROM et RAM comprises, d'autre part, on a la possibilité de cou-

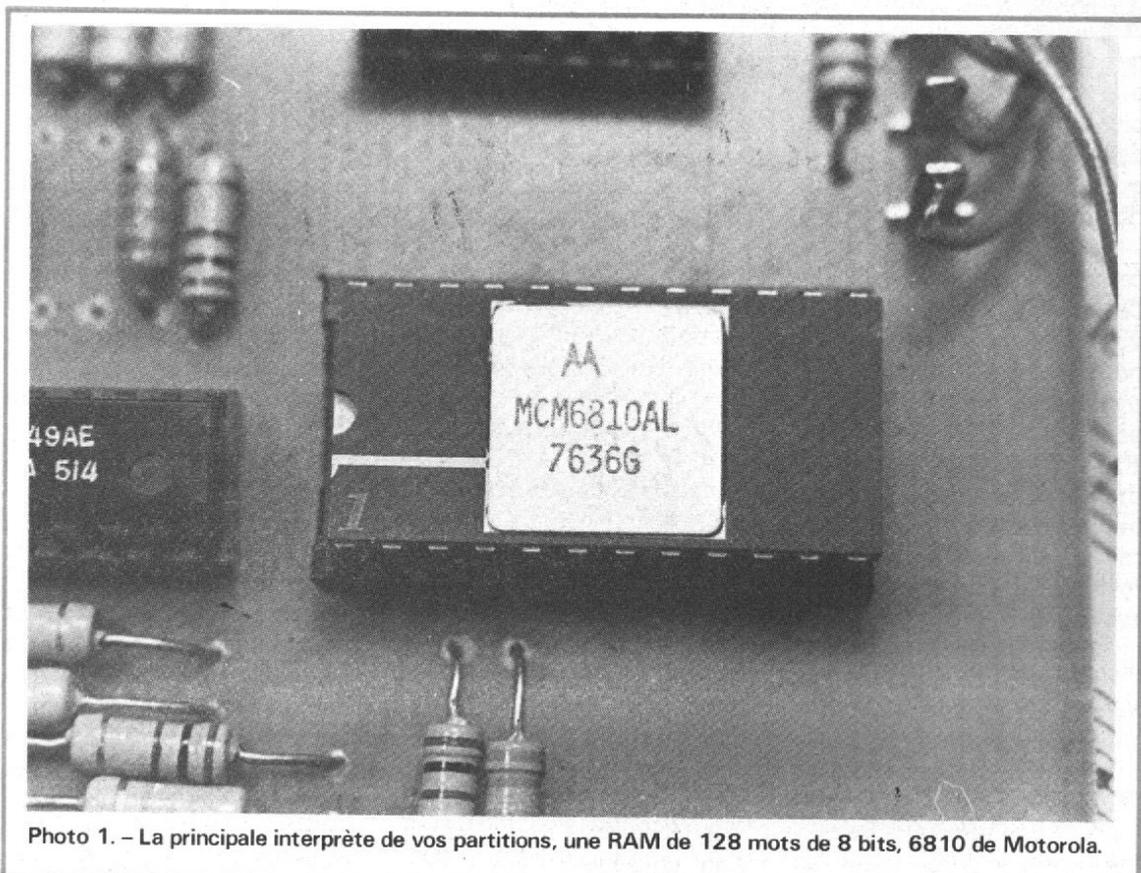


Photo 1. - La principale interprète de vos partitions, une RAM de 128 mots de 8 bits, 6810 de Motorola.

pler vers un seul CS plusieurs autres CS, à travers un circuit AND ou NAND afin de compléter le groupe de 16, comme le montre l'exemple 2 :

Soit à placer une RAM 128 x 8 (6810) aux adresses F100 à F1FF.

On commence par placer d'office les A_7-A_6 de la RAM en A_7-A_6 du bus. L'octet le plus significatif de l'adresse à attendre, F1 se décompose en binaire de la manière suivante : (voir tableau 1)

Pour le sélectionner, nous disposons sur la MC6810 de quatre $\overline{CS}_1, \overline{CS}_2, \overline{CS}_3, \overline{CS}_4$ et de deux CS (CS_0, CS_3).

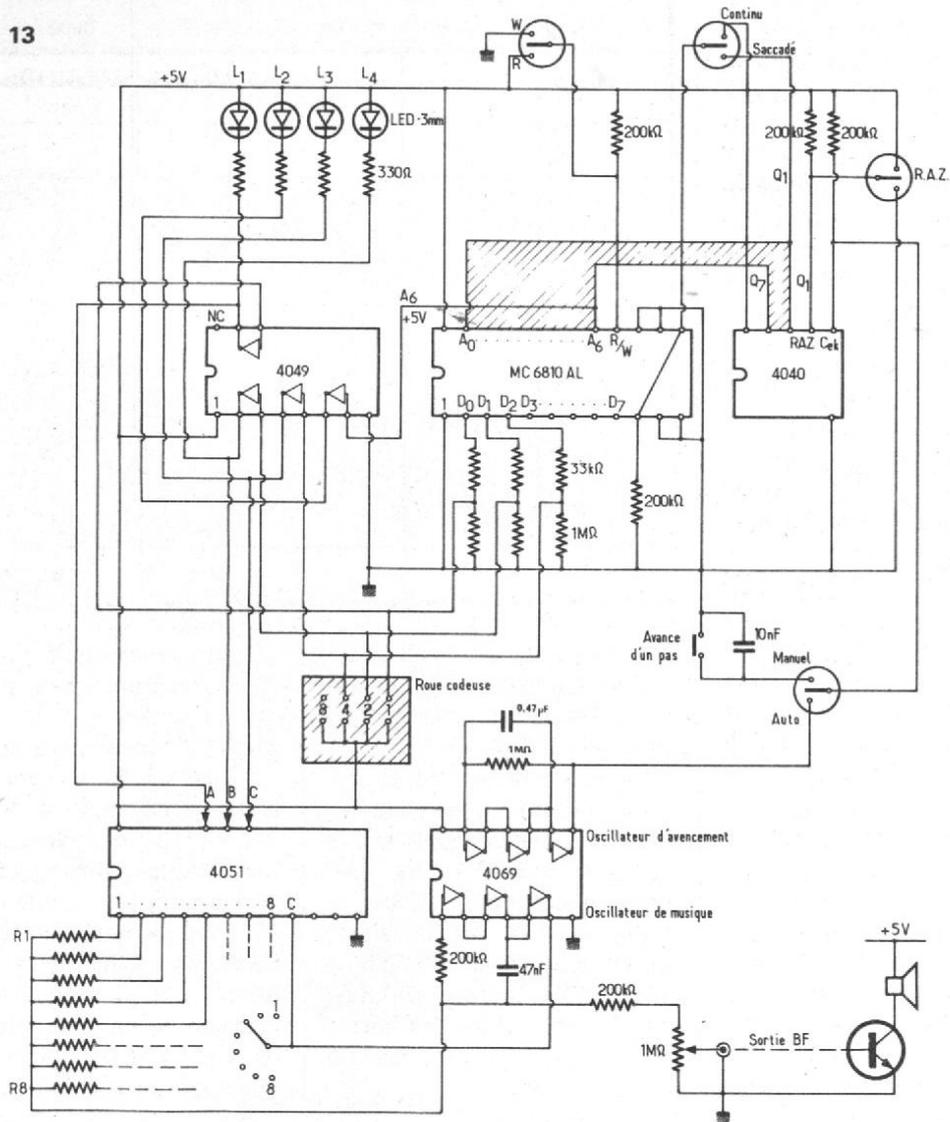
Le problème se règle en choisissant $\overline{C}_1, \overline{C}_2, \overline{C}_3$ sur A_9, A_{10}, A_{11} , en plaçant CS_0 et CS_3 en A_8 et A_{12} et afin de s'agripper aux trois fils d'adresse qui nous restent, A_{13}, A_{14}, A_{15} , d'utiliser le \overline{CS}_5 .

Les trois fils doivent être à « 1 », au moment de l'adressage. \overline{CS}_5 valide la RAM quand il est à « 0 ». Ceci est parfait car un simple circuit NAND, à trois entrées, A_{13}, A_{14}, A_{15} , pourra fournir à sa sortie le « 0 », que \overline{CS}_5 attendait. De la même façon, on peut placer la RAM en n'importe quel endroit de l'espace adressable. Si un seul des fils d'adresse n'était pas pris en compte, A_{15} , par exemple, il y aurait 32258 adresses de mots perdues : moins élevé est son rang et moins on perd d'adresses.

D'ailleurs les plus perspicaces auront remarqué que dans l'exemple que nous venons de voir restent indéfinies 128 positions mémoire. Les 128 mots de la MC6810 n'occupent pas les adresses de 00 à FF, mais de 00 à 7F. Il faudrait donc prendre en compte un \overline{CS} vers le fil d'adresse A_7 , car ces adresses hexadécimales s'écrivent en binaire : (voir tableau 2)

Pour vous consoler de l'éventuelle perte de 128 mots sur les 65536 dans cet exemple, sachez que lors de l'implantation d'un coupleur PIA-6820, circuit d'entrée-sortie de la famille 6800, sans portes auxiliaires, on perd au

Fig. 13



A_{15}	A_{14}	A_{13}	A_{12}	A_{11}	A_{10}	A_9	A_8
1	1	1	1	0	0	0	1

TABLEAU 1

A_7	A_6	A_5	A_4	A_3	A_2	A_1	A_0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	1	1	1	1	1	1

TABLEAU 2

moins 1024 mots mémoire, alors que d'un point de vue pratique ce coupleur ne représente rien d'autre que 4 (quatre) mots mémoire.

En résumé, on doit retenir que la sélection consistera donc au placement des validations CS ou \overline{CS} aux adresses de plus haut rang possible et, éventuellement à l'utilisation de portes logiques additionnelles, si une économie draconienne de mémoire est demandée.

L'application qui suit concerne une RAM 6810 seule, sans microprocesseur. Les techniciens de Polytronic l'ont utilisée pour une boîte à

musique-déchiffreur de partitions.

La façon de l'adresser et l'emploi qu'on en fera serviront de mode d'emploi lorsqu'on l'utilisera couplée aux circuits de sa « famille » microprocesseur. La description est relativement sommaire, pour deux raisons : parce que le sujet « microprocesseurs » est immense et qu'il reste un bon chemin à parcourir, mais aussi parce que cet exemple sera complètement démolé par une boîte à musique à microprocesseur et mémoire. Cette comparaison entre le « câblé » et le « programmé » favorise nettement

la seconde option, qui remplace très avantageusement la quincaillerie. Il en sera de même pour une serrure électronique, à clavier, mais contentons-nous, pour l'instant, de l'emploi d'une RAM sans l'unité centrale.

BOÎTE À MUSIQUE À RAM-MC6810

Il s'agit d'une boîte à musique très particulière : elle retient ce qu'on joue et le répète autant de fois qu'on le

désire, à la cadence voulue, sans modification du son.

Nous y avons figé les quelques 126 notes de la « Marseillaise ». Fait unique dans les annales de la reproduction sonore, la tonalité n'est pas du tout modifiée quand on change de rythme (versions ancienne et moderne de la Marseillaise). Le « La », 440 Hz reste à 440 Hz, alors qu'un magnétophone aurait diminué sa fréquence. Pour comprendre ce fonctionnement « révolutionnaire », reportons-nous à la figure 13, qui représente le schéma-bloc de fonctionnement.

Un simple coup d'œil suffit pour comprendre que la source sonore sera monodique. Un oscillateur RC, réalisé avec une moitié d'un CD4069 AE de RCA ou le MC14069-Motorola, change de fréquence par la commutation de la résistance $R_{1,8}$ de temporisation. Lors des préliminaires, on « accorde » l'oscillateur sur une gamme majeure ou mineure à l'aide de potentiomètres ajustables.

Une fois ajustés, les potentiomètres peuvent être remplacés par deux résistances en parallèle de même valeur, moins encombrantes que le potentiomètre. Les plus fortunés pourront utiliser des résistances de précision à 0,5 ou 1 %, auquel cas ils choisiront les valeurs des résistances proportionnelles aux périodes des notes et non pas à leur fréquence, conformément au tableau de la figure 14. Le circuit intégré CD 4051 installe l'une des huit résistances dans le circuit de l'oscillateur, à la réception d'un code binaire sur trois bits, A, B, C. Un MC 14051 ou équivalent ferait également l'affaire. En dernière instance, le code sur trois bits représentera donc la note choisie. A part les 3 bits qui représentent la note, ou 4 bits si l'on monte à 16 notes sur deux octaves, il y a la place, compte tenu du mot de 8 bits, pour mémoriser aussi la durée relative de la note. En premier lieu nous avons choisi un modèle très simple, sans

Tableau des notes utilisées		
NOTE	FRÉQUENCE (Hz)	PÉRIODE (ms)
DO #	443,5	2,25
RE	469,5	2,12
RE #	497,5	2,01
MI	527,8	1,89
FA	558,8	1,78
FA #	591,8	1,68
SOL	627,0	1,59
SOL #	664,5	1,50
LA ⁸	704,31	1,41
LA #	746,3	1,33
SI	790,6	1,26
DO	836,9	1,19

Cette partition de la gamme est plus mathématique que traditionnelle (intervalles égaux). Il y a pratiquement autant de partitions qu'il y a de facteurs d'orgues.
Les $R_{1,8}$ seront proportionnelles aux périodes.

Fig. 14

décodage des bits de durée, dans lequel on obtient une durée par la multiplication des enregistrements autant de fois que nécessaire, un tempo unique servant au balayage de la mémoire mot par mot. Cette durée unitaire sera, naturellement, égale à la plus courte durée de note de la partition. Par exemple, si la croche simple (1 demi-temps) est la plus courte durée de la chanson, une blanche sera représentée

par la répétition 8 fois de suite de la note.

L'engin peut vous apprendre à jouer les partitions. Vous ne comprenez rien au solfège. En bons bureaucrates, entrez en mémoire chaque note, avec la conversion de durée exposée plus haut et quand vous aurez rempli 128 cases au moins, passez en lecture. La mélodie est déchiffrée et jouée par un « maître » électronique qui vaut une ou deux centai-

nes de francs. L'émerveillement est garanti, car ça tourne ! Nous savons qu'un compteur binaire recevant une horloge en entrée, repart à zéro quand il atteint la capacité maximale. Ceci a pour effet la répétition de la mélodie à l'infini. Les plus drôles sont les mélodies courtes. Un grand silence, marqué par les tops en sourdine de l'horloge qui passe dans l'ampli à travers les capacités parasites et l'on retrouve le motif musical. Cela rappelle les indicatifs musicaux des radios en ondes courtes, qui se répètent inlassablement. Point de vue prix le dispositif à circuits intégrés bat à plates coutures tous les magnétophones à boucle fermée. Le circuit intégré 4049 sert à la visualisation du code binaire de chaque note, par les voyants à LED L_1, L_2, L_3 et à la visualisation de l'emplacement du pointeur-mémoire, alias Compteur ordinal, alias « Program-Counter » chez les anglo-saxons, par L_4 .

Cette dernière LED est placée sur le fil A_6 d'adresse et indique la moitié de RAM dans laquelle on se trouve. Pour la remise à zéro, l'efface-

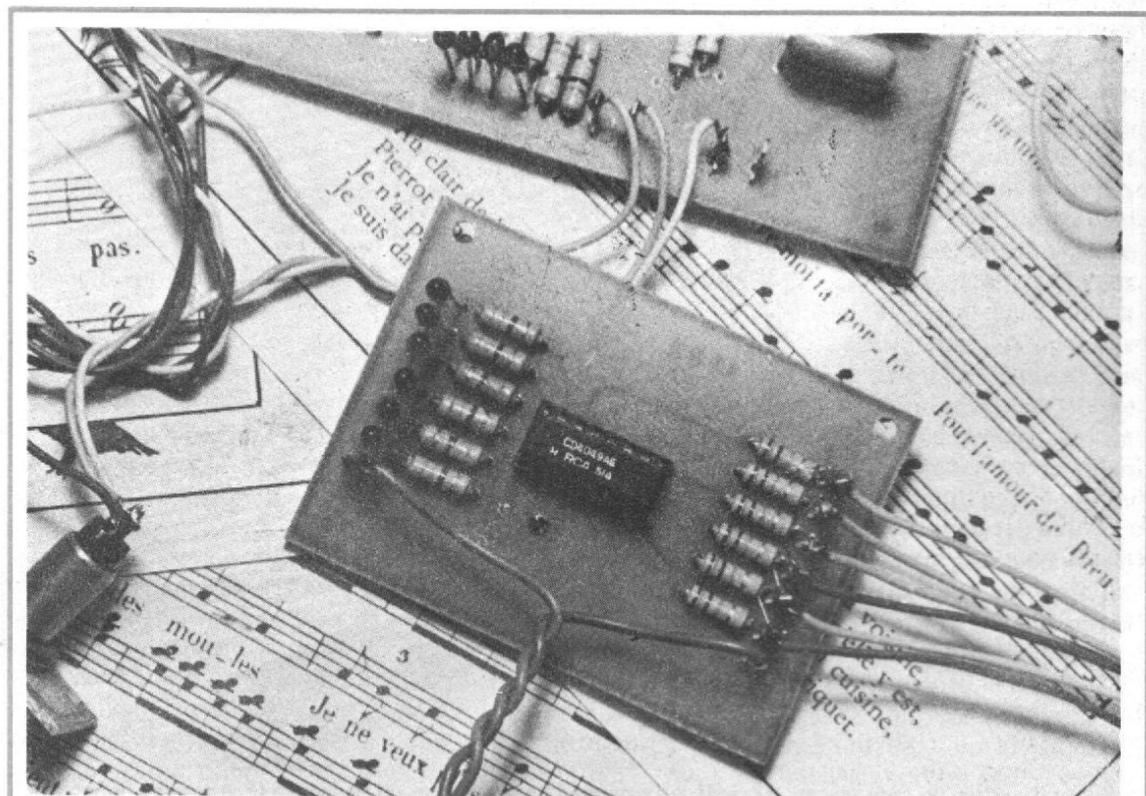


Photo 2. - L'hexuple détecteur d'états logiques, utilisé pour la mise au point. Nous avons visualisé les notes sur 4 LEDs pour un spectacle son et lumière.

ment, de toute la mémoire, il suffit de forcer 000, en écriture et laisser tourner les adresses, en balayage automatique, jusqu'à la réextinction ou le réallumage de L₄, qui indiquerait que la mémoire entière a été parcourue. Si vous êtes abonnés au « Haut-Parleur », ce genre de détecteur d'états logiques a dû vous parvenir dans un récent numéro d'« Electronique Pratique ».

Le cœur du système est la RAM et le circuit d'adressage. Ce dernier est, tout simplement, un compteur binaire à 12 étages et 12 sorties, dont on utilise les 7 premières uniquement. L'entrée horloge « CLK » de ce compteur peut être attaquée soit par un oscillateur de Tempo, en avance automatique, soit par un bouton-poussoir, de bonne qualité (rebondissement bref), en pas à pas.

Ce bouton-poussoir possède un condensateur anti-rebondissements à ses bornes. Ce condensateur est parfaitement inutile sur certains boutons de bonne qualité.

Le commutateur de remise à zéro bloque les sorties

d'adressage à 00...0. Cette adresse est valide si les CS le permettent. Les CS sont tous à la masse. Les deux CS reliés entre eux peuvent être validés soit en continu, soit un coup sur deux, par l'intermédiaire de la sortie Q₁, auquel cas on obtient un effet de « pitscatto ».

Nous remarquons deux groupes de résistances sur le bus de données. Nul n'est à l'abri d'une erreur. Ainsi, pour éviter la destruction de la RAM lors d'un éventuel forçage de données par la Roue codeuse de programmation si la RAM est en position lecture (Read), les sorties sont « tamponnées » par des résistances-tampon de 33 kΩ.

Ces sorties étant compatibles TTL, les résistances de protection auraient pu descendre en valeur à moins de 1 kΩ, mais l'environnement C-MOS de la RAM permet les grandes valeurs. Un autre groupe de résistances, de 100 kΩ, sert à la mise à zéro des bornes de la roue codeuse qui ne se trouvent pas reliées au + 5 V. Cela élimine une possible incertitude des niveaux respectifs pendant qu'on écrit. Après

Moderato.

CHANT. Au clair de la lune, Mon ami Pierrot,

PIANO. Prête-moi ta plume Pour écrire un mot, Machandelle est morte,

Je n'ai plus de feu, Ouvre-moi ta porte Pour l'amour de Dieu.

Au clair de la lune
Pierrot répondit:
Je n'ai pas de plume,
Je suis dans mon lit.

Va chez la voisine,
Je crois qu'elle y est,
Car, dans sa cuisine,
On bat le briquet.

Fig. 15

avoir écrit le « texte » musical, la R.C. doit rejoindre une position neutre, par un 000 sur les sorties 1, 2, 4, qui la met hors circuit.

En lecture ou écriture, une visualisation permanente du bus de données permet de vérifier le bon fonctionnement de la roue codeuse ou la bonne mémorisation.

Prenons maintenant une

chanson : « Au clair de la lune ». Une première lecture de la partition de la figure 15 nous apprend que la plus courte durée rencontrée est la noire (1 temps). La mesure est à 4 temps (4/4). Choisissons le chant. Compte tenu de la correspondance :

1, 2, 3... Do, Ré, Mi...
entre la R.C. et la gamme, nous devons introduire successivement : do, do, do, ré, mi, mi, ré, ré, do, mi, ré, ré, do, do.

Naturellement ; le chant, en Sol majeur est transposé en do majeur pour éviter le problème du fa #.

C'est d'ailleurs, le désavantage majeur de l'appareil : les notes sont figées. Vous seriez surpris de voir la facilité avec laquelle un microprocesseur - unité centrale et mémoire RAM-CMOS - crée n'importe quelle note sans demander pour autant un commutateur 8 positions à chaque nouvelle octave.

La démarche, pour écrire une note, est la suivante :

- R.A.Z. du 4040.
- Position écriture (write) et manuel.
- R.C. en position « 1 » (do).
- ETI - Un mouvement quelconque du commutateur continu/saccadé valide la case adresse.

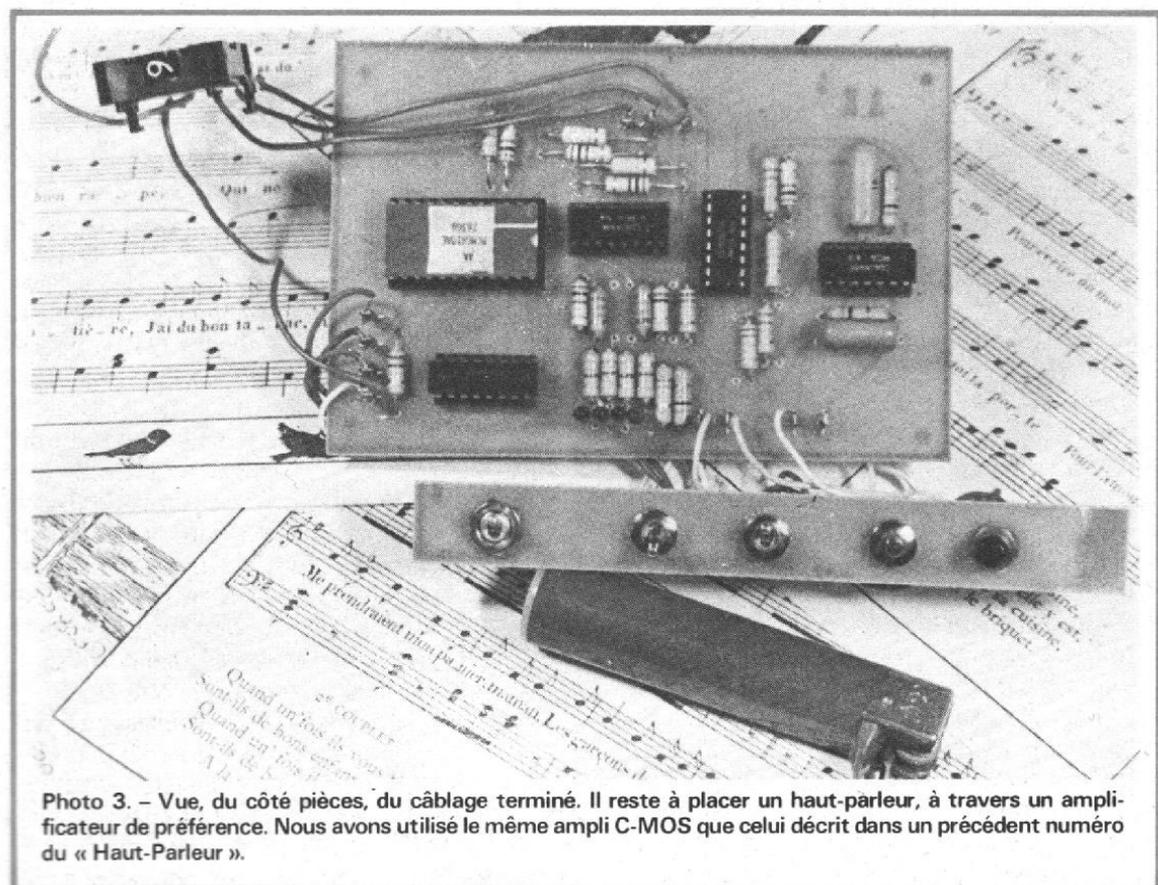
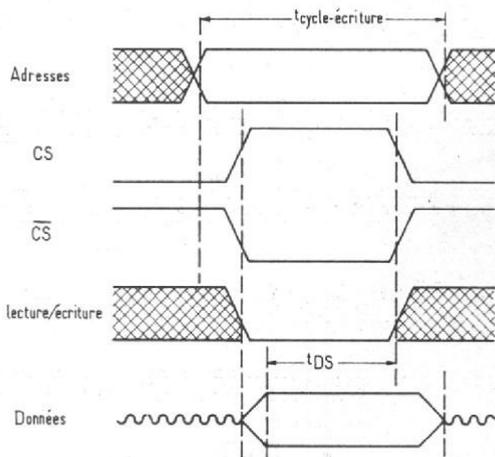


Photo 3. - Vue, du côté pièces, du câblage terminé. Il reste à placer un haut-parleur, à travers un amplificateur de préférence. Nous avons utilisé le même ampli C-MOS que celui décrit dans un précédent numéro du « Haut-Parleur ».

— Diagrammes d'écriture —



— Diagrammes de lecture —

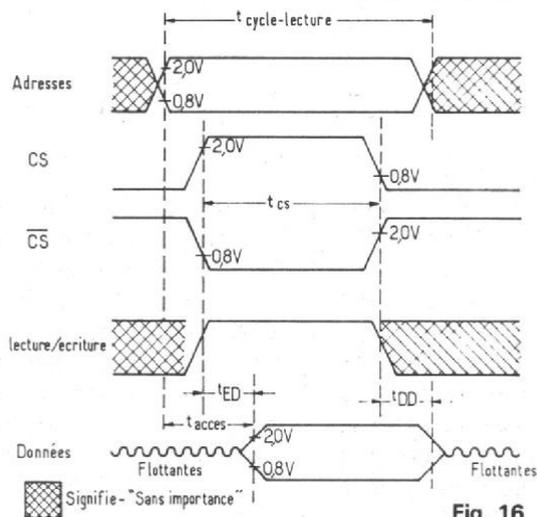


Fig. 16

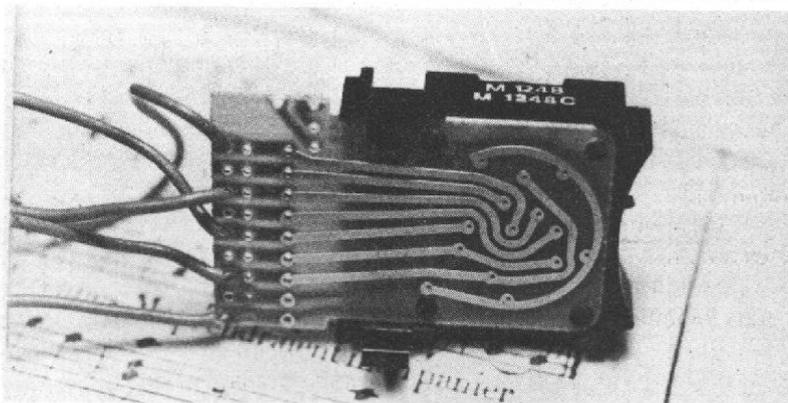


Photo 4. — La roue codeuse utilisée n'est pas à diodes. Le commutateur analogique à trois bits accepte la programmation par roue codeuse décimale et même octale : les références de la nôtre : M1248 de la RTC.

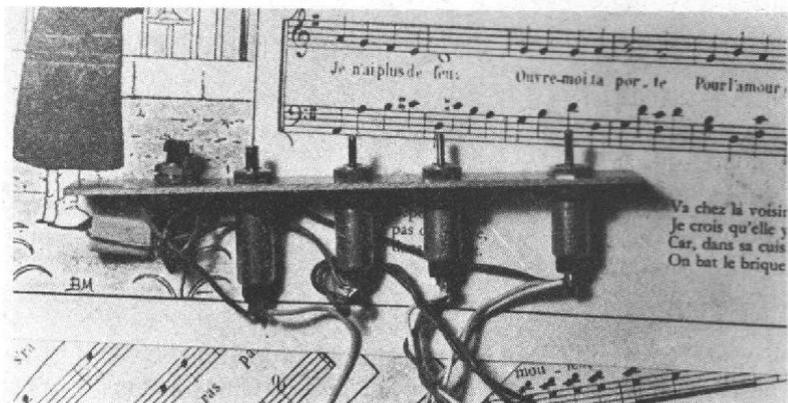


Photo 5. — De gauche à droite : bouton poussoir d'avancement. Remise à zéro. Automatique/manuel. Continu/saccadé. Lecture/écriture.

— Position lecture et vérification du contenu de la case 1 sur les LED-S du binaire.

— 1 coup d'avance sur le bouton-poussoir.

— Position écriture.

— R.C. en position « 1 » (do).

— Retour aux mêmes opérations de ETI (Etiquette).

Remarquez que la suite des opérations à effectuer pourrait être schématisée sur un organigramme (flow chart). Seule changerait la position de la R.C., qui introduit les différentes notes.

Si vous êtes impatient de voir le résultat, il suffit de rester en lecture et de commuter l'avance automatique. La mélodie déchiffrée passera au rythme fixé par la résistance de 1 M Ω et le condensateur de 0,47 μ F de l'oscillateur d'avancement. Un tempo variable pourrait être obtenu en remplaçant la résistance fixe par un rhéostat de 1 M Ω .

Les circuits CMOS ne peuvent pas fournir ou recevoir plus de 200 à 400 μ A. Pour une écoute convenable sur un haut-parleur il faut intercaler un amplificateur (un simple transistor suffit).

Si vous avez oublié la R.C. en circuit (position affichée différente de 0 ou de 8) il n'y aura pas de mal, grâce aux résistances de 33 k Ω .

L'amusement est garanti. Jamais carillon de porte n'a été si riche en notes (128) et si facilement programmable.

En manipulant la RAM vous remarquerez qu'on peut valider les données entrées par le R.C. même en commutant brièvement la lecture/écriture. Son fonctionnement statique permet la vérification de ses diagrammes de lecture ou écriture pas à pas, très lentement, figure 16. Dans ce genre de diagrammes il y a quelques temps impor-

tants. Le temps d'accès, par exemple, qui définit le retard entre la préparation de la lecture par des adresses stables et les CS ou \overline{CS} convenablement positionnés et le temps d'apparition des données lues sur le bus de données.

Après la disparition des CS, \overline{CS} , les données, toujours en lecture, se déconnectent avec un certain retard t_{OD} (10 à 200 ns). Le temps global, entre les adresses stables et la déconnexion des données, permettant une autre lecture ou écriture, est le temps de cycle. Il définit la vitesse maximale de fonctionnement. Pour la MC 6810 L il est, en lecture, de 600 à 1 000 ns.

En écriture compte le temps minimum de maintien des données à écrire stables, t_{DS} .

Ces diagrammes indiquent principalement la vitesse de fonctionnement et les perfor-

mances du dispositif en concurrence avec d'autres mémoires, mais rien n'empêche de comprendre le fonctionnement au ralenti. Par exemple, en prenant le cas des diagrammes d'écriture, on constate qu'il n'y a aucune limite supérieure de temps entre les adresses stables et l'application des CS ou de la commande de lecture. Le « $t_{accès}$ » intéresse la vitesse de fonctionnement, mais on peut le rendre aussi long qu'on le veut. D'autre part, le fil de lecture/écriture peut être maintenu en permanence en « lecture » ainsi que tous les CS ou \overline{CS} , sauf un, par lequel on pourrait commander la sortie des données, etc.

Nous ne sommes pas en mesure de vous détailler la réalisation complète. Avec un peu d'adresse et en vous inspirant de la photo du circuit imprimé vous pouvez y arri-

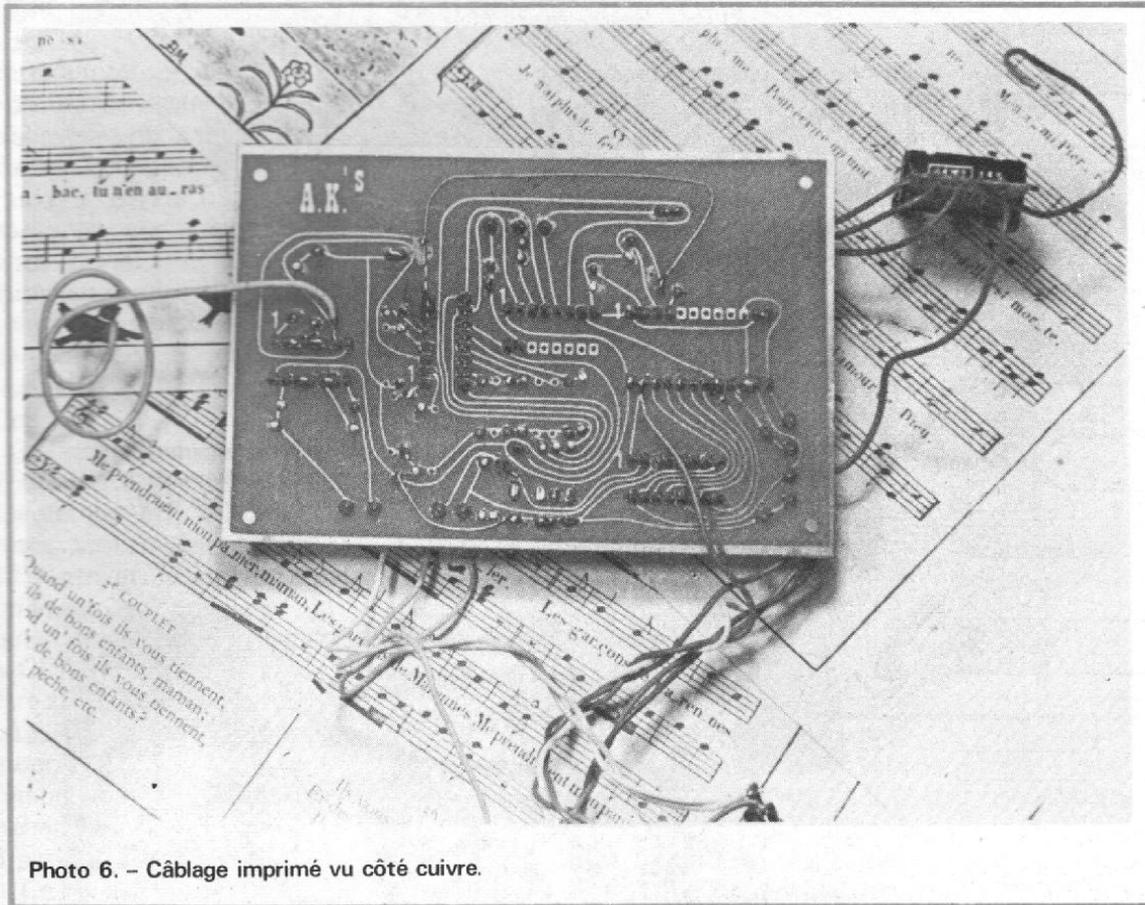


Photo 6. - Câblage imprimé vu côté cuivre.

ver. N'oubliez pas que le but de la description de cette réalisation n'est qu'« éducatif ». Lorsqu'on aura dépassé la description des unités centrales et de la programmation, le même dispositif, à 5 boîtiers de circuits intégrés, pourra être réalisé, sans résistances ou condensateurs additionnels, en deux boîtiers seulement : l'unité centrale et la RAM/ROM de programme et de mélodie.

L'UNITÉ CENTRALE

Ce circuit intégré complexe constitue le véritable « cerveau » du système microprocesseur. Si l'on peut expliquer le fonctionnement des mémoires et même des coupleurs d'entrée/sortie en faisant appel aux seules connaissances d'électronique, pour comprendre le fonctionnement de l'unité centrale nous devons nous pencher nécessairement sur la programmation et les automates à séquences. Il y a

une dualité programmé-câblé qui fait que certaines actions peuvent être réalisées soit par une programmation adéquate d'une machine quelconque, soit par une constitution spéciale d'une machinerie donnée.

Les informaticiens ont vu ce problème posé au niveau des périphériques de leurs gros ordinateurs, où ils avaient à choisir entre un gain de vitesse d'exécution et une programmation standard suivie d'une exécution relativement lente.

APERÇU DE PROGRAMMATION

Il y a, dans toute machine informatique, tel un microprocesseur ou un gros ordinateur, ou autre, plusieurs niveaux de programmation. L'utilisateur peut se trouver, par exemple, devant un interface type « vocodeur », qui encode la voix humaine, auquel cas il donne bêtement des ordres. En lisant, par exemple, une

liste de noms à mettre en mémoire. Si l'utilisateur est un peu plus qualifié en informatique, et l'ordinateur qui reçoit les ordres moins riche, l'opérateur pourra écrire ses ordres dans un langage convention-

nel, contenant des mots spécifiques du genre « begin » (début), « end », « go to », etc., liés entre eux par une certaine syntaxe :

« if » lecteur = intéressé « go to » continue « else » « go to » ailleurs.

Cette phrase qu'on comprend en s'étonnant un peu de sa rigidité, représente une véritable instruction, mélange d'Algol et de Fortran. Plusieurs instructions de ce genre composent un « programme », en langage dit « évolué ».

La contrainte qu'on entrevoit n'est pas encore dramatique, parce qu'à ce stade nous n'avons pas à nous occuper de ce qu'il y a derrière la machine à écrire où le clavier qui est devant nous. Des milliers de programmeurs travaillent devant une feuille de papier, un perforateur de cartes, un téléimprimeur, à longueur d'année, sans même connaître la couleur de la carrosserie de leur ordinateur.

Ils peuvent même changer leur lieu de travail, changer d'ordinateur et continuer à programmer pareillement.

Une difficulté de plus pour le programmeur apparaît avec

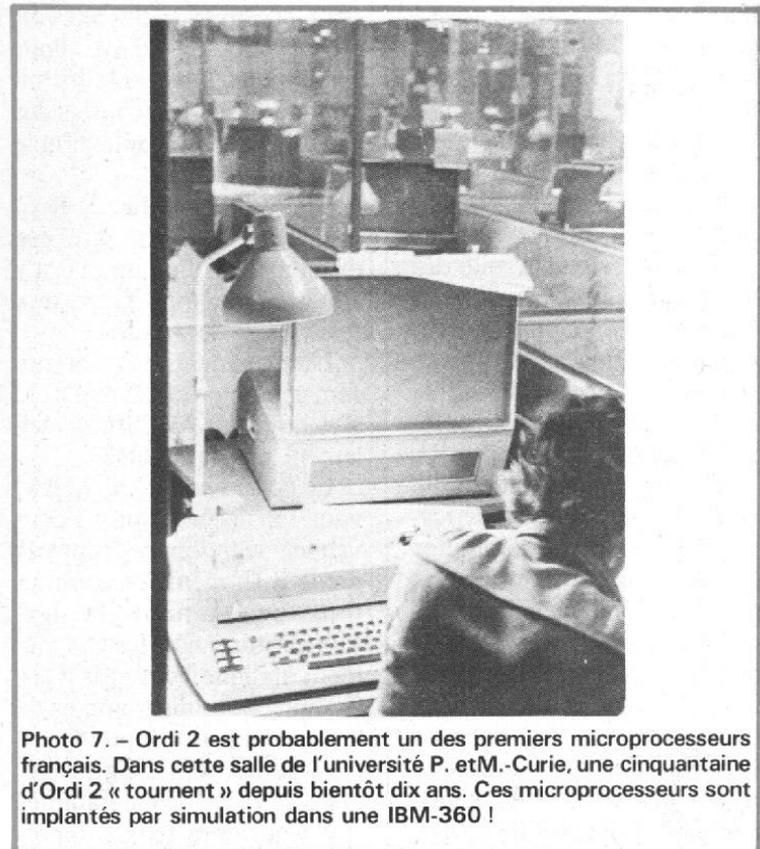


Photo 7. - Ordi 2 est probablement un des premiers microprocesseurs français. Dans cette salle de l'université P. etM.-Curie, une cinquantaine d'Ordi 2 « tournent » depuis bientôt dix ans. Ces microprocesseurs sont implantés par simulation dans une IBM-360 !

les langages d'assemblage : chaque machine interprète les langages évolués selon sa structure. Imaginez que le programme évolué dise « versez un kilo de farine dans une casserole et mettez-la à feu doux ». Si la machine n'a pas de casserole de 1 kg, son langage d'assemblage, après la compilation, la traduction du langage évolué, lui dira de prendre deux casseroles de 1/2 kilo et d'allumer deux feux.

Il y a donc adaptation des recettes générales à la structure locale. Cela demande une parfaite connaissance de l'organisation interne : nombre de registres, nombre de bits pour tel ou tel registre, possibilités d'adressage, etc. Le programmeur en langage assembleur écrit encore ses instructions en lettres. Les ordres sont très brefs, mnémoniques.

LD, par exemple, représentera LOAD, chargement



Photo 8. - Ce clavier de calculatrice et 8 heures de wrapping remplacent avantageusement le téléimprimeur sur lequel on s'interrogeait dans le précédent article. De cette manière « l'introkit » est remplacé par un « télékit » (chez National Semiconductor).

ST-STORE, AD - ADDITION, etc. A chaque combinaison mnémonique correspond un code numérique. Ce code, écrit en hexadécimal ou en octal, est le moyen le plus direct de communiquer avec la machine. Il définit les instructions-machine. Cette écriture du programme, sous forme d'une longue liste de nombres de deux, trois ou plusieurs chiffres chacun, en fonction de la longueur du mot-mémoire, est le langage machine. Les microprocesseurs se programment, quand on n'a que le circuit intégré devant soi, en langage machine.

(à suivre)

dr. ing. André DORIS

VENTE PROMOTIONNELLE A PRIX IMBATTABLES
EXTRAIT DE NOTRE NOUVELLE OFFRE SPECIALE

Prix nets en FF

Voici quelques offres particulièrement intéressantes de notre programme de vente :

ASSORTIMENTS DE CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES BT N. de commande		DIODES et TRANSISTORS	
ELKO 1 - 30 condensateurs électr.	11,00	DUG Diodes univers. au germ.	1,60 14,00
BT min., bien assortis	4,00	DUS Diodes univ. au silicium	1,80 16,00
ELKO 2 C - 10 condensateurs électr.	4,00	TUPG Trans. un. PNP au germ.	3,20 28,50
BT min., bien assortis	4,00	TUNG trans. un. NPN au germ.	3,60 32,50
ELKO 3 D - 5 condensateurs électr.	4,00	TUPS Trans. un. PNP au silic.	3,40 30,50
HT 6 µF 350-385 V, axial	4,00	TUNS trans. un. NPN au silic.	3,80 34,50
ASSORTIMENT DE TRANSISTORS très avantageux		REDRESSEURS TV	
Assort. A 20 transist. diff. au germ.	8,80	en boîtier époxy	1 p. 10 p. 100 p.
Assort. B 50 transist. diff. au germ.	20,00	1 N 4006 800 V 1 A	0,70 6,20 56,00
Assort. C 20 transist. diff. au silic.	10,40	1 N 4007 1.000 V 1 A	0,80 7,20 65,00
Assort. D 50 transist. diff. au silic.	22,50		
Assort. E 10 transistors de puissance diff. au silicium et au germanium	22,50		
Assort. F 100 transistors HF et BF diff. au silicium et au germanium	34,00		
DIAC BR-100	1 p. 10 p. 100 p.		
Equiv. : A-9903. ER-900. D-32. GT-40. V-413	1,90 17,00 155,00		
THYRISTORS		CONDENSATEURS AU TANTALE (forme de gouttes)	
TH 1/400. 1 A. 400 V. TO-39	2,00 19,00 180,00	10 p. 100 p.	
TH 3/400 M. 3 A. 400 V. TO-66	4,00 36,00 315,00	0,22 µF 35 V	4,30 34,00
TH 7/400. 7 A. 400 V. TO-64	5,00 47,50 428,00	1 µF 25 V	5,40 43,00
TH 7,5/400. 7,5 A. 400 V. TO-48	5,60 52,00 473,00	2,2 µF 20 V	5,40 45,00
TRIACS		3,3 µF 10 V	4,50 36,00
TRI 1/400. 1 A. 400 V. TO-39	4,00 38,00 338,00	6,8 µF 3 V	3,70 32,00
TRI 6/400 M. 6 A. 400 V. TO-66	6,80 64,00 563,00	6,8 µF 10 V	4,50 36,00
ASSORTIMENTS DE THYRISTORS pour expérimenteur N. de commande. Tens. d'arrêt. Boîtiers		10 µF 3 V	3,70 32,00
TH-19. 10 thyristors 0,8 A. de 5 V à 200 V. TO-92 et M-367	8,60	10 µF 10 V	4,50 36,00
TH-20. 10 thyristors 1 A. de 5 V à 600 V. TO-39	15,30	15 µF 6,3 V	4,30 34,00
TH-20 A. 10 thyristors 1 A. de 200 V à 600 V. TO-39	18,00	15 µF 10 V	4,50 36,00
TH-21. 5 thyristors 3 A. de 5 V à 500 V. TO-66	9,50	22 µF 3 V	4,30 34,00
TH-22 B. 5 thyristors 7 A. de 400 V à 700 V. TO-64	21,50	33 µF 3 V	4,30 34,00
TH-23 A. 5 thyristors 7,5 A. de 200 V à 800 V. TO-48	25,00	33 µF 10 V	6,00 50,00
TH-24 A. 5 thyristors 10 A. de 200 V à 700 V. TO-48	33,00	47 µF 3 V	4,30 34,00
TH-25 A. 5 thyristors 15 A. de 5 V à 700 V. TO-48	30,50		
ASSORTIMENTS DE TRIACS pour expérimenteur N. de commande			
TRI-21B. 5 triacs 6 A. de 100 V à 300 V. TO-66	12,00		
TRI-22. 5 triacs 6 A. de 5 V à 500 V. TO-220	21,50		
TRI-22A. 5 triacs 6 A. de 5 V à 200 V. TO-220	9,50		

Demandez s.v.p. gratuitement notre OFFRE SPECIALE COMPLETE ! Uniquement marchandises neuves de haute qualité. Disponibilités limitées. Expédition dans le monde entier. Les commandes seront exécutées soigneusement et contre remboursement. Sous le régime du Marché commun européen, marchandises EXEMPTES des droits de douane ; T.V.A. aux taux actuellement en vigueur non comprise. Emballage et port au coûtant.

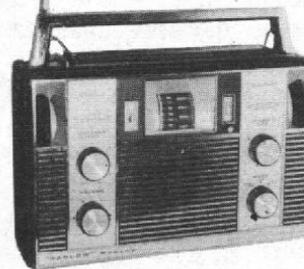
EUGEN QUECK
Ingénieur-Büro, Import-Export
D-8500 NUREMBERG
R.F.A. Augustenstr. 6 Tél. : 46.35.83



CANNES LA BOCCA - 28, bd du Midi
T. 47-44-30
BEAULIEU - Nouveau Port - T. 01-11-83

BARLOW - WADLEY
XCR-30

RÉCEPTEUR DE « TRAFIC »
PROFESSIONNEL
AM - USB - ISB - CW - RTTY



30 gammes de 500 KHz à 30 MHz. 1 MHz par gamme, précision ± 5 KHz lecture au KHz près : Stabilité "un roc" celle d'un quartz !

Il vous permettra l'écoute du trafic international, amateur, maritime, telex, talky-walky, WWV etc.

L'ONDE MARITIME
28, bd. du Midi, CANNES LA BOCCA - Tél. 47-44-30

DEMANDE DE DOCUMENTATION GRATUITE
sur récepteur BARLOW (Joindre 1 F timbre poste)

NOM _____
ADRESSE _____

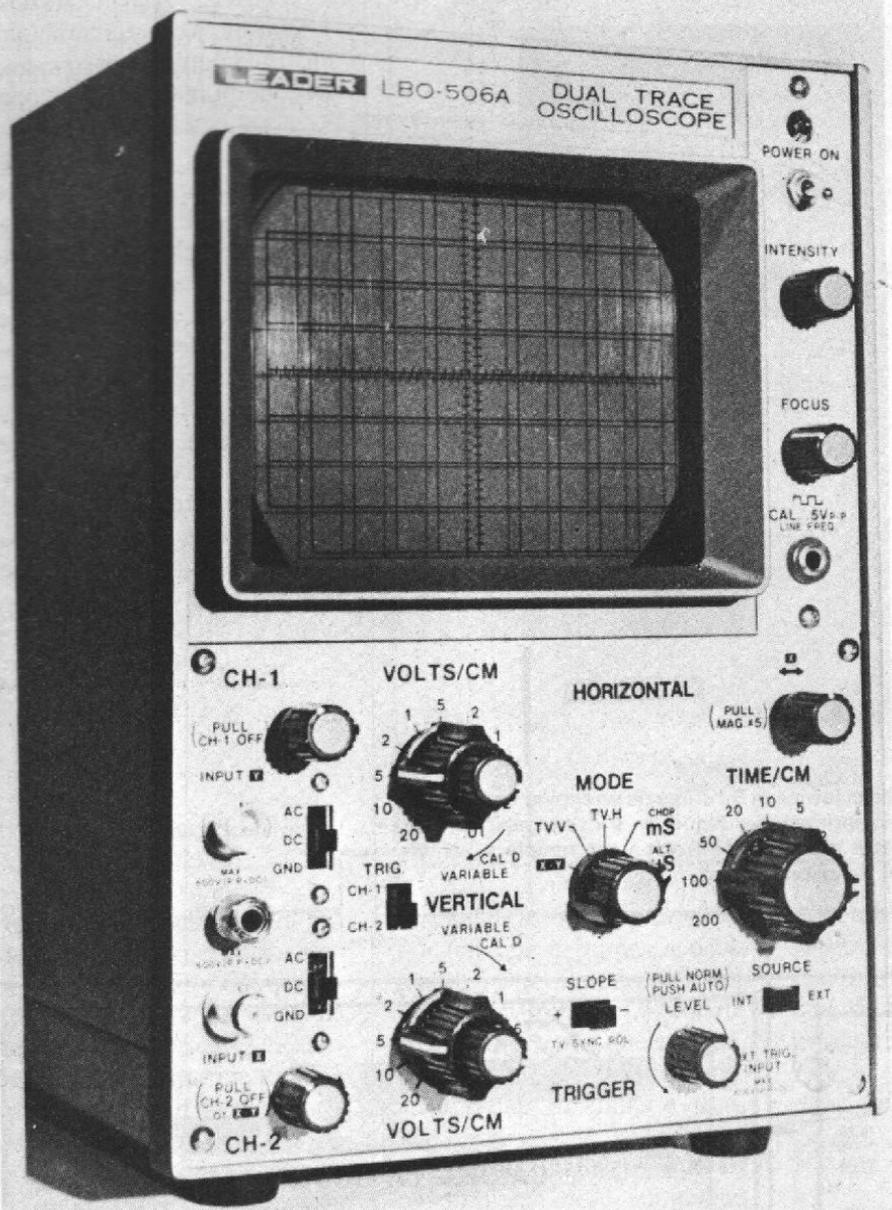


Fig. 1

L'OSCILLOSCOPE

LEADER

LBO-506

LA gamme chaque jour plus vaste des appareils hybrides, dont la destination recouvre, à la limite, tant le domaine de l'amateur exigeant que celui du professionnel, s'est récemment enrichie d'un nouveau venu : il s'agit de l'oscilloscope double trace construit par Leader, sous la référence LBO 506 A.

L'appareil ainsi référencé constitue, à défaut de se vouloir tel, un assez habile compromis entre la classe « amateur » et la classe « professionnelle » qu'il conviendrait de lui reconnaître au seul vu des performances annoncées, et le plus souvent tenues.

Comme une analyse plus technique le montrera peut-être, il convient de reconnaître

au Leader LBO 506 A tant ses faiblesses, que ses qualités. Le choix d'un oscilloscope, appareil maintenant indispensable à tous ceux pour qui l'électronique transcende le stade du gadget dominical, en découlera, si le compromis plus haut annoncé est habilement pesé.

I - LES CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

Amplificateurs verticaux :
 — 2 voies commutables soit en mode découpé (fréquences basses), soit en mode alterné (hautes fréquences).
 — Bande passante de 0 à 15 MHz à 3 dB.

— Temps de montée de 23 ns.

— Possibilité de fonctionnement en XY, par utilisation d'un préamplificateur vertical sur la déviation horizontale. Les limites de ce domaine d'applications sont précisées dans notre essai.

— Sensibilité de 10 mV/cm à 20 V/cm en 11 positions calibrées.

Gain variable, sur chaque position, dans un rapport 2,5.

Base de temps :

— Vitesses de balayage calibrées de 0,5 μ s/cm à 200 ms/cm.

— Loupe électronique x5 (100 ns/cm).

— Synchronisation TV sur ligne et image.

II - L'UTILISATION DU LEADER LBO 506 A

On trouvera l'allure générale de cet appareil agréablement compact et léger, à la photographie de la figure 1. Celle de la figure 2 détaille les diverses commandes des amplificateurs verticaux. Deux entrées BNC permettent de brancher une sonde assurant la liaison par câble coaxial, et donnant les rapports 1 et 1/10 par commutation (dans la position 1/10, l'impédance d'entrée équivaut à la mise en parallèle d'une résistance de 10 M Ω et d'une capacité de 15 pF.

Chaque voie dispose d'une

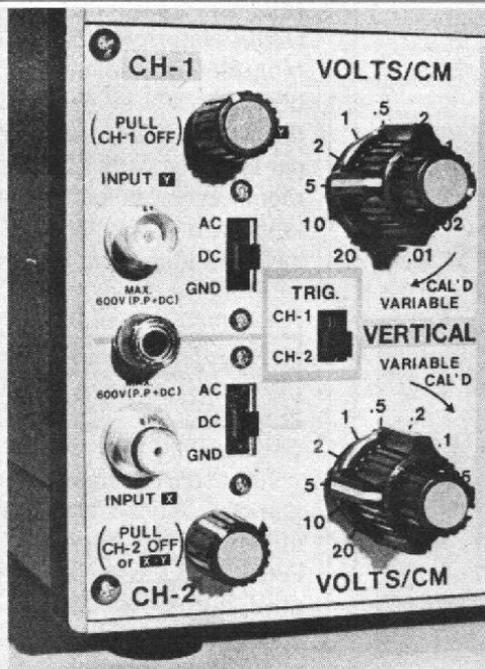


Fig. 2

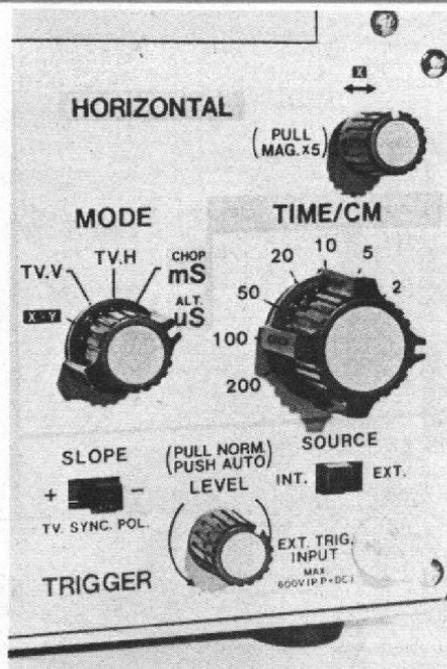


Fig. 3

double commande de sensibilité : concentriquement au commutateur à 11 positions, l'opération dispose d'une commande continue du gain. Un commutateur à 3 positions sélectionne les fonctionnements avec ou sans transmission de la composante continue, et permet de mettre l'entrée à la masse.

Un sélecteur à deux positions, oriente vers les circuits de synchronisation de la base de temps, soit les signaux prélevés sur le préamplificateur de la voie 1, soit ceux de la voie 2. Deux potentiomètres ajustent la position verticale de chaque trace.

Le choix des vitesses de balayage de la base de temps (fig. 3) s'effectue par double commutation. D'une part, le sélecteur de mode de découpage donne une échelle en millisecondes dans la position « découpé » (CHOP), et une échelle en microsecondes dans la position « alterné » (ALT). Sur chacune de ces échelles, le commutateur de vitesses (TIME/CH) offre 9 vitesses, échelonnées de 0,5 à 200. On dispose donc finalement de 18 vitesses de balayage, comprises entre $0,5 \mu\text{s}/\text{cm}$ et $200 \text{ms}/\text{cm}$. La loupe électronique, qui procure une extension dans un rapport 5, porte la vitesse

apparente la plus élevée à $100 \text{ns}/\text{cm}$. La commande de cette loupe est combinée avec le potentiomètre de cadrage horizontal.

Sur le sélecteur de mode, deux autres positions permettent de synchroniser le balayage soit sur les impulsions « lignes », soit sur les impulsions « images » (TV. H et TV. V) des signaux vidéo.

Enfin, dans la dernière position, l'appareil fonctionne en X-Y, l'amplification dans ces deux directions étant alors réalisée chacune par l'une des voies verticales.

Les dernières commandes, visibles sur le bas de la figure 3, choisissent la source de synchronisation externe ou interne, et la polarité des signaux correspondants. Le

potentiomètre de réglage du niveau de synchronisation (Level) est combiné à un sélecteur choisissant le fonctionnement déclenché normal, ou un fonctionnement automatique (balayage même en l'absence de signaux, et synchronisation sur le niveau moyen du signal).

Les dernières commandes, visibles à droite du tube cathodique sur la vue générale de la figure 1, règlent l'intensité et la focalisation du faisceau. Enfin, l'utilisateur dispose de signaux de calibrage rectangulaires, à la fréquence du secteur (donc 50 Hz en France), et d'une amplitude de 5 volts.

III - A L'INTÉRIEUR DE LA BOÎTE

La mode actuelle est aux écrans rectangulaires, auxquels il faut reconnaître une meilleure utilisation de la surface disponible, surtout dans les appareils à double trace. Le Leader LBO-506 A y sacrifie... par le truchement d'un cache rectangulaire placé

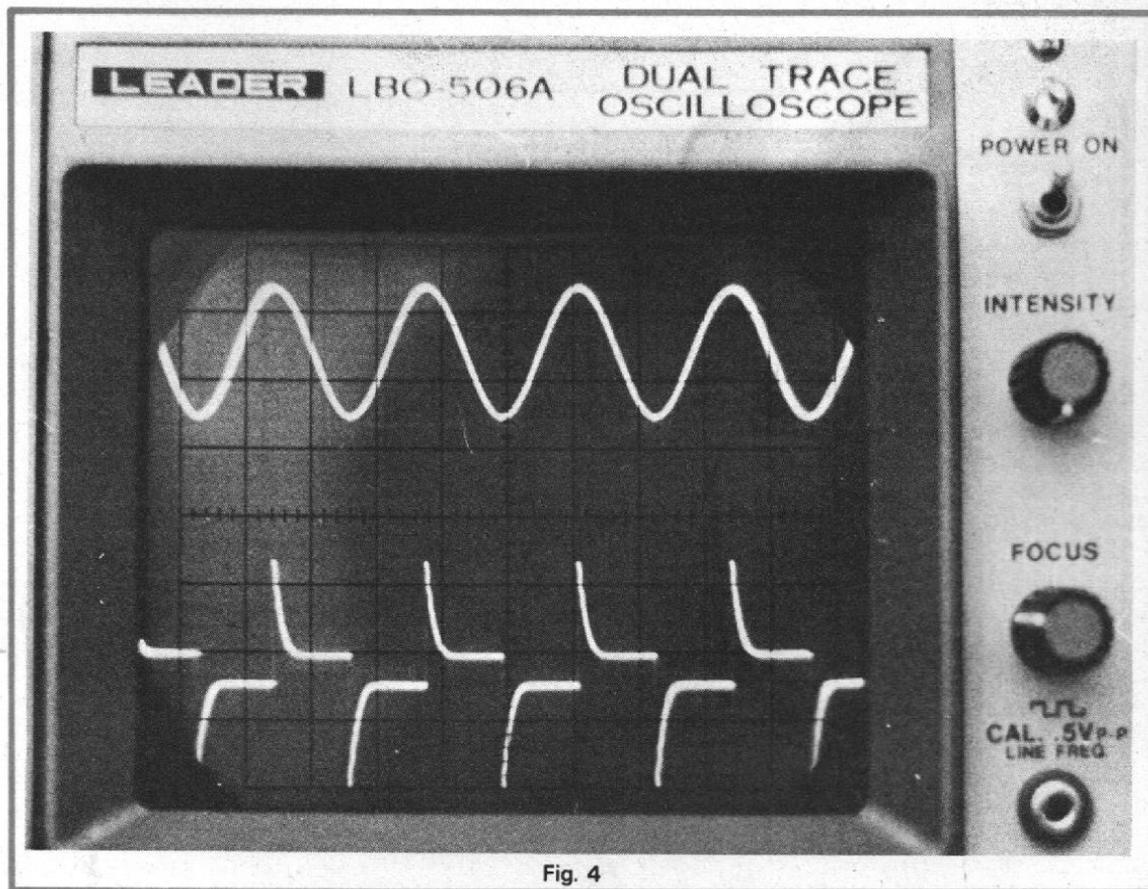


Fig. 4

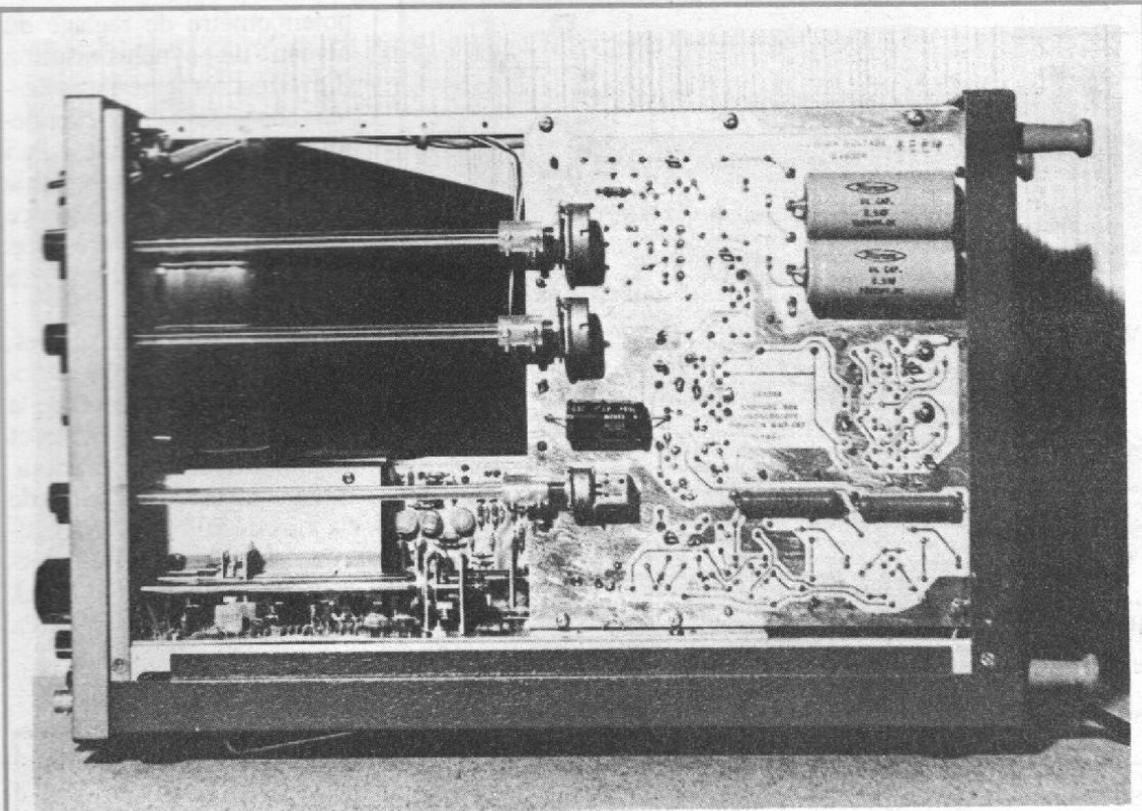


Fig. 5

devant l'écran circulaire du tube cathodique ! Sans doute l'esthétique y gagne-t-elle : on peut, cependant, regretter cette tricherie, que dénonce la photographie de la figure 4. Reconnaissons tout de même, à l'actif de l'appareil, qu'il

s'agit d'un écran de dimensions confortables, puisqu'il offre un diamètre de 13 cm.

Avec une tension d'accélération d'environ 1 500 volts, on obtient une luminosité satisfaisante. Toutefois, l'absence de post-accélération

oblige à maintenir le réglage de l'intensité dans des limites raisonnables, au-delà desquelles l'épaississement de la trace nuit à une observation précise des oscillogrammes.

L'ensemble de l'appareil est câblé de façon aérée, et acces-

sible, sur quatre plaquettes de circuit imprimé, comme le montrent les photographies des figures 5 et 6. Plusieurs des commandes accessibles par la façade, sont mécaniquement reportées par des prolongateurs d'axes, ce qui évite bien des longueurs de fils.

IV - LE SCHEMA THÉORIQUE

Il est très classique dans ses grandes lignes : après avoir donné le synoptique de l'ensemble des circuits, nous nous bornerons donc à une analyse rapide des quelques points qui s'écartent de l'ordinaire.

On trouvera donc le synoptique à la figure 7. Les voies 1 et 2 de la déviation verticale, sont précédées d'atténuateurs compensés donnant les rapports 1, 1/10 et 1/100. Les autres rapports de division (1, 1/2 et 1/5), sont obtenus par des diviseurs incorporés aux préamplificateurs, et travaillant à basse impédance, comme nous le verrons plus loin.

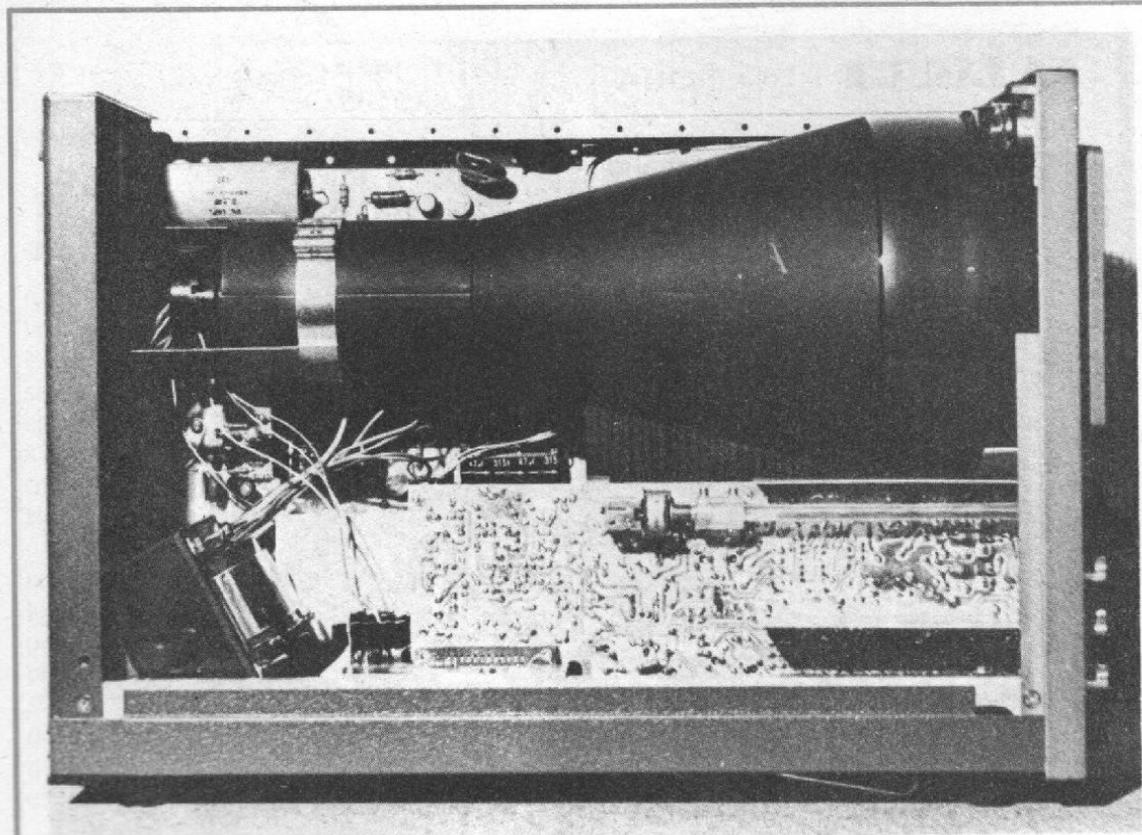
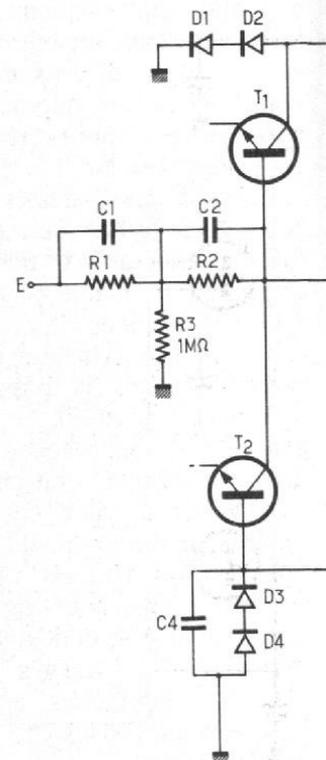


Fig. 6



Les sorties de ces deux préamplificateurs attaquent un commutateur à diodes, qui dirige alternativement les signaux de la voie 1, puis de la voie 2, sur l'amplificateur de sortie, relié aux plaques de déviation verticale du tube cathodique. Lors du fonctionnement en mode « découpé », les tensions de commande de cet inverseur électronique proviennent d'un multivibrateur, qui élabore aussi les signaux d'effacement de la trace de retour. Pour le fonctionnement en mode « alterné », ce sont directement les dents de scie de la base de temps qui assurent la commutation, synchronisée alors avec la fin de chaque balayage.

Un inverseur S_2 permet de prélever les tensions de synchronisation soit sur l'un ou l'autre des préamplis, par l'intermédiaire d'un autre inverseur S_1 , soit sur le préamplificateur de synchronisation, pour l'attaque par des signaux externes.

Grâce au commutateur S_3 , on peut appliquer les tensions de synchronisation soit directement, soit par l'intermé-

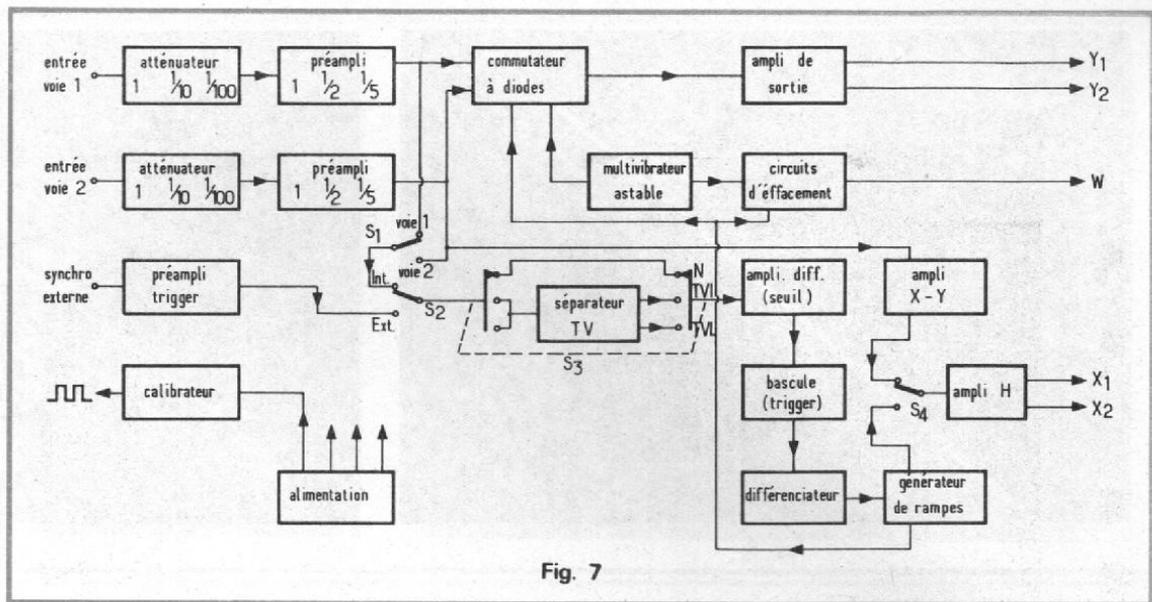


Fig. 7

diaire du séparateur TV à deux sorties, sur l'entrée d'un amplificateur différentiel qui délivre deux tensions en opposition de phase (synchro + ou -), et permet d'ajuster le niveau moyen (réglage du seuil). On trouve ensuite la classique bascule de Schmidt, suivie d'un circuit différentiateur dont les impulsions de sortie déclenchent le générateur de balayage.

L'amplificateur relié aux plaques de déviation horizontale du tube cathodique, peut,

grâce à S_4 , recevoir soit les dents de scie élaborées dans la base de temps, soit, après une amplification supplémentaire, les tensions de sortie du préamplificateur vertical de la voie 2 : l'appareil fonctionne alors en XY.

L'ensemble est naturellement complété par une alimentation délivrant les différentes tensions continues nécessaires à chaque circuit, ainsi que des sinusoïdes, à la fréquence du secteur, pilotant les circuits de calibrage.

On trouvera, à la figure 8, le schéma simplifié de l'un des préamplificateurs verticaux. L'entrée E, reliée à la sortie de l'atténuateur compensé, excite la grille du transistor à effet de champ T_3 , travaillant en source commune : la charge de T_3 est, ici, constituée par l'autre transistor à effet de champ T_4 . On remarquera les circuits de protection, assez compliqués, qui mettent en jeu d'une part les diodes D_1 et D_2 , ainsi que le transistor T_1 , lui aussi utilisé en diode, et

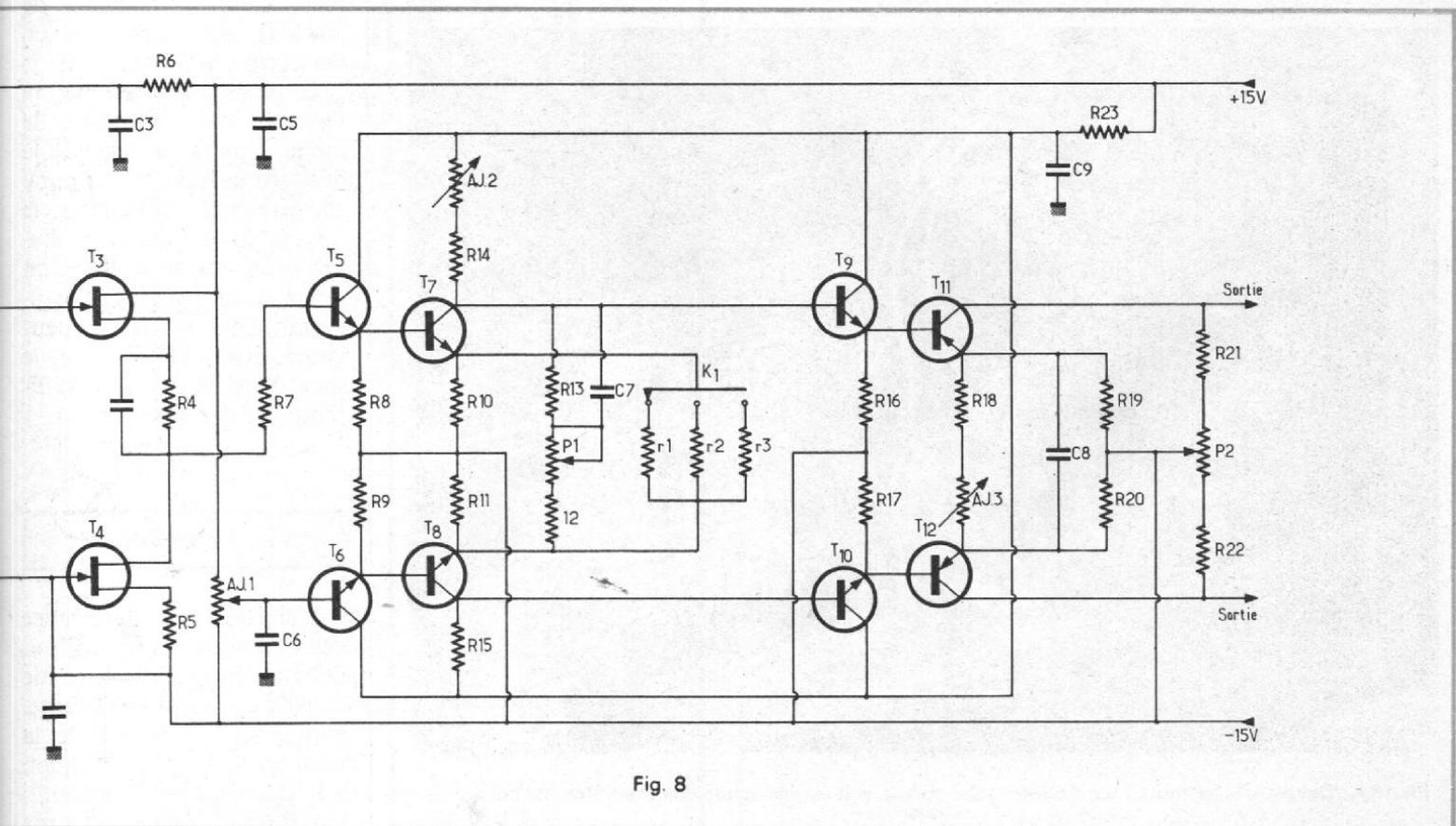


Fig. 8

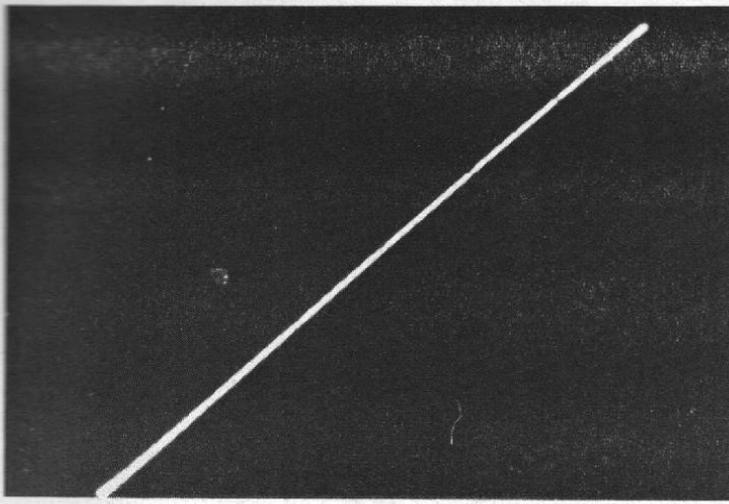


Fig. 9

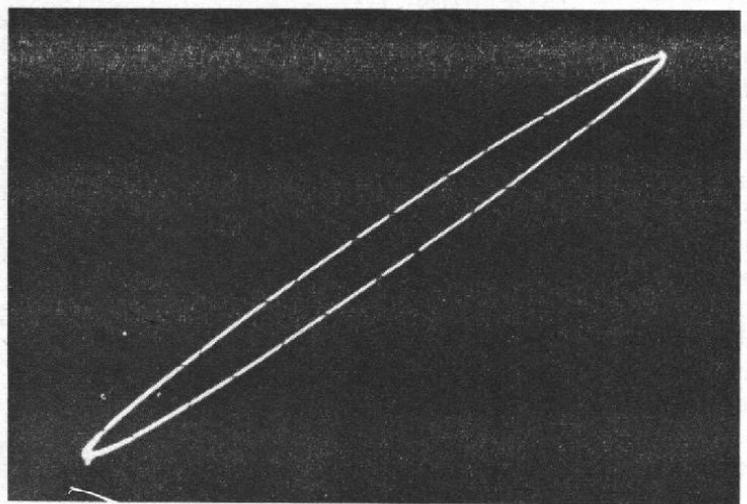


Fig. 10

d'autre part les diodes D_3 et D_4 , et le transistor T_2 .

Les signaux sont repris à basse impédance par les transistors T_5 et T_6 , puis appliqués à l'amplificateur différentiel T_7 T_8 . La résistance ajustable AJ_1 est réglée, lors de la mise au point, pour qu'un changement de sensibilité ne s'accompagne pas de décadage de la trace. Le fonctionnement de l'étage T_7 T_8 en mode différentiel, est dû au couplage entre les émetteurs. Celui-ci fait intervenir les résistances r_1 , r_2 et r_3 , sélec-

tionnées par le commutateur K_1 , et qui commandent les rapports 1, 1/2, 1/5, comme nous l'avions indiqué plus haut. D'autre part, l'ensemble R_{13} , R_{12} et P_1 , ce dernier potentiomètre permettant le réglage continu du gain, est inséré assez curieusement entre les collecteurs de T_7 et T_8 .

A la construction, la résistance ajustable AJ_2 permet le réglage de la balance, tandis que AJ_3 , située dans les émetteurs des transistors PNP de sortie T_{11} et T_{12} , règle le gain.

La commande de cadrage est obtenue par le potentiomètre P_1 , sur le curseur duquel sont ramenées, par R_{19} et R_{20} , les émetteurs de T_{11} et T_{12} .

V - QUELQUES OSCILLOGRAMMES

Il nous a semblé intéressant de publier quelques oscillogrammes relatifs au fonctionnement en XY. On les trouvera respectivement aux

figures 9 et 10. Dans le cas de la figure 9, la même tension sinusoïdale était appliquée aux entrées des voies 1 et 2, réglées par ailleurs sur la même sensibilité. On voit que le déphasage peut être considéré comme nul, puisque l'ellipse est fermée, et que les gains sont bien égaux, puisque la droite est inclinée de 45° avec une pente positive. Quand on monte en fréquence, ces conditions ne sont plus respectées : l'oscillogramme de la figure 10, pris dans les mêmes conditions mais à une fréquence de 300 kHz, fait apparaître un déphasage sensible.

L'oscillogramme de la figure 11 fait apparaître la limite à partir de laquelle la synchronisation fonctionne correctement, donnant à la fois une trace stable et un allumage correct du spot. Si on diminue l'amplitude des oscillogrammes, la trace peut encore être stabilisée, mais le spot ne s'allume plus suffisamment (fig. 12).

VI - LES SONDES

L'appareil est livré avec deux sondes « grippe-fils », dont le principal intérêt réside dans la commutation interne, permettant de passer de la position $\times 1$ à la position $\times 1/10$. Pour cette dernière, l'impédance totale d'entrée

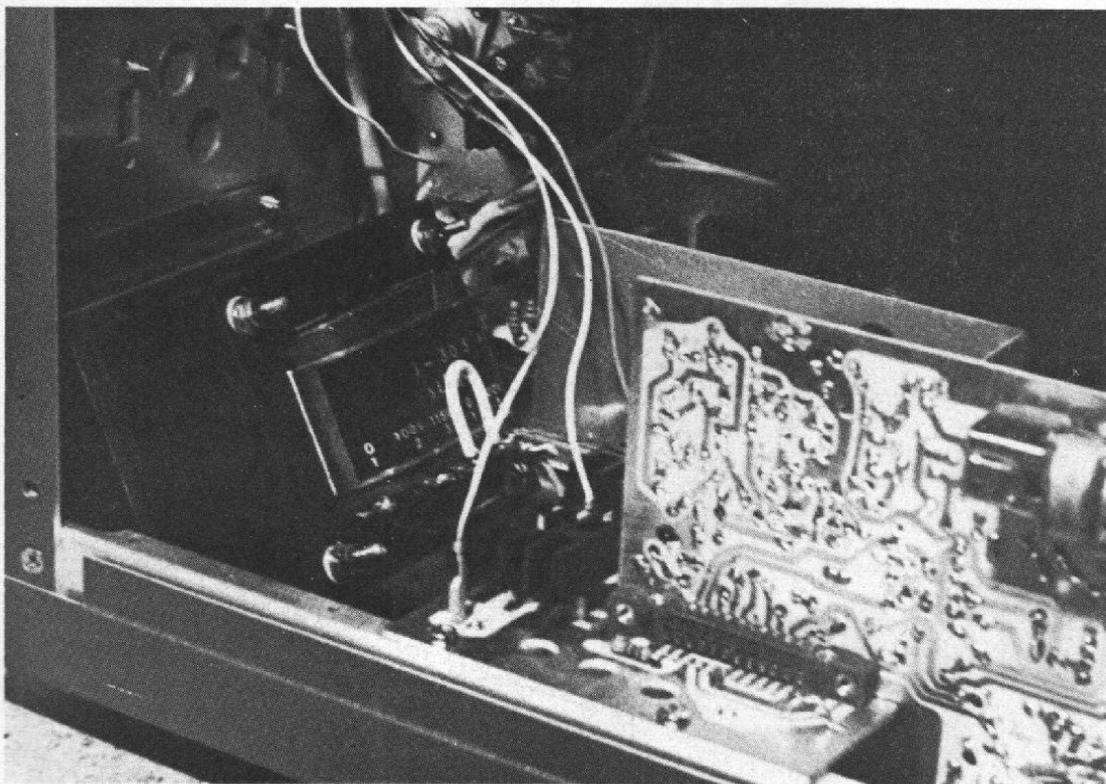


Photo A : Devant le transformateur d'alimentation on aperçoit les radiateurs des transistors de puissance.

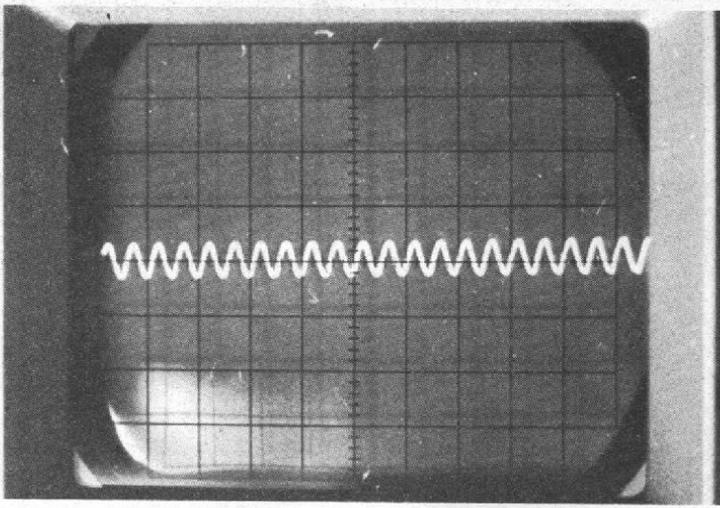


Fig. 11

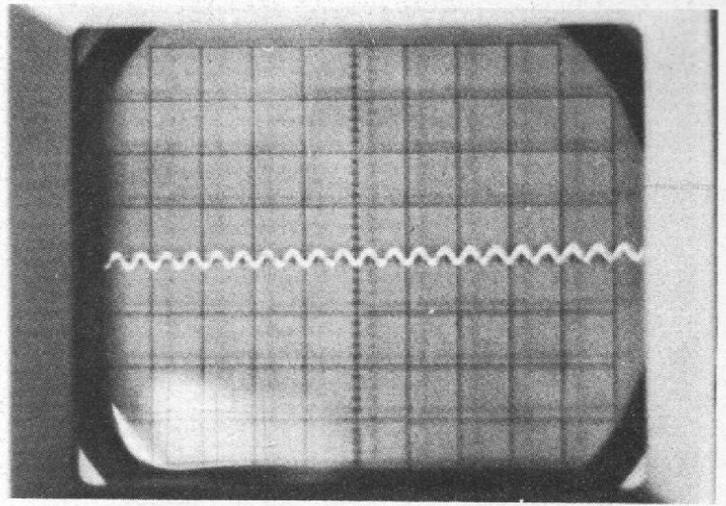


Fig. 12

(oscilloscope, sonde, et câble coaxial), est portée à $10\text{ M}\Omega$, en parallèle sur 25 pF .

VII - NOS CONCLUSIONS

Comme on a pu le constater à la lecture de nos essais, et ainsi que nous l'indiquons dès

l'introduction de cet article, le Leader LBO-506 A se situe à la charnière des domaines « amateur » et « professionnel ». Pour accéder à cette dernière classe, il lui manque un véritable tube rectangulaire à post-accélération, et sans doute une ligne à retard qui aurait facilité l'examen des signaux à flancs raides.

Par contre (et son prix d'ail-

leurs s'en ressent), l'appareil se place en haut de gamme des matériels d'amateur, tant par ses performances (bande passante, gamme des vitesses de balayage), que par une fabrication qui paraît soignée. On pourra apprécier, ce qui n'est pas négligeable, la clarté des indications portées en façade.

On nous permettra une dernière critique, relative non à

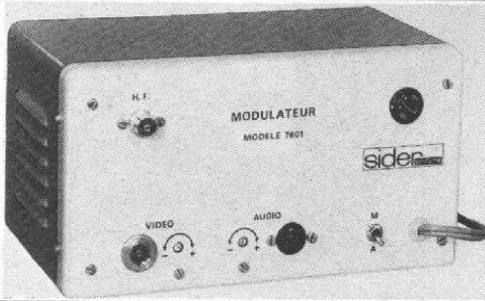
l'oscilloscope lui-même, mais à sa notice d'accompagnement. Elle ne comporte aucune analyse du fonctionnement des circuits et, contient des schémas dans lesquels nous avons relevé plusieurs erreurs : souhaitons que l'importateur prenne conscience du problème, et y remédie au plus vite.

R.R.

nouveau

MODULATEUR T.V. 7601

Tous vos problèmes d'adaptation magnétoscope - T.V., caméra T.V., résolus avec le modulateur 7601 SIDER.



Stabilité parfaite
Qualité assurée
Facilité d'utilisation

Caractéristiques techniques

pilotage quartz image et son
bande passante adaptée à la couleur
transmission simultanée de l'image et du son sur câble unique
niveau d'entrée vidéo - 1 V. c.c. sur $75\ \Omega$
niveau d'entrée audio - 1 V. c.c. sur $200\ \text{K}\Omega$ environ
niveau de sortie vision - 25 mV
niveau de sortie SON - 10 mV

Autres fabrications MIRES T.V.
Modulateurs tous standards

Notice sur demande.

sider ondyne

11, rue Pascal 75005 PARIS
Tél. 587.30.76

EEPY

le domaine du connaisseur

Energie portable:

Gérez votre parc de batteries rechargeables.

Les batteries rechargeables au Cadmium Nickel:
Vous connaissez leurs performances, modèle AA (format R 6) 0,5 AH, modèle C (format R 14) 1,5 AH, modèle D (format R 20) 4 AH et toutes à 1,2 volt constant.

Avec les chargeurs 668 (pour AA) et 525 (pour D), vous pouvez gérer votre parc de batteries : rechargez en une nuit sur le secteur, de façon économique.

Le 668 : voyant de contrôle, molette pour charge individuelle ou simultanée de 1, 2, 3 ou 4 batteries.



M. Adresse

spécifications détaillées et liste des revendeurs sur :
ENERGIE PORTABLE à

CCI 42, rue Etienne Marcel 75081 PARIS CEDEX 02
Tél : 261 55 49; Telex : LORESOL 240 835 F.

LA NOUVELLE TECHNOLOGIE des composants électroniques

la fiabilité et les essais des composants

LA fiabilité est devenue de plus en plus indispensable ; elle est absolument nécessaire dans de nombreux matériels de technique de pointe, et les conditions d'utilisation sont de plus en plus sévères.

Il y a des matériels fixes en service continu, professionnels ou « grand public », qui ne subissent pas de contraintes mécaniques importantes, des montages électroniques qui peuvent supporter des variations de température, des chocs ou vibrations, des atmosphères salines ou corrosives. Il y a, par ailleurs, des matériels montés sur des engins mobiles, terrestres, maritimes, ou aérospatiaux.

Malgré les qualités des fabrications et leurs progrès, les modifications et les défauts des composants sont inévitables au bout d'un délai plus ou moins long. Il y a des défauts « francs », qui se produisent rapidement et brusquement, alors que d'autres se manifestent par des variations progressives de paramètres, qui doivent être limitées par les conditions d'utilisation.

Nous avons déjà étudié précédemment le problème de l'assurance de qualité et la normalisation ; le contrôle des composants est indispensable pour la vérification des différentes caractéristiques après finition, pendant la fabrication, au cours du stockage, et même de l'utilisation.

Les vérifications avec mesures initiales intermédiaires et finales peuvent, en principe, être classées en deux types. Il y a des épreuves de durée, portant sur la résistance à la température, au courant, et à la tension appliquée en permanence, et des épreuves instantanées relatives à la résistance du composant à des contraintes instantanées, telles que les surcharges, les surtensions, les effets mécaniques, tels que les chocs.

**LA FIABILITÉ :
QUALITÉ
INDISPENSABLE
DU COMPOSANT**

Dans les équipements les plus complexes et miniaturisés réalisés en électronique, on

*tournez
la page*

infra
vous
informe

The advertisement features a large graphic of a man in profile talking on a mobile phone. To his right is a stylized radar or sonar display with a large white checkmark overlaid on it. The word 'infra' is written in a bold, lowercase font across the bottom of the radar display. The entire graphic is set against a dark background with several small 'infra' logos scattered around it. The text 'tournez la page' is written in a cursive font above the radar, and 'infra vous informe' is written in a bold, lowercase font below it.

considère de plus en plus la fiabilité et les prix. L'importance donnée à la fiabilité augmente constamment parce qu'on utilise de plus en plus l'électronique pour obtenir des résultats valables, impossibles à atteindre par des moyens classiques.

La fiabilité des montages dépend, essentiellement de la fiabilité des composants, celle-ci n'est obtenue qu'en éliminant toutes les faiblesses de la technologie adoptée, et en contrôlant complètement toutes les étapes de la fabrication.

Ce mot « fiabilité » vient d'un mot latin, qui signifie « confiance » ; on peut donc dire que la fiabilité est le degré de confiance dans le bon état et le bon fonctionnement d'un composant ou d'un ensemble de composants.

A tous les stades de la production, depuis les techniques générales destinées aux matériels « grand public », jusqu'aux techniques les plus spécialisées réservées aux matériels placés sur les missiles et les satellites, on retrouve cette idée élémentaire de confiance dans les composants.

En fait, la fiabilité est une probabilité ; elle est estimée d'après les lois de la statistique, en tenant compte des essais et des expériences effectués sur un certain nombre d'échantillons de composants-types. Le constructeur, lorsqu'il étudie un équipement ou un montage, peut ainsi porter son choix sur des composants, dont la fiabilité correspond aux conditions d'utilisation envisagées.

Lorsqu'on veut utiliser un composant, il faut donc considérer un certain nombre de conditions indispensables, et, tout d'abord, le niveau de fiabilité désiré pour l'équipement ou le montage, la complexité de celui-ci. Elle correspond au nombre de composants pouvant présenter des défaillances risquant d'entraîner une panne complète et l'arrêt du fonctionnement.

Il faut considérer aussi les dimensions et le poids des

composants nécessaires, les contraintes chimiques, mécaniques, thermiques et électriques provenant de l'application envisagée, le taux de défaillance probable des composants, et sa variation dans le temps.

Enfin, on peut déterminer le niveau de précision nécessaire pour prévoir la durée de service des composants dans des conditions diverses, électriques et thermiques.

Pour obtenir des informations sur les qualités réelles d'une fabrication, on est toujours amené à effectuer des essais.

Ceux-ci peuvent porter sur la totalité des pièces produites ou sur des échantillons prélevés dans la production courante. Les premiers sont, en fait, assez rares ; ils ne peuvent consister que dans des contrôles non destructifs, et ils sont longs et coûteux.

La méthode permet cependant d'éliminer, dès l'abord, tous les composants défectueux, d'estimer avec le minimum de risque et d'erreur si ceux qui restent peuvent assurer d'une manière satisfaisante le fonctionnement prévu dans des conditions données, et pendant un temps déterminé. Ces trois facteurs sont établis au moyen des essais effectués sur la totalité du lot des composants considérés.

Mais, en pratique, on effectue plutôt des essais sur des échantillons. Sur un certain nombre de pièces homogènes, on prélève un groupe réduit soumis pendant une période déterminée à des essais contrôlés avec soin. Le résultat obtenu permet, grâce au calcul des probabilités, d'obtenir des conclusions valables sur le degré de fiabilité qu'on peut prévoir pour l'ensemble de la fabrication.

Ces essais ont également pour but de prévoir le comportement des composants en stock ou même en service, c'est-à-dire la variation des caractéristiques initiales en fonction du temps, et dans des conditions d'ambiance très variées.

L'étude de la fiabilité d'un composant exige l'exécution d'essais sur un nombre de pièces d'autant plus élevé que l'intervalle de confiance désiré est plus faible. Les essais peuvent porter sur la totalité des pièces produites, nous l'avons noté plus haut ; dans ce cas, l'intervalle de confiance est zéro, puisque la fiabilité que l'on peut prévoir pour les pièces étudiées est de 100 %.

En pratique, on procède à des prélèvements d'échantillons sur un nombre de pièces déterminé ; il faut donc utiliser le calcul des probabilités. Si l'on veut effectuer des vérifications avec 90 % de chances d'éviter les erreurs, la fiabilité d'un composant doit être supérieure à 0,99 ; il faut essayer plus de 200 pièces et ne déceler aucun défaut pendant un temps déterminé. L'intervalle de confiance obtenu est de $1 - 0,99$, soit 0,01.

Un tel essai nous indique que pour le reste du lot des composants, nous trouverons un composant présentant des défauts sur un groupe de cent avec 90 % de chances d'éviter des erreurs. Ce résultat est vrai, quel que soit le nombre de pièces composant le lot.

Si nous voulons vérifier dans les mêmes conditions que la fiabilité est supérieure à 0,999, soit avec un intervalle de confiance de 0,001, il faut faire des essais sur plus de 2 000 composants. Le nombre de pièces à essayer est ainsi multiplié par 10, lorsque l'intervalle de confiance est divisé par 10.

L'évaluation d'une fiabilité de l'ordre de 1 exige ainsi un nombre d'expériences élevé, d'où l'intérêt de l'étude des défauts des composants au moment de leur utilisation. La mesure de la fiabilité est alors réalisée d'une manière, en quelque sorte, complémentaire, en même temps et au cours du fonctionnement.

Plus les montages sont complexes, c'est-à-dire formés d'un plus grand nombre de composants, et plus la fiabilité individuelle des composants

doit être élevée, si l'on veut que l'ensemble fonctionne pendant un temps déterminé sans risque de panne.

C'est ainsi, que les montages électroniques complexes n'auraient pu être établis, en particulier les ordinateurs, si les transistors n'avaient pas été perfectionnés.

On peut fabriquer normalement des transistors présentant un taux de défauts qui ne dépasse pas 10 % par heure, et les grands montages électroniques comprennent des milliers de transistors. Pour un fonctionnement de plusieurs milliers d'heures, il suffit en pratique de charger ainsi, par exemple, un transistor toutes les 10 000 heures. Si l'on employait des tubes à vide, il faudrait, dans les mêmes conditions, changer un tube à vide toutes les dix heures.

Pour obtenir des fiabilités aussi élevées, il faut effectuer des essais sur un très grand nombre d'échantillons. Pour vérifier ainsi avec 90 % de chances d'éviter les erreurs un taux de défaut inférieur à 10^{-6} , il faut essayer plus de 200 composants, et ne trouver aucun défaut. Il faudrait, en théorie, essayer plus de 200 000 composants pour vérifier un taux de défaut inférieur à 10^{-9} ! Cet exemple montre, en pratique, qu'il y a une limite de la fiabilité à vérifier, de l'ordre de 10^{-7} par heure.

Malgré les difficultés des recherches et des essais, les frais d'utilisation sont cependant réduits, en pratique, lorsqu'on peut utiliser des composants présentant des taux de défauts très faibles, et qui peuvent servir à réaliser des montages fonctionnant longtemps sans réparation.

LES DÉFAUTS DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

Les défauts des composants entraînent des fonctionnements défectueux, ou s'oppo-

sent complètement à leur utilisation normale. On peut donc en distinguer différentes catégories.

Tout d'abord, les défauts francs mettent les composants hors d'usage, par exemple, la coupure d'une résistance, le court-circuit des armatures d'un condensateur. Ce genre de défaut produit également des défauts francs des montages dans lesquels les composants sont utilisés.

Les défauts de dérive consistent dans des variations de paramètres au-delà des limites tolérées. Une résistance de 100Ω présentant une tolérance de $\pm 10 \%$ peut ainsi avoir une valeur qui varie de 90 à 100Ω . Si la valeur devient plus élevée et plus réduite que les valeurs limites fixées par les constructeurs, il se produit un défaut de dérive du composant. Ce défaut ne détermine un trouble ou une panne du montage, que si cette variation n'a pas été prévue dans l'étude préalable effectuée pour le montage.

Il y a, enfin, les défauts inévitables d'usure, qui se produisent à la fin du service du composant, et qu'on peut généralement prévoir par le calcul des probabilités. On peut calculer, par exemple, à la suite d'essais, la durée de service utile d'un transistor provenant d'un lot de pièces homogènes. On peut supposer que ce transistor fonctionnera un certain temps dans les conditions normales; après quoi, la qualité des résultats obtenus diminuerait, et il sera plus ou moins nécessaire de le changer.

Ces défauts de dérive et d'usure sont plus ou moins inévitables et prévisibles; il n'en est pas de même pour les défauts francs. C'est pourquoi, on les considère spécialement pour effectuer les calculs de fiabilité.

Les défauts des composants électriques sont ainsi très nombreux et très divers; ils dépendent des catégories et des caractéristiques considérées, nous les étudierons à propos de chacun des compo-

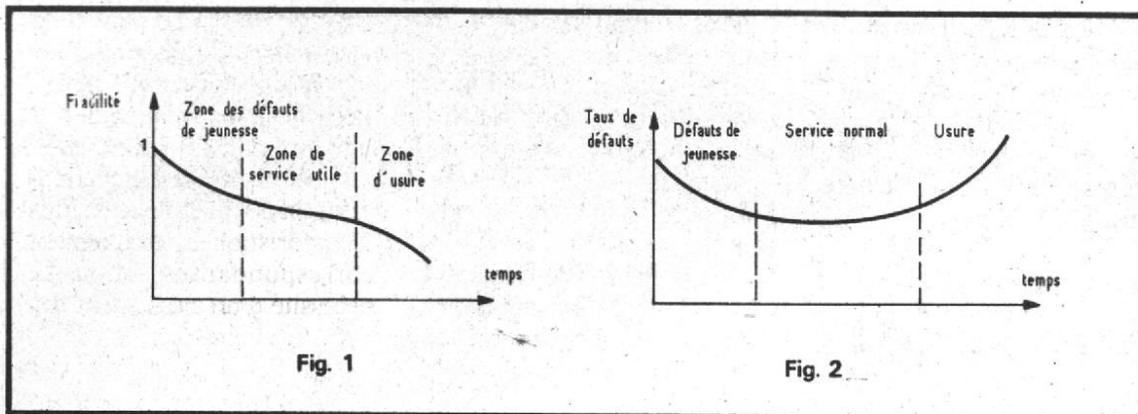


Fig. 1

Fig. 2

sants considérés et de leurs transformations.

Dès à présent, et à titre d'exemple, signalons ainsi quelques défauts caractéristiques des composants passifs et, tout d'abord, des condensateurs.

Pour les condensateurs au papier et au mica: condensateurs en court-circuit (claqués). Percement de la lame de diélectrique. Fuites. Détériorations internes du diélectrique, ou accumulation d'une couche semi-conductrice sur la surface; surtout grave pour condensateur de liaison.

Coups: surtout aux points de connexion entre les feuilles métalliques des armatures et les fils ou calottes de connexion.

Court-circuit par surtension ou inversion de polarité, sans danger dans un condensateur liquide.

Fuites: résistance de fuite anormale de valeur différente suivant le sens de connexion.

Facteur de puissance anormal: échauffement et dissipation d'énergie, dessèchement.

Condensateurs variables: coupures rares dans les armatures, surtout dans les connexions. Contact entre l'armature mobile et la masse. Défaut d'un pivot, rupture du ressort spiral, ou d'une soudure du câble souple du rotor.

Court-circuit par déformation des lames mobiles, ou desserrage des vis de montage sur des parties limitées de la course, ou introduction de particules conductrices entre les plaques.

Courants de fuite dus à des poussières entre les lames fixes et mobiles.

Trimmers - Court-circuit ou coupure, variation de capacité par fentes ou écailles du mica.

Résistances - Coupure par surcharge. Échauffement et coupure du fil de connexion en contact avec le tube résistif.

Court-circuit d'une connexion avec l'autre, ou contact avec le châssis. Variation par surcharge diminution de la valeur des résistances au carbone.

Coupure des résistances variables: pression insuffisante du curseur. Usure du dépôt métallique ou du fil résistif. Mise hors circuit d'un élément et échauffement.

Court-circuit dans les éléments à boîtier métallique, par suite d'un défaut de la rondelle isolante.

COMMENT REPRÉSENTER LA FIABILITÉ DES COMPOSANTS

La fiabilité, d'après l'étude précédente, dépend du temps; c'est une fonction décroissante du temps, la courbe qui permet de l'étudier a généralement la forme indiquée sur la figure 1.

La fiabilité est indiquée sur l'axe des ordonnées et le temps est porté sur l'axe des abscisses. On peut distinguer les trois zones habituelles. Dans la zone de gauche, au temps zéro, la fiabilité maximale est égale à 1; elle décroît d'abord très rapidement. Cette variation peut corres-

pondre à ce qu'on peut appeler des « défauts de jeunesse ». Ils proviennent d'un contrôle insuffisant au moment de la fabrication; on peut les supprimer en faisant subir aux composants un traitement de prévieillessement.

La zone intermédiaire suivante correspond à la durée du service utile du composant. Le taux de défaut est à peu près constant dans cette zone; les défauts, s'il y a lieu, peuvent être dus à de nombreuses causes fortuites, et qui n'ont pas de relation entre elles. Ces causes sont très variées, et leur production n'a pas lieu à un moment plutôt qu'à un autre.

La troisième zone de droite est la zone d'usure; la fiabilité diminue, le taux de défaut augmente; les pannes risquent d'être plus fréquentes.

On peut aussi considérer la courbe de la figure 2, qui indique le taux de défaut en fonction de la durée, au lieu d'indiquer la fiabilité. On voit encore trois zones distinctes; dans la première, à gauche, le taux de défaut maximal au moment de la mise en service diminue plus ou moins rapidement, ce qui correspond aux défauts de jeunesse. Dans la deuxième zone, correspondant à la durée utile de service de l'objet, le taux de défaut reste constant, puis dans la troisième zone, ou zone d'usure, le taux de défauts augmente rapidement.

Comment exprimer cette fiabilité? On indique la probabilité de défauts par unité de temps; on peut dire par exemple qu'un transistor a un taux de défaut de 10^{-6} par heure,

cela veut dire que si on utilise 1 000 transistors en fonctionnement dans certaines conditions déterminées, il se produit en moyenne dix défauts toutes les 10 000 heures, puisqu'on a la relation :

$$10^3 \times 10^4 \times 10^{-6} = 10$$

Il est facile de calculer le taux de défaut par unité de temps T, d'après la relation :

$$T = \frac{n}{Nt}$$

Dans cette relation, N est le nombre de pièces essayées, t la durée de l'essai, n est le nombre de défauts décelés au cours de l'essai.

LES ESSAIS ET LES GARANTIES PRATIQUES

La limite supérieure d'emploi des matériels électroniques est de l'ordre d'une dizaine d'années ; on peut considérer deux ans, la plupart du temps, comme le minimum exigible avant une usure normale importante. Beaucoup de constructeurs accordent une durée de garantie de 1 an ou même 2 ans pour leurs produits ; ils jugent ainsi que la période avant l'usure est très supérieure à cette durée.

Les composants ne sont pas seulement électriques et électroniques, ils comportent aussi des éléments mécaniques ; il y a des commutateurs, et des interrupteurs, des rhéostats, des potentiomètres, des prises d'entrée et de sortie, des modulomètres à aiguille, et des appareils de mesure. Le nombre de manœuvres des éléments mobiles peut atteindre un chiffre très élevé.

Il faut alors étudier des méthodes de vieillissement accéléré et des essais cycliques à cadence élevée de répétition pour essayer de savoir, en un temps relativement réduit, ce

qui peut avoir lieu plusieurs années après.

Dans ce but, on voit dans les ateliers des constructeurs et les laboratoires d'essais, des chambres, des bancs, des étuves, pour étudier les contraintes, les vibrations, les chocs mécaniques, le chauffage et la réfrigération des composants, les effets de la corrosion en atmosphères saline, humide et acide.

La détérioration rapide de certaines pièces, tels que les contacts, peut avoir parfois des effets inattendus ; les variations des contacts, en particulier, peuvent être des causes de troubles parasites.

En ce qui concerne les composants électroniques proprement dits, les résistances, les condensateurs, les diodes et les transistors, les risques d'erreur au moment du choix des éléments sont devenus très faibles, en raison des contrôles nombreux et sévères réalisés désormais, bien souvent, par des machines automatiques spécialisées.

Les condensateurs peuvent cependant subir un contrôle par échantillonnage, car leur fiabilité est plus réduite que celle des résistances. La question est différente pour les transistors, car les essais donnent des garanties remarquables ; il peut être nécessaire cependant d'effectuer un tri des pièces destiné à sélectionner les composants complémentaires dans certains montages.

Les indications pour les semi-conducteurs comprennent des fourchettes de tolérance ; si l'on emploie une

série de pièces, on peut chercher à éviter l'utilisation d'éléments à tolérance trop élevée. Dans certains montages, tels que les circuits symétriques, on peut avoir à rechercher des éléments présentant des caractéristiques exactement correspondantes, d'où la nécessité d'un classement des caractéristiques.

Les marges de sécurité des composants sont désormais prévues d'une manière très large, et les systèmes de protection servent à éviter les risques. Il faut cependant choisir la qualité des pièces suivant les montages ; des tris et des sélections sont en général, réalisés par le fabricant suivant certains paramètres.

Un contrôle des spécifications des composants est effectué par échantillonnage, de façon à saturer de la constance de la fabrication, et on peut aussi classer certaines pièces, spécialement les composants actifs, par catégories de qualité.

Il en était ainsi pour les tubes à vide et actuellement pour les transistors. On peut ainsi effectuer un classement en trois catégories, des composants faibles, bons, et très bons. Il peut y avoir une série de 100 000 composants, parmi lesquels 80 000 bons, 10 000 très bons et 10 000 faibles. On emploie des bons composants pour les utilisations courantes en grande quantité, et des composants très bons de qualité exceptionnelle pour des applications particulières exigeant un gain élevé.

Deux composants électro-

niques d'aspect identique peuvent cependant présenter une faiblesse d'une caractéristique déterminée. S'il y a une différence importante entre les deux composants, le premier essai d'un montage risque d'amener la mise hors service du composant le plus faible, d'où la nécessité d'une sélection initiale des pièces.

Dans les pannes des montages, les causes ne sont pas toujours dues aux défauts apparents du composant lui-même, mais peuvent provenir d'un autre composant voisin. Par exemple, l'échauffement excessif d'une résistance et sa mise hors service ne sont pas toujours dus au défaut de la résistance elle-même, mais au transistor voisin, qui fournit le courant dans cette résistance.

Les défauts peuvent être aussi dus à une erreur de montage, par exemple, une inversion de la polarité d'un condensateur électro-chimique ; les effets de l'oxydation sur les contacts peuvent être lents, mais multiples.

Les défauts d'origine mécaniques sont, en fait, des causes de pannes souvent beaucoup plus nombreuses que les défauts électriques ou électroniques. L'emploi des transistors à la place des tubes à vide a diminué la fréquence des pannes dans des proportions considérables, mais les éléments mécaniques, interrupteurs, contacteur, fiches et potentiomètres, les connexions et les soudures n'ont pas été supprimées. Dans ce domaine, l'emploi de l'électronique digitale et des montages intégrés LSI offre le plus grand intérêt.

Les défaillances des composants se produisent dans le temps suivant la courbe déjà signalée indiquée sur la figure 2. On a l'habitude de dire qu'un claquage initial des composants électroniques permet d'étudier tous les défauts de jeunesse ; un phénomène plus répandu et plus exact est indiqué par la courbe en pointillé représentée sur la figure 3, dans laquelle la phase de « mortalité » de jeunesse

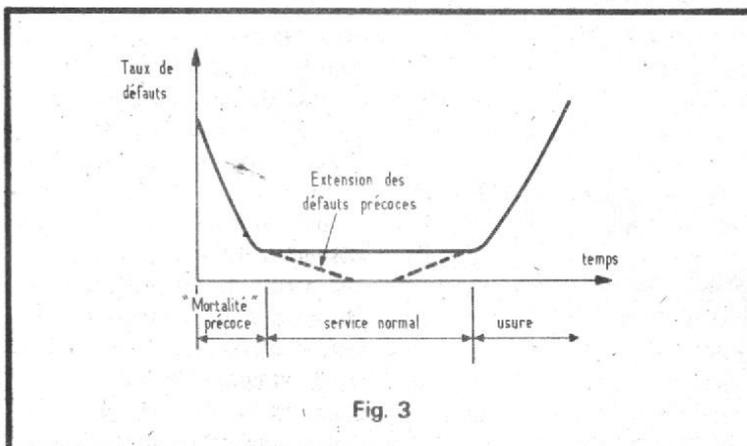


Fig. 3

est, en fait, étendue pendant la durée de service normale du matériel.

Le phénomène est dû éventuellement aux défauts déterminés par des mécanismes d'usure. La technologie des circuits intégrés n'est pas assez ancienne pour nous permettre d'observer avec exactitude la durée de la période d'usure ; dans ces conditions, la forme exacte de la courbe à son extrémité est encore inconnue, et peut seulement être supposée.

Par ailleurs, les mesures ayant le plus de signification et concernant les défaillances des circuits intégrés ont été effectuées avec des appareils à échelle relativement réduite. Ils sont peu employés avec les nouvelles technologies courantes LSI ; dans ces conditions, les prédictions concernant les cadences de défauts demeurent les seuls essais valables.

Les défauts constatés varient évidemment suivant

les catégories de composants, et, en ce qui concerne les panes franches de claquage, on voit ainsi sur le tableau 1, ci-contre, le résultat des essais

thermiques effectués sur un certain nombre de composants actifs ou passifs.

La constatation des défauts « francs » est la plus facile et

coût des essais. La détermination des taux de défauts faibles inférieurs à 0,1 %, par exemple, est extrêmement difficile et les chiffres trouvés sont souvent obtenus par des extrapolations plus ou moins valables.

TABLEAU 1

Composants	Types	Fraction du lot étudiée	Taux de défauts
Diodes	Signal	80 %	4 %
	Zener	15 %	1,5 %
	Balance	5 %	2,6 %
Transistors	Signaux faibles	75 %	1,5 %
	Puissance	25 %	1,5 %
Circuits intégrés	Digitaux	80 %	2,6 %
	Linéaires	20 %	2,6 %
Résistances	Couche métallique Bobinées-carbone	100 %	0,65 %
Condensateurs	Non électrolytiques	65 %	2,7 %
	Electrolytiques	95 %	

**LES DIFFÉRENTES
CATÉGORIES
DE COMPOSANTS
ET LES ESSAIS**

La réalisation d'un programme d'essais de fiabilité suppose en premier lieu l'étude de ce programme souvent établie sous une forme cyclique ; les essais sont effectués sous une forme répétitive avec une mise en route, le déroulement d'une certaine séquence d'essais, une période de repos avant le cycle suivant, ce qui permet de vérifier la valeur d'un risque de défaillance par cycle. Le programme comprend ainsi des contraintes simulant les conditions d'utilisation et d'environnement prévues pour le matériel et des mesures destinées à contrôler l'évolution éventuelle du matériel au cours des essais.

La conclusion est obtenue avec un niveau d'efficacité d'autant plus élevé que les épreuves sont nombreuses ; il s'agit de déterminer la taille de l'échantillon, c'est-à-dire le nombre d'éléments nécessaires aux essais, la durée des essais en heures ou en nombre de cycles.

De plus en plus, on envisage des appareillages d'essais comportant un banc d'essai destiné à produire automatiquement les séquences de fonctionnement prévues, à assurer les alimentations nécessaires et à permettre des mesures de contrôle du bon fonctionnement.

la plus précise ; mais beaucoup de défauts se manifestent par une variation progressive des paramètres, qui doivent être limités par des valeurs relativement indépendantes de l'utilisation et qui entrent en compte dans la spécification du composant.

Cette spécification nécessite des vérifications sous forme d'épreuves, avec mesure initiale intermédiaire et finale ; elles peuvent être classées en deux types, selon la manière dont le temps intervient : épreuve de durée pour les contraintes permanentes : température, courant, et tension permanente, épreuves instantanées pour les contraintes instantanées : surcharges, surtensions, essais mécaniques tels que chocs.

La mesure d'une fiabilité élevée nécessite, par ailleurs, un grand nombre de dispositifs ; le choix de ceux-ci résulte de considérations économiques tenant compte des risques respectifs du producteur et du consommateur, et du

découvrez l'électronique

sans connaissances théoriques préalables,
sans expérience antérieure sans "maths"



notre méthode :



**faire
et
voir**

LECTRONI-TEC est un nouveau cours complet, moderne et clair, basé sur la PRATIQUE (montages, manipulations, etc.) et l'IMAGE (visualisation sur oscilloscope)

- 1** Vous construisez un oscilloscope qui restera votre propriété et vous familiarisera avec tous les composants électroniques.
- 2** Vous comprendrez les schémas de montage et circuits fondamentaux employés couramment en électronique.
- 3** Avec votre oscilloscope, vous ferez de nombreuses expériences et vérifierez le fonctionnement de plus de 40 circuits.

LECTRONI-TEC

Enseignement privé par correspondance

REND VIVANTE L'ÉLECTRONIQUE

GRATUIT!

Recevez sans engagement notre brochure 32 pages en envoyant ce bon à

UN CADEAU SPÉCIAL à tous nos étudiants

LECTRONI-TEC, 35801 DINARD

NOM (majuscules SVP) _____

ADRESSE _____

HPS 74

FILTRE ACTIF POUR LA COMMANDE DE TONALITE

PARTICULIÈREMENT intéressant est le filtre actif de tonalité, représenté sur le schéma de la figure 1 et dont les éléments peuvent être calculés. Il comprend trois parties. La première est un élément du circuit intégré LM 149 National, qui en contient quatre.

La seconde est le filtre de tonalité de configuration Baxandall, bien connu de nos lecteurs. Ce filtre est associé comme circuit de contre-réac-

tion à un autre élément du même CI, LM 149. On pourra utiliser les deux éléments restants pour réaliser le même montage pour un deuxième canal en stéréophonie.

A la figure 2, on donne le brochage du CI, le boîtier étant de forme rectangulaire, à 14 broches, vu de dessus. On pourra choisir par exemple, les éléments 1 et 2 pour le canal de gauche et 3 et 4 pour le canal de droite.

L'examen du schéma per-

met de voir que l'amplificateur d'entrée est à gain linéaire et soumis à une contre-réaction par R_8 montée entre la sortie S et l'entrée inverseuse marquée -, l'entrée non inverseuse étant marquée +.

Cette contre-réaction est non sélective. Elle réduit la distorsion mais aussi le gain.

Ce circuit intégré sera alimenté sous ± 15 V c'est-à-dire avec deux sources de 15 V montées en série avec le point commun à la masse.

Le signal amplifié par CI-1 est transmis par C_{11} , au filtre. On réglera les basses avec R_2 et les aiguës avec R_4 .

A la suite, on trouve C_3 de $0,47 \mu\text{F}$ ou plus, isolant le montage de celui qui le suit, généralement l'amplificateur de puissance. A noter que chaque élément de ce CI est proche du μA 741 et peut remplacer quatre CI de ce genre.

Voici maintenant le mode de détermination des éléments de ce montage. Ce cal-

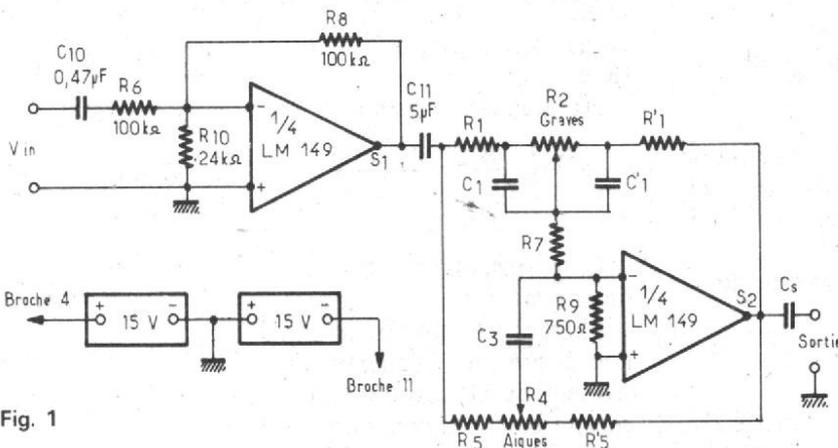
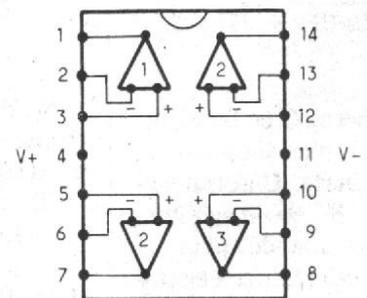


Fig. 1



LM 149
vu de dessus

Fig. 2

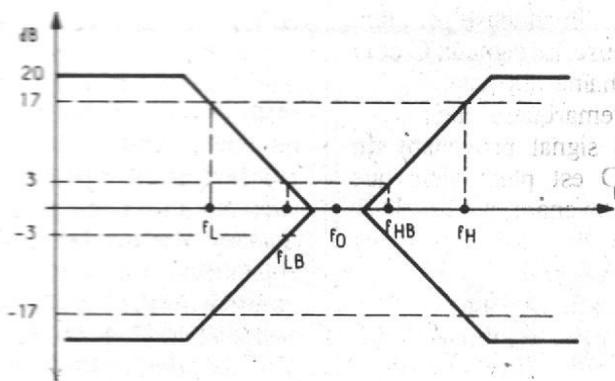


Fig. 3

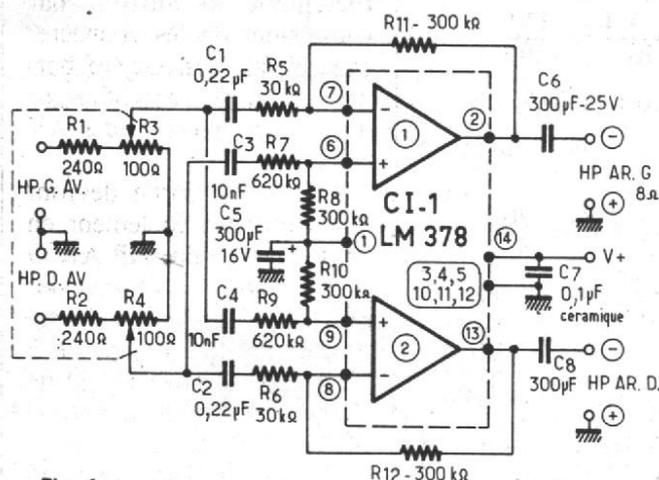


Fig. 4

cul est valable avec une alimentation de ± 15 V, $f_{\max} = 20$ kHz, distorsion totale 1% maximum et tension de sortie maximum de 9,1 V efficaces. La distorsion sera moindre avec une tension de sortie plus faible.

Considérons la figure 3 qui donne un gabarit idéalisé de la courbe de réponse avec les potentiomètres en positions extrêmes. Les fréquences f_L , f_{LB} , f_{HB} et f_H peuvent être calculées à l'aide des formules suivantes :

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \quad (1)$$

$$f_{LB} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (2)$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_5 C_3} \quad (3)$$

$$f_{HB} = \frac{1}{2\pi (R_1 + 2R_7) C_3} \quad (4)$$

avec f en hertz, C en farads, R en ohms ou plus simplement, avec f en hertz, C en microfarads et R en mégohms, choix recommandé pour le calcul à la calculatrice électronique.

Le gain aux fréquences basses est égal à $(R_2 + R_1)/R_1$ maximum.

Le gain aux fréquences éle-

vées est $(R_1 + 2R_7)/R_5$ maximum.

Ces gains sont valables avec les fréquences caractéristiques suivantes : $f_L = 32$ Hz, $f_{LB} = 320$ Hz, $f_H = 11$ kHz, $f_{HB} = 1,1$ kHz.

Avec ces valeurs la fréquence de croisement f_0 est de 593 Hz environ qui est la moyenne géométrique de f_{LB} et f_{HB} , fréquences correspondant au niveau 3 dB.

Les formules (1) à (4) contiennent quatre fréquences à choisir d'avance, trois capacités à déterminer C_1 , C_2 et C_3 (car $C'_1 = C_1$) et cinq résistances : $R_1 (= R'_1)$, R_2 , R_4 , $R_5 (= R'_5)$ et R_7 .

Pour simplifier le calcul, prenons $R_4 = 500$ k Ω ; $R_2 = 100$ k Ω et $R_7 = 10$ k Ω .

Restent R_1 , R_5 , C_1 et C_3 soit quatre variables.

La formule (1) donne avec les unités choisies (Hz, μ F, M Ω) :

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_L R_2} \mu F$$

Si l'on prend $f_L = 32$ Hz on trouve $C_1 = 0,049 \mu F$, soit pratiquement, $0,05 \mu F = 50$ nF.

La formule (2) donne alors :

$$R_1 = R'_1 = \frac{1}{2\pi f_{LB} C_1} M\Omega$$

Choisissons $f_{LB} = 320$ Hz. On trouve $R_1 = 0,01$ M $\Omega = 10$ k Ω .

Reste à déterminer C_3 et R_5 .

Choisissons d'abord $f_H = 11$ kHz et $f_{HB} = 1,1$ kHz.

Il faut alors éliminer C_3 entre les équations (3) et (4) ce qui est aisé en les divisant membre par membre.

On obtient :

$$\frac{f_H}{f_{HB}} = \frac{R_1 + 2R_7}{R_5} \quad (5)$$

Comme le premier membre est égal à $11/1,1 = 10$, $R_1 = 10$ k Ω et $R_7 = 10$ k Ω , il vient :

$$10 R_5 = 10 + 20 = 30 \text{ k}\Omega$$

ce qui donne :

$R_5 = 3$ k $\Omega = 0,003$ M Ω et par conséquent $C_3 = 0,0048 \mu F$ ou $C_3 = 4,8$ nF que l'on arrondira à 5 nF sans inconvénient.

Les gains maxima sont, aux basses :

$$\frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{10 + 100}{10} = 11 \text{ fois}$$

ce qui correspond à 20,82 dB (R en k Ω).

Aux aiguës, le gain est :

$$\frac{R_1 + 2R_7}{R_5} = \frac{10 + 20}{3} = 10 \text{ fois}$$

ce qui correspond à 20 dB, évidemment.

Exemple 2 : soit le cas où l'on désire une fréquence de croisement différente de celle admise dans l'exemple précédent. Soit $f_0 = 1000$ Hz, comme on le fait le plus sou-

vent. On aura alors $f_0^2 = f_{LB} f_{HB}$.

Soit $f_{LB} = 320$ Hz comme précédemment. Si $f_0 = 1000$ Hz, il vient :

$$f_{HB} = \frac{1000^2}{320} = 3125 \text{ Hz}$$

Les autres données sont $f_L = 32$ Hz et $f_H = 11$ kHz.

Adoptons $R_2 = 100$ k Ω , $R_4 = 500$ k Ω , $R_7 = 10$ k Ω .

Restent à déterminer $C_1 = C'_1$, C_3 , R_1 et R_5 .

En procédant comme dans l'exemple précédent on aura successivement :

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_L R_2} = 0,049 \mu F = 49 \text{ nF ou } 50 \text{ nF env.}$$

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_{LB} C_1} = 0,01 \text{ M}\Omega = 10 \text{ k}\Omega.$$

Ensuite on élimine C_3 , ce qui donne :

$$\frac{f_H}{f_{HB}} = \frac{R_1 + 2R_7}{R_5} = \frac{11}{3,125} = 3,52$$

et, comme $R_1 = 10$ k Ω , $R_7 = 10$ k Ω , il vient :

$$R_5 = \frac{30}{3,52} = 8,5 \text{ k}\Omega$$

et finalement, d'après (3)

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_H R_5}$$

ou $C_3 = 1,7$ nF.

Le gain maximum aux basses est alors :

$$\frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{110}{10}$$

$$= 11 \text{ fois ou } 20,82 \text{ dB}$$

Aux aiguës le gain maximum est :

$$\frac{R_1 + 2 R_7}{R_5} = \frac{30}{8,5}$$

$$= 3,52 \text{ ou } 10,9 \text{ dB}$$

CANAUX 3 et 4 D'AMBIANCE EN TÉTRAPHONIE

Lorsqu'on dispose d'une chaîne HIFI stéréo à deux canaux, il est facile de la transformer en une chaîne tétraphonique à canaux d'ambiance, en ajoutant à l'ensemble existant celui de la figure 4, réalisable avec un seul CI, du type LM 378. Ce CI contient deux amplificateurs complets de 4 W chacun ne nécessitant aucun étage extérieur de puissance.

A la figure 5 on donne le brochage du LM378. On voit que le boîtier est à 14 broches. Les deux entrées et la sortie de chaque amplificateur sont accessibles séparément. La masse et le - alimentation sont aux broches 3, 4, 5, 10, 11 et 12. La polarisation commune est à la broche 1 et le + alimentation à la broche 14.

Le boîtier est vu de dessus sur la figure 5. Revenons au schéma de la figure 4.

Les signaux d'entrée sont pris sur les sorties HP d'un amplificateur stéréo. Le HP « gauche » sera connecté entre masse et R_1 et le HP « droit » entre masse et R_2 .

R_1 et R_2 sont en série avec les potentiomètres de dosage R_3 et R_4 . En raison des valeurs des résistances R_1 à R_4 , les signaux des HP avant sont réduits à l'amplitude convenant aux entrées des amplificateurs des canaux 3 et 4 dont les HP seront disposés à l'arrière.

A noter que les HP des canaux AV G et D sont mon-

tés en phase si l'installation dont on dispose a été faite correctement. Il suffira, par conséquent de les connecter avec les fils de masse aux bornes masse de l'amplificateur d'ambiance de la figure 4 (AV = avant).

Les HP de sortie devront être connectés également en phase, aux sorties HP AR G et HP AR D mais avec les points de masse et ceux opposés, inversés par rapport à ceux des HP G et HP D de l'amplificateur stéréo normal (AR = arrière).

C'est cette disposition qui donnera l'effet tétraphonique d'ambiance.

La puissance pouvant être obtenue avec ce montage est de 4 W par canal mais il ne sera pas nécessaire de l'atteindre.

On réalise l'effet attendu par un mélange, effectué d'une manière correcte des signaux G et D, pour obtenir ce résultat, le signal de gauche est transmis à l'entrée inverseuse (point 7 du CI) de l'amplificateur (1), par l'intermédiaire de C_1 et R_5 .

Le même signal est transmis à l'entrée non inverseuse point 9 du CI et de l'amplificateur (2), par l'intermédiaire du C_4 et R_9 .

De la même manière, le signal droit, pris sur le curseur de R_4 est transmis par C_2 et R_6 à l'entrée inverseuse point 8, du canal (2) et par C_3 et R_7 , à

l'entrée non inverseuse point (6) du canal (1).

Dans ces conditions, le canal 1 reçoit sur ses deux entrées, inverseuse et non inverseuse, les signaux G et D de la chaîne normale.

On remarquera que :

1) le signal provenant du canal D est plus faible que celui provenant du canal G, car R_7 (620 k Ω) est plus petite que R_5 (30 k Ω).

2) Les deux signaux donnent à la sortie un signal différence car l'un est appliqué à l'entrée inverseuse et l'autre à l'entrée non inverseuse.

Mêmes remarques pour le canal (2).

Les deux canaux sont soumis à la contre-réaction, réalisée par R_{11} et R_{12} , montées entre la sortie et l'entrée inverseuse évidemment, raison pour laquelle elle est désignée par CR (contre-réaction).

Aux sorties, on trouve C_6 et C_8 de 300 μ F 25 V, isolant en continu, les HP d'ambiance des points 2 et 13 des amplificateurs.

On dosera les puissances avec les potentiomètres R_3 et R_4 de 100 Ω chacun. La puissance de ces potentiomètres sera assez faible. Si la tension appliquée à une entrée est de 5,65 V, elle créera sur $R_1 + R_3 = 340 \Omega$ un courant,

$$i = \frac{5,65}{340} \text{ A}$$

$$= 0,0166 \text{ A ou } 16,6 \text{ mA}$$

Sur R_3 de 100 Ω , la puissance sera $R_3 i^2 = 100 \cdot 0,0166^2 = 0,0275 \text{ W}$ ou 27,5 mW. Même calcul pour la puissance de R_4 .

De ce fait R_3 et R_4 seront d'un type normal au graphite, mais d'excellente qualité pour ne pas produire de crachements. Ces deux potentiomètres seront conjugués de manière à ce que les tensions appliquées aux entrées des amplificateurs d'ambiance soient égales. Un modèle double de deux fois 100 Ω conviendra bien. Le CI sera monté sur radiateur.

AMPLIFICATEUR STEREO DEUX CANAUX A CI

Le montage décrit plus haut est basé sur l'existence d'un amplificateur stéréo. Au cas où l'on ne possède pas un tel amplificateur, voici à la figure 6 un schéma d'appareil donnant deux fois 4 W et s'adaptant parfaitement au montage d'ambiance décrit plus haut.

L'amplificateur stéréo est relativement simple en raison du peu de composants extérieurs nécessaires. Avec ses 2 fois 4 W, soit 8 W au total, il donnera une puissance beaucoup trop grande pour un appartement, donc, il satisfera

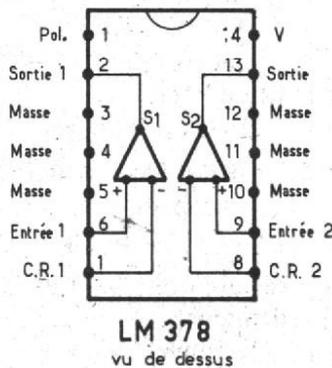


Fig. 5

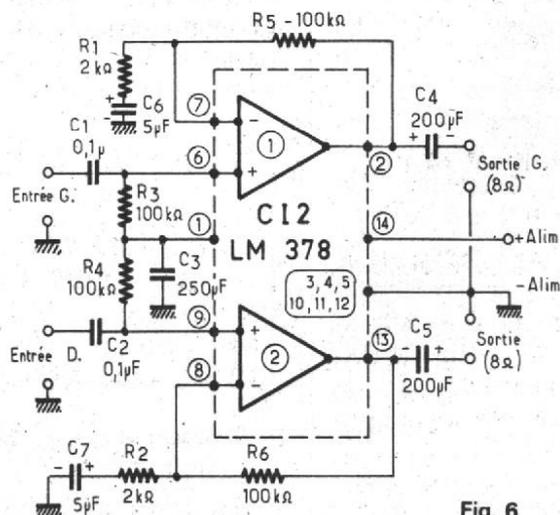
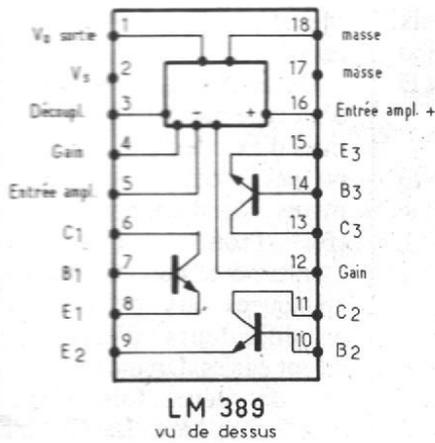


Fig. 6



LM 389
vu de dessus

Fig. 7

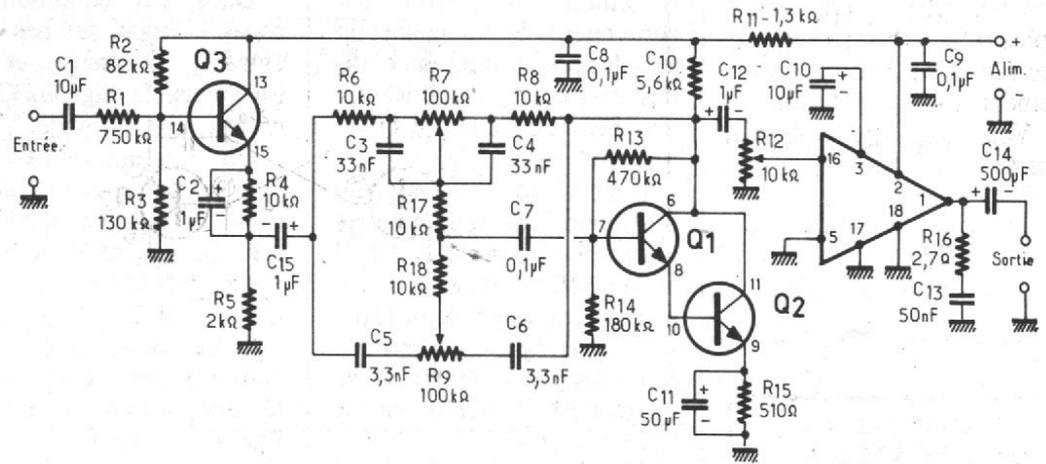


Fig. 8

à ce point de vue, les utilisateurs les plus difficiles.

La distorsion à 1 kHz est réduite, 0,1 % à 2 W par canal et est encore plus faible 0,07 % à 1 W par canal. Ce sont là d'excellentes qualités « HiFi ».

On alimentera l'appareil sous 24 V appliqués entre masse et la broche 14. Le courant consommé par canal est de 430 à 500 mA à la puissance de sortie de 1,5 W par canal.

Le gain de tension est 50 fois autrement dit, si la tension de sortie est de 5,6 V, celle d'entrée est de 0,112 V, donc facile à obtenir à la sortie des préamplificateurs à monter avant l'amplificateur.

A ce sujet, indiquons que les entrées ont une résistance de 3 M Ω .

La séparation des canaux à 1 kHz est de 50 à 90 dB lorsque C₁ et C₂ sont de 250 μ F, et meilleure si ces condensateurs sont de plus faible capacité comme par exemple celle indiquée sur le schéma. Si C₁ = C₂ = 0,1 μ F et R₃ = R₄ = 100 k Ω , le signal dont l'amplitude sera réduite en tension de 30 %, est, à la fréquence donnée par la formule :

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot 0,1 \cdot 0,1} = 15,92 \text{ Hz}$$

Si l'on veut abaisser encore f, prendre C₁ et C₂ de plus forte valeur, par exemple

1 μ F. Ne pas modifier les résistances.

Il est très important de monter le CI, dans tous les montages BF (figures 4 et 6) sur radiateur. La résistance thermique de cet accessoire dépend du mode de montage du CI. Elle varie entre 58 °C/W à l'air libre et 13,4 °C/N sur circuit imprimé. Sur celui-ci une surface de plusieurs cm², par exemple 4, est un minimum.

L'amplificateur décrit peut être précédé du filtre actif de tonalité de la figure 1, reproduit deux fois en montage stéréophonique.

Voici maintenant des montages d'application du LM 389, circuit intégré à canal unique. Pour des montages stéréo, il sera nécessaire d'en utiliser deux ou quatre. Avec ce CI on pourra réaliser des appareils radio AM, des amplificateurs de PU, de magnétophone et bien d'autres.

**EMPLOI
DU LM 389
COMME
AMPLIFICATEUR
POUR PU
CÉRAMIQUE**

Ce circuit intégré est monté dans un boîtier à 2 fois 9 broches. Son branchement est indiqué à la figure 7 où il est vu de dessus.

Le LM 389 contient un amplificateur de puissance et trois transistors indépendants :

Q₁ se branchant aux broches 7 (B₁) 6 (C₁) 8 (E₁)

Q₂ se branchant aux broches 10 (B₂) 11 (C₂) 9 (E₂)

Q₃ se branchant aux broches 14 (B₃) 13 (C₃) 15 (E₃)

Il est alimenté par une seule source, avec le - aux broches de masse et le + à la broche 2 (V_s).

Les trois transistors étant à électrodes accessibles, peuvent être utilisés dans de nombreuses applications, par exemple dans un amplificateur d'électrophone muni d'un circuit de tonalité pour basses et aiguës.

En utilisant un PU céramique, celui-ci se branchera directement à l'entrée du montage de la figure 8. A noter que le premier transistor est Q₃ à broches 14, 13, et 15. Celui-ci est monté en collecteur commun. Le signal du PU est transmis par C₁ et R₁ à la base de Q₃, polarisée par R₂ et R₃. Un circuit de correction est disposé entre émetteur et masse. Le signal est prélevé au point commun de C₂, R₄ et R₅. Il est transmis par C₁₅ à la commande de tonalité à deux réglages, R₇ pour les basses et R₉ pour les aiguës.

Le circuit de tonalité est à contre-réaction s'exerçant sur le darlington composé de Q₁ et Q₂.

On trouve ensuite C₁₂ qui transmet le signal à l'amplificateur. Les entrées sont : broche 16 = entrée non inverseuse et broche 5 = entrée inverseuse. Le signal à amplifier après dosage réalisé par le potentiomètre R₁₂ est appliqué à l'entrée non inverseuse 16. L'autre entrée sera mise à la masse.

Le signal amplifié est obtenu à la broche 1 d'où il est transmis par C₁₄ aux bornes de sortie.

Celles-ci seront connectées à un haut-parleur, comme dans l'exemple proposé plus haut à circuit intégré LM 378 (fig. 4).

On alimentera cet appareil sous 4 à 12 V. La puissance de sortie est modérée :

V_s = 6 V, P = 325 mW, HP de 8 Ω ,

V_s = 9 V P = 500 mW, HP de 16 Ω ,

gain de tension, à V_s = 6 V, 23 à 30 dB à f = 1 kHz

bande passante 250 kHz

distorsion 0,2 à 3 %

résistance d'entrée de l'amplificateur : 10 à 50 k Ω .

Le circuit R₁₆ - C₁₃ évite les oscillations spontanées. Un ensemble de ce genre convient pour des récepteurs radio et électrophones portables de puissance modérée.

Les transistors peuvent fonctionner jusqu'à 100 MHz et conviennent bien dans des amplificateurs HF.

Chaque collecteur de tran-

sistor (Q_1 , Q_2 et Q_3) est isolé du substrat du CI par une diode montée avec l'anode vers le substrat et cathode vers le collecteur, donc bloquée normalement.

Voici une autre application du LM 389, à multiples usages.

SIRÈNE ÉLECTRONIQUE COMPLÈTE À SIGNAL MODULÉ

On peut reconnaître aisément sur le schéma de la figure 9, le multivibrateur réalisé avec les transistors Q_1 et Q_2 incorporés dans le CI LM 389.

La partie « amplificatrice » reçoit le signal engendré par le multivibrateur sur la broche 3, par l'intermédiaire de Q_3 . Le haut-parleur est relié à la sortie 1 par l'intermédiaire d'un condensateur.

Voici quelques détails sur cette sirène.

Le multivibrateur est à couplages croisés et donne un signal rectangulaire à périodes partielles inégales par réglage de R_3 , résistance variable ou potentiomètre de $100\text{ k}\Omega$.

Ce potentiomètre règle aussi la fréquence. Avec les valeurs des éléments du schéma f_0 peut être réglée entre 1 et 7 Hz. Ce signal à TBF pourra moduler celui à fréquence plus élevée, f_1 , pouvant être réglée entre 250 et $1\,500\text{ Hz}$ à l'aide de R_7 de $10\text{ k}\Omega$.

L'amplificateur représenté par un triangle est en effet monté en oscillateur, grâce à la réaction positive, effectuée entre la sortie (1) et l'entrée non inverseuse (16), par ce circuit $R_{10} - R_9$, diviseur de tension.

D'autre part, il y a aussi une contre-réaction entre la sortie et l'entrée inverseuse (5) qui détermine la fréquence f_1 élevée.

On peut calculer la fré-

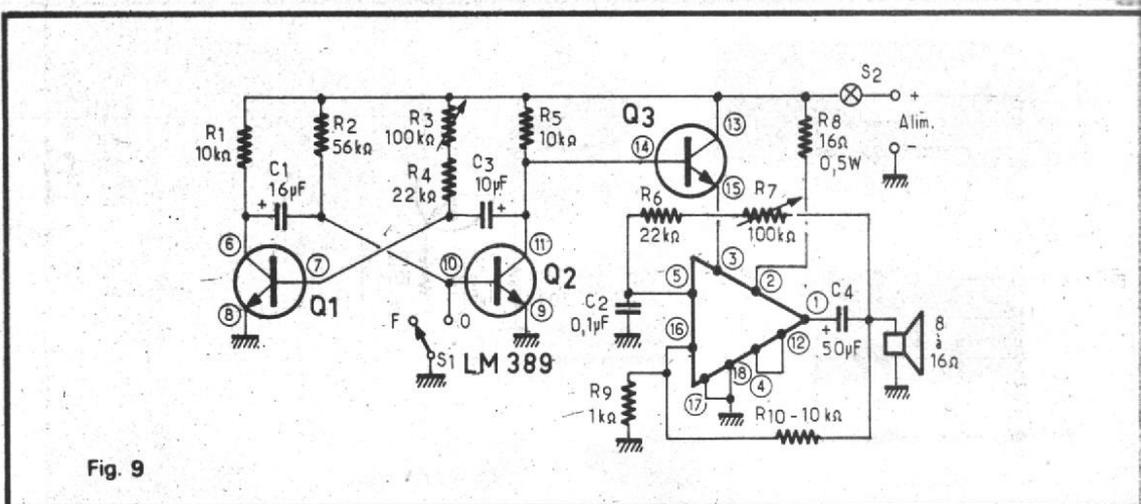


Fig. 9

quence f_1 à l'aide de la formule :

$$f = \frac{1}{0,36 R C_2} \text{ Hz}$$

avec $R = R_6 + R_7$ dans laquelle C_2 est la capacité montée entre masse et le point 5 ; R_7 est la résistance variable de contre-réaction. R_6 limite la variation de R entre $22\text{ k}\Omega$ et $122\text{ k}\Omega$.

Si $C_2 = 0,1\ \mu\text{F}$ et $f = 500\text{ Hz}$, la valeur de R est donnée par la relation tirée de la précédente :

$$R = \frac{1}{0,36 f C_2}$$

En mesurant R en $\text{M}\Omega$, C_2 en μF et f en hertz, on trouve $R = 55\text{ k}\Omega$.

En déduisant $R_6 = 22\text{ k}\Omega$, il reste $33\text{ k}\Omega$ pour R_7 .

• Grâce aux possibilités de

variation de f_0 et f_1 à effectuer avec R_3 et R_7 , on pourra obtenir une infinité de signaux, d'autant plus que si C_2 est diminué, f_1 pourra atteindre des valeurs supérieures à $1\,500\text{ Hz}$.

On a aussi la possibilité d'arrêter le fonctionnement de l'oscillateur TBF en agissant sur l'interrupteur S_1 . Il y aura arrêt lorsque S_1 sera en position 0 (ouvert) ou la base de Q_2 est mise à la masse. Cet appareil peut être alimenté sur une source unique de 6 à 12 V. Plus la tension sera élevée, plus grande sera la puissance de la sirène.

Un instrument de musique électronique, avec vibrato, peut être imaginé avec cette sirène, le vibrato étant produit par le multivibrateur.

Le tout est toutefois de savoir jouer de cet instrument et non de faire une démonstration d'acoustique électronique en sortant des sons de timbres bizarres, en se prenant pour un compositeur de musique.

Ne pas exagérer la puissance, sauf cas spéciaux. Bien entendu, la sirène sera aussi utilisable comme alarme. Dans ce cas, l'interrupteur S_2 servira de « senseur ». Il sera normalement ouvert, mais lorsque l'événement indésirable se produira, S_2 sera fermé par les intrus et l'appareil étant alimenté, fera tout le bruit dont il est capable, dans le haut-parleur.

Tous les montages décrits dans cet article utilisent des circuits intégrés National.

F. JUSTER

LE STÉTHOSCOPE DU RADIO - ÉLECTRICIEN

MINITEST 1
Signal Sonore
vérification et contrôle des circuits BF. MF. NF. Micros télécommunications - Haut parleurs pick up

MINITEST 2 Signal Video
appareil spécialement conçu pour le technicien TV

MINITEST UNIVERSEL
documentation sur demande à

slora 18, Avenue de Spicheren
BP 91 57602 - FORBACH - tél : 85.00.66

DATE

DU

TRANSISTOR

Transistors de puissance

(Suite voir N° 1583, N° 1587 et N° 1591)

3.4 - ALIMENTATION RÉGULÉE

L'EXEMPLE d'application qui suit est relatif à un transistor Darlington qu'on utilise dans une alimentation régulée. Bien entendu, le transistor Darlington peut également être utilisé dans un amplificateur BF, et on peut alors faire appel aux modalités de calcul précédemment exposées. Inversement, une alimentation régulée peut être équipée de transistors différents de ceux de l'exemple qui suit et dont les expressions de calcul restent néanmoins utilisables. On doit même faire appel à d'autres types de transistors, si les données de départ sont nettement différentes de celles prévues ci-dessous.

Ces données sont, pour l'instant, limitées aux grandeurs de sortie, soit 20 V, 2,5 A. On ne peut s'imposer

immédiatement les performances de régulation qu'on désire obtenir, car le premier calcul doit, précisément, servir à dégager ces performances, et à déterminer les grandeurs sur lesquelles il faut agir pour les améliorer, si besoin est.

A - BILAN DES TENSIONS (Fig. 34-1)

Perte de tension dans le régulateur (V_{sat}) - Pour obtenir les 20 V demandés à la sortie du

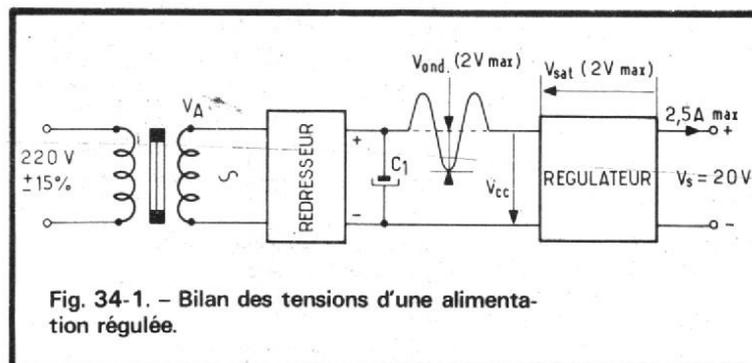
régulateur, il faut une tension plus grande à son entrée. En premier lieu, la différence est due à la tension de saturation V_{sat} (ou tension de déchet) du transistor « ballast » du régulateur. Si on utilise un Darlington comme « ballast », la valeur maximale de cette tension est de 2 V (annexe 28). Elle peut être moindre dans le cas d'un transistor de type courant, mais le bilan des intensités risque alors d'être plus défavorable. Ainsi, un transistor présentant une V_{sat} faible peut être avantageux quand on doit obtenir une ten-

sion régulée de 5 V, par exemple, car une V_{sat} de 2 V constituerait alors une perte de 40 %, par rapport à la tension de sortie.

Influence de la tension d'ondulation ? - La figure 34-1 montre que le régulateur reçoit une tension d'alimentation V_{CC} qui, pour des raisons d'économie (valeur de C_1) ne sera pas parfaitement filtrée. En effet, il ne sera guère rationnel de prévoir un filtrage aboutissant à une amplitude d'ondulation (V_{ond}) inférieure à 10 % de V_S . Or, le régulateur doit fonctionner à tout instant, même pendant les « creux » de V_{ond} . Cela ne sera possible que si on tient compte de V_{ond} lorsqu'on détermine V_{CC} .

Valeurs extrêmes de la tension d'alimentation du régulateur (V_{CC}) ? - D'après ce qu'on vient de voir, la valeur minimale de V_{CC} est :

$$V_{CCm} = V_S + V_{sat} + V_{ond}$$



Exemple :

$$V_{CCm} = 20 + 2 + 2 = 24 \text{ V.}$$

C'est la valeur qu'on doit encore avoir quand le réseau d'alimentation est « en baisse », c'est-à-dire à 0,85 fois de sa valeur nominale, si on se fixe un écart de $\pm 15\%$. On peut donc déterminer une valeur nominale de V_{CC} :

$$V_{CCn} = \frac{V_{CCm}}{0,85}$$

Exemple :

$$V_{CCn} = \frac{24}{0,85} \approx 28 \text{ V}$$

Eventuellement, il faudra augmenter cette tension de 1 ou de 2 V, si on veut doter le régulateur d'une limitation à délestage (traitée plus loin). Quand on connaîtra la consommation de l'amplificateur de régulation (elle s'ajoute à I_s) on pourra également choisir le transformateur d'alimentation en fonction de V_{CCn} .

Pour obtenir la valeur maximale de V_{CC} , il faut tenir compte à la fois d'une « hausse » du réseau d'alimentation de $+15\%$ (facteur de 1,15) et du cas du fonctionnement à vide. La chute de tension sur la résistance interne des diodes de redressement et du transformateur deviennent alors minimale. Le rapport dans lequel V_{ac} « monte » lors d'un fonctionnement à vide, dépend évidemment beaucoup du choix du transformateur. On adoptera la valeur de 1,25 pour ce rapport, quitte à procéder, ultérieurement, à une vérification expérimentale, sur le transformateur envisagé. A l'entrée du régulateur, on aura donc une tension maximale :

$$V_{CCm} = V_{CCn} \times 1,15 \times 1,25$$

Exemple :

$$V_{CCm} = 28 \times 1,15 \times 1,25 \approx 40 \text{ V}$$

B - SCHÉMA ET COMPOSANTS

Le schéma de la figure 34-2 qu'on adopte pour le calcul d'application, est de com-

plexité moyenne. On pourra ainsi le simplifier (par omission de T_1 , par exemple) si le calcul montre qu'on arrive à des performances inutiles pour l'application envisagée. L'opération inverse pourra consister dans le choix d'un circuit de référence plus performant.

Choix de T_4 ? - Comme on part des données $V_{CCm} = 40 \text{ V}$ et $I_{SM} = 2,5 \text{ A}$, un BD 267 peut convenir, s'il admet une dissipation suffisante.

Dissipation dans le transistor « ballast » (P_{D4}) ? - Le cas le plus défavorable est celui d'un débit maximal ($I_s = I_{SM} = 2,5 \text{ A}$) coïncidant avec une « hausse » du réseau d'alimentation, telle que $V_{CC} = 1,15 V_{CCn}$. Le « ballast » doit alors dissiper une puissance :

$$P_{D4} = (1,15 V_{CCn} - V_s) I_{SM}$$

Exemple :

$$P_{D4} = (1,15 \times 28 - 20) \times 2,5 = 30,5 \text{ W.}$$

Radiateur du transistor « ballast » ? - Le fabricant fournit (annexe 28) les grandeurs $T_j = 150^\circ\text{C}$ et $R_{thj-b} = 2,1^\circ\text{C/W}$. Pour une température ambiante (maximale) de 50°C , on calcule donc la résistance thermique du radiateur par :

$$R_{thr} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{D4}} - R_{thj-b}$$

Exemple :

$$R_{thr} = \frac{150 - 50}{30,5} - 2,1 = 1,2^\circ\text{C/W.}$$

Intensité de base de T_4 (I_{B4}) - Pour envisager le cas le plus défavorable, on utilise la valeur minimale du gain en courant que le fabricant indique (annexe 28) pour $I_C = 3 \text{ A}$, soit $B_4 = 750$. Lors du débit maximal, on obtient alors :

$$I_{B4M} = \frac{I_{SM}}{B_4}$$

Exemple :

$$I_{B4M} = \frac{2\,500}{750} = 3,3 \text{ mA}$$

Lors du fonctionnement à vide ($I_s = 0$), on pourra admettre $I_{B4} \approx 0$, car la consommation du diviseur R_3, R_4, R_5 reste négligeable, ainsi qu'on le verra par la suite.

Intensité de collecteur de T_3 (I_{C3}) ? - On peut montrer que le gain en tension de la cascade T_3, T_4 augmente avec l'intensité de collecteur de T_3 . Bien entendu, cette augmentation est limitée par un « plafond », et on se trouve déjà assez près de ce plafond quand on donne à l'intensité de collecteur de l'étage d'attaque (I_{C3}) une valeur 5 à 10 fois plus grande que celle (I_{B4}) que l'étage suivant peut effectivement utiliser quand elle doit fournir son

intensité maximale (I_{SM}). Pour l'application envisagée, on se contente d'un rapport $I_{C3M} = 6 I_{B4M}$, car un rapport plus élevé interdirait, pour des raisons de dissipation, l'utilisation d'un transistor de faible puissance. On se base donc sur :

$$I_{C3M} = 6 I_{B4M}$$

Exemple :

$$I_{C3M} = 6 \times 3,3 = 20 \text{ mA.}$$

Résistance base-émetteur de T_4 (R_{BE4}) ? - D'après la courbe $I_C = f(V_{BE})$ (annexe 29), $I_{C4M} = 2,5 \text{ A}$ correspond à $V_{BEM} = 1,55 \text{ V}$. Et puisque R_{BE4} se trouve parcourue (en régime de crête) par une intensité $I_{C3M} - I_{B4M}$, on calcule :

$$R_{BE4} = \frac{V_{BE4M}}{I_{C3M} - I_{B4M}}$$

Exemple :

$$R_{BE4} = \frac{1,55}{20 - 3,3} = 93 \Omega$$

(prendre 100Ω)

Résistance de base de T_4 (R_{B4}) ? - Elle sert à limiter la puissance dissipée dans T_3 et, partant, l'intensité de base de T_4 . Dans le cas le plus défavorable, la tension aux bornes de R_{B4} sera approximativement égale à celle de sortie, $V_s = 20 \text{ V}$. Cela permet de calculer :

$$R_{B4} \leq \frac{V_s}{I_{C3M}}$$

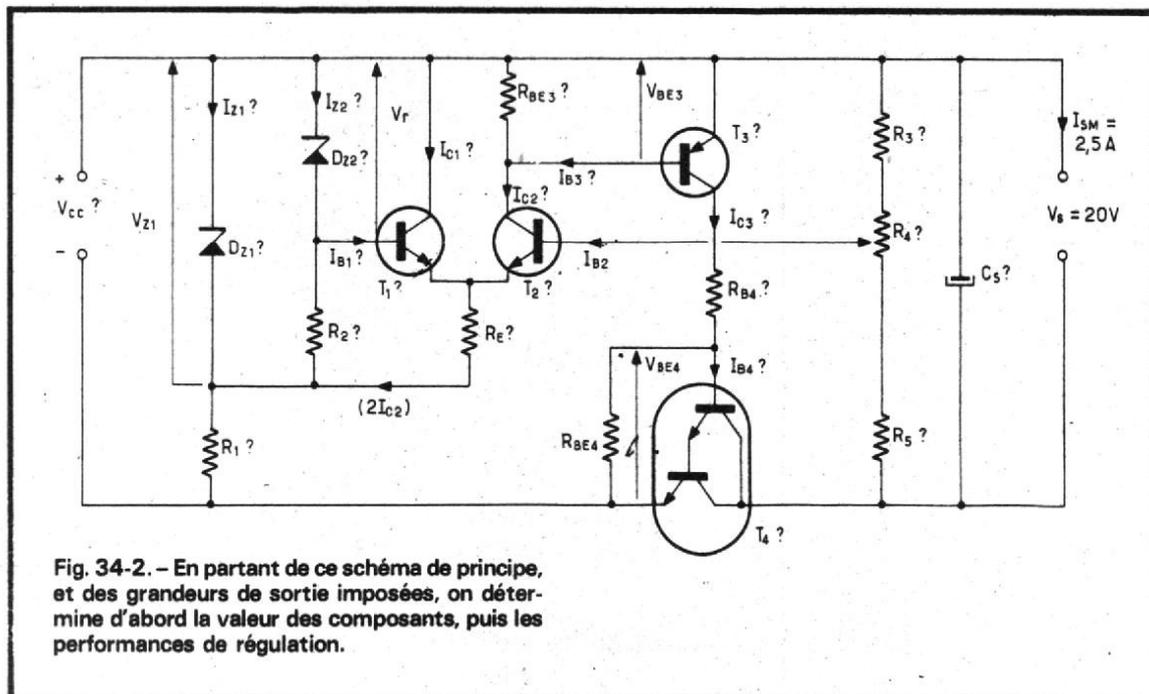


Fig. 34-2. - En partant de ce schéma de principe, et des grandeurs de sortie imposées, on détermine d'abord la valeur des composants, puis les performances de régulation.

Exemple :

$$R_{B4} \leq \frac{20 \text{ V}}{20 \text{ mA}} \leq 1 \text{ k}\Omega$$

(prendre 820 Ω , 1 W)

Choix de T_3 ? - C'est essentiellement une question de dissipation. Pour estimer cette dernière, avec le pessimisme qui doit être de rigueur en pareil cas, on doit considérer le cas où la tension du réseau est « en hausse », et où, simultanément, le débit est moyen ou faible à la sortie. Comme on ne sera alors pas loin de $V_{CCM} = 40 \text{ V}$, on doit calculer :

$$P_{D3} \leq \frac{V_{CCM}^2}{4 R_{B4}}$$

Exemple :

$$P_{D3} \leq \frac{40^2}{4 \times 820} \leq 0,49 \text{ W}$$

On pourra donc, pour T_3 , utiliser un BC 327 (annexe 9). Pour le gain en courant de ce transistor, l'hypothèse $B = 100$ sera suffisamment pessimiste pour pouvoir décrire le cas le plus défavorable.

Intensité de base de T_3 (I_{B3}) ? - Avec l'hypothèse qu'on vient d'énoncer, $B_3 = 100$, cette intensité est :

$$I_{B3M} = \frac{I_{C3M}}{B_4}$$

Exemple :

$$I_{B3M} = \frac{20}{100} = 0,2 \text{ mA}$$

Intensité de collecteur de T_2 (I_{C2}) ? - Même raisonnement que pour I_{C3} . Mais, cette fois-ci, aucune considération de dissipation de puissance ne s'oppose à :

$$I_{C2M} = 10 I_{B3M}$$

Exemple :

$$I_{C2M} = 10 \times 0,2 = 2 \text{ mA}$$

Résistance base-émetteur de T_3 (R_{BE3}) ? - Même procédé que pour R_{BE4} , mais en prenant $V_{BE3} = 0,7 \text{ V}$:

$$R_{BE3} = \frac{V_{BE3}}{I_{C2M} - I_{B3M}}$$

Exemple :

$$R_{BE3} = \frac{0,7}{2 - 0,2} = 390 \Omega$$

Circuit de référence (D_{Z1} , D_{Z2} , R_1 , R_2) ? - Le bilan des

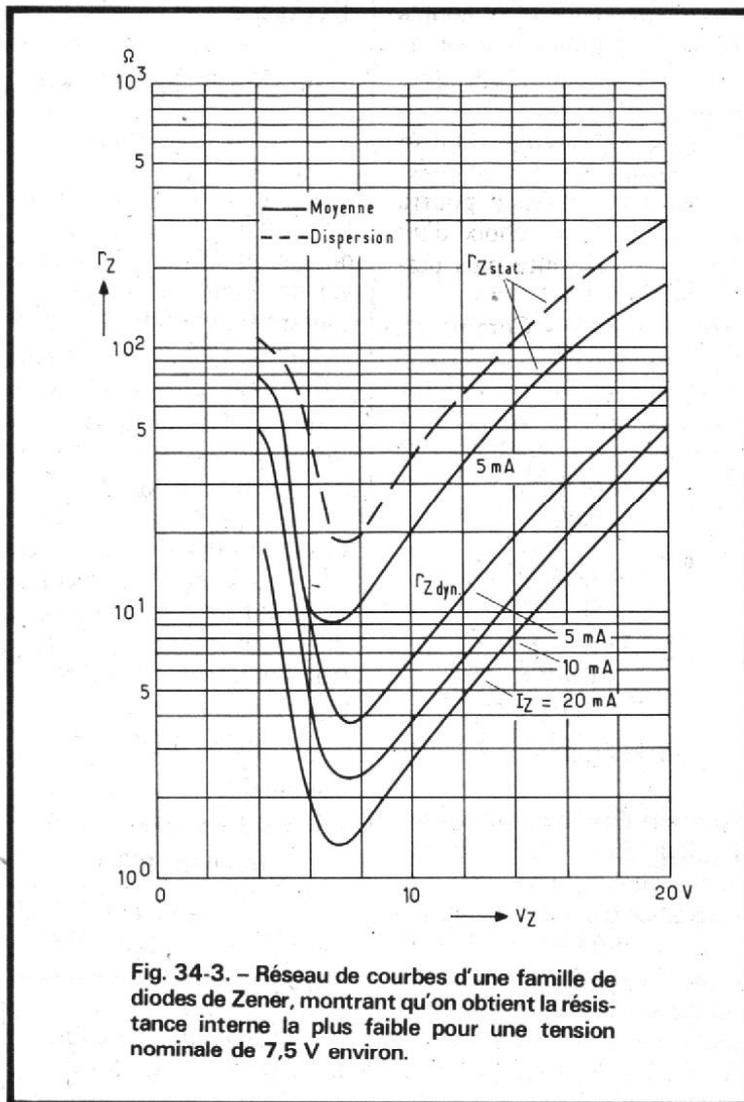


Fig. 34-3. - Réseau de courbes d'une famille de diodes de Zener, montrant qu'on obtient la résistance interne la plus faible pour une tension nominale de 7,5 V environ.

tensions montre que la tension à l'entrée du régulateur peut varier d'une quantité :

$$\Delta V_{CC} = V_{CCM} - V_{CCm}$$

Exemple :

$$\Delta V_{CC} = 40 - 24 = 16 \text{ V.}$$

Comme cela correspond à une variation de 70 %, par rapport à V_{CCm} , il est indiqué de produire la tension de référence V_r à l'aide de deux circuits, mis en cascade. On profite du premier de ces circuits (D_{Z1} , R_1) pour stabiliser la tension d'alimentation de l'amplificateur différentiel de comparaison (T_1 , T_2). De cette façon, on améliore la régulation et, accessoirement, on en facilite le calcul.

Choix des diodes Zener (D_{Z1} , D_{Z2}) ? - Les courbes de la figure 34-3, sensiblement valables pour toute diode de Zener « planar », de fabrication courante, donnent la résistance interne différen-

tielle, r_z , en fonction de la tension nominale V_Z , d'un échantillon donné. Pour l'application envisagée, seule la valeur statique de r_z (r_{Zstat}) présente un intérêt, puisqu'elle englobe la variation que V_Z subit du fait de l'échauffement qui est dû à une modification de la dissipation. On constate que ce sont les diodes dont la tension nominale est voisine de 7,5 V, qui présentent la résistance interne la plus faible. Pour D_2 , on choisira donc une diode de 7,5 V, BZX 44 C 7V5, BZY 85 C 7V5, ou similaire. La tension nominale de D_1 , V_{Z1} , doit alors être approximativement égale à la moyenne géométrique entre la tension de D_{Z2} et la valeur minimale de V_{CC} :

$$V_{Z1} = \sqrt{V_{CCm} V_r}$$

Exemple :

$$V_{Z1} = \sqrt{24 \times 7,5} = 13,4 \text{ V.}$$

Comme D_{Z1} doit alimenter D_{Z2} ainsi que T_1 , T_2 , on choisira un modèle capable de dissiper plus de 1 W, BZX 87 C 13, BZY 95 C 13, ZY 13, ZD 13, ZPY 13 ou similaire.

Résistances série des diodes Zener (R_1 , R_2) ? Si le fabricant donne, pour D_{Z1} (fig. 34-3), une courbe de r_{Zstat} valable pour une intensité $I_Z = 5 \text{ mA}$, cela signifie que c'est précisément pour $I_Z = 5 \text{ mA}$ qu'on obtient les conditions optimales de fonctionnement, avec la diode envisagée. On adopte donc cette dernière intensité pour calculer :

$$R_2 = \frac{V_{Z1} - V_r}{I_{Z2}}$$

Exemple :

$$R_2 = \frac{13 - 7,5}{0,005} = 1,1 \text{ k}\Omega$$

(prendre 1 k Ω)

L'intensité traversant R_1 se compose de I_{Z1} , de I_{Z2} , et de celle d'alimentation de T_1 , T_2 , égale à deux fois I_{C2} (on avait calculé, plus haut, $I_{C2} = 2 \text{ mA}$). La dissipation dans D_{Z1} étant limitée à $P_{Z1} = 1,3 \text{ W}$, à 25 °C, on effectue le calcul pour $P_{Z1} = 1 \text{ W}$, ce qui implique une marge suffisante, quant à la température de fonctionnement. La limite $P_{Z1} = 1 \text{ W}$ sera respectée si :

$$R_1 \geq \frac{V_{CCM} - V_{Z1}}{\frac{P_{Z1}}{V_{Z1}} + I_{Z2} + 2 I_{C2}}$$

Exemple :

$$R_1 \geq \frac{40 - 13}{\frac{1}{13} + 0,005 + 2(0,002)} \geq 300 \Omega$$

D'autre part, on pourrait, à la rigueur, se limiter à une intensité minimale $I_{Z1m} = 5 \text{ mA}$, soit :

$$R_1 \leq \frac{V_{CCM} - V_{Z1}}{I_{Z1m} + I_{Z2} + 2 I_{C2M}}$$

Exemple :

$$R_1 \leq \frac{(24 - 13) \text{ V}}{(5 + 5 + 2 \times 2) \text{ mA}} \leq 790 \Omega$$

Moyennant une étude plus détaillée des caractéristiques des diodes Zener utilisées, il

doit être possible d'opérer une optimisation, entre ces deux valeurs limites de R_1 . Mais comme il faut aussi penser à la consommation, on utilisera la moyenne géométrique, soit $R_1 = 470 \Omega$. Pour déterminer la dissipation dans R_1 , ainsi que les valeurs minimale et maximale de I_{Z1} , on calculera successivement :

$$P_{R1} = \frac{(V_{CCM} - V_{Z1})^2}{R_1}$$

Exemple :

$$P_{R1} = \frac{(40 - 13)^2}{470} = 1,55 \text{ W}$$

$$I_{Z1} = \frac{V_{CC} - V_{Z1}}{R_1} - I_{Z2} - 2 I_{C2M}$$

Exemple pour $V_{CC} = V_{CCM} = 40 \text{ V}$:

$$I_{Z1M}$$

$$= \frac{40 - 13}{470} - 0,005 - 2 \times 0,002 = 48 \text{ mA}$$

Exemple pour $V_{CC} = V_{CCM} = 24 \text{ V}$:

$$I_{Z1m}$$

$$= \frac{24 - 13}{470} - 0,005 - 2 \times 0,002 = 14 \text{ mA}$$

Choix de T_1, T_2 ? Leur tension collecteur-émetteur sera approximativement égale à V_r (7,5 V). On peut donc utiliser, pour T_1 et T_2 , des BC 108, ou équivalents (annexe 1), ou éventuellement des BC 108 B, car un gain en courant important peut être avantageux, du fait de l'intensité prélevée du diviseur R_3, R_4, R_5 . En se basant sur $I_{C2M} = 2 \text{ mA}$ et sur $B_{2(\min)} = 200$, on obtient, pour cette intensité :

$$I_{B2M} = \frac{I_{C2M}}{B_2}$$

Exemple :

$$I_{B2M} = \frac{2}{200}$$

$$= 0,01 \text{ mA} = 10 \mu\text{A}$$

Quant à la résistance d'entrée de T_2 , le fabricant fournit, pour $I_{C2} = 2 \text{ mA}$, la

valeur $h_{11e2} = 4,5 \text{ k}\Omega$. L'amplificateur différentiel dont T_2 fait partie aura donc une résistance d'entrée égale à $2 h_{11e2} = 9 \text{ k}\Omega$. Cette valeur servira, ultérieurement, pour le calcul du diviseur R_3, R_4, R_5 .

Résistance d'émetteur (R_E) ?

Les transistors T_1 et T_2 devront travailler avec des intensités de collecteur identiques. A $V_{BE1} = V_{BE2} \approx 0,6 \text{ V}$ près, la tension aux bornes de R_E est égale à $V_{Z1} - V_r$. On détermine donc

$$R_E = \frac{V_{Z1} - V_r - V_{BE1}}{2 I_{C2M}}$$

Exemple :

$$R_E = \frac{13 - 7,5 - 0,6}{2 \times 0,002} = 2,45 \text{ k}\Omega \text{ (prendre } 2,7 \text{ k}\Omega)$$

Diviseur de comparaison (R_3, R_4, R_5) ? Sa résistance équivalente doit être faible devant la résistance d'entrée de l'amplificateur différentiel T_1, T_2 (égale à $2 h_{11e2}$). Pour aboutir à un calcul simple, on admettra que la plus petite des résistances R_3, R_5 , doit être voisine de 1/10 de la résistance d'entrée mentionnée. On calcule donc successivement :

$$R_3 = 0,1 \times 2 h_{11e2}$$

Exemple :

$$R_3 = 0,1 \times 2 \times 4,5 = 900 \Omega \text{ (prendre } 910 \Omega \text{ ou } 1 \text{ k}\Omega \pm 5 \%)$$

$$R_5 = \frac{R_3 (V_S - V_r)}{V_r}$$

Exemple :

$$R_5 = \frac{1 \times (20 - 7,5)}{7,5} = 1,67 \text{ k}\Omega \text{ (prendre } 1,6 \text{ ou } 1,8 \text{ k}\Omega, 5 \%).$$

Utiliser obligatoirement des résistances à couche, car la stabilité à long terme du régulateur dépend essentiellement des valeurs de R_3, R_5 .

Pour que R_4 permette une compensation des tolérances (sur R_3, R_5 et V_r), il suffit de la choisir tout au plus égale à 20 % de la valeur la plus faible des deux autres résistances (R_3, R_5), soit :

$$R_4 \approx 0,2 R_3$$

Exemple :

$$R_4 \approx 0,2 \times 1000 = 200 \Omega \text{ (prendre } 180 \Omega)$$

On utilisera un potentiomètre bobiné ou à piste moulée.

C. PERFORMANCES DE RÉGULATION

Les imperfections de régulation peuvent être mises en évidence soit par une variation

du débit (I_S), soit par une variation de la tension du réseau d'alimentation (V_A , fig. 34-1). Leur cause peut résider soit dans un gain insuffisant dans l'amplificateur de régulation, soit dans une stabilité insuffisante dans le circuit de référence. Au total, on pourra donc étudier, d'abord séparément, puis de façon cumulée, quatre relations « variation-insuffisance ». Dans ce qui suit, on simplifiera un peu, en n'étudiant, dans certains cas, que l'un des effets. Pour faciliter cette étude, la figure 34-4 résume ce qui a été déterminé jusqu'ici.

Stabilité de la tension de référence (ΔV_r) ? Pour D_{Z2} , la figure 34-3 montre qu'on pourra prendre, pour la valeur moyenne de la résistance interne (statique), $r_{Z2} = 10 \Omega$. Pour la diode BZX 87 (D_{Z1}), le fabricant ne donne pas de courbe, mais un tableau où il indique, pour $V_Z = 13 \text{ V}$ et $I_Z = 20 \text{ mA}$, $r_Z = 7 \Omega$, et ce sans préciser s'il s'agit d'une valeur dynamique ou statique. Par comparaison avec la figure 34-4, on constate qu'il s'agit de la valeur dynamique. Fallait d'ailleurs s'en douter, car les fabricants aiment toujours indiquer des valeurs évoquant

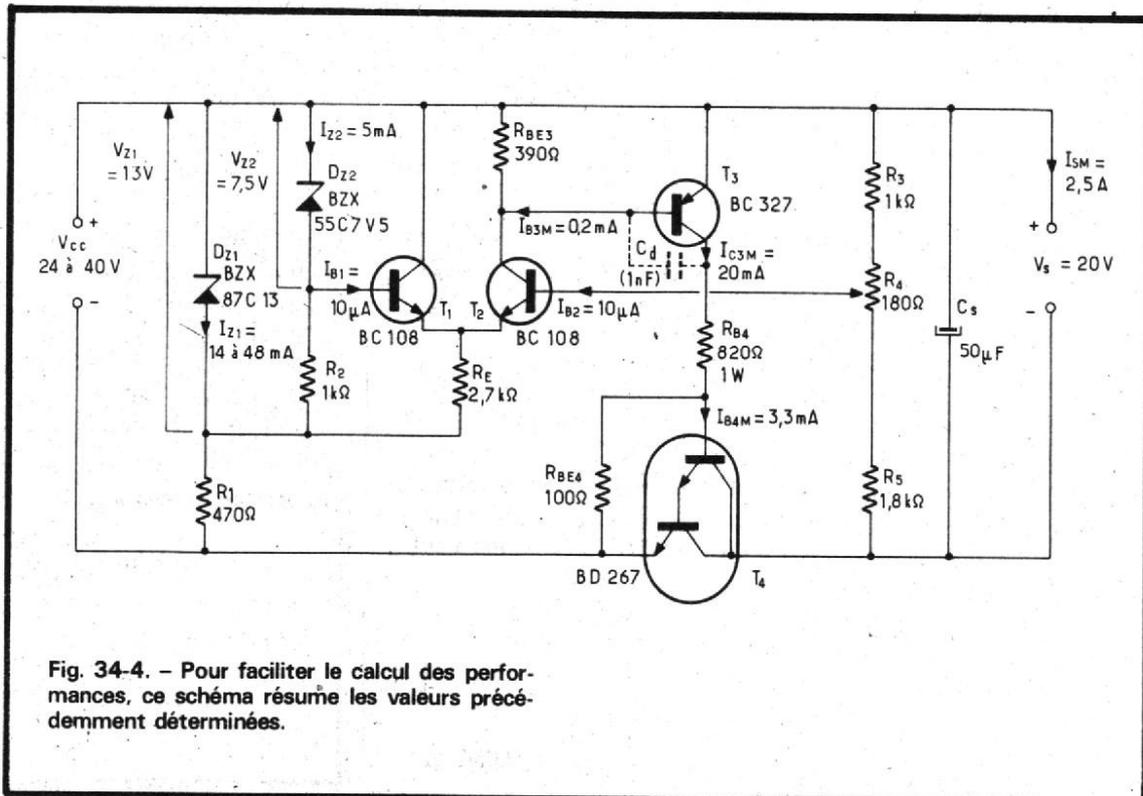


Fig. 34-4. - Pour faciliter le calcul des performances, ce schéma résume les valeurs précédemment déterminées.

une impression favorable sur leurs produits. Néanmoins, pour l'application envisagée, seule la résistance statique présente un intérêt. Il convient donc de multiplier par 3,5 environ la valeur fournie par le fabricant, et d'adopter $r_{Z1} = 25 \Omega$. En fait, D_{Z1} travaille avec une intensité susceptible de varier, comme on l'a vu plus haut, entre 14 et 48 mA. Mais en moyenne, on pourra considérer comme valable une valeur de r_z qui, en toute rigueur, ne s'applique qu'à $I_{Z1} = 20$ mA.

La variation résiduelle de la tension de référence est :

$$\Delta V_r = \Delta V_{CC} \frac{r_{Z1} r_{Z2}}{R_1 R_2}$$

Exemple :

$$\begin{aligned} \Delta V_r &= \Delta V_{CC} \frac{25 \times 10}{470 \times 1000} \\ &= \frac{0,53}{1000} \text{ de } \Delta V_{CC} \end{aligned}$$

Si on considère la variation globale (tension d'alimentation primaire V_A de +15 % à -15 % et simultanément débit I_S de 0 à $I_{SM} = 2,5$ A), on trouve une variation :

$$\begin{aligned} \Delta V_{CC} &= V_{CCM} - V_{CCm} \\ &= 40 - 24 = 16 \text{ V} \end{aligned}$$

laquelle détermine donc une variation globale :

$$\begin{aligned} \Delta V_{rg} &= 0,53 \times 16/1000 \\ &= 8,5 \text{ mV} \end{aligned}$$

soit 0,11 % de $V_r = 7,5$ V.

En se basant sur $V_{CCn} \pm 15$ %, on peut également déterminer une variation résiduelle qui serait exclusivement due à la variation de la tension primaire d'alimentation (I_S constant) et qui serait, avec les valeurs de l'exemple ($\Delta V_{CCa} = \pm 4,2$ V) égale à :

$$\begin{aligned} \Delta V_{ra} &= \pm 2,2 \text{ mV} \\ &\text{ou } \pm 0,03 \%. \end{aligned}$$

Finalement, on peut faire intervenir la variation que subit V_{CC} quand c'est seulement I_S qui varie (de 0 à I_{SM}). Le coefficient 1,25 qu'on avait utilisé, pour décrire ce cas lors de l'établissement du bilan des tensions, conduit alors à $\Delta V_{rd} = 3,71$ mV ou 0,05 %.

Est-ce suffisamment sta-

ble ? Pour le cas général, oui, mais peut-être pas pour certaines applications professionnelles. Et, de toute façon, il faut aussi tenir compte des imperfections de l'amplificateur de régulation.

Transfert de l'amplificateur de régulation (à V_{CC} constante) ? Comme dans le cas des amplificateurs BF, il est possible d'établir un tableau de transfert, en procédant comme suit :

(1) Porter, dans ce tableau, les valeurs déjà connues, $I_S = 0$ et 2,5 A, $I_{B4} = 0$ et 3,3 mA.

(2) Pour calculer ΔI_{C3} , on doit connaître les paramètres d'entrée de T_4 . Pour cela, on détermine d'abord, à l'aide de la courbe $I_C = f(V_{BE})$ (annexe 29) la transconductance (ou « pente », g_{21e}) de T_4 , dans la région correspondant aux valeurs de $I_{C4} = I_S$ qu'on observera en fonctionnement normal, soit entre 0,5 et 2,5 A. La courbe mentionnée donne $V_{BE} = 1,3$ V pour $I_C = 0,5$ A, et $V_{BE} = 1,55$ V pour $I_C = 2,5$ A. On en déduit :

$$g_{21e4} = \frac{\Delta I_{C4}}{\Delta V_{BE4}}$$

Exemple :

$$\begin{aligned} g_{21e4} &= \frac{2,5 - 0,5}{1,55 - 1,3} = 8 \text{ A/V}, \\ &\text{ou } 8 \text{ S (unité « Siemens »)} \end{aligned}$$

Puis, en assimilant la valeur du gain en courant statique, $B = 750$, déjà utilisée, à h_{21e4} , on calcule :

$$\Delta I_{C3} = \Delta I_{B4} \left(1 + \frac{h_{21e4}}{g_{21e4} R_{BE4}} \right)$$

Exemple :

$$\begin{aligned} \Delta I_{C3} &= 3,3 \left(1 + \frac{750}{8 \times 100} \right) \\ &= 6,4 \text{ mA} \end{aligned}$$

(3) Faisant intervenir le gain en courant minimal de T_3 ($h_{21e3} \approx B_3 = 100$), on calcule :

$$\Delta I_{B3} = \frac{\Delta I_{C3}}{h_{21e3}}$$

Exemple :

$$\Delta I_{B3} = \frac{6,4}{100} = 0,064 \text{ mA}$$

(4) Pour déterminer ΔI_{C2} , on peut procéder comme pour ΔI_{C3} , ci-dessus (2). A défaut d'une courbe $I_{C3} = f(V_{BE3})$ suffisamment précise, on peut se baser sur la valeur I_{B3M} , déterminée lors du calcul des composants, pour utiliser l'expression :

$$\Delta I_{C2} = \Delta I_{B3} \left(1 + \frac{0,05}{I_{B3M} R_{BE3}} \right)$$

Exemple :

$$\begin{aligned} \Delta I_{C2} &= 0,064 \left(1 + \frac{0,05}{0,0002 \times 390} \right) \\ &= 0,11 \text{ mA} \end{aligned}$$

(5) Relever, dans la documentation du fabricant, les valeurs (valables pour I_{C2M}) du gain en courant et de la résistance d'entrée de T_1, T_2 . Soit, dans le cas de l'exemple ($I_{CM} = 2$ mA), $h_{11e2} = 4,5$ k Ω et $h_{21e2} = 330$. Calculer ΔV_{BE2} en remarquant que la résistance d'entrée de l'amplificateur différentiel est égale à deux fois h_{11e2} , et que la résistance équivalente du diviseur R_3, R_5 (on néglige R_4) intervient en série avec cette résistance d'entrée :

$$\begin{aligned} \Delta V_{BE2} &= \frac{\Delta I_{C2} \left(2 h_{11e2} + \frac{R_3 R_5}{R_3 + R_5} \right)}{h_{21e2}} \end{aligned}$$

Exemple :

$$\begin{aligned} \Delta V_{BE2} &= \frac{0,11 \left(2 \times 4500 + \frac{1000 \times 1800}{1000 + 1800} \right)}{330} \\ &= 3,2 \text{ mV} \end{aligned}$$

Signification de ΔV_{BE2} ? En réalité, le calcul précédent a été fait « à l'envers ». Car ce qu'on a déterminé, c'est la variation ΔV_{BE2} qu'il faudrait faire subir à V_r , si on voulait que V_S reste constante, quand I_S varie entre 0 et 2,5, c'est-à-

dire d'une quantité $\Delta I_S = 2,5$ A. Bien entendu, c'est V_S qui varie, en pratique, mais le rapport de variation est parfaitement réciproque, pourvu qu'on tienne compte du rapport V_S/V_r .

A moins qu'on ait oublié quelque chose ? Mais bien sûr ! Quand I_S varie, cela se répercute, du fait de la résistance interne du redresseur et du transformateur, aussi sur V_{CC} . Le calcul précédent, effectué pour V_{CC} constante, n'est donc pas directement utilisable. Il permet néanmoins, de chiffrer une pente ou **transconductance de régulation** :

$$g_{mr} = \frac{\Delta I_S}{\Delta V_{BE2}}$$

Exemple :

$$\begin{aligned} g_{mr} &= \frac{2,5}{0,0032} = 780 \text{ A/V} \\ &\text{ou } 780 \text{ S} \end{aligned}$$

Influence de V_{CC} sur la régulation ? Ici encore, on pourrait déterminer des influences globales et partielles. Mais, ne serait-ce que pour laisser quelques possibilités d'exercice au lecteur, on se contentera dès la variation que V_{CC} subit sous la seule influence du débit, entre $I_S = 0$ et $I_S = I_{SM} = 2,5$ A. Pour décrire ce cas, on avait admis, lors de l'établissement du bilan des tensions, un rapport de 1,25 pour la variation de V_{CC} . En se basant sur $V_{CCn} = 28$ V, ce rapport implique

$$\begin{aligned} V_{CCn0} &= 1,25 \times V_{CCn} \\ &= 1,25 \times 28 = 35 \text{ V} \end{aligned}$$

pour la valeur nominale de V_{CC} à vide, ou encore une variation :

$$\Delta V_{CCn} = V_{CCn0} - V_{CCn}$$

Tableau 34-1
Transfert de régulation à V_{CC} constante

Fonctionnement	I_S (A)	I_{B4} (mA)	ΔI_{C3} (mA)	ΔI_{B4} (mA)	ΔI_{C2} (mA)	ΔV_{BE2} (mV)
A vide	0	0	6,4	0,064	0,11	3,2
En charge	2,5	3,3				

Exemple :

$$\Delta V_{CCn} = 35 - 28 = 7 \text{ V}$$

Conductances internes de sortie de T_3 , T_4 (g_{22e3} , g_{22e4}) ? Elles sont « responsables » de l'influence de V_{CC} sur la régulation. Si elles étaient nulles, il n'y aurait pas de problème - comme c'est bien le cas pour T_1 , T_2 , dont la tension d'alimentation est stabilisée par D_{Z1} .

Mais cela se présente mal pour T_4 : le fabricant ne donne, pour h_{22e} ou g_{22e} , ni valeur numérique, ni réseau de courbes permettant une déduction. Allons donc chez la concurrence, où on trouve (chez RCA), un BDX 33, très semblable au BD 267 envisagé, puisque ce BDX 33 est également donné pour

$$B_{min} = 750 \text{ à } i_C = 3 \text{ A.}$$

Son réseau de caractéristiques, reproduit dans la figure 34-5, permet de retenir, aux environs de $I_C = 2,5 \text{ A}$ (courbe $I_B = 0,6 \text{ mA}$) les points $V_{CE} = 3 \text{ V}$, $I_C = 1,9 \text{ A}$ et $V_{CE} = 13 \text{ V}$, $I_C = 2,7 \text{ A}$, d'où :

$$1/g_{22e4} = \frac{\Delta V_{CE4}}{\Delta I_{C4}}$$

Exemple :

$$1/g_{22e4} = \frac{13 - 3}{2,7 - 1,9} = 12,5 \Omega$$

Quant à T_3 , on n'est guère mieux servi : les réseaux de caractéristiques dont on dispose (annexe 9) ne permettent pas de déterminer g_{22e} (pour $I_{C3M} = 20 \text{ mA}$) avec une précision meilleure que la formule « passe-partout » :

$$g_{22e} = \frac{I_C}{100}$$

Exemple ($I_C = I_{C3M} = 20 \text{ mA}$) :

$$1/g_{22e} = \frac{100}{0,02} = 5 \text{ k}\Omega$$

Transfert par les résistances internes ? Quand V_{CC} varie d'une quantité ΔV_{CCn} , l'intensité de collecteur de T_3 varie (si on néglige la variation de la

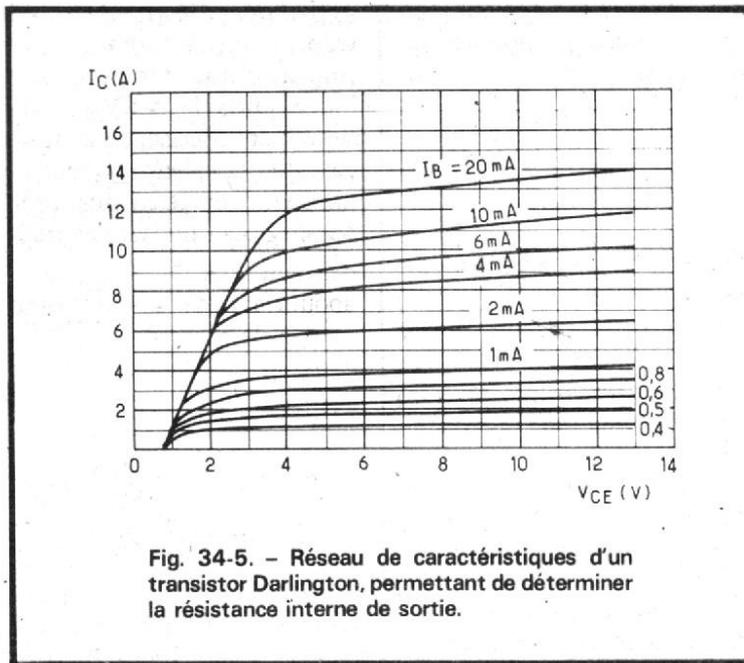


Fig. 34-5. - Réseau de caractéristiques d'un transistor Darlington, permettant de déterminer la résistance interne de sortie.

tension aux bornes de R_{B4}) d'une quantité :

$$\Delta I_{C3} = \frac{\Delta V_{CCn}}{(1/g_{22e3})}$$

Exemple :

$$\Delta I_{C3} = \frac{7}{5000} = 1,4 \text{ mA}$$

D'après l'expression utilisée pour le transfert à V_{CC} constante (4), cela détermine, sur I_{B4} , une variation :

$$\Delta I_{B4} = \frac{\Delta I_{C3}}{1 + \frac{h_{21e4} g_{21e4}}{R_{BE4}}}$$

Exemple :

$$\Delta I_{B4} = \frac{1,4}{1 + \frac{750}{8 \times 100}} = 0,72 \text{ mA}$$

Pour déterminer la variation correspondante de I_S , il convient de multiplier ce ΔI_{B4} par le gain en courant de T_4 ($h_{21e4} = 750$) et d'ajouter la variation que V_{CC} exerce, du fait de g_{22e4} , directement sur I_S :

$$\Delta I_{Sv} = h_{21e4} \Delta I_{B4} + \Delta V_{CCn} g_{22e4}$$

Exemple :

$$\Delta I_{Sv} = 750 \times 0,00072 + (7/12,5) = 1,1 \text{ A}$$

Mais ce qu'on a calculé là, c'est en fait la variation qu'on aurait observée en absence de régulation, ou en absence de contre-réaction, si vous préférez.

Transfert total de l'amplificateur de régulation ? - Il convient maintenant de ramener cette variation hypothétique de l'intensité de sortie, $\Delta I_S = 1,1 \text{ A}$, due à V_{CC} , au niveau de la tension de référence, à laquelle le calcul précédent (fait « à l'envers ») attribue déjà une variation, due à celle du débit (à V_{CC} constant). Pour cela on peut, à l'aide de la transconductance déterminée plus haut, calculer une variation cumulée de V_{BE2} :

$$\Delta V_{BE2c} = \Delta V_{BE2} + \frac{\Delta I_{Sv}}{g_{mr}}$$

Exemple :

$$\Delta V_{BE2c} = 0,0032 + \frac{1,1}{780} = 4,6 \text{ mV}$$

Bien sûr, ce n'est pas encore tout, car, si V_{CC} varie quand I_S varie, V_r , prise sur V_{CC} , doit varier aussi.

Est-ce que tout cela est bien rationnel ? - La variation de V_r en fonction du débit, dont il vient d'être question, on l'avait déjà trouvée égale à $\Delta V_{rd} = 3,71 \text{ mV}$. On constate qu'elle est du même ordre de grandeur que la variation due aux imperfections de l'amplificateur de régulation, $\Delta V_{BE2c} = 4,6 \text{ mV}$. Cela signifie que le montage a été effectivement conçu de façon rationnelle. Car il ne serait pas rationnel de travailler avec une réfé-

rence ultra-stabilisée et un mauvais amplificateur de régulation derrière. Ou encore, avec une référence à diode Zener unique (cela donnerait $\Delta V_{rd} > 100 \text{ mV}$!), suivie d'un amplificateur de régulation ultra-performant.

Variation résiduelle globale ? - Si on considère seulement la variation du débit (entre $I_S = 0$ et $I_S = I_{SM} = 2,5 \text{ A}$), la variation globale au niveau de V_r est égale à la somme :

$$\Delta V_{rg} = \Delta V_{BE2c} + \Delta V_{rd}$$

Exemple :

$$\Delta V_{rg} = 4,6 + 3,71 = 8,31 \text{ mV}$$

soit, avec $V_r = 7,5 \text{ V}$:

$$\frac{\Delta V_{rg}}{\Delta V_r} = \frac{0,00831}{7,5} = 0,11 \% \text{ de } V_r$$

Vous voulez enfin sortir de ce calcul « à l'envers », car c'est la variation de la tension de sortie, V_S , qui vous intéresse ? Il suffit d'appliquer le pourcentage déterminé plus haut à V_S , soit :

$$\Delta V_{Sr} = V_S \frac{\Delta V_{rg}}{V_r}$$

Exemple :

$$\Delta V_{Sr} = 20 \frac{0,00831}{7,5} = 22 \text{ mV}$$

Ainsi, V_S varie de 22 mV, quand I_S passe de 0 à 2,5 A.

Si on considère aussi, et simultanément, la variation de la tension d'alimentation, cela doit faire une dizaine de millivolts en plus. Ou une vingtaine ? Excellente occasion d'exercice.

Peut-on améliorer ? - Puisque vous avez compris que référence et régulateur se complètent, vous agirez simultanément sur les deux. Par exemple, en remplaçant D_{Z2} par une diode de référence, compensée en température, et alimentée par une source à courant constant (transistor à effet de champ). De plus, en remplaçant T_1 , T_2 par un amplificateur opérationnel.

Peut-on économiser ? - Si vous pouvez vous contenter d'une régulation moins sévère, supprimez T_1 et R_E , et

On peut donc prendre un BC 178 ou tout ce qui lui ressemble, même de loin.

Valeur de R_{11} ? - A l'intensité limite, R_{11} doit produire une chute au moins égale à V_{BE5} (0,6 V), augmentée de la chute sur R_{12} qu'on ne peut guère, pour des raisons de consommation, prendre inférieure à $V_{12} = 0,1$ V. On calcule donc :

$$R_{11} = \frac{V_{BE5} + V_{12}}{I_{SL}}$$

Exemple :

$$R_{11} = \frac{0,6 + 0,1}{0,95} = 0,74 \Omega$$

(prendre 0,75 ou 0,82 Ω)

Notez que l'adjonction de R_{11} implique, en fonctionnement normal, à la valeur maximale de l'intensité d'alimentation, $I_{AM} = 2,6$ A, une chute de tension :

$$V_{11} = I_{AM} R_{11}$$

Exemple :

$$V_{11} = 2,6 \times 0,82 = 2,13$$

Comme cette chute s'ajoute à V_{CC} , il faut donc prendre, pour la tension nominale au secondaire du transformateur d'alimentation, une valeur de 2 V supérieure à celle précédemment prévue.

Valeurs de R_{12} , R_{13} ? - La valeur de $V_{12} = 0,1$ V qu'on s'est imposée plus haut, pour le régime de limitation, conduit à :

$$R_{12} = \frac{V_{12}}{I_{CSM}}$$

Exemple :

$$R_{12} = \frac{0,1}{0,0048} = 20,1 \Omega$$

(prendre 20 ou 22 Ω)

Quant à R_{13} , il faut la choisir de façon que, en fonctionnement normal, T_5 commence tout juste à conduire, dès que

$I_{SM} = 2,5$ A tend à être dépassée. On admettra que ce « commencement de conduction » a lieu pour $V_{BE5L} = 0,5$ V :

$$R_{13} = \frac{R_{12} (V_S + V_{BE5L})}{R_{11} I_{AM} - V_{BE5L}}$$

exemple :

$$R_{13} = \frac{22 (20 + 0,5)}{0,82 \times 2,6 - 0,5} = 276 \Omega$$

(prendre 270 Ω , 2 W)

En fonctionnement normal, R_{13} implique une consommation supplémentaire de $V_S/R_{13} = 20/270 = 74$ mA. En toute rigueur, il faudrait en tenir compte dès l'établissement du projet. Donc, si vous avez encore besoin d'exercice...

H. SCHREIBER

MAINTENANCE DES EQUIPEMENTS BF

Le R.T.S. 2 se compose de :

- GÉNÉRATEUR RC 15 Hz-150 kHz
- MILLIVOLTMÈTRE-DÉCIBELMÈTRE
- DISTORSIOMÈTRE
- FLUCTUOMÈTRE



LABORATOIRE ÉLECTRO-ACOUSTIQUE
5, RUE JULES PARENT
92500 RUEIL - 967-27-84

COUPON-REPONSE
BON POUR
UNE DOCUMENTATION
Monsieur
Adresse

Nouveau modèle 76



Mini-30 Engel

30 watts 220 volts
bi-tension
110/220 volts

longueur : 250 mm
(sans panne) : 180 mm
largeur : 24 mm
hauteur : 26 mm

pistolet soudeur

à transformateur incorporé,
basse tension de sortie 0,4 V,
Contrôle de fonctionnement à
voyant lumineux.

En vente chez vos grossistes

RENSEIGNEMENTS : **DUVAUCHEL**
3 bis, RUE CASTÉRÉS 92110 CLICHY TÉL. 737.14.90

Indispensable pour les travaux fins de soudage. Sécurité des circuits et des composants (0,4 volts). Fin, robuste, précis, rapide, économique et c'est un soudeur ENGEL.

RAPY

PNP

NPN

CARACTÉRISTIQUES DES TRANSISTORS D'UTILISATION COURANTE

BD 266, 266 A, 266 B (PNP)
 BD 267, 267 A, 267 B (NPN)
 Silicium

CARACTÉRISTIQUES LIMITES

Tension collecteur-émetteur ($I_B = 0$)	V_{CE0}		
BD 266, BD 267		60	V max
BD 266 A, BD 267 A		80	V max
BD 266 B, BD 267 B		100	V max
Tension émetteur-base	V_{EBO}	5	V max
Intensité de collecteur	I_C	8	A max
Intensité de collecteur de crête	I_{CM}	12	A max
Intensité de base	I_B	150	mA max
Puissance dissipée (à 25 °C au boîtier)	P_{tot}	60	W max
Température de jonction	T_j	150	°C max
Résistance thermique jonction-ambiance	R_{thj-a}	65	°C/W
Résistance thermique jonction-boîtier	R_{thj-b}	2,1	°C/W

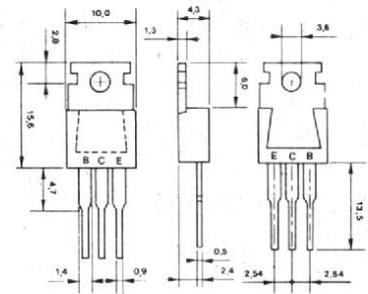


Fig. 266-1.

BD 266, BD 237 : Disposition des électrodes et encombrement. Boîtier TO 220 (résine-métal).

CARACTÉRISTIQUES DE FONCTIONNEMENT

Gain en courant statique ($I_C = 3 A, V_{CE} = 3 V$)		> 750
Gain en courant statique ($I_C = 8 A, V_{CE} = 3 V$)		≈ 850
Gain en courant statique ($I_C = 0,5 A, V_{CE} = 3 V$)		≈ 1500
Tension de saturation de collecteur ($I_C = 3 A, I_B = 12 mA$)	V_{CEsat}	$< 2 V$
Tension base-émetteur ($I_C = 3 A, V_{CE} = 3V$)	V_{BE}	$< 2,5 V$
Fréquence de transition ($I_C = 3 A, V_{CE} = 3 V$)	f_T	$= 7 MHz$
Fréquence de coupure du gain en courant ($I_C = 3 A, V_{CE} = 3 V$)	f_β	$= 60 kHz$
Résistance intégrée R_1		$\approx 10 k\Omega$
Résistance intégrée R_2		$\approx 150 \Omega$

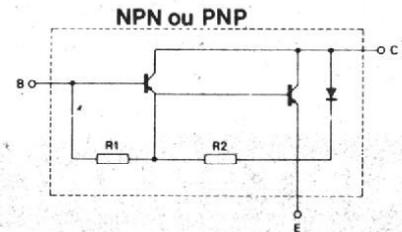


Fig. 266-2.

BD 266, BD 267 : Schéma électrique interne.

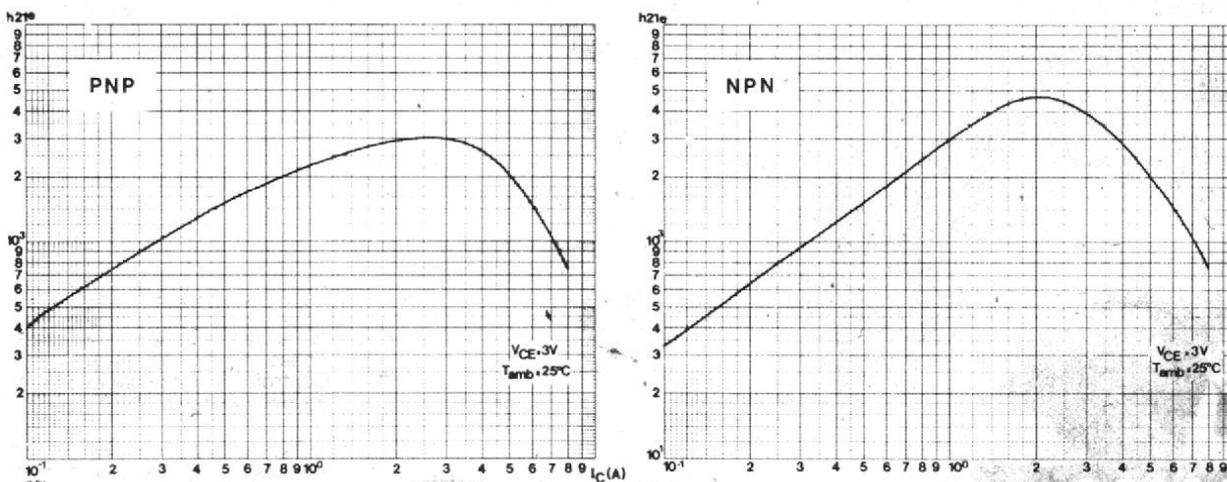


Fig. 266-3.

BD 266, A, B (PNP, à gauche) et BD 267, A, B (NPN) à droite) : Gain en courant typique (h_{21e}) en fonction de l'intensité de collecteur (I_C).

ANNEXE 29

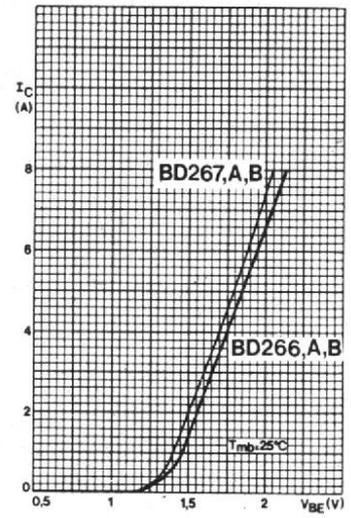
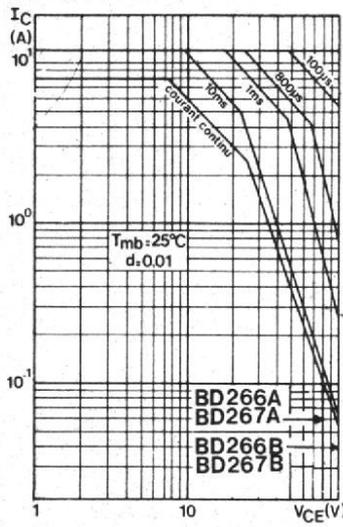
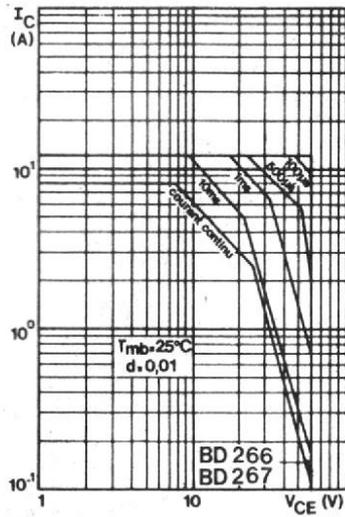
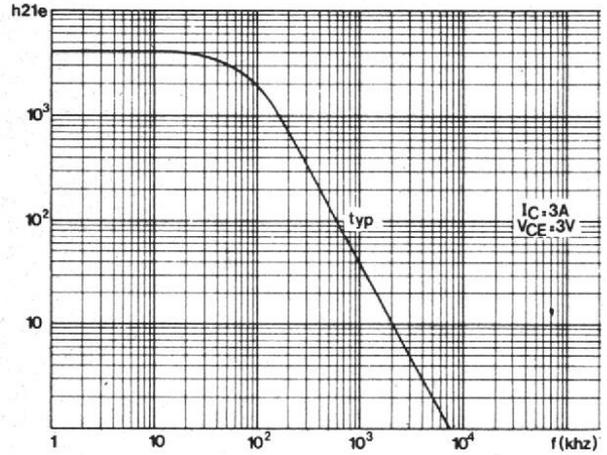
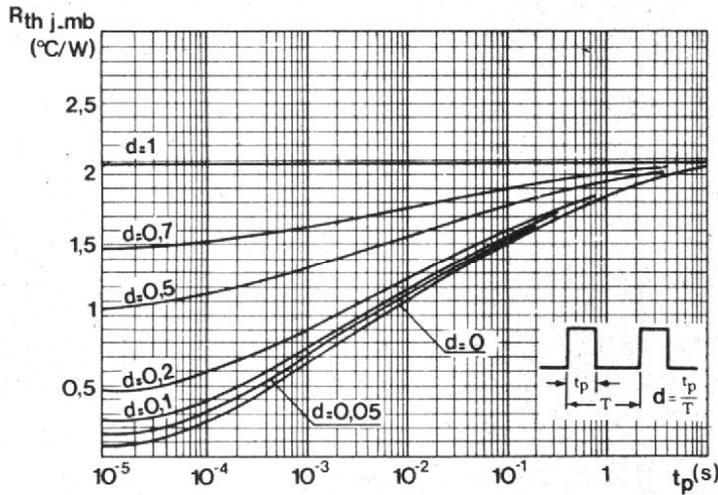


Fig. 266-4.

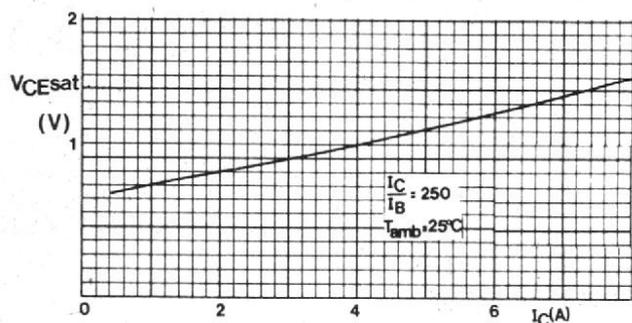
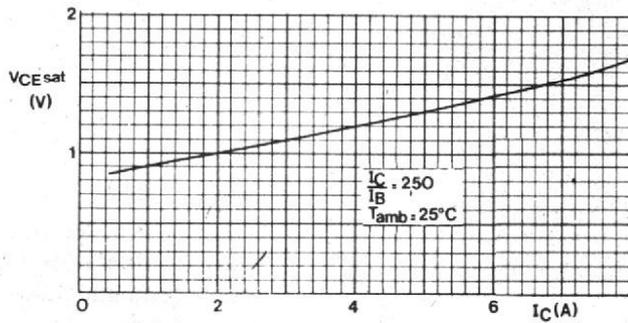
BD 266, BD 267 (à gauche) et BD 266 A, A, B, BD 267 A, B (à droite) : Aire de fonctionnement autorisée. Intensité de collecteur en fonction de la tension de collecteur, avec durée impulsionnelle en paramètre.

BD 266, BD 267 : Intensité de collecteur (I_c) en fonction de la tension base-émetteur (V_{BE}).
BD 266, BD 267 : Intensité de collecteur (I_c) en fonction de la tension base-émetteur (V_{BE}).



BD 266, BC 267 : Résistance thermique en régime impulsionnel (R_{thj-mb}), en fonction de la durée d'impulsion (t_p), et avec le rapport cyclique (d) en paramètre.

BD 266, BD 267 : Module du gain en courant (h_{21e}), en fonction de la fréquence, pour le cas d'un fonctionnement avec $I_c = 3 A$ et $V_{CE} = 3 V$.



BD 266, A, B. (PNP, à gauche) et BD 267, A, B (NPN, à droite) : Tension de saturation de collecteur (V_{CEsat}) en fonction de l'intensité de collecteur (I_c).



(Suite voir N° 1591)

DANS un précédent article nous avons vu comment le signal de chrominance est décodé. Nous savons qu'à la sortie de la platine de chrominance, nous disposons des trois signaux : (B - Y), (R - Y) et (V - Y). Ce dernier venant d'être obtenu par un circuit de matricage.

Il reste à voir comment sont traités ces trois signaux pour être appliqués au tube couleur. Disons d'abord qu'ils ne peuvent pas être appliqués directement à celui-ci, vu leur faible amplitude. D'autre part, il existe plusieurs moyens pour commander un tel tube. Est-ce par les cathodes ou par les grilles ?

Envoie-t-on sans modification les signaux de différence de couleur, ou bien faut-il restituer d'abord les signaux R, V et B ?

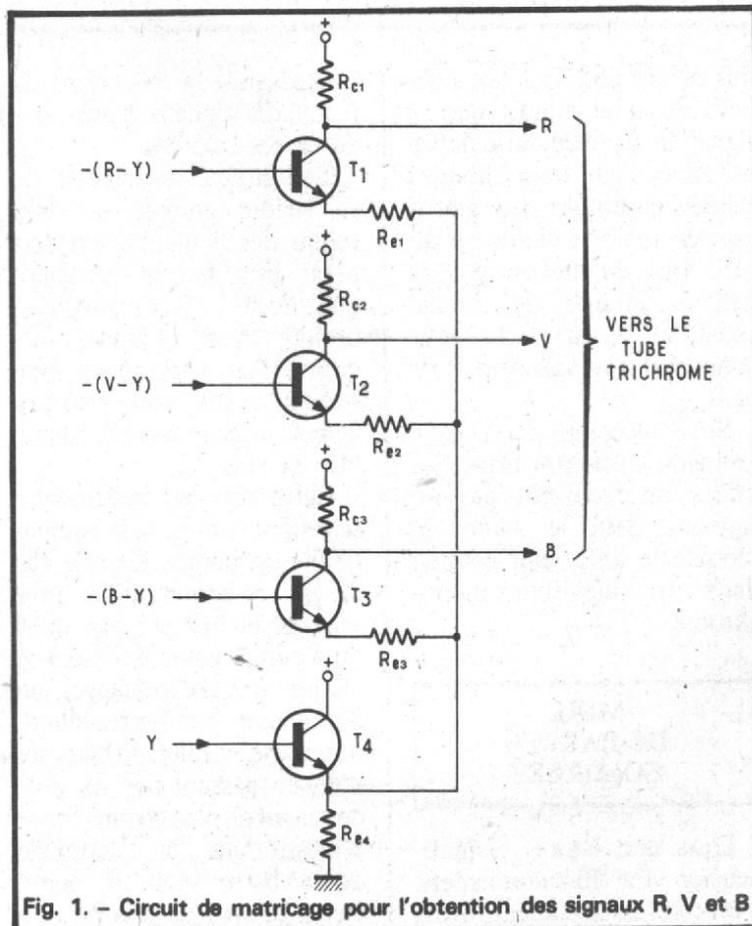


Fig. 1. - Circuit de matricage pour l'obtention des signaux R, V et B

COMMANDE EN RVB

Le tube trichrome peut être commandé de deux façons différentes : soit directement par les signaux de différence de couleur, soit par les signaux de base R, V et B. Pour cette dernière méthode, un circuit de matricage est placé entre la platine de chrominance et le tube cathodique. Le principe de ce circuit est très simple. Il suffit d'ajouter à chaque signal de vidéo-chrominance (R - Y), (V - Y) et (B - Y), le signal de vidéo-luminance Y. Celui-ci, combiné avec les trois autres nous restituera les trois couleurs fondamentales. Nous avons ainsi :

$$\begin{aligned} (R - Y) + Y &= R \\ (V - Y) + Y &= V \\ (B - Y) + Y &= B \end{aligned}$$

Le principe du circuit est représenté sur la figure 1.

Chaque signal de différence de couleur provenant de la platine de chrominance est reçu sur la base d'un transistor branché en émetteur commun, et chargé par une résistance R_c . L'émetteur de chaque transistor, chargé par une résistance R_e reçoit le signal $+ Y$.

On sait que dans un montage émetteur commun, si on injecte un signal sur l'émetteur, celui-ci n'étant évidemment pas découplé, on obtient sur le collecteur un signal de même phase.

Prenons comme exemple la voie rouge. En injectant un signal négatif, soit $-(R - Y)$ sur la base de T_1 , on obtient un signal positif proportionnel à $(R - Y)$ sur le collecteur. Le signal de luminance $+ Y$ transmis à l'émetteur de T_1 se retrouve avec la même phase, donc positif, sur le collecteur. Nous avons donc sur le collecteur de T_1 le signal R.

Ainsi, les trois signaux, R, V et B, sont transmis aux trois cathodes du tube trichrome. Les grilles de commande du tube sont libres et peuvent servir à l'extinction de retour du spot. C'est ce qui s'appelle la commande en RVB.

Si le téléviseur reçoit un programme en noir et blanc, il n'y a pas de signaux transmis par la platine de chrominance. Seul le signal de vidéo luminance est envoyé aux trois cathodes à travers les transistors T_1 , T_2 et T_3 , en respectant la formule dont nous avons déjà parlé :

$$Y = 0,30 R + 0,59 V + 0,11 B$$

COMMANDE PAR SIGNAUX DE DIFFÉRENCE DE COULEUR

Dans beaucoup de téléviseurs, le tube trichrome est commandé, à travers des amplificateurs, par les signaux de différence, de couleur issus de la platine de chrominance. Ces trois signaux sont trans-

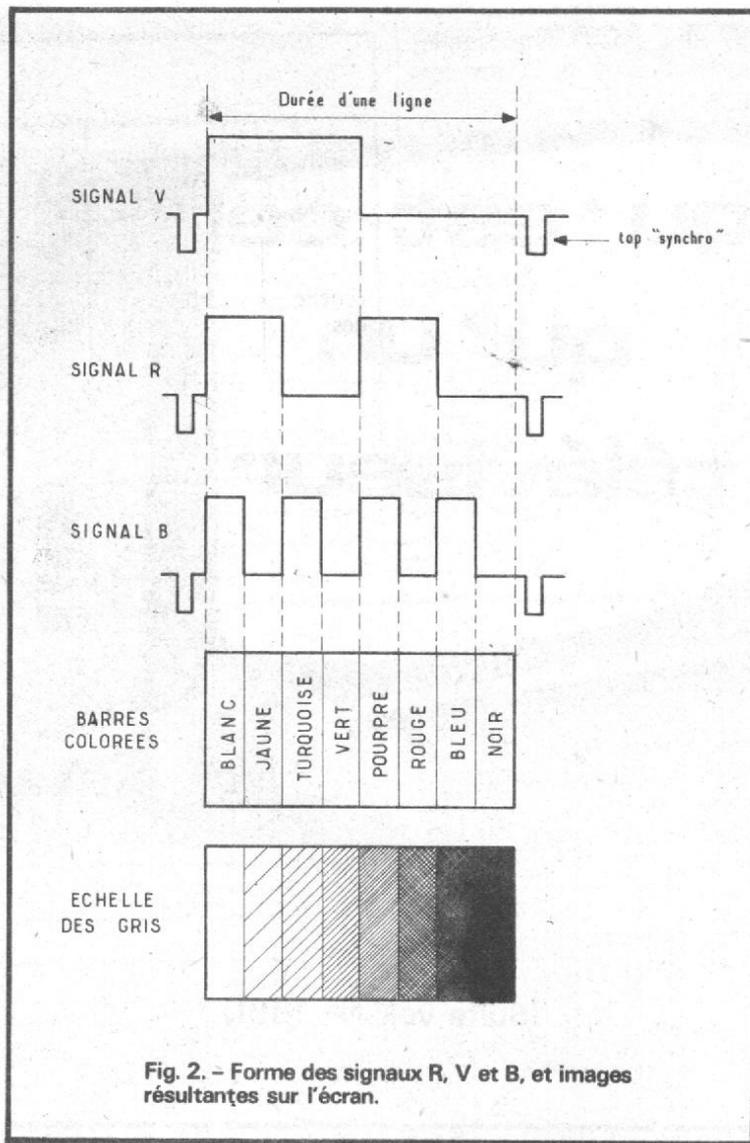


Fig. 2. - Forme des signaux R, V et B, et images résultantes sur l'écran.

mis sur les grilles G_1 (ou wehnelt) du tube, tandis que le signal Y de vidéo-luminance est envoyé aux trois cathodes reliées ensemble. Le matricage est réalisé à l'intérieur du tube. On a en effet entre wehnelt et cathode de chaque canal, le signal voulu pour commander les faisceaux R, V et B.

Si le récepteur reçoit une émission en noir et blanc, les grilles ne reçoivent pas de signaux. Seul le signal Y module le tube, tout comme dans un téléviseur monochrome.

MIRE DE BARRES COLORÉES

Pour une bonne compréhension du fonctionnement d'un téléviseur couleur, il est

intéressant de connaître la forme des signaux d'une mire de barres colorées.

Le but de cette mire est de se rendre compte du bon rendu des couleurs. On doit avoir huit barres verticales dont l'ordre est, de gauche à droite : blanc, jaune, turquoise (bleu vert, appelé également cyan), vert, pourpre (appelé aussi magenta), rouge, bleu et noir.

Cette mire sert également à se rendre compte si la compatibilité est bonne. Dans le cas de la réception d'un programme en noir et blanc, ou si on a coupé volontairement la platine de chrominance, on doit obtenir huit barres allant, de gauche à droite, du blanc au noir, en passant par six gris, devenant de plus en plus foncé à mesure que l'on s'approche de la barre verticale noire. Cette gamme de gris ne doit

comporter aucune trace de couleur.

Les barres verticales sont obtenues électroniquement par un générateur fournissant des signaux rectangulaires dont la fréquence est un multiple de la fréquence ligne, comme nous allons le voir dans le paragraphe suivant. Les barres colorées sont composées par les trois couleurs fondamentales et par le mélange de ces trois couleurs :

Jaune = vert + rouge
Turquoise = vert + bleu
Pourpre = bleu + rouge.

SIGNAUX RVB DE LA MIRE DE BARRES COLORÉES

La figure 2 représente les trois signaux RVB avant application au tube trichrome. Nous voyons que ces signaux sont fonction de la fréquence ligne. La fréquence du vert est double, celle du rouge est quadruple, tandis que celle du bleu est de huit fois la fréquence ligne. Les amplitudes sont représentées à leur valeur maximale. Cette amplitude sera modifiée pour satisfaire à la relation :

$$Y = 0,30 R + 0,50 V + 0,11 B$$

et pour tenir compte du rendement lumineux des luminophores.

Pour le blanc, les trois signaux ont leur amplitude max. Pour le noir, le contenu des signaux est nul. Quant à la barre de couleur verte, qui est une couleur fondamentale, il lui faut un signal V maximal, tandis que les signaux R et B sont nuls. Le jaune étant composé de vert et de rouge, il faut que le contenu de V et de R soit maximal, et que le signal B soit nul.

Les signaux RVB peuvent moduler les cathodes du tube-image, comme pour l'exemple de la figure 1. Le tube peut également être modulé en

RVB par les wehnelts, à condition que les signaux soient inversés. C'est ce dernier cas qui est représenté sur la figure 2.

SIGNAUX DE DIFFÉRENCE DE COULEUR DE LA MIRE DE BARRES COLORÉES

Dans cette technique, le tube-image est commandé par quatre signaux : le signal de luminance Y et les trois signaux de différence de couleur.

Seul Y est nécessaire pour obtenir une image de cette mire (échelle des gris). Pour connaître la forme et l'amplitude du signal, il suffit d'appliquer la relation :

$$Y = 0,30 R + 0,59 V + 0,11 B$$

Pour le blanc, nous avons $R = V = B = 1$, ce qui donne $Y = 1$. La deuxième barre en partant de la gauche, correspondant à celle de couleur jaune, est une barre d'un gris très clair. Son amplitude est $Y = 0,89$, ce qui correspond à $V = 1, R = 1$ et $B = 0$. Les valeurs successives sont données dans le tableau I. Pour le noir, $R = V = B = 0$, ce qui donne $Y = 0$.

Le signal résultant est un signal en escalier représenté sur la figure 3. Puisque, dans cette technique, ce sont les cathodes (réunies ensemble) du tube que l'on module, ce signal doit être inversé. Il est représenté sur la figure 4.

Les signaux de différence de couleur sont aussi déterminés par cette fameuse relation de Y. Les différentes amplitudes de ces signaux sont données dans le tableau II.

Pour le blanc, nous avons $R = V = B = 1$, Y est également égal à 1, d'où des signaux de différence de couleur nuls. Pour le jaune, couleur composée de vert et de rouge, $V = R = 1$ et $B = 0$. Nous savons que

(tabl. I) $Y = 0,89$. Une simple soustraction nous donne les valeurs :

$$V - Y = 1 - 0,89 = +0,11$$

$$R - Y = 1 - 0,89 = +0,11$$

$$B - Y = 0 - 0,89 = -0,89$$

Pour le noir, $R = V = B = Y = 0$, d'où des signaux de différence de couleur nuls.

La figure 5 nous montre la forme de ces trois signaux de différence de couleur qui seront appliqués sur les trois wehnelts.

Barres	Composante verte	Composante rouge	Composante bleue	Signal Y
blanche	0,59	0,30	0,11	1
	0,59	0,30		0,89
échelle des gris	0,59		0,11	0,70
	0,59			0,59
noire		0,30	0,11	0,41
		0,30		0,30
			0,11	0,11
				0

Barres	V	Y	(V-Y)	R	Y	(R-Y)	B	Y	(B-Y)
blanche	1	1	0	1	1	0	1	1	0
jaune	1	0,89	+0,11	1	0,89	+0,11	0	0,89	-0,89
turquoise	1	0,70	+0,30	0	0,70	-0,70	1	0,70	-0,30
verte	1	0,59	+0,41	0	0,59	-0,59	0	0,59	-0,59
violette	0	0,41	-0,41	1	0,41	+0,59	1	0,41	+0,59
rouge	0	0,30	-0,30	1	0,30	+0,70	0	0,30	-0,30
bleue	0	0,11	-0,11	0	0,11	-0,11	1	0,11	-0,89
noire	0	0	0	0	0	0	0	0	0

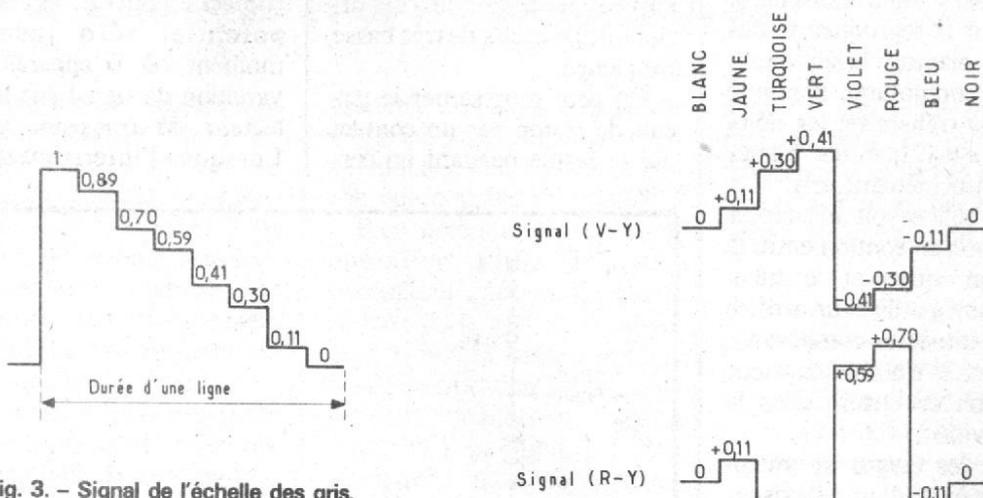


Fig. 3. - Signal de l'échelle des gris.

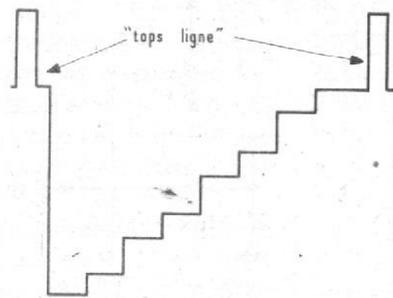


Fig. 4. - Forme du signal appliqué sur les cathodes du tube image.

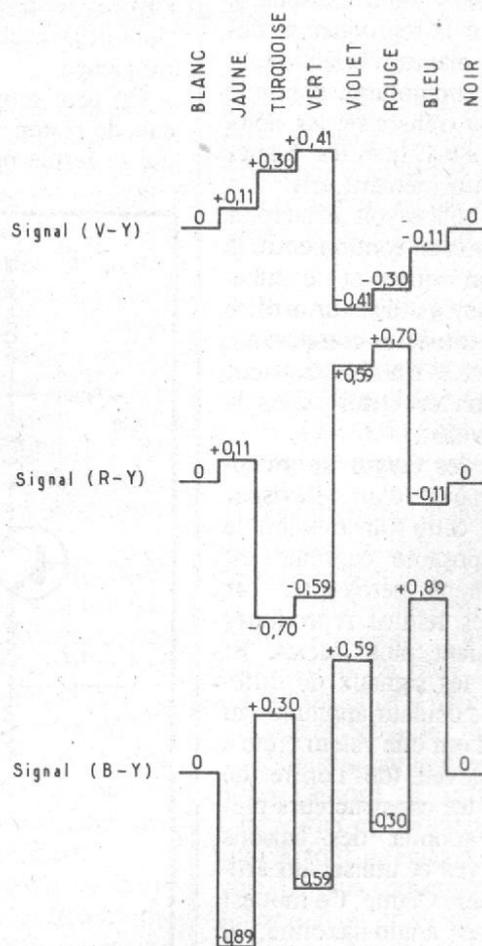


Fig. 5. - Forme des signaux appliqués sur les wehnelts.

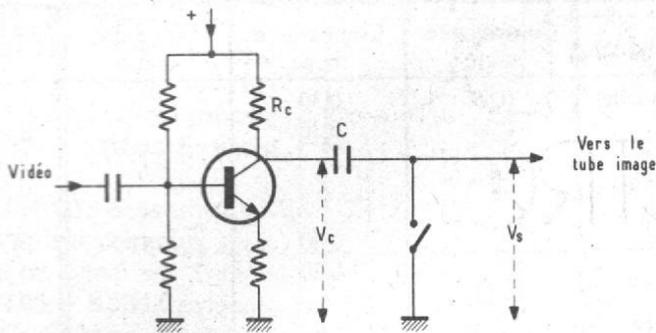


Fig. 6. - Schéma de principe pour la restitution du niveau du noir.

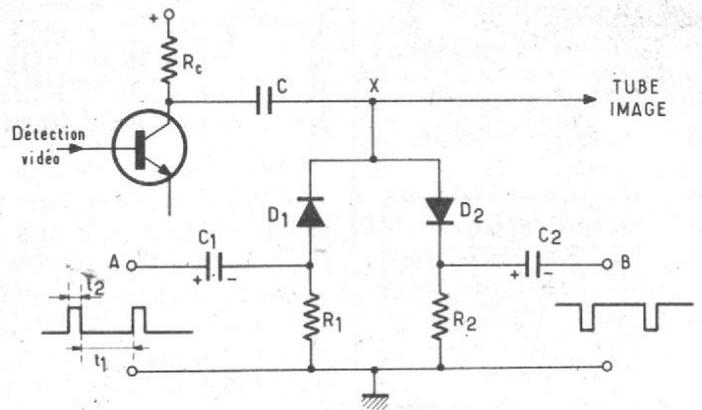


Fig. 7. - Circuit clamp à deux diodes.

CIRCUIT DE CLAMP

Dans les étages vidéo-fréquence des téléviseurs monochromes, la transmission des fréquences très basses et de la composante continue a son importance : les fréquences très basses sont indispensables pour la reproduction des grandes plages d'éclairément, et si la composante continue n'est pas transmise, les noirs foncés ainsi que les blancs sont uniformément gris.

Ceci oblige soit à adopter une liaison en continu entre la détection vidéo et le tube-image, soit à utiliser un artifice pour restituer la composante continue, si un condensateur de liaison est inséré dans la chaîne vidéo.

Dans les étages de vidéo-chrominance d'un téléviseur couleur, cette transmission de la composante continue est absolument nécessaire, car sinon les teintes reproduites ne seraient plus fidèles. Et comme les signaux de différence de couleur appliqués au wehnelt ont une valeur crête à crête élevée (de l'ordre de 200 V), les constructeurs préfèrent adopter des liaisons capacitives et utiliser un artifice appelé Clamp. Ce mot est d'origine anglo-saxonne, il signifie « verrouillage ». Cette technique, appelée également « alignement au niveau du noir » consiste à fermer un interrupteur élec-

tronique pendant quelques microsecondes, au moment de chaque blanking ligne. Ceci afin d'obtenir (avant chaque début de ligne) une correction de la tension de sortie représentant le niveau du blanking.

Par l'action du clamp, la composante continue est réinsérée, fixant le niveau du blanking et réduisant les distorsions des signaux de très basse fréquence.

On peut représenter le circuit de clamp par un contact qui se ferme pendant un cer-

tain temps t (de quelques microsecondes) au moment du blanking ligne (fig. 6). Pendant ce temps t , la tension de sortie est nulle (c'est la valeur choisie dans notre cas pour le niveau du blanking) et le condensateur se charge à la tension collecteur V_c .

Après le temps t , lorsque le contact est ouvert, V_s reste au potentiel zéro jusqu'au moment où il apparaît une variation de signal sur le collecteur du transistor vidéo. Lorsque l'interrupteur se

ferme à nouveau à la fin de la ligne, le condensateur C se charge ou bien se décharge, afin de retrouver à ses bornes la tension collecteur V_c . Cette charge, ou cette décharge de C , se fait à travers la résistance collecteur R_c , et l'interrupteur de clamp. Nous supposons celle-ci nulle pour cette explication.

Cette constante de temps $C \times R_c$ doit être très courte par rapport au temps t . En pratique t est de l'ordre de 5 ms. Si $R_c = 5 \text{ k}\Omega$ et $C = 0,33 \text{ nF}$, on obtient une constante de temps de $1,6 \mu\text{s}$. Au bout du temps t , la tension aux bornes de C a atteint 95 % de la tension qui lui était appliquée.

CIRCUIT À DEUX DIODES

Le circuit de clamp le plus simple est représenté sur la figure 7. Les diodes D_1 et D_2 doivent avoir une résistance inverse élevée. Les impulsions injectées en A et B sont des impulsions de retour ligne provenant d'enroulements du transformateur THT. Ces impulsions sont redressées, et on trouve aux bornes des condensateurs C_1 et C_2 une tension dont la polarité est indiquée sur la figure. Pendant les temps t_2 , c'est-à-dire durant le blanking ligne, les diodes sont conductrices. Les condensateurs C_1 et C_2 se

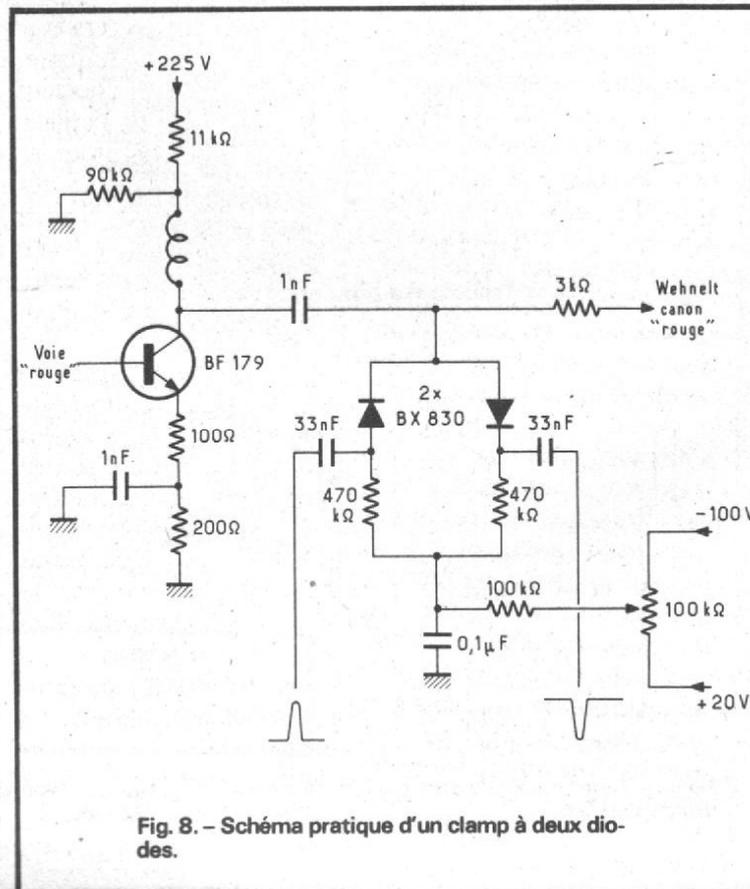


Fig. 8. - Schéma pratique d'un clamp à deux diodes.

(suite page 177)

EGALISEURS

GRAPHIQUES

PARAMETRIQUES

UN égaliseur graphique possède un certain nombre de caractéristiques, dont les plus importantes sont les suivantes :

- 1) nombre de voies,
- 2) largeur de bande chaque voie,
- 3) fréquence d'accord de chaque voie,
- 4) nombre de canaux (par exemple deux s'il s'agit de stéréophonie à deux canaux),
- 5) gain total lorsque les réglages sont au maximum,
- 6) forme de la courbe de réponse au réglage neutre, c'est-à-dire celui donnant une réponse aussi proche que possible de la réponse linéaire,
- 7) tension maximum d'entrée,
- 8) tension maximum de sortie,
- 9) distorsions diverses,
- 10) méthode de réglage des VC de chaque voie pour obtenir la courbe de réponse désirée.

En somme, cet appareil donnera des résultats dépendant de nombreux paramètres, d'où son nom.

La plupart des caractéristiques mentionnées plus haut, sont fixes dans la plupart des égaliseurs graphiques. Dans ceux dits paramétriques, il est possible de rendre variables quelques-unes comme par exemple, les fréquences d'accord et les largeurs de bande de chaque voie.

La variation de la fréquence d'accord paraît, à première vue, peu intéressante, car une fois fixées les limites de la bande globale à couvrir (par exemple 20 Hz à 20 000 Hz) et le nombre n des canaux, un calcul simple, indiqué dans une précédente étude, permet de trouver les valeurs des fréquences d'accord. Celles-ci doivent être les termes d'une progression géométrique de raison $r > 1$.

La modification de l'une ou plusieurs des fréquences d'accord des filtres, apparaît par conséquent comme un manque de l'équilibre de l'ensemble.

En fait, lorsqu'une forme de courbe globale de réponse est imposée, il peut être utile de

modifier un peu la fréquence d'une ou plusieurs voies pour obtenir une courbe aussi proche que possible du modèle.

Bien entendu, ce sera une opération assez délicate, nécessitant un entraînement sérieux de la part de l'utilisateur. Il faudra aussi procéder à une vérification rapide des résultats obtenus à chaque étage de l'opération, à l'aide d'appareils indicateurs, extérieurs à l'égaliseur ou incorporés dans celui-ci.

Le réglage de la largeur de bande de chaque voie est également délicat. Dans le cas des filtres à fréquences d'accord se succédant comme les termes d'une progression géométrique, les largeurs de bande correspondantes suivront la même loi avec le même facteur d'augmentation r .

Il est plus logique de remplacer la notion de largeur de bande par celle de variation du nombre de décibels par octave (ou par décade selon les auteurs).

En résumé, dans un égaliseur paramétrique, on devra

avoir la possibilité de commander, pour chaque voie, la fréquence d'accord et la montée ou la chute en décibels par octave ou par décade.

METHODES DE COMMANDE D'ACCORD

Les filtres sont établis selon un certain schéma qui, sauf certaines valeurs des éléments R, C et éventuellement L, doit rester inchangé, exception faite parfois du filtre accordé sur la fréquence la plus élevée.

Si dans chaque filtre de voie, un seul paramètre détermine l'accord, il suffira de faire varier ce paramètre. Il y aura en tout, n réglages, un par voie. Le plus commode est de concevoir un montage simple de filtre se prêtant à un réglage par potentiomètre. Tout réglage de bobine ou de capacité est à éviter, car on aura affaire dans un appareil BF comme l'égaliseur, à des

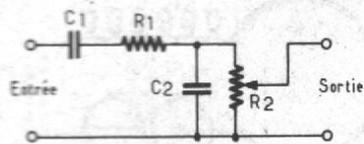


Fig. 1

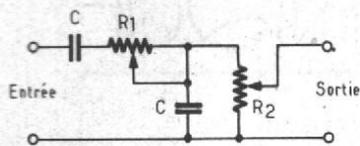


Fig. 2

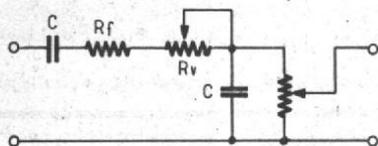


Fig. 3

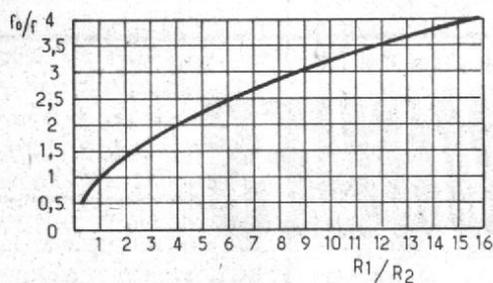


Fig. 4

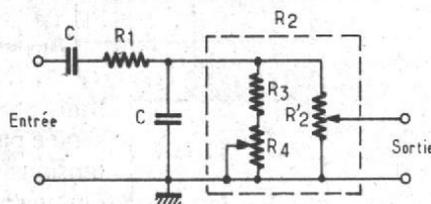


Fig. 5

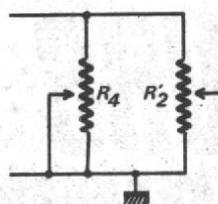


Fig. 6

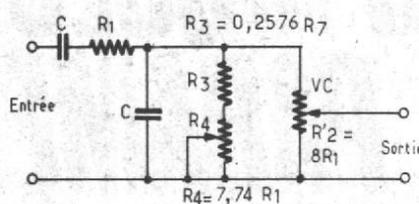


Fig. 7

tableau I, les valeurs de R_1/R_2 en fonction des valeurs du rapport f/f_0 et de f_0/f .

Tableau I		
f/f_0	f_0/f	R_1/R_2
2	0,5	0,25
1,8	0,555	0,3
1,6	0,625	0,39
1,4	0,714	0,5
1,2	0,833	0,7
1	1	1
0,9	1,11	1,23
0,8	1,25	1,56
0,7	1,42	2
0,6	1,66	2,75
0,5	2	4
0,4	2,5	6,25
0,3	3,33	11
0,25	4	16

A la figure 4, on donne les courbes correspondant à ce tableau.

Il est également possible de faire varier l'accord du filtre en adoptant le montage de la figure 5.

Supposons d'abord que R_3 est remplacée par une connexion (fig. 6). Lorsque R_4 est au maximum de sa valeur (curseur à la masse), la résultante de R_4 et R'_2 devra être égale à $4 R_1$, ce qui donnera $f = 0,5 f_0$. Prenons $R_4 = R'_2 = 8 R_1$. Leur mise en parallèle donnera $4 R_1$.

Si maintenant le curseur court-circuite R_4 , R_2 sera nulle.

Revenons alors au schéma de la figure 5. R_3 servira de résistance de garde de manière à ce que R_3 et R'_2 en parallèle, donnent une résultante égale à $0,25 R_1$.

Cela revient à écrire,

$$\frac{R_3 R'_2}{R_3 + R'_2} = 0,25 R_1$$

mais, comme $R'_2 = 8 R_1$, en remplaçant R'_2 par $8 R_1$, par un simple calcul, on trouve,

$$R_3 = 0,2576 R_1$$

$$\text{et de ce fait,}$$

$$R_4 = (8 - 0,2576) R_1 = 7,74 R_1 \text{ environ.}$$

éléments L et C de valeurs élevées, donc difficiles à faire varier d'une manière pratique.

Par contre une variation de résistance peut être obtenue avec un potentiomètre. On pourrait aussi faire varier deux paramètres à la fois avec un potentiomètre double faisant partie de la même voie. Le choix du système de filtres s'imposera parmi un grand nombre : actif ou passif, à éléments R et C ou à éléments R, C et L.

Deux solutions sont acceptables pour faire varier, à l'aide d'une résistance (ou potentiomètres) l'accord d'un filtre :

1) Directement en agissant sur une résistance du filtre du filtre. Par exemple, si le filtre s'accorde selon une formule analogue à celle-ci :

$$f = \frac{1}{2 \pi RC} \quad (1)$$

$$f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2)$$

Dans les deux cas, on pourra faire varier une seule résistance, par exemple R_1 ou R_2 ou R.

Ces formules s'appliquent au filtre représenté à la figure 1 qui a déjà été mentionné dans les précédents ABC.

On pourra adopter la même valeur pour C_1 et C_2 , ce qui conduit à la formule plus simple,

$$f = \frac{1}{2 \pi C \sqrt{R_1 R_2}} \quad (2)$$

avec $C_1 = C_2 = C$.

Comme R_2 est le potentiomètre de réglage de gain de la voie, on ne pourra faire varier que R_1 en remplaçant la résistance fixe par une résistance variable. Le filtre prend alors la forme indiquée à la figure 2.

Il est clair que f variera proportionnellement à la racine carrée de R_1 , ce qui peut s'écrire $R_1 = x/f^2$, avec

$$x = \frac{1}{(2 \pi R_2 C f)^2}$$

où la seule variable est f.

La même loi peut aussi s'exprimer par la proportion

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{f_0^2}{f^2} \quad (3)$$

Il faudra faire varier R_1 de part et d'autre de la valeur de R_2 de manière à ce que f varie entre $0,5 f_0$ et $2 f_0$.

Dans ce cas, on voit que si $f = 0,5 f_0$ on a $R_1/R_2 = 4$ et si $f = 2 f_0$ on a $R_1/R_2 = 0,25$.

La résistance fixe R_1 sera remplacée par une résistance fixe R_f en série avec une résistance variable R_v . Ces deux résistances devront permettre la variation de R_1 entre $4 R_2$ et $0,25 R_2$.

Soit par exemple $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$. $R_{11} = R_f + R_v$ variera entre $400 \text{ k}\Omega$ et $25 \text{ k}\Omega$ ce qui donne les valeurs suivantes :

$$R_f = 25 \text{ k}\Omega, R_v = 375 \text{ k}\Omega$$

Pratiquement (voir fig. 3), on prendra un potentiomètre de $500 \text{ k}\Omega$ en série avec une résistance de $20 \text{ k}\Omega$. Voici au

Soit par exemple $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ également.

On aura alors

$$R'_2 = 8 R_1 = 800 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 0,2576 R_1 = 25,76 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = 800 - 25,76$$

$$= 774,24 \text{ k}\Omega$$

Vérifions que f variera entre $2 f_0$ et $0,5 f_0$ lorsque R_4 variera entre 0 et $774,24 \text{ k}\Omega$.

Si $R_4 = 0$, R_2 se compose de $800 \text{ k}\Omega$ en parallèle sur $25,76 \text{ k}\Omega$, ce qui donne $25 \text{ k}\Omega$ ($24,95 \text{ k}\Omega$).

Le rapport R_2/R_1 est $25/100 = 0,25$, donc celui des fréquences sera la racine carrée de $0,25$, égale à $0,5$ et $f = 2 f_0$.

Lorsque $R_4 = 774,2 \text{ k}\Omega$, la résistance en parallèle sur R'_2 est $R_3 + R_4 = 774,2 + 25,8 = 800 \text{ k}\Omega$ donc, 800 et 800 en parallèle, ce qui donne $400 \text{ k}\Omega$. Le rapport R_2/R_1 sera $400/100 = 4$ et celui des fréquences sera la racine carrée de 4 , égale à 2 . On aura alors $f = 0,5 f_0$.

A la figure 7, on indique les valeurs de R'_2 potentiomètre de VC, R_3 résistance de garde et $R_4 =$ potentiomètre de réglage de f de part et d'autre de f_0 , en fonction de R_1 .

Rappelons que la fréquence nominale d'accord sera

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi R_1 C}$$

et que f variera entre $0,5 f_0$ et $2 f_0$. Remarquons que le réglage de fréquence par R_4 est pratique car le potentiomètre a un point à la masse. On disposera ainsi de tous les éléments nécessaires pour déterminer les composants R et C du filtre passe-bande, permettant le réglage de fréquence et celui de gain. Des valeurs arrondies conviendront aussi, par exemple $R_3 = 0,25 R_1$, $R_4 = 7,75 R_1$ ou un peu plus. Le filtre proposé n'est pas le seul qui convienne dans ces montages.

Il y en a d'autres qui donnent des résultats équivalents. Il convient aussi de trouver des filtres passe-bas et passe-haut à associer aux systèmes

des filtres passe-bande et à utiliser dans la première et la dernière voie de l'égaliseur.

AUTRES FILTRES PASSIFS RC

Voici à la figure 8 en (A) un filtre RC passe-bas, en (B) un filtre passe-haut et, en C, la reproduction du filtre passe-bande de la figure 1, avec $R_1 = R_2 = R$ et $C_1 = C_2 = C$.

Les filtres (A) et (B) peuvent être combinés par deux pour créer d'autres filtres, que nous représentons à la figure 9.

En (D) on a représenté un filtre passe-bas à deux cellules identiques à celle du filtre (A). Celui-ci permet une chute plus rapide de la transmission, du côté des fréquences élevées.

En (E), on a reproduit deux fois le filtre passe-haut (B). Avec ce filtre, la chute de la transmission est plus rapide du côté des fréquences basses.

En (F), on a créé un filtre en montant en cascade un filtre

passe-haut et un filtre passe-bas. On a alors un filtre passe-bande comme le filtre (C) étudié précédemment.

On peut aisément, à l'aide de formules, déterminer la transmission des filtres, représentée par le rapport e_0/e_1 des tensions de sortie et d'entrée. On verra qu'il y a toujours atténuation, ce qui était prévisible.

On a adopté les notations suivantes :

$$T = RC \text{ secondes,}$$

avec C en farads et R en ohms ou C en microfarads et R en mégohms.

$e_0/e_1 =$ facteur de transfert, autrement dit, le gain de tension exprimé sous forme de rapport, avec

$$p = j \omega = k 2 \pi f$$

(ω est en radians par seconde et f en hertz).

Sur les figures, on a indiqué les valeurs de e_0/e_1 et de l'angle de déphasage φ .

Soit, à titre d'exemple, à cal-

culer e_0/e_1 et φ pour le filtre passe-bas (A) de la figure 8.

Prenons $R = 0,1 \text{ M}\Omega$ et $C = 0,01 \text{ }\mu\text{F}$. Cela donne

$$T = RC = 0,01 \text{ s}$$

La fréquence f est alors égale à

$$f = \frac{1}{T} = 100 \text{ Hz}$$

$$p = j \cdot 2 \pi f = j 628$$

De ce fait, le facteur de transfert est

$$\frac{e_0}{e_1} = \frac{1}{1 + T_p} = \frac{1}{1 + j 625}$$

La valeur réelle du facteur de transfert est en valeur réelle

$$\left| \frac{e_0}{e_1} \right| = \sqrt{\frac{1}{1 + 4 \pi^2 f^2 T^2}}$$

ce qui donne, avec $f = 100$ et $T = 0,01$, $fT = 1$, $f^2 T^2 = 1$ et finalement

$$\left| \frac{e_0}{e_1} \right| = \sqrt{\frac{1}{1 + 4 \pi^2}} = 0,157 \text{ fois}$$

autrement dit, la tension de sortie est $0,157$ fois celle d'entrée, donc plus petite.

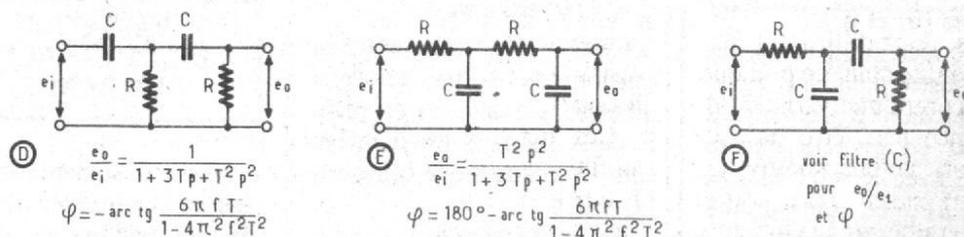


Fig. 9

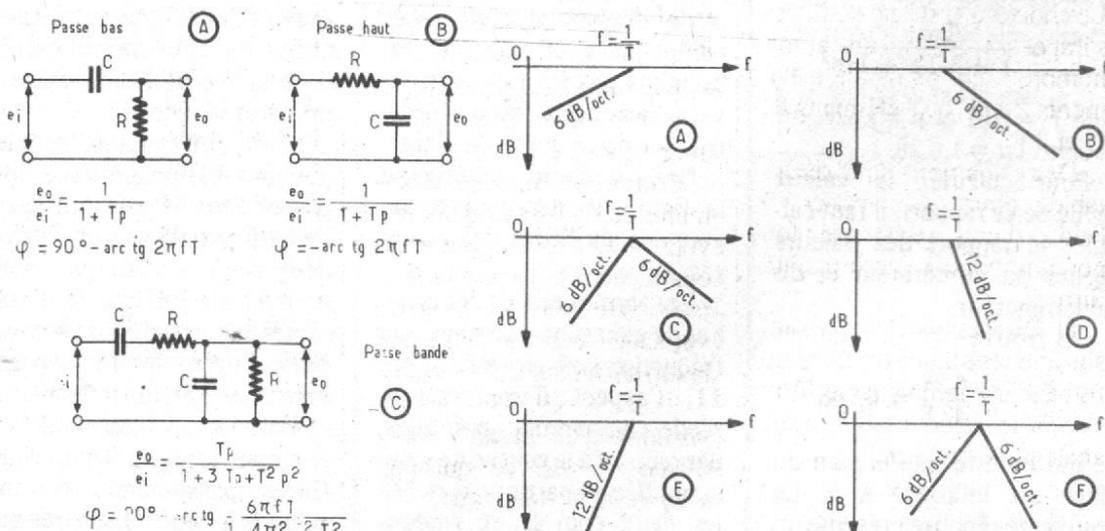


Fig. 8

Fig. 10

Le déphasage étant

$$\varphi = \frac{\pi}{2} - \text{arc tg } 2 \pi \cdot f \cdot T$$

avec $f \cdot T = 1$ dans le présent exemple.

La valeur de $\text{arc tg } 6,28$ est en degrés, $80,95^\circ$, par conséquent :

$$\gamma = 90 - 80,95 = 9,05^\circ$$

Voyons aussi ce que signifie la fréquence $f = 1/T$.

Pour cela on devra se référer à la courbe dite de gain. C'est la courbe représentée en (A) figure 10.

Elle indique que le gain maximum $|e_0/e_i|$ se maintient approximativement jusqu'à la fréquence $f = 1/T$ déterminée comme indiqué plus haut et qu'à partir de celle-ci, le gain diminue à raison de 6 dB par octave. Cela signifie qu'à la fréquence « octave » qui est dans le cas du filtre passe-bas $f/2$, le gain aura diminué de 6 dB. En rapport, on dira que le gain en tension a diminué de deux fois car \log_{10} décimal de 2 est 0,3 et $20 \cdot 0,3 = 6$ décibels de tension.

On pourra effectuer les calculs, de la même manière pour les filtres (B) et (C).

Ce dernier étant parmi les plus utilisés dans les égaliseurs, calculons également ses éléments en prenant encore $T = RC$ avec $R = 0,1 \text{ M}\Omega$ et $C = 0,1 \mu\text{F}$, ce qui donne $T = 0,01$, $f = 100$ et $f \cdot T = 1$.

Sur la figure 5 (C) on donne la fonction de transfert

$$\frac{e_0}{e_i} = \frac{T_p}{1 + 3 T_p + T_p^2}$$

Si $T = 0,01$ et $p = j \cdot 6,28$, on obtient $T_p = 1,6,28$.

Pour calculer la valeur réelle de ce rapport, il faut calculer le rapport des valeurs réelles du numérateur et du dénominateur.

On trouve

$$\frac{e_0}{e_i} = \frac{6,28}{42,8} = 0,146$$

ce qui montre que le gain du filtre est inférieur à 1. La courbe de réponse présente un maximum à $f = 100 \text{ Hz}$ dans le cas de l'exemple proposé.

Il y aura, avec cette configu-

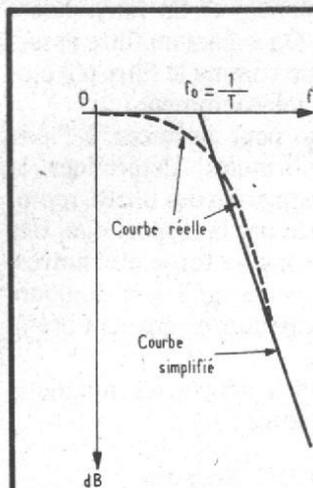


Fig. 11

ration de filtre, une atténuation de 6 dB par octave (ou de 2 fois), à $f_0/2 = 50 \text{ Hz}$ et $2 f = 200 \text{ Hz}$.

En ce qui concerne l'angle de déphasage, on a, avec $f \cdot T = 1$

$$\varphi = \frac{\pi}{2} - \text{arc tg } \frac{6 \pi}{1 - 4 \pi^2}$$

On trouve que la tangente est égale à 0,49, donc l'angle correspondant est de -26° ce qui donne :

$$\varphi = 90^\circ - (-26)$$

$$= 116^\circ \text{ environ}$$

C'est le déphasage entre la tension de sortie et celle d'entrée. Dans le cas du filtre F de la figure 9 les données sont les mêmes que celles du filtre (C).

En ce qui concerne les filtres (D) et (E), les formules donnant le facteur de transfert et le déphasage sont assez compliquées et nous ne les donnons pas ici. On les trouvera dans tous les ouvrages traitant de ce genre de filtres.

Nous donnons toutefois, à la figure 10, les courbes de gain des six filtres RC analysés.

Les formes réelles des courbes de gain sont arrondies, à la fréquence f_0 . Voici à la figure 11, l'aspect d'une courbe réelle, en circuits pointillés, par rapport à la courbe de gain simplifiée. A partir de $f_0 = 1/T$ les deux courbes se rapprochent à nouveau ce qui détermine la pente en décibels par octave.

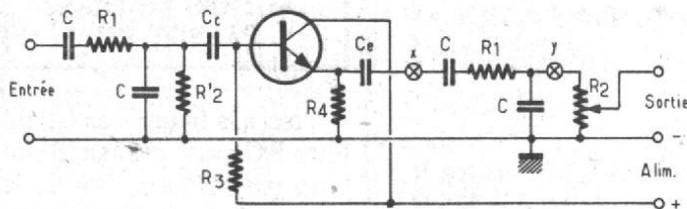


Fig. 12

Dans tous les filtres décrits, la fréquence d'accord peut être modifiée en faisant varier une ou plusieurs des grandeurs R et C , par exemple, une seule résistance ou les deux.

Lorsqu'il y a plusieurs résistances « shunt » comme c'est le cas du filtre (D) par exemple, on pourra utiliser celle de sortie pour le VC et celle d'entrée pour la variation de f .

VARIATION DE LA LARGEUR DE BANDE

Plus précisément, on s'intéressera à la « pente », c'est-à-dire au nombre de décibels d'atténuation par octave.

Un procédé simple est de prévoir deux filtres en cascade et de trouver un moyen simple de passer d'un filtre double à un filtre simple.

Si un filtre à une cellule, passe-bas, passe-haut ou passe-bande, donne une pente de 6 dB par octave, un filtre à deux cellules identiques donnera 12 dB par octave. Il est préférable toutefois de prévoir deux filtres simples séparés entre eux par un transistor.

Voici à la figure 12, un exemple de voie utilisant deux filtres passe-bande comme celui de la figure 1 séparés par un transistor amplificateur.

Le montage est basé sur l'élimination des éléments C ,

R_1 C du second filtre, à l'aide d'un commutateur, en ne laissant subsister que R_2 qui ne sera plus que le VC de la voie considérée. Un commutateur bipolaire à deux directions, mécanique ou électronique, débranchera les composants mentionnés des points x et y et réunira ces mêmes points.

D'autre part, on remarquera que R_2 qui en principe est égale à R_1 , devra être de valeur supérieure car elle est shuntée par la résistance de polarisation de la base du transistor Q_1 , R_3 montée entre collecteur et base.

On procédera de la manière suivante. On déterminera R_2 de manière à ce que celle-ci en parallèle sur R_3 donne une résultante égale à $R_1 = R_2$.

On utilisera la formule classique

$$R_2 = \frac{R_2 R_3}{R_3 - R_2}$$

ce qui implique le choix d'une polarisation correcte avec $R_3 > R_2$.

Soit $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 150 \text{ k}\Omega$. On trouve

$$R_2 = \frac{100 \cdot 150}{50} = 300 \text{ k}\Omega$$

La commutation des éléments placés entre les points x et y s'effectuera comme le montre la figure 13.

En position 1 le filtre est en circuit, en position 2, l'émetteur est relié par C_e , directement au VC R_2 .

Ce montage ne permet pas, d'une manière simple,

QU'EST-CE QU'UN TÉLÉVISEUR ?

(suite de la page 172)

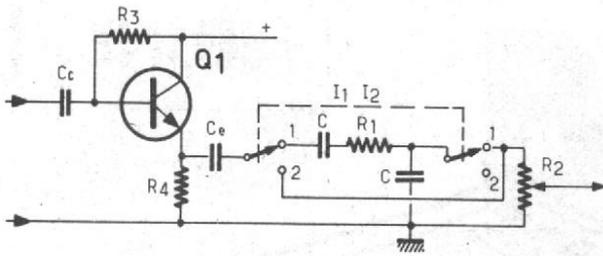


Fig. 13

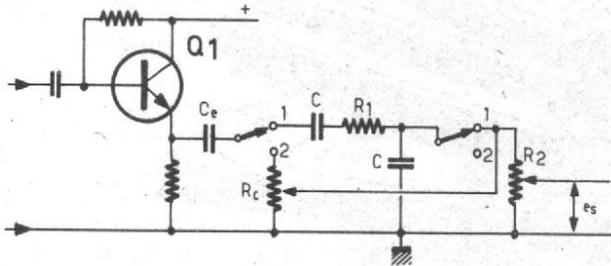


Fig. 14

l'emploi de R_2 comme résistance de commande de l'accord selon le schéma de la figure 7. On utilisera alors R_1 comme élément de commande d'accord.

On aura besoin d'un potentiomètre double remplaçant les deux R_1 des filtres disposés avant et après le transistor Q_1 .

Les condensateurs C_e et C_c (fig. 12 et 13) doivent être de valeur très élevée par rapport à C série, afin de ne pas désaccorder le circuit. Par exemple, on prendra 100 fois la valeur de C , pour C_e et C_c .

A noter toutefois que certains inconvénients doivent trouver un remède. Ainsi, lorsqu'on relie x à y , l'atténuation due au filtre disparaît. Il convient donc de la rétablir d'une manière simple et peu onéreuse.

Le montage qui résout le problème est donné à la figure 14. Il ne diffère du précédent que par le potentiomètre ajustable R_c qui réduira la tension appliquée du VC de sortie à la valeur de celle obtenue avec le filtre. Il sera facile de régler R_c .

En position 1 on mesurera e_s à la fréquence d'accord du filtre. En position 2, e_s sera augmenté si le curseur de R_c

est au point 2. On réduira e_s avec R_c jusqu'à compensation.

Les procédés indiqués sont simples mais un montage de ce genre est difficile à réaliser par un non spécialiste car il demande des soins extrêmes pour éviter les ronflements et pour atteindre la précision nécessaire empêchant principalement l'influence du réglage d'accord sur celui de la pente et réciproquement.

Par contre, des égaliseurs graphiques à accords et à pentes (décibels par octave) fixes, sont à la portée des amateurs et peuvent être établis d'une manière satisfaisante avec des composants à tolérance usuelles de l'ordre de $\pm 5\%$. Il est toutefois évident, que les meilleurs égaliseurs graphiques seront ceux produits par les constructeurs spécialistes qui disposent de moyens que les amateurs ne peuvent posséder.

Attirons aussi l'attention de nos lecteurs, sur le fait que l'emploi rationnel d'un égaliseur n'est pas toujours facile. Il faut un apprentissage sérieux avant de réussir, par exemple, à compenser les défauts d'audition dus à un local.

F. JUSTER

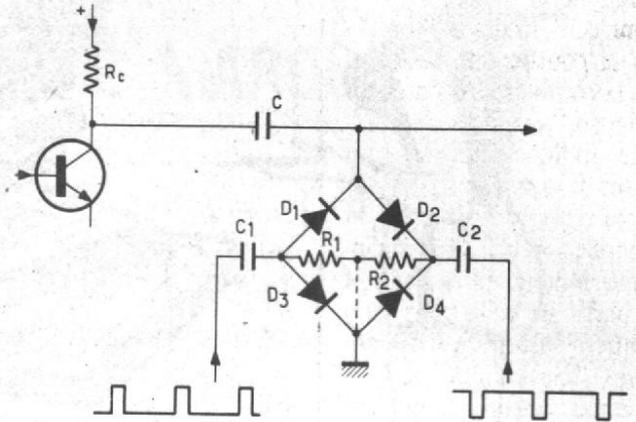


Fig. 9. - Circuit clamp à 4 diodes.

CIRCUIT À QUATRE DIODES

Un circuit clamp amélioré comporte quatre diodes (fig. 9). L'adjonction de deux diodes (D_3 et D_4) réduit la résistance de l'interrupteur du clamp et rend la tension de sortie V_s indépendante du rapport des impulsions de clamp, de R_1 et R_2 et de la résistance interne des générateurs d'impulsions. La connexion entre la masse et le point commun de R_1 et R_2 peut être supprimée.

J. PATTE

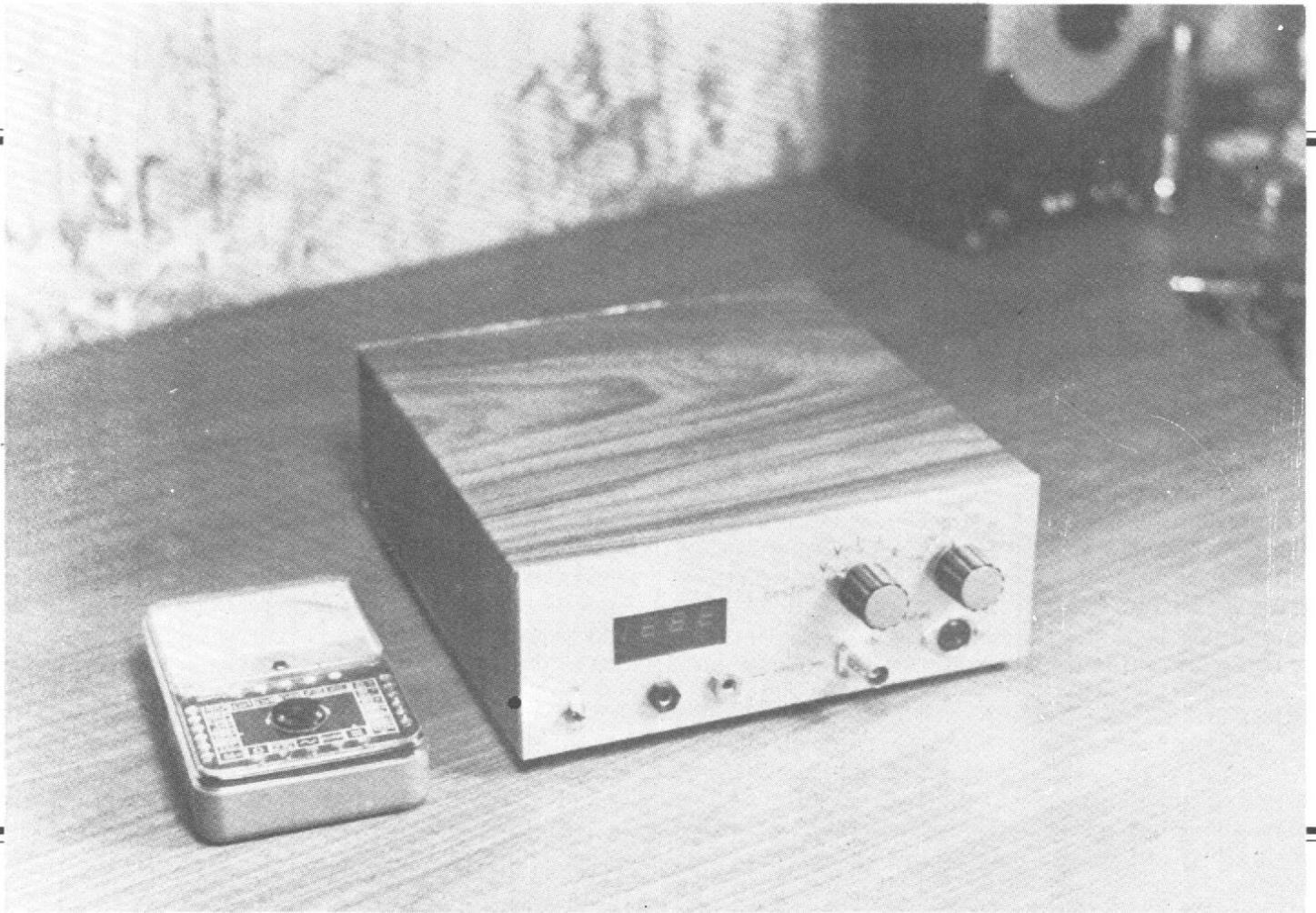
rechargent pour compenser la décharge dans R_1 et R_2 pendant le temps t_1 , qui est la durée du balayage ligne. Lorsque les diodes conduisent, le point marqué X est porté au potentiel de clamp qui, dans des conditions d'équilibre, aura le potentiel de la masse. Pendant le temps t_1 , C_1 et C_2 se déchargent légèrement dans R_1 et R_2 , les diodes sont polarisées de telle sorte qu'elles ne conduisent pas, et le point X est libre de changer de potentiel.

L'amplitude des impulsions de clamp doit être suffisante pour s'assurer que le signal vidéo ne rend pas conductrices les diodes, il y aurait alors de fortes distorsions.

Le circuit et les impulsions doivent être bien équilibrés, sinon la tension de clamp serait soit positive soit négative.

La figure 8 montre un schéma pratique d'un circuit clamp à deux diodes placé dans la voie (R - Y) de l'étage de vidéo-chrominance. Le potentiomètre de $100\text{ k}\Omega$ sert au réglage de la luminosité.

UN MULTIMETRE NUMERIQUE



original et économique

4^e PARTIE

(Suite voir N^{os} 1583, 1587 et 1591)

NOUS allons continuer la réalisation pratique entreprise le mois dernier par la mise en place des composants sur le module afficheurs. On se reportera pour cela à la figure 38 qui représente l'implantation des composants et qui ne nécessite que peu de commentaires ; il suffit de faire attention à la disposition des straps, assez nombreux, et en particulier aux deux qui sont représentés

en pointillés ; en effet, ces derniers se trouvent sous les afficheurs et l'oubli de l'un d'eux serait assez fâcheux. D'autre part, les picots de raccordement ne se trouvent pas du côté composants comme à l'ordinaire, mais du côté cuivre afin de faciliter le câblage ; on peut s'en rendre compte sur les photos 6 et 7, une fois la réalisation de ce module terminée et soigneusement vérifiée (les afficheurs sont suffi-

samment chers pour mériter un peu d'attention !...) il faudra procéder à sa fixation (provisoire) sur le circuit du convertisseur A/D à l'aide de deux petites équerres en alu et de la visserie adéquate ; les photos 6 et 7 sont assez explicites. Bien veiller cependant à ce que les équerres ne touchent aucune piste sur le circuit des afficheurs ; dans le cas contraire, une entretoise isolante de largeur adéquate per-

mettre de résoudre ce petit problème.

Cette opération étant menée à bien, nous allons maintenant réaliser les interconnexions entre ces deux circuits ; afin de ne rien oublier, nous vous conseillons de suivre l'ordre indiqué ci-dessous en cochant chaque étage lorsqu'il est terminé ; effectuer le câblage en fil isolé fin en s'inspirant de la disposition visible sur la photo 5 (mois

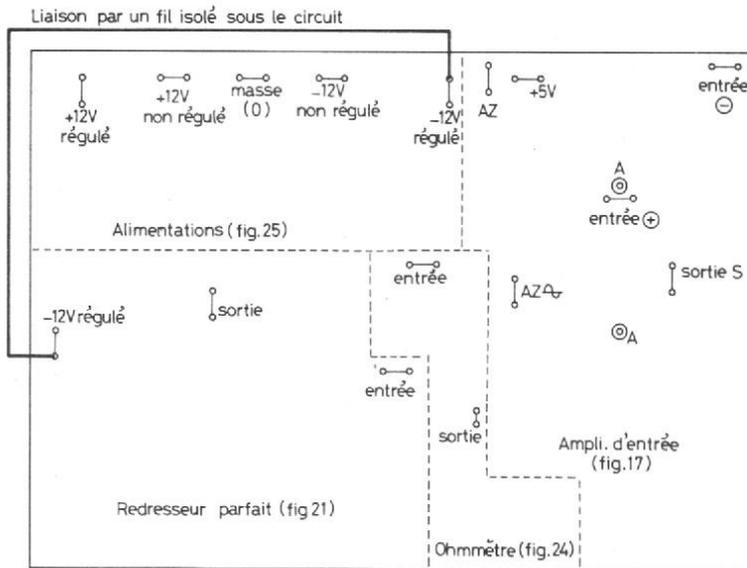


Fig. 40. - Répartition des sons ensembles sur le circuit de fonctions.

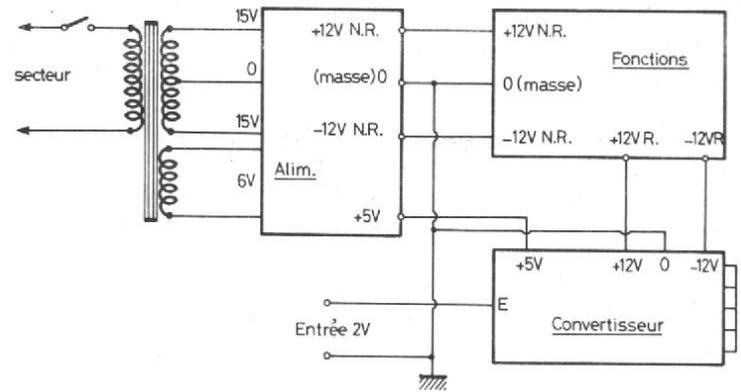


Fig. 41. - Montage de test du voltmètre.

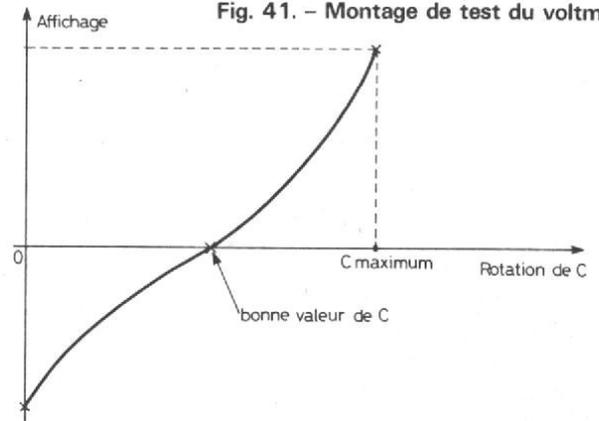


Fig. 42. - Variation de l'affichage en fonction de la rotation du condensateur ajustable.

circuits) et qui vous apporteront déjà la satisfaction de voir fonctionner le cœur de votre futur multimètre.

Reportons-nous à la figure 41 : effectuons les liaisons entre le transfo et le module alimentation ; ne rien brancher d'autre pour l'instant car il faut avant tout déterminer les valeurs des résistances R_1 et R_2 de la figure 25. Pour cela, mettre le montage sous tension et mesurer la tension continue aux bornes des chimiques de $1\ 000\ \mu\text{F}$; soit V_1 et V_2 les deux valeurs trouvées (V_1 sur le chimique qui est près des diodes et V_2 sur l'autre). Calculer alors la valeur de R_1 par la relation :

$$R_1 = \frac{V_1 - 15\ \text{V}}{25} \text{ en } k\Omega$$

et R_2 par :

$$R_2 = \frac{V_2 - 15}{35} \text{ en } k\Omega$$

Prendre les valeurs normalisées les plus proches des valeurs calculées et d'une puissance de $1/2\ \text{W}$; les mettre en place sur le circuit d'alimentation. Cela étant fait,

relier alors le module alimentation à la partie alimentation de la plaquette « fonctions » ; pour cela on peut s'aider de la figure 40 et de la figure 41 (NR signifie non régulé et R régulé).

Remettre l'ensemble sous tension et vérifier que l'on obtient bien sur les sorties $+12\ \text{V R}$ (et $-12\ \text{V R}$) (fig. 40 et 41) une valeur de $+11\ \text{V}$ par rapport à la masse (et de $-11\ \text{V}$ par rapport à la masse) à 10% près ; sinon vérifier le câblage, le sens des transistors et des zeners et mesurer la tension en $+12\ \text{V NR}$ (et $-12\ \text{V NR}$) ; on doit avoir $+16\ \text{V}$ environ ; si cette tension est très différente de cette valeur, revoir le calcul de R_1 et R_2 .

Quand tout est correct, couper le courant et connecter le module convertisseur conformément à la figure 41 ; court-circuiter les fils marqués entrée $2\ \text{V}$ et mettre sous tension. Les afficheurs doivent s'allumer et indiquer une valeur proche de zéro ; mesurer les trois tensions $+12\ \text{V}$, $-12\ \text{V}$ et $+5\ \text{V}$ qui doivent être bonnes à 10% près sinon

revoir les alimentations ; mesurer également la tension aux bornes de Z_3 du circuit convertisseur, on doit avoir environ $6,2\ \text{V}$ à 10% près. Vérifier que les transistors T_1 et T_2 de la plaquette de fonctions ne chauffent pas trop. Si tout cela est correct, vous pouvez pousser un « ouf » de satisfaction et vous amuser un peu en effectuant les quelques manipulations suivantes :

- tourner le condensateur ajustable très lentement jusqu'à obtenir comme affichage 0000 ; attention ! la courbe de réglage a l'allure indiquée à la figure 42 ;
- enlever le court-circuit d'entrée et appliquer une tension connue de valeur comprise entre 0 et $2\ \text{V}$; tourner le potentiomètre P_1 jusqu'à amener l'affichage à la bonne valeur ; cet étalonnage est sans grande valeur et n'est que provisoire ; mais il permet de vérifier le fonctionnement correct de l'appareil ;
- on dispose alors d'un voltmètre digital continu d'une sensibilité de $2\ \text{V}$ et d'une impédance d'entrée de l'ordre de $1\ 000\ \text{M}\Omega$; on vérifiera que

lorsque la tension d'entrée dépasse $2\ \text{V}$ l'affichage clignote pour indiquer cet état de fait ;

- on laissera le montage en marche plusieurs heures afin de s'assurer de la stabilité du zéro (vérification à faire avec l'entrée en court-circuit compte tenu de la très haute impédance d'entrée).

Si ça ce « marche pas » et que les trois tensions d'alimentation sont bonnes, il ne vous reste plus qu'à débrancher le montage et vérifier soigneusement et pas à pas les circuits convertisseur, affichage et leur interconnexion ; le non-fonctionnement ne pouvant provenir à ce stade de la réalisation que d'une erreur de câblage.

J - RÉALISATION DE RÉSISTANCES DE « PRÉCISION »

Précision est entre guillemets car il est bien évident que ce que nous allons décrire ne

permet pas de faire des miracles ; les résistances que nous allons fabriquer seront précises à $\pm 1\%$ environ mais seulement dans une gamme de température ne dépassant pas $\pm 5^\circ\text{C}$ par rapport à leur température de fabrication. Par exemple, une résistance réalisée à 20°C sera correcte à $\pm 1\%$ près environ entre 15°C et 25°C mais pas au-delà ; c'est tout de même mieux que rien et cela permet de différer l'achat de vraies résistances de précision.

De toute façon, le circuit supportant ces résistances est indépendant des autres et permet l'échange rapide des composants qu'il supporte. On se reportera au tableau 4 pour dresser la liste de ce qu'il va nous falloir réaliser. Ensuite il faut se procurer pour une durée variable de une heure à quelques heures, selon la vitesse à laquelle vous travaillerez le matériel suivant :

- de la colle genre Araldite (la valeur d'un dé à coudre suffit),
- le montage expérimental décrit à la figure 41 et que vous avez dû réaliser,
- une boîte de résistances de précision ; à ce sujet nous allons ouvrir une parenthèse. Nous savons parfaitement que peu d'amateurs ont à leur

Repère sur la fig. 24	Valeur	Précision mini	Précision maxi	Conditionne la précision en :
R_c	1 M Ω	1 %	0,05 %	voltmètre-ohmmètre
R_{g1}	10 M Ω	1 %	0,05 %	voltmètre-ohmmètre
R_{g2}	1 M Ω	1 %	0,05 %	voltmètre-ohmmètre
R_{g3}	100 k Ω	1 %	0,05 %	voltmètre-ohmmètre
R_{g4}	10 k Ω	1 %	0,05 %	voltmètre-ohmmètre
R_{g5}	1 k Ω	1 %	0,05 %	voltmètre-ohmmètre
R_{g6}	100 Ω	1 %	0,05 %	voltmètre-ohmmètre
R_1	100 k Ω	1 %	0,1 %	ampèremètre
R_2	1 M Ω	1 %	0,1 %	ampèremètre
h_1	1 k Ω	1 %	0,5 %	ampèremètre
Sh_2	100 Ω	1 %	0,5 %	ampèremètre
Sh_3	10 Ω	1 %	0,5 %	ampèremètre
Sh_4	1 Ω	1 %	0,5 %	ampèremètre
Sh_5	0,1 Ω	2 %	1 %	ampèremètre

Remarque : La dernière colonne indique où placer les résistances les plus précises si l'on veut privilégier une fonction plus qu'une autre.

disposition un tel accessoire ; cependant ce genre de chose « traîne » dans tous les lycées, collèges techniques et ITU de la France entière et nous pensons qu'en prenant contact avec les responsables des établissements ci-dessus, vous pouvez vous faire prêter une telle boîte pour une demi-journée. Elle devra pouvoir faire toutes les combinaisons de

- 1 Ω en 1 Ω entre 1 Ω et 10 000 Ω ,
- une alimentation continue quelconque délivrant une tension réglable de 0 à 20 V environ,
- deux résistances de l'ordre de 1 k Ω à 10 k Ω de valeur aussi égale que possible,
- une bonne quantité de résistances au carbone aggloméré (surtout pas à couche de

- carbone) de la valeur normalisée immédiatement inférieure à celle nécessaire (pour 1 M Ω prendre 820 k Ω par exemple),
- une lime de petite dimension,
- du papier de verre fin.

Réaliser le montage de la figure 43, qui n'est autre qu'un Pont de Wheastone avec comme détecteur de 0 notre voltmètre digital. Dans un tel

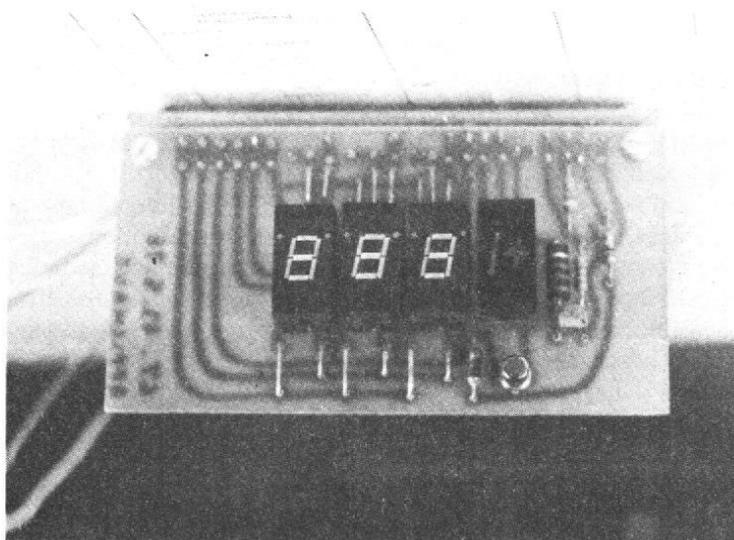


Photo 6. — Vue de face du circuit des afficheurs.

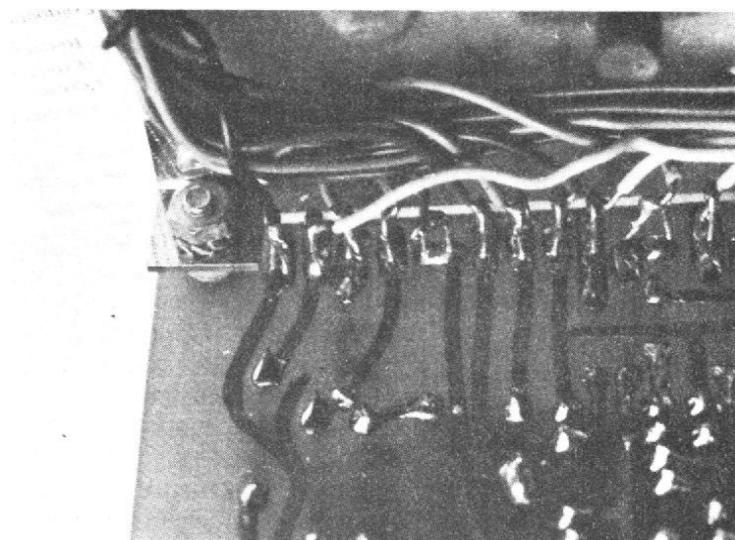


Photo 7. — Détail de la fixation et du câblage du circuit des afficheurs.

montage, quand le voltmètre indique 0 nous avons la relation suivante :

$$R_x = \frac{R_p \cdot R_2}{R_1}$$

la valeur R_2/R_1 s'appelle le rapport de pont et fait 1 pour l'instant puisque $R_2 = R_1$.

Nous allons maintenant décrire en détail la procédure à employer pour une résistance de $1 \text{ k}\Omega$ par exemple :

- mettre la résistance agglomérée de 820Ω dans le circuit à la place de R_x ,
- mettre l'alimentation sur sa tension de sortie la plus faible,
- afficher 1000Ω sur la résistance R_p ,
- limer alors en son milieu et en tournant autour du corps la résistance R_x en soufflant bien sur le carbone pour qu'il ne perturbe pas la mesure, l'indication du voltmètre doit diminuer, augmenter progressivement la tension d'alimentation pour accroître la précision de la mesure sans toutefois dépasser la dissipation maximum autorisée pour R_p ,
- lorsque l'indication du voltmètre est proche du zéro, débranchez R_x , nettoyez-la et enduisez-la généreusement d'Araldite pour la protéger; laissez sécher 24 heures.

On procédera de même pour toutes les résistances nécessaires (sauf pour la 1Ω

et la $0,1 \Omega$). Compte tenu de la boîte de résistances de précision et des valeurs à fabriquer, pour obtenir une bonne précision il faudra changer le rapport du pont; nous allons vous montrer sur un exemple comment procéder.

$R_1 = R_2 = 1 \text{ k}\Omega$; R_p maximum = $16 \text{ k}\Omega$.

Compte tenu de la relation :

$$R_x = \frac{R_p \cdot R_2}{R_1}$$

vous pouvez réaliser une $10 \text{ k}\Omega$ avec une précision de l'ordre de $0,1 \%$.

La $10 \text{ k}\Omega$ réalisée vous permet donc de disposer de deux nouveaux rapports de pont qui sont :

$$\frac{R_x}{R_1} = 10 \text{ et } \frac{R_2}{R_x} = 0,1$$

Ces deux rapports vous permettront de réaliser avec précision des résistances de : $10 \times 10 \text{ k}\Omega = 100 \text{ k}\Omega$ et de $1 \times 0,1 = 100 \Omega$ (R_p réglée à $1 \text{ k}\Omega$).

Les deux nouvelles résistances réalisées permettent de continuer ce procédé.

Evidemment la précision diminue à chaque fois, mais avec un peu de soin et une bonne boîte R_p , on peut espérer atteindre le 1% sur les valeurs de 10Ω à $10 \text{ M}\Omega$. Pour ce qui est des 1Ω et $0,1 \Omega$, on utilise le même mon-

tage; le rapport de pont est réglé à :

$$\frac{1}{10000}$$

($R_2 = 100 \Omega$ et $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$) seule la réalisation des résistances est différente; en effet, on utilise un support constitué d'une résistance de 1 W et de valeur supérieure à 1000Ω sur lequel on bobine du fil résistant jusqu'à obtenir la valeur voulue (selon le diamètre du fil utilisé, ou selon sa résistance par mètre, il peut être nécessaire de mettre plusieurs brins en parallèle, en effet il peut passer jusqu'à 2 A dans la $0,1 \Omega$). La mise au point de ces deux dernières résistances est assez délicate mais, avec de la patience, on s'en sort très bien. La photo N°8 vous montre d'ailleurs les 1Ω et $0,1 \Omega$ utilisées dans la maquette de l'auteur.

L'ensemble des opérations décrites doivent être très faciles à faire avec un peu de pratique pour sa plus grande satisfaction personnelle.

K - MISE EN PLACE DES COMPOSANTS DU CIRCUIT DE FONCTION

On se reportera encore une fois aux figures 39 et 40 et on suivra scrupuleusement

l'ordre de câblage indiqué ci-dessus; d'autre part, il vaut mieux ne pas démonter le circuit expérimental de la figure 41 mais seulement en extraire la carte « fonctions ».

Mettre en place en premier les composants de l'ampli d'entrée en s'aidant du schéma de la figure 17 et du rectificatif publié le mois dernier. Placer dans l'ordre: les picots et les straps, les supports de circuits intégrés, les résistances, les condensateurs, les transistors et les diodes. Les transistors à effet de champ étant des FET à jonction, aucune précaution particulière n'est nécessaire lors du câblage, contrairement à une idée fausse couramment répandue.

La résistance de $10 \text{ M}\Omega$ en parallèle sur le 68Ω d'entrée est soudée aux bornes de ce condensateur mais sous le circuit (côté cuivre). Les deux points marqués A sur les figures 39 et 40 sont à relier entre eux par un long strap en fil isolé. On essaiera de plaquer le plus possible l'un contre l'autre le boîtier des transistors T_6 et T_7 sauf si ces derniers sont métalliques car dans ce cas le collecteur est relié au boîtier et on provoquerait un court-circuit.

On remarque en haut et à droite de la figure 39 une résistance de $1 \text{ M}\Omega$ qui ne

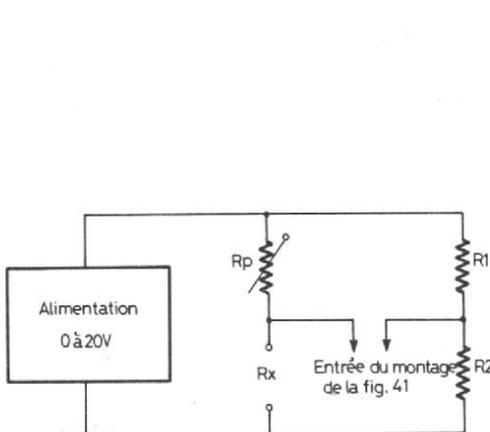


Fig. 43. - Réalisation de résistances de précision (voir texte).

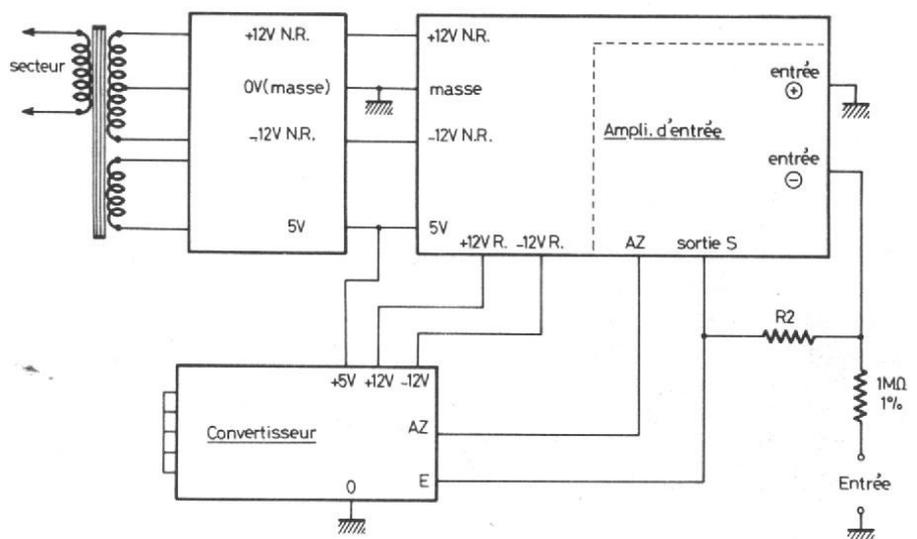


Fig. 44. - Essai de l'amplification opérationnelle à FET.

figure pas sur le schéma de la figure 17. Cette résistance a été ajoutée afin de réaliser une protection du circuit intégré IC₁ (4016) et elle se trouve tout simplement en série dans l'entrée - de l'ampli d'entrée ; elle ne perturbe aucunement le fonctionnement puisque le courant qui la traverse est inférieur à 100 pA.

On vérifiera ce circuit avec beaucoup de soins ; un dépiçage de panne éventuelle étant assez difficile compte tenu du principe de fonctionnement. Quand on sera sûr du câblage on pourra placer sur son support le circuit IC₁ (4016) et on évitera alors d'intervenir directement sur ses broches de connexions avec un fer à souder ; en effet, théoriquement les circuits C/MOS actuels sont protégés contre les charges électrostatiques ; mais ce n'était pas le cas il y a un an ou deux et rien ne dit que celui que vous aurez en main sera tout frais sorti d'usine.

Tout cela étant vu on pourra réaliser le montage expérimental de la figure 44 et, après une ultime vérification du câblage, on mettra sous tension après avoir court-circuité l'entrée.

Si tout va bien, les afficheurs doivent indiquer une valeur très proche du zéro et fluctuant d'1 ou 2 digits au maximum. Compte-tenu du fait que ce montage expérimental ramasse toutes les inductions parasites qui traînent dans les parages, il est inutile de procéder à un réglage exact du zéro. On pourra par contre essayer de mesurer une tension de valeur connue et vérifier que l'indication est correcte (compte tenu de l'étalonnage grossier effectué au paragraphe I). On pourra également changer R₂ afin de pouvoir tester toutes les gammes du voltmètre continu. La précision de la mesure étant limitée par l'étalonnage et la précision des résistances, on ne s'inquiétera pas trop des résultats obtenus. Si tout va bien nous pouvons passer à la phase suivante,

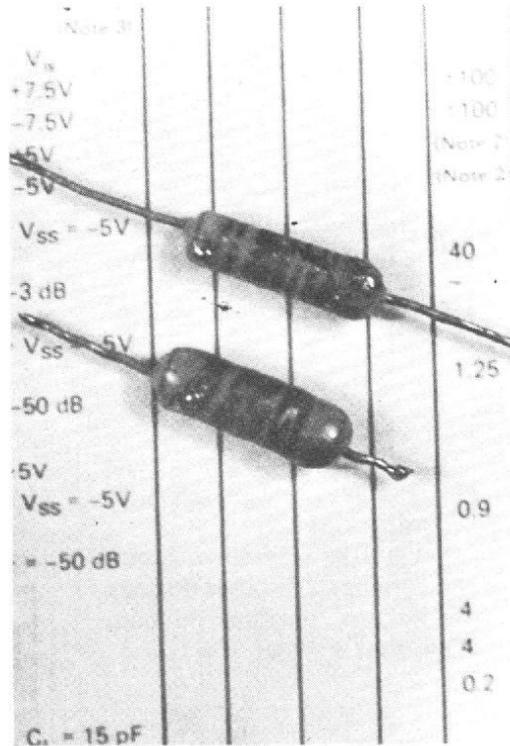


Photo 8. - Gros plan sur les shunts de 1 Ω et de 0,1 Ω ; réalisation « maison », précision meilleure que 1 %.

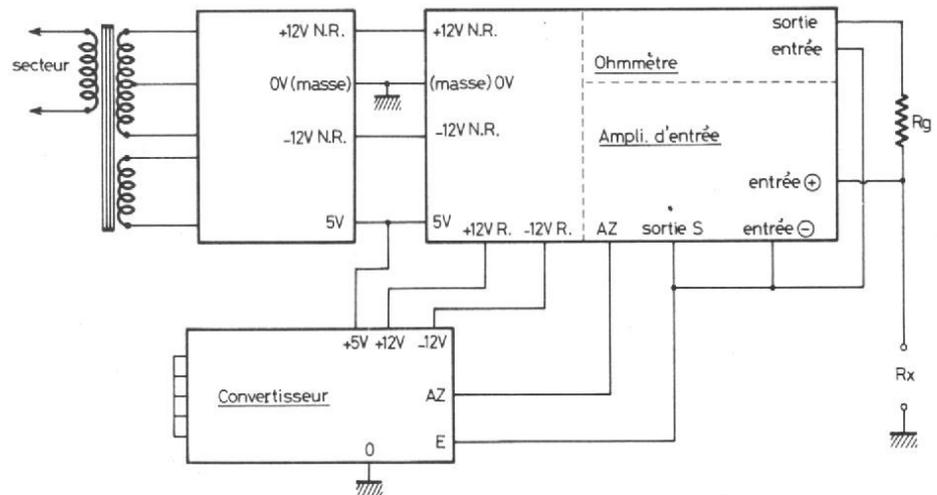


Fig. 45. - Essai de l'ohmmètre.

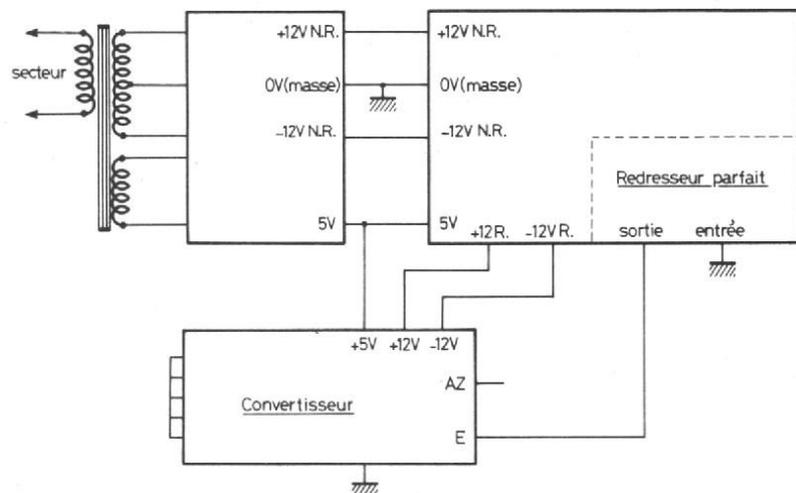


Fig. 46. - Essai du redresseur parfait.

sinon il faut tout débrancher et vérifier scrupuleusement le câblage ; si aucune erreur n'est décelable il faut en conclure qu'un composant est défectueux ; pour s'en assurer on pourra vérifier 1 par 1 les transistors, les diodes et les zéners, par des méthodes maintes fois décrites dans la revue. Le test du 741 consiste à le remplacer par un autre et il en va de même pour le 4016 ; mais nous espérons que vous n'aurez pas de tels déboires. A titre indicatif, les seuls ennuis survenus sur la maquette en cours de réalisation étaient uniquement dus à des erreurs de câblage causées par la précipitation de l'auteur !

Déconnectez la plaquette fonction du montage expérimental et commencez la réalisation de la partie ohmmètre grâce aux éternelles figures 39 et 40 en vous aidant cependant de la figure 24. Si vous utilisez pour T_1 T_2 (de la figure 24) un transistor double, faites très attention au brochage de ce dernier qui, selon le fabricant, peut être assez original. Bien faire attention à l'orientation du chimique au tantale de $1 \mu F$ ainsi qu'aux zéners et qu'au 741. Les deux résistances non marquées sur le schéma de la figure 39 en bas et à gauche du 741 sont à ignorer pour le moment ; elles n'interviendront qu'à la mise au point définitive et uniquement en cas de difficultés au demeurant très rares. Au risque de

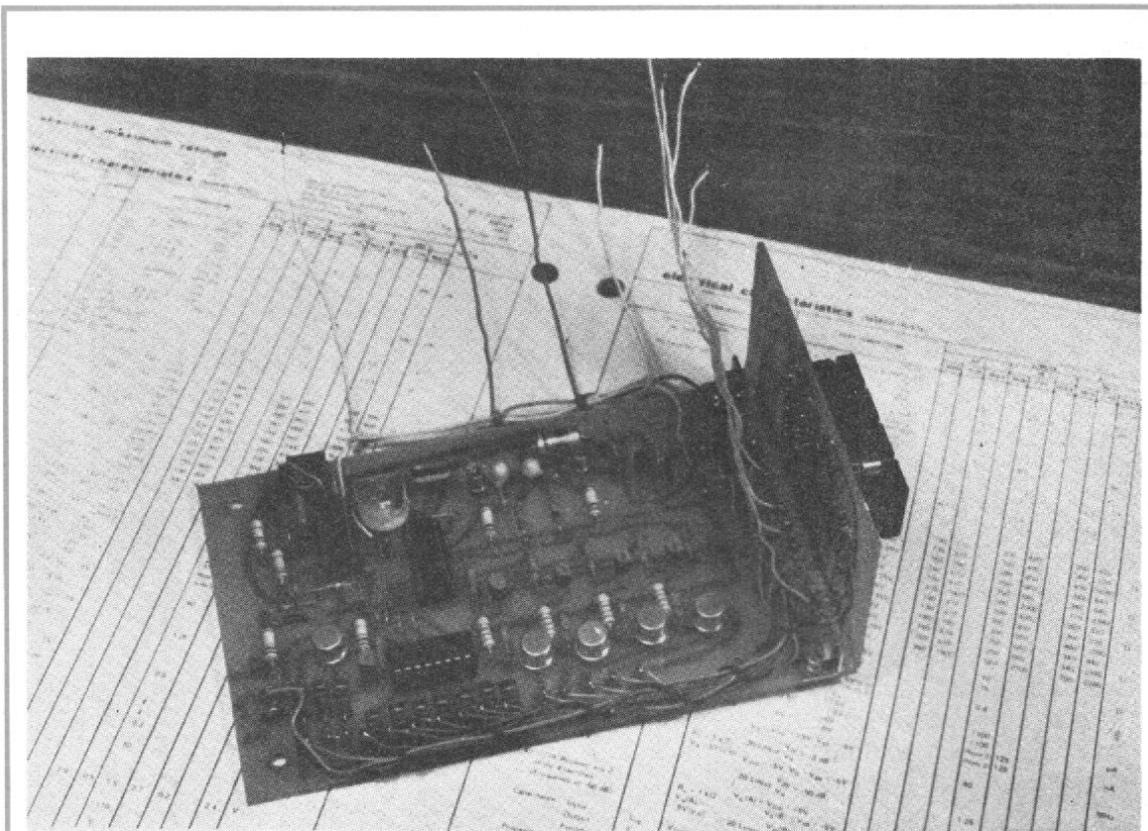


Photo 9. - Vue d'ensemble des circuits convertisseur et afficheurs.

nous répéter, vérifiez soigneusement ce que vous venez de monter et câblez aussi bien que possible le montage expérimental de la figure 45.

Mettre sous tension : les afficheurs doivent indiquer 0 (à 1 ou 2 digits près) avec l'entrée en court-circuit et n'importe quoi agrémenté d'un clignotement avec l'entrée en l'air. Mesurer une résistance connue (compte tenu de la gamme choisie selon que vous avez

mis en place R_{g1} ou R_{g2} ou...). Si tout va bien, aux tolérances des composants près, nous pouvons vous dire que vous êtes sur la bonne voie, sinon revoir ce qui a été dit précédemment.

Extraire une dernière fois la plaquette de fonctions du montage expérimental et câbler le redresseur parfait. On procédera comme à l'accoutumée pour l'ordre de mise en place des composants.

La résistance d'émetteur de T_4 (fig. 21) peut varier entre 560Ω et $1 k\Omega$ selon les variations des paramètres de T_1, T_2, T_3, T_4 ; on mettra provisoirement une $1 k\Omega$.

D'autre part pour le réglage d'offset du 741, compte tenu de ce que nous avons dit dans la deuxième partie aux figures 23 et 22 on procédera comme suit :

— solution avec un trimmer 10 tours : remplacer R_6 et R_7

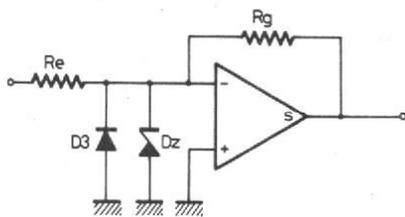


Fig. 47. - Protection du voltmètre continu et alternatif.

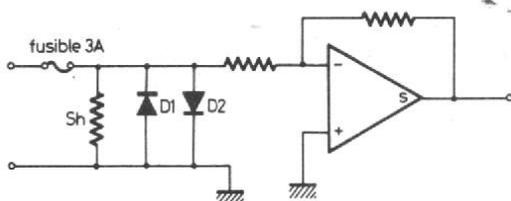


Fig. 48. - Protection de l'ampèremètre.

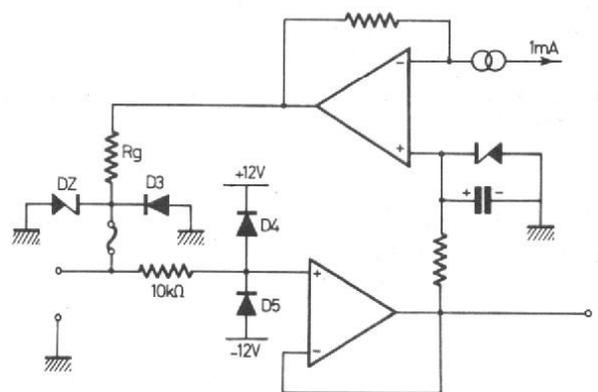


Fig. 49. - Protection de l'ohmmètre.

par des straps et monter le 10 tours à l'emplacement marqué P_2 sur la figure 39 ;

— solution économique : monter provisoirement $R_6 = R_7 = 4\,700\ \Omega$ et souder à l'emplacement P_2 de la figure 39 un potentiomètre ajustable ordinaire de $1\ k\Omega$.

Réaliser alors le montage expérimental de la figure 46 en éloignant le plus possible tout ce qui « contient » du 50 Hz du circuit de fonction et des fils y aboutissant. Court-circuiter par un fil aussi court que possible l'entrée du redresseur parfait et la masse. Mettre sous tension sans se préoccuper de ce qu'indiquent les afficheurs ; placer un voltmètre continu sur la gamme 10 V (pour commencer) entre la masse et le point commun des collecteurs de T_3 et T_4 (fig. 21) ; tourner P_1 pour amener la valeur mesurée à 0 ; si c'est impossible agir sur la résistance d'émetteur de T_4 en remarquant que :

— la diminution de cette résistance fait devenir la tension au point commun des collecteurs de T_3 et T_4 plus négative et vice-versa.

On arrive très rapidement au bon résultat ; sur la maquette cette résistance a dû être réduite à $560\ \Omega$.

Mettre ensuite le voltmètre continu en sortie du redresseur parfait et agir sur P_2 (réglage d'offset) pour amener la tension en ce point à une valeur inférieure à $1\ mV$; si le voltmètre utilisé n'est pas assez sensible on peut utiliser le multimètre digital lui-même dont les afficheurs indiquent actuellement en mV la tension en sortie du redresseur parfait ; attention cependant aux inductions parasites sur ce dernier qui risquent de rendre la mesure assez délicate.

Ces manipulations étant terminées, vous pouvez démonter complètement le montage de la figure 46 avec un gros « ouf » de satisfaction ; en effet si tout s'est bien passé jusqu'à présent, votre multimètre est virtuellement terminé.

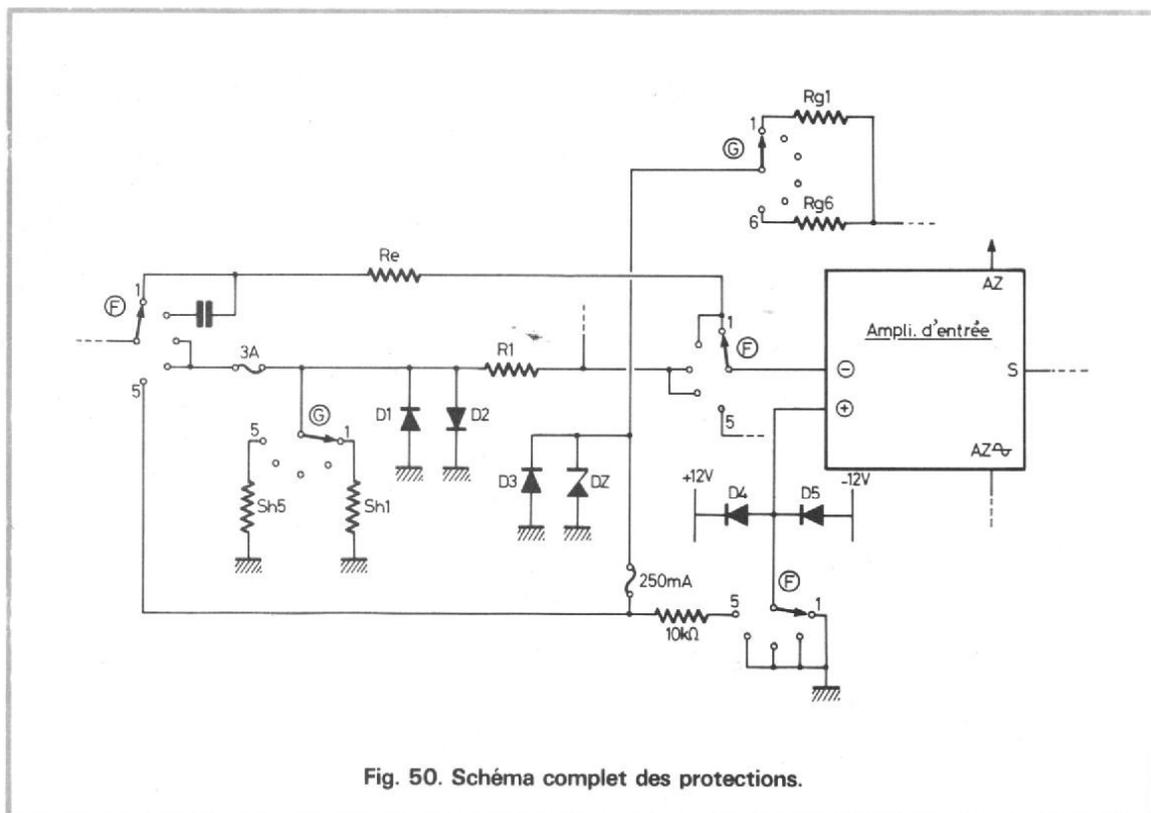


Fig. 50. Schéma complet des protections.

Avant de passer à la suite de la réalisation pratique nous devons faire un petit retour en arrière.

L - PROTECTION CONTRE LES SURCHARGES

Elles sont facultatives et c'est uniquement pour cette raison qu'elles n'ont pas été étudiées dans la description théorique du multimètre. Cependant, et à moins que vous soyez un amateur très réfléchi, nous vous conseillons vivement de les monter ; il ne vous en coûtera que quelques diodes et deux fusibles pour protéger votre multimètre dans la majeure partie des cas.

Nous allons décomposer le schéma des protections en trois parties afin de le rendre plus compréhensible.

— Protection du voltmètre continu et alternatif : voir figure 47.

Il suffit de limiter par deux diodes montées tête bêche la tension sur l'entrée - de l'ampli opérationnel ; en fait pour des raisons que nous

allons voir dans quelques instants, une des diodes se trouve remplacée par une zener. Cette protection est évidemment limitée à la valeur maximum de la tension que peut supporter R_e sans détérioration qui est dans notre cas de $350\ V$.

— Protection de l'ampèremètre : voir figure 48 :

Elle consiste à limiter la tension aux bornes des shunts par deux diodes montées tête bêche ; en effet en fonctionnement normal la tension maximum présente en ces points est de $0,2\ V$; les diodes sont donc sans effet ; par contre si on se sert par erreur de l'ampèremètre en tant que voltmètre, les diodes conduisent limitant la tension à $0,7\ V$ d'une part et faisant fondre le fusible $3\ A$ d'autre part. Les shunts ne dissipent donc une puissance trop importante que pendant une fraction de seconde. Cette protection est inefficace dans un seul cas, hautement improbable fort heureusement : supposons que l'on soit en position $2\ A$; le shunt en service est donc de $0,1\ \Omega$, si on applique par erreur $0,5\ V$ sur l'entrée, les diodes seront inactives et le shunt dissipera cependant

$2,5\ W$. Pour des raisons d'économie nous n'avons pas cherché à faire une protection plus efficace car le cas cité ci-dessus est tout de même assez particulier.

— Protection de l'ohmmètre : voir figure 49 :

Compte tenu du schéma employé nous devons protéger séparément les résistances de précision R_g et l'ampli opérationnel à FET. Ce dernier est à l'abri des surcharges grâce aux deux diodes D_4 et D_5 polarisées en inverse en fonctionnement normal ; tandis que les résistances de précision R_g sont protégées par le fusible suivi de D_2 et de D_3 , en effet, la tension en ce point varie entre 0 et $5\ V$ en fonctionnement normal il faut donc une zener de plus de $5\ V$ pour protéger contre les surcharges positives tandis qu'une diode normale suffit pour les surcharges négatives. Le fusible en série avec les résistances R_g ne perturbe pas la mesure car sa résistance est très inférieure à celle des R_g .

— Schéma complet des protections : voir figure 50 :

Cette figure représente un extrait du schéma de la figure 24 que l'on reconnaîtra aisément. Toutes les protec-

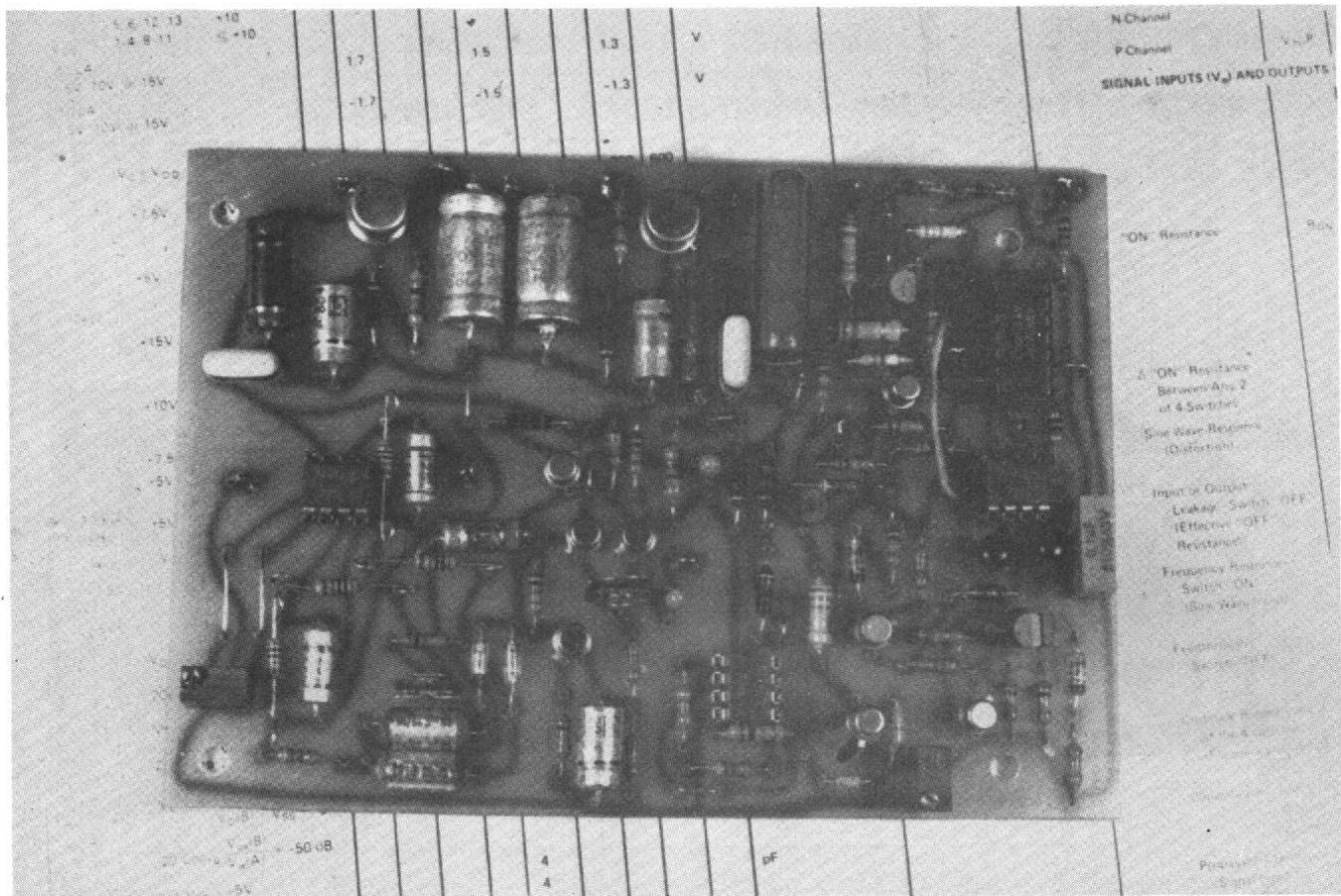


Photo 10. - Vue d'ensemble du circuit « fonctions » ; les modifications correspondant au rec-

tificatif à la figure 17 n'ont pas encore été effectuées.

tions vues précédemment y ont été regroupées ; on comprend dès lors pourquoi le voltmètre a son entrée - protégée par D_2 et D_3 ; en effet cet ensemble sert en ohmmètre et par le jeu des commutations il se trouve ramené sur l'entrée - en fonction voltmètre.

Compte tenu des très faibles courants d'entrée de l'ampli opérationnel, les diodes D_3 , D_4 et D_5 doivent être à très faibles fuites ; les types 1N 3595 (Sescosem, Motorola, Texas, etc.) conviennent parfaitement bien et sont de plus très économiques. Pour D_1 et D_2 on choisira des diodes de redressement 1 A genre 1N 4001, BY 127 etc. (la tension de service importe peu) ; quant à D_z , ce sera une diode zener de 9,1 V et 0,4 W, par exemple BZX 83C 9V1 ou autre.

Une dernière précision pour finir cette partie, les circuits

imprimés dont nous vous avons donné le tracé le mois dernier sont prévus pour recevoir les composants des protections.

Nous allons terminer là cette quatrième partie de la description du multimètre ; nous espérons avoir guidé pas à pas les débutants quitte à avoir un peu ennuyé les amateurs chevronnés (ils nous pardonneront certainement en se remémorant leurs débuts !). Le mois prochain, nous terminerons cette réalisation par la mise en place des circuits dans le boîtier et par l'étalonnage définitif, et le mois suivant nous étudierons quelques sondes destinées à étendre les possibilités de ce multimètre (avec en particulier une sonde fréquencemètre jusqu'à 20 MHz !).

(à suivre)

C. TAVERNIER

RECTIFICATIF

Malgré toutes nos vérifications, quelques erreurs sans gravité se sont glissées dans certains schémas, en priant nos fidèles lecteurs de bien vouloir nous excuser, nous donnons ci-dessous les corrections à apporter.

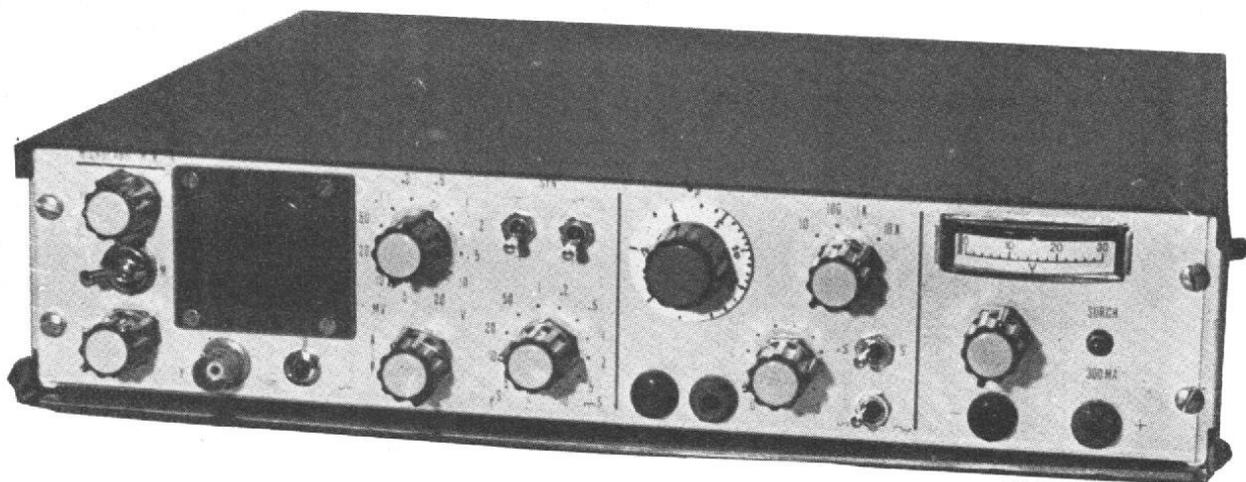
— H.P. N° 1583 p. 212, figure 1 : lire « courant d'entrée de 100 pA (picoampère au lieu de microampère) ».

— H.P. N° 1583, p. 215, figure 5 : R_{12} se trouve en réalité entre la source du FET et l'ensemble Z_3 22 μ F ; la gate du FET devant être reliée directement à Z_3 .

— H.P. N° 1583, p. 217, figure 10 : la résistance alimentant la zener de 5,6 V ne doit pas aboutir sur la zener mais au point commun des bases du transistor double.

— H.P. N° 1587, p. 200, figure 24 : le fil reliant S de l'ampli d'entrée aux positions 1 et 2 du commutateur de fonctions du haut de la figure doit être relié également à la liaison R_2 commutateur de fonction de droite (l'intersection de ces deux fils a été représentée « isolée » par erreur).

*Pour résoudre le problème de manque de place...
 Pour être prêt à travailler tout de suite...
 Pour emporter votre laboratoire complet...
 DANS LA PLUS PETITE VALISE, REALISEZ*



UN MINI-LABORATOIRE INTEGRE

4^e PARTIE (voir Nos 1583, 1587 et 1591)

La mécanique

L'APPAREIL est monté dans un coffret Teko, distribué sous la référence OP152. Ce coffret se compose de deux longerons qui supportent les faces avant et arrière, par vissage. Le boîtier lui-même est formé de deux demi-coquilles, en acier laqué bleu, qui s'emboîtent sur l'ossature précédente. La photographie de couverture donne une idée assez précise de ce coffret.

I - CHÂSSIS PERÇAGE DES PANNEAUX AVANT ET ARRIÈRE

Pour supporter les transformateurs et une partie des circuits imprimés, nous avons réalisé un châssis constitué d'une simple plaque d'aluminium ou de duralumin, de 2 mm d'épaisseur. Les dimen-

sions de cette plaque, et les cotes de perçage des trous (tous ont un diamètre de 3,2 mm), sont indiquées à la figure 55, dans lequel le châssis est vu par sa face supérieure.

Le panneau arrière supporte le circuit principal de l'alimentation, ainsi que le transformateur TR₄ de chauffage du filament du tube cathodique. Nous y avons également prévu le passage du fil

de raccordement au secteur, et l'emplacement du porte-fusible. Enfin, deux vis forment des colonnes pour enrouler le fil d'alimentation pendant le transport. Les cotes de perçage, vues par l'intérieur du panneau, sont données à la figure 56.

Le panneau avant est particulièrement riche en découpes, puisqu'il supporte toutes les commandes, le tube cathodique, et le voltmètre de l'ali-

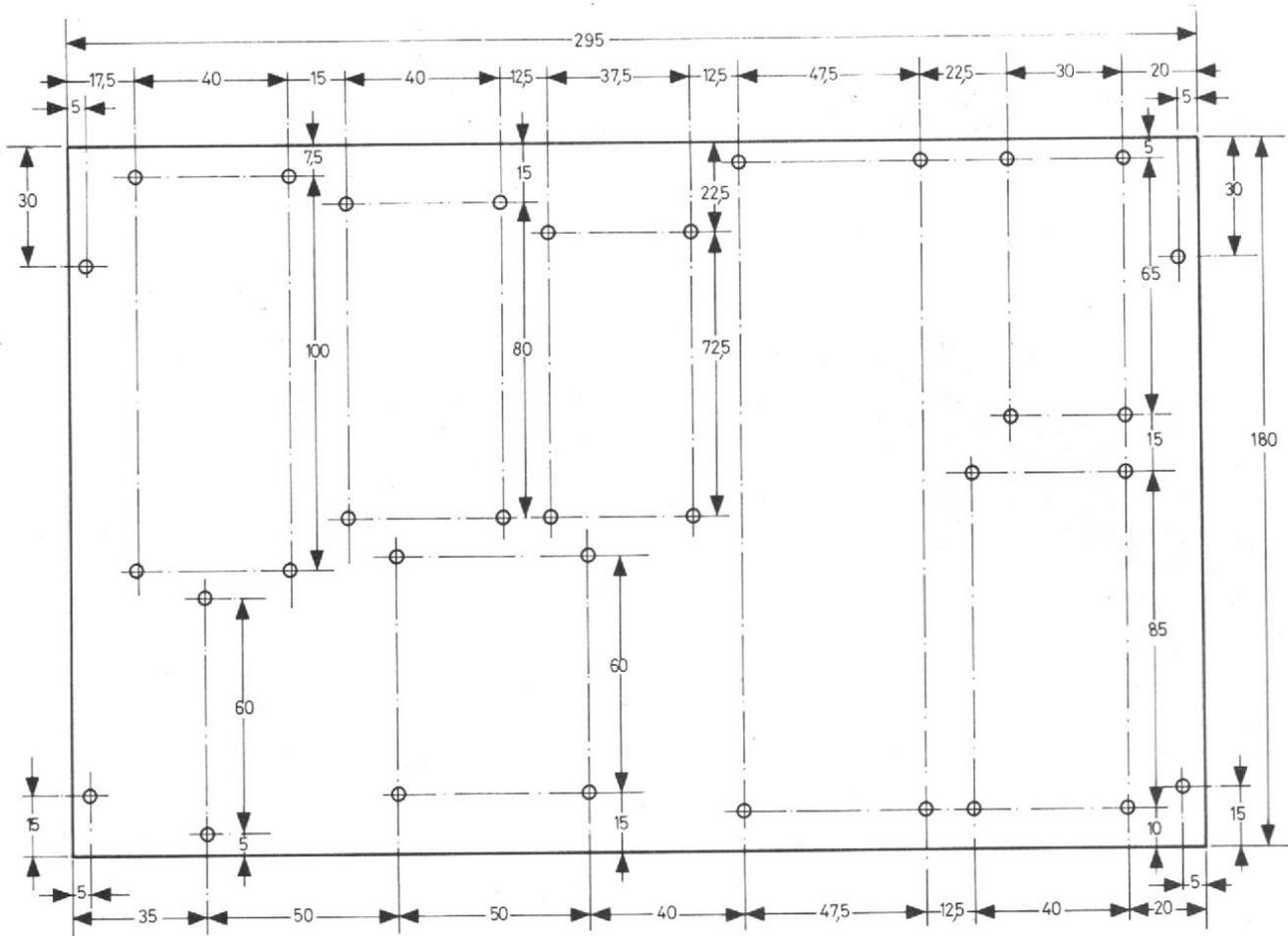


Fig. 55

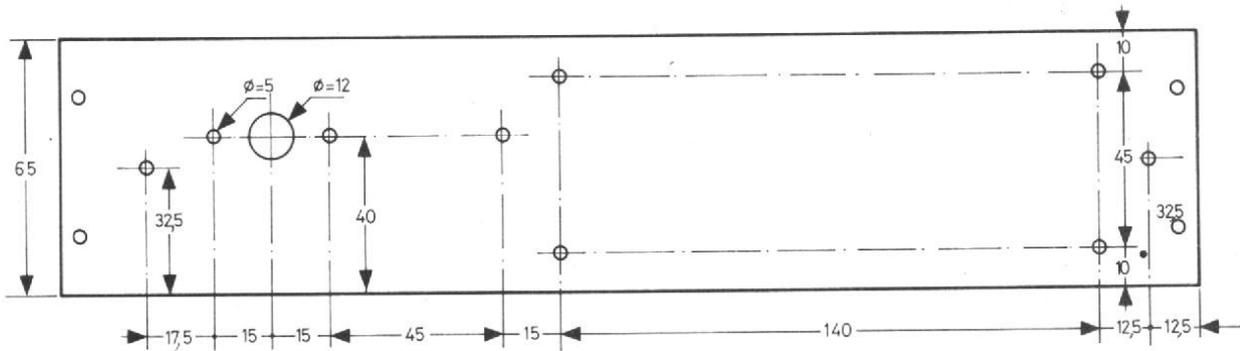


Fig. 56

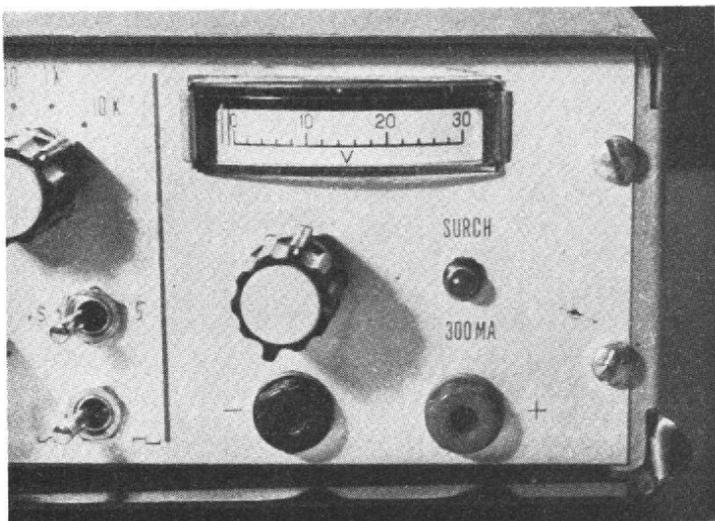


Fig. 58

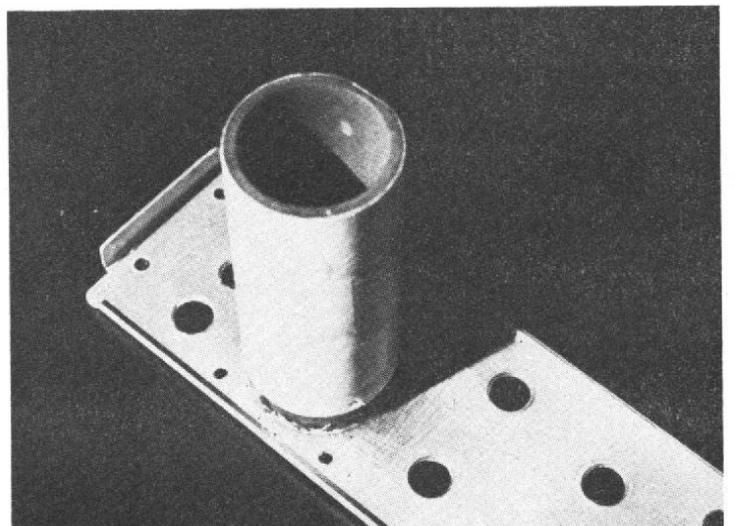


Fig. 61

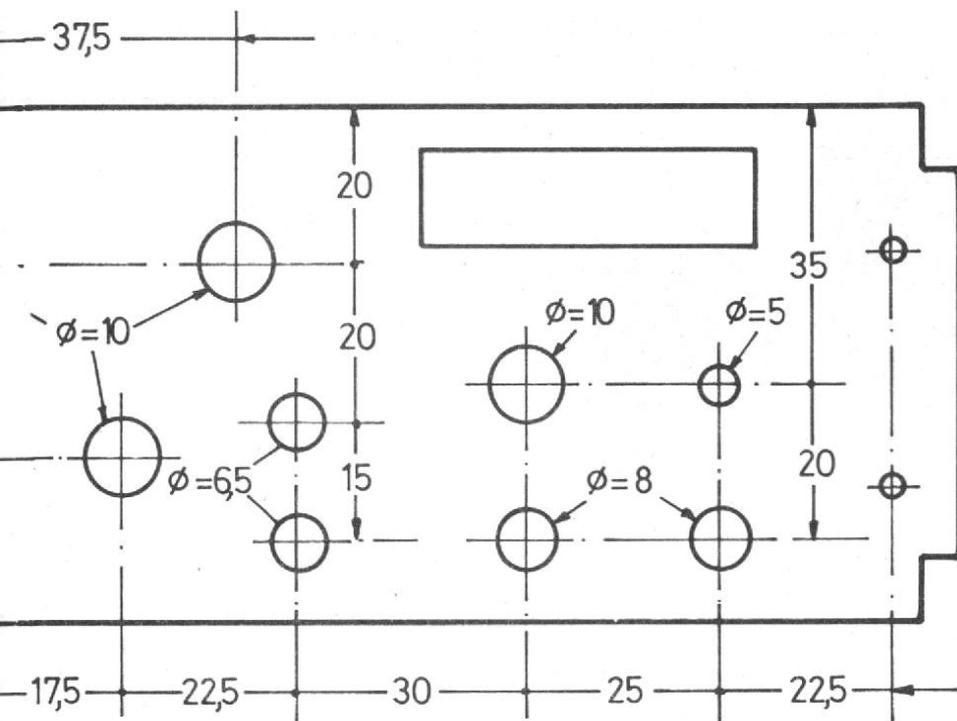


Fig. 57

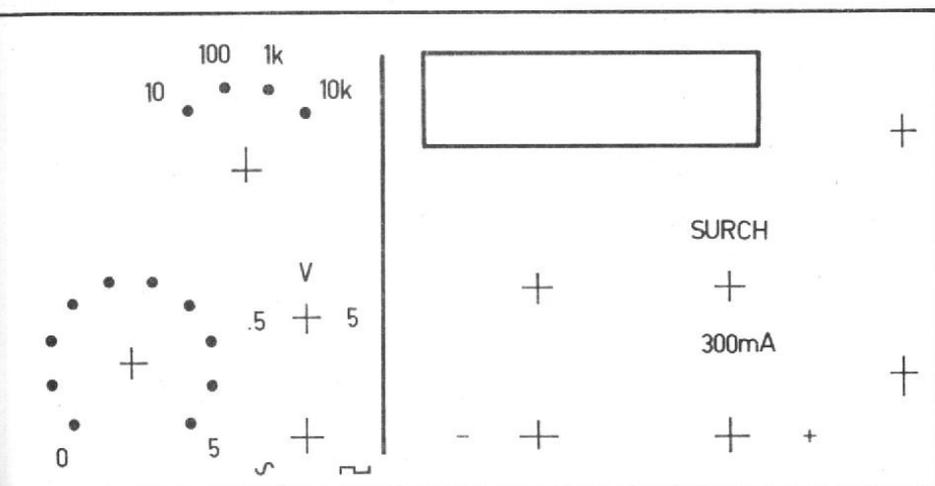


Fig. 60

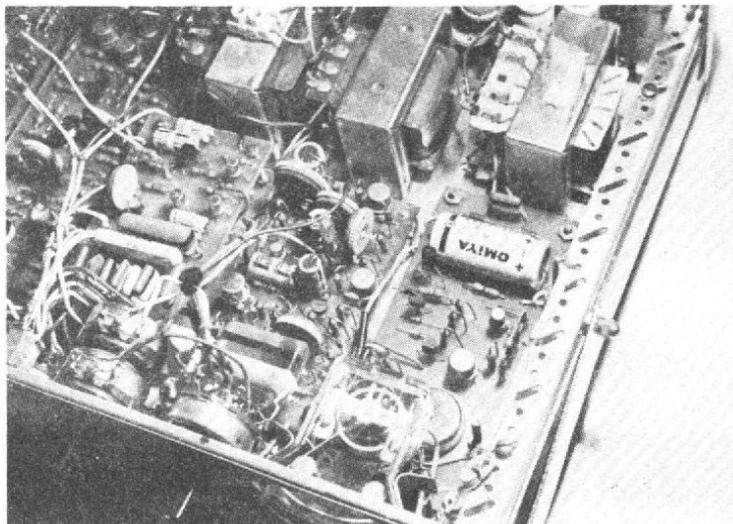


Fig. 64

mentation stabilisée. Dans le plan de perçage de la figure 57, ce panneau est vu par sa face interne.

Les dimensions du trou rectangulaire conviennent au voltmètre que nous avons choisi et qui est photographié à la figure 58. Il s'agit d'un Metrix, construit sur demande. Il faudrait naturellement revoir ces dimensions dans le cas du choix d'un autre type de galvanomètre.

Enfin, on devra prévoir d'agrandir, sur les longerons, deux paires de fentes, pour y faire passer les vis qui tiennent le châssis (fig. 59). Ces dernières ont un diamètre de 3 mm, et une longueur de 40 mm (tête non comprise).

II - LA FACE AVANT

La solution que nous avons retenue, et qui nous paraît la plus simple pour donner un aspect « professionnel » à l'appareil, est l'utilisation du Scotchcal. On réalisera le calque d'après les indications de la figure 60.

Sur cette dernière, les pastilles matérialisent le centre des perçages, et correspondent donc aux trous du panneau avant. Il est commode de coller le Scotchcal avant de percer les trous, ce travail pouvant être ensuite réalisé à l'aide d'un couteau de modélisme.

Pour ceux que rebuterait la réalisation de cette façade, ou qui n'auraient pas les moyens de la faire, nous donnons ci-après l'adresse d'un établissement qui peut se charger de ce travail, et à qui nous avons confié un exemplaire du calque original ayant servi à notre maquette.

III - LE BLINDAGE DU TUBE CATHODIQUE

Nous avons choisi une méthode très économique et

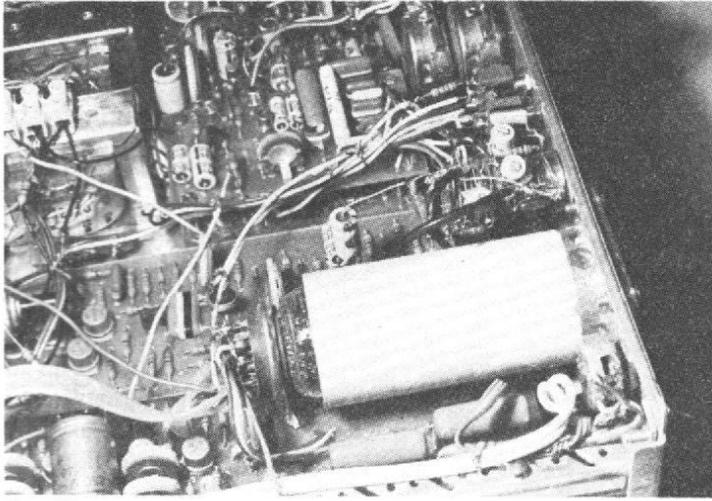


Fig. 65

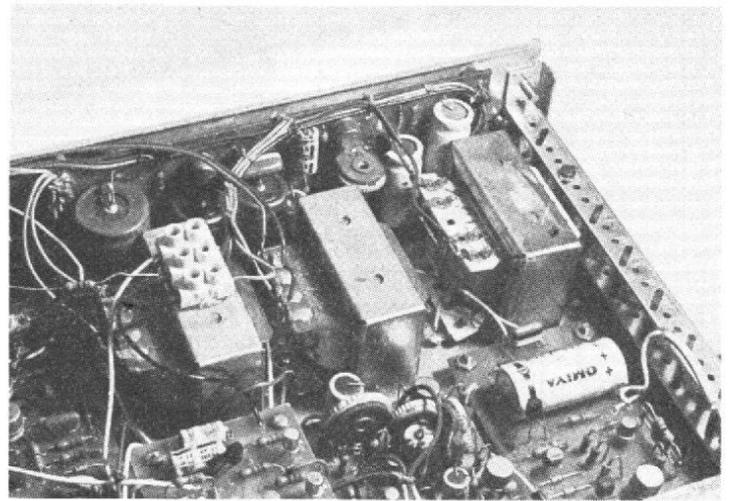


Fig. 66

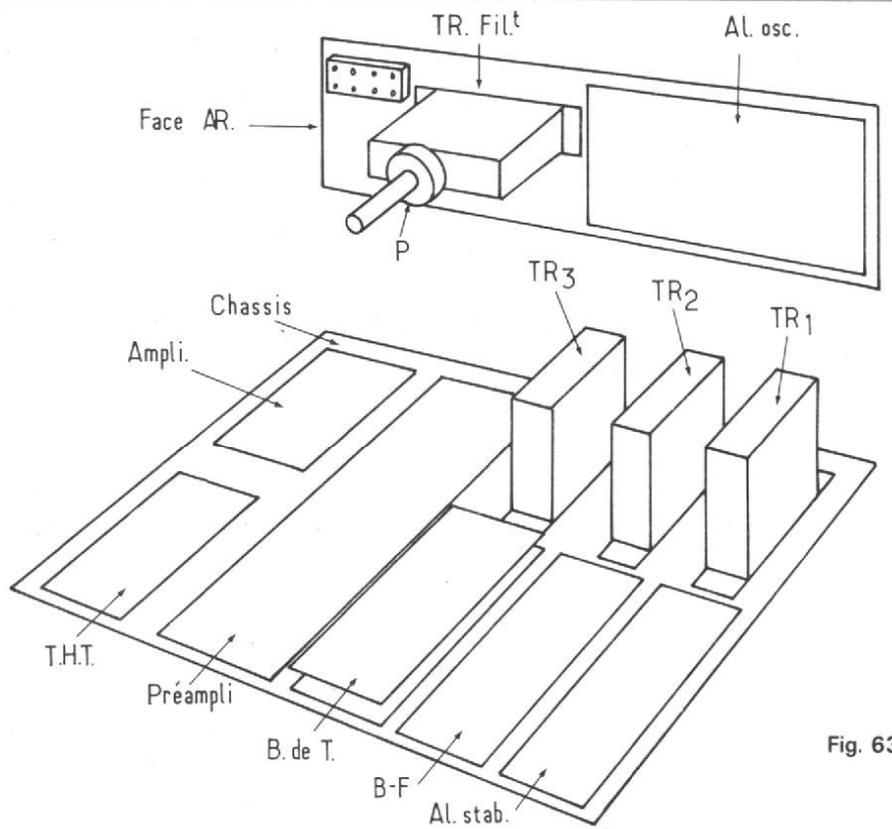


Fig. 63

qui se révèle fort efficace. Le blindage est un simple morceau de tuyau pour chauffage central, en fer, de 32 mm de diamètre intérieur, et 38 mm de diamètre extérieur. On le coupera à 80 mm de longueur.

Ce blindage, qui sert en même temps de support au tube cathodique, est maintenu contre le panneau avant par collage à l'araldite (fig. 61 et 62).

IV - MONTAGE DES PANNEAUX AVANT ET ARRIÈRE, ET DU CHÂSSIS

Après avoir réalisé la façade, on y fixera toutes les commandes (interrupteurs, commutateurs, potentiomètres, etc.), les bornes d'entrée et de sortie (l'entrée verticale

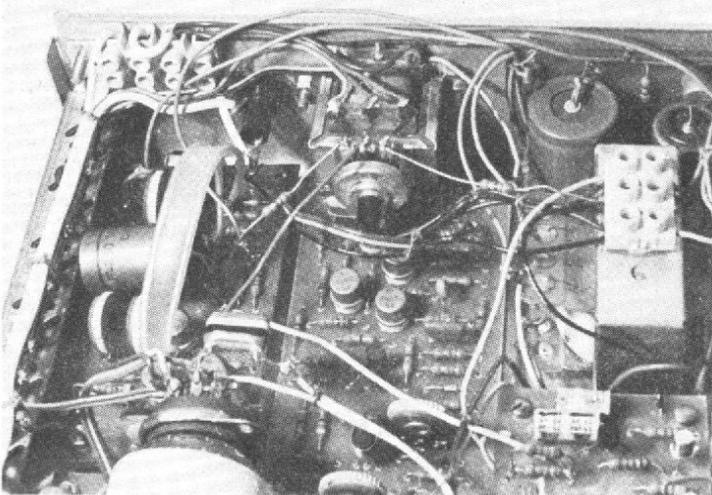


Fig. 67

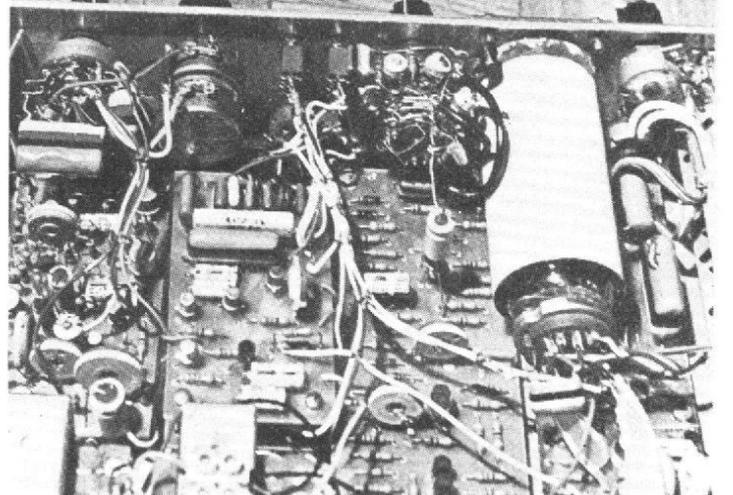


Fig. 68

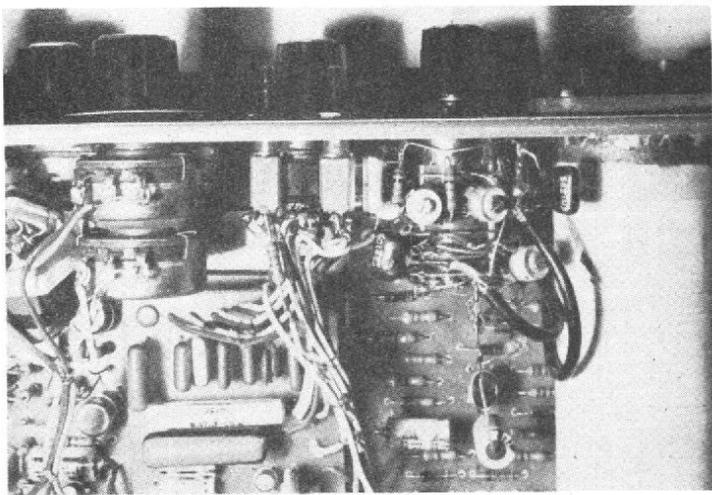


Fig. 69

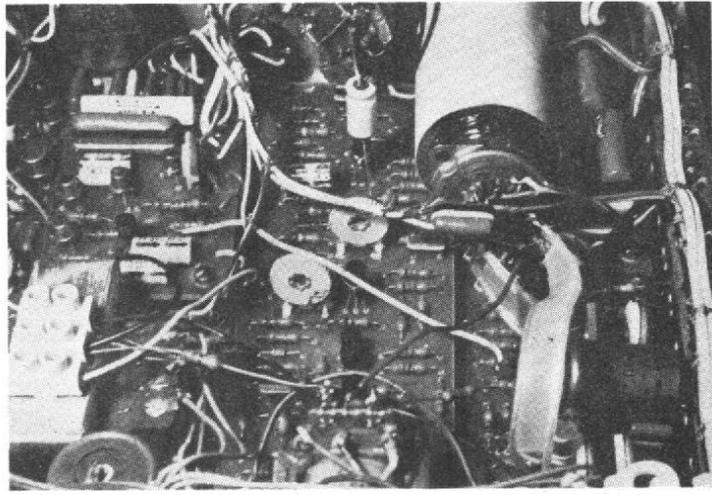


Fig. 70

de l'oscilloscope s'effectue sur une prise BNC).

La diode électro-luminescente, indicatrice de surcharge de l'alimentation stabilisée, est maintenue par une goutte de colle. On ne fixera pas, pour l'instant, le voltmètre, car il générerait la mise en place de l'alimentation. Pour cette même raison, on attendra aussi pour installer l'atténuateur vertical et le commutateur de la base de temps.

On montera aussi le panneau arrière, après avoir équipé le circuit de l'alimentation de tous ses fils d'entrée ou de sortie.

Sur le châssis, fixer les trois transformateurs TR₁, TR₂ et TR₃, puis les sept circuits imprimés (alimentation, générateur BF, base de temps, préampli vertical, amplis de sortie de l'oscilloscope, circuit THT), tous équipés de leurs

fils. Tous ces circuits sont maintenus à 8 mm au-dessus du châssis, par l'emploi d'écrous et de contre-écrous. On se reportera aux figures 63, 64 et 65.

Sur la figure 66, on distingue les transformateurs TR₁, TR₂ et TR₃, situés juste en avant du circuit imprimé portant l'alimentation de l'oscilloscope. Les différents fils de câblage ont été immobilisés grâce à des cordonnets ligaturés dans des petits trous du circuit imprimé. On remarquera aussi les bornes d'électricien, à vis, collées sur la face supérieure de l'étrier du transformateur TR₃ : elles servent de relais pour la masse, et les tensions de + 12 V et - 12 V.

La figure 67 montre que ce même type de relais est utilisé pour le raccordement au secteur, et à l'interrupteur général de mise sous tension du

mini-laboratoire. Là encore, les différents fils de câblage sont immobilisés par des ligatures, en particulier sur le longeron du châssis.

V - LE CÂBLAGE FINAL

Il constituera un excellent test de patience pour le réalisateur. On l'effectuera en se reportant aux divers schémas de principe, ainsi qu'aux plans de câblage de tous les circuits imprimés.

La photographie de la figure 68 est une vue arrière de la façade, sur laquelle on remarque particulièrement le commutateur de gammes et le potentiomètre double du générateur BF, l'atténuateur

vertical de l'oscilloscope (juste à côté du blindage), et les deux inverseurs sélectionnant la polarité et la source des signaux de synchronisation. Au-dessous de ces derniers, se situe le commutateur commandant les vitesses de balayage. Il s'agit-là, à cause du nombre des fils de liaison vers les condensateurs de la base de temps, d'une pièce délicate à câbler. On préparera d'abord tous les fils, qu'il est bon de choisir de couleurs différentes. La figure 69 montrant un autre aspect de l'arrière de la façade, pourra guider dans ce travail.

Les figures 70 et 71 donnent quelques précisions sur le câblage du support du tube cathodique. La liaison entre les plaques de déviations, et les sorties correspondantes des amplificateurs horizontal et vertical, s'effectue par du

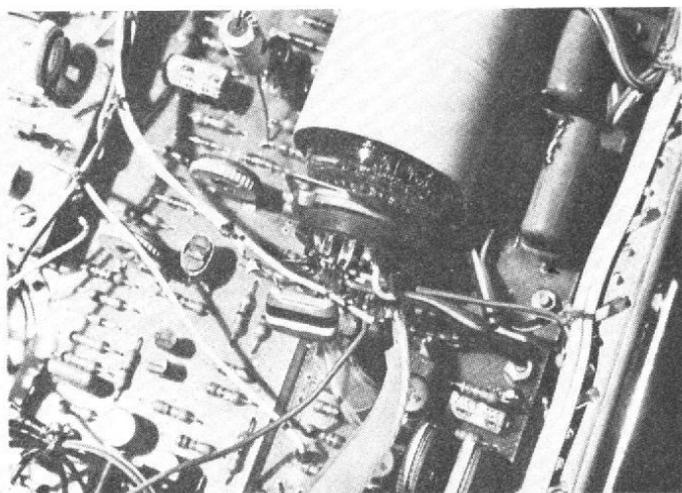


Fig. 71

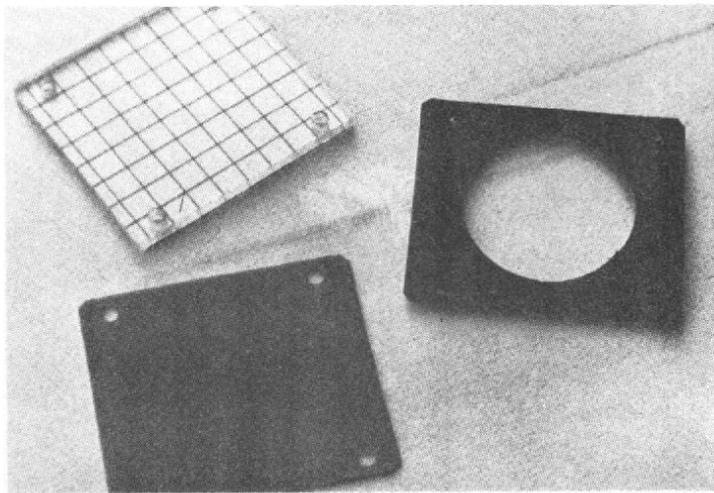


Fig. 72

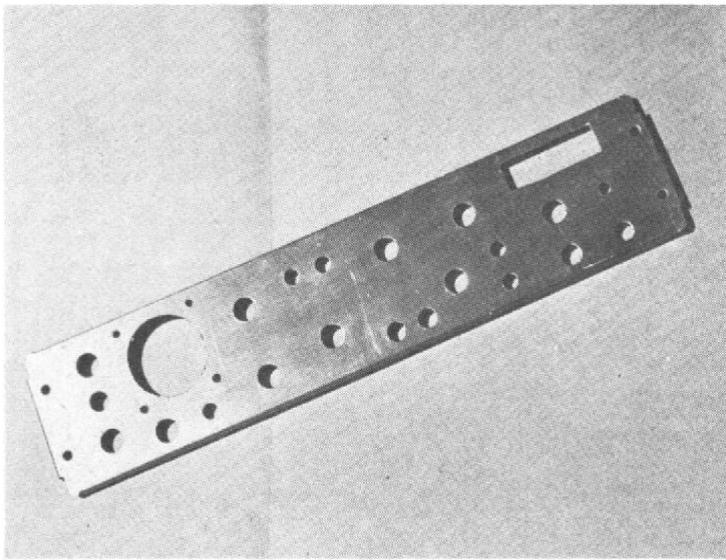


Photo A : La face avant, après perçage.

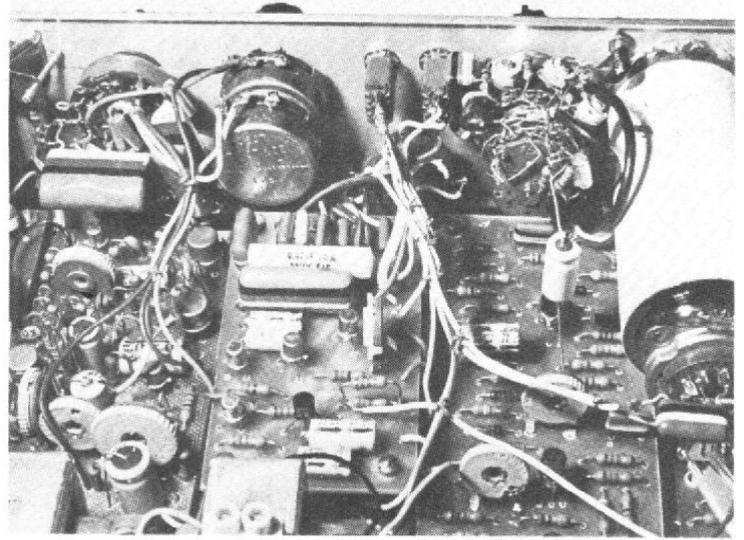


Fig. 73 : Vue intérieure de l'appareil terminé.

câble bifilaire du type « descente d'antenne ». On remarquera que le condensateur d'attaque du wehnelt, qui transmet les signaux d'effacement de la trace de retour, est directement soudé sur le support. Il conviendra de le maintenir lui aussi par des ligatures.

VI - LE CACHE DU TUBE CATHODIQUE

La figure 72 rassemble les trois pièces utilisées pour la réalisation de ce cache. Dans l'ordre, et de l'avant vers

l'arrière de l'oscilloscope, on fixera :

- une plaque de plexiglass, sur laquelle est gravé le graticule (éventuellement, celui-ci pourrait être réalisé par photographie).
- un écran vert, découpé dans une feuille de rhodoïd.

— un masque, percé d'un trou circulaire de 30 mm de diamètre, et découpé dans du bristol noir.

Tous ces éléments sont fixés contre la façade, par quatre vis de 3 mm de diamètre.

R. RATEAU
(à suivre)

multiroir

**pour ranger plus,
et tout retrouver en un
clin d'oeil.**

Agence A

En vente chez votre distributeur habituel

GRATUIT!

**Ce catalogue qui vous
permettra de ranger plus
et tout retrouver en un
clin d'oeil.**

Retournez ce bon à découper et vous saurez tout sur Multiroir : des tiroirs modulaires, transparents ou en couleurs, combinables à volonté et solidaires sur tous les côtés.

RD DUVAUCHEL

3 bis, rue Castérès - 92110 Clichy Tél. : (1) 737.34.30 & 737.34.31

BON A DECOUPER

Sans engagement de ma part, je désire recevoir une documentation sur le système Multiroir.

Nom _____

Société _____

Adresse _____

Tél. : _____

COMPRENEZ LE FONCTIONNEMENT des circuits intégrés logiques, en réalisant...

UNE MINI-CENTRALE DE SECURITE POUR AUTOMOBILE

EN avant-propos de l'article publié dans le numéro 1570, nous avons indiqué que notre mini-centrale de sécurité pour automobile ne se présenterait pas sous la forme d'une réalisation figée mais comme une « plate-forme » à partir de laquelle nos lecteurs pourront exercer leur imagination.

Nous indiquions également que cette réalisation était en même temps un « support » pour « comprendre » comme l'indique d'ailleurs le titre que nous avons choisi pour cette série.

C'est la raison pour laquelle une mini-centrale de sécurité pourra être plus ou moins « mini » et ne comprendra que des fonctions élémentaires de détection du genre de celle que nous avons abordé dans le numéro 1563 (fig. 20) pour signaler la panne « filament coupé » pour les ampoules de l'automobile. Elle pourra par contre réaliser ces fonctions élémentaires mais ne pas se contenter de visualiser le résultat tel quel, dans ce cas, nous y trouverons des circuits de mémorisation que nous avons examinés au cours de cette série.

Quelle va être l'architecture de principe de notre mini-centrale de sécurité ? Le synoptique de la figure 71 montre cette architecture dans un cas assez complet puisque nous y trouverons :

- « n » systèmes que nous nommerons « acquisition des données »,
- 1 circuit de multiplexage des données issues de ces systèmes,
- 1 mémoire RAM statique à recevoir ces données et à les conserver tant que les circuits seront alimentés,
- 1 circuit de visualisation,
- 1 alimentation régulée (non figurée sur la figure 71).

Nous considérerons qu'il s'agit là d'une version « haute » de notre montage.

L'ACQUISITION DES DONNÉES

Nous avons déjà abordé cette fonction avec le schéma de la figure 20 qui nous avait permis de découvrir la fonction OU-EXCLUSIF et c'est cette fonction que nous allons utiliser dans le circuit de la figure 72. Nous allons en analyser le fonctionnement.

Pour cela, observons le schéma de la figure 73 sur lequel nous avons représenté un circuit qui pourrait être par exemple celui des feux de position d'une voiture. Nous voyons que les points notés X_1 , X_2 , X_3 et X_4 correspondent aux « points chauds » des

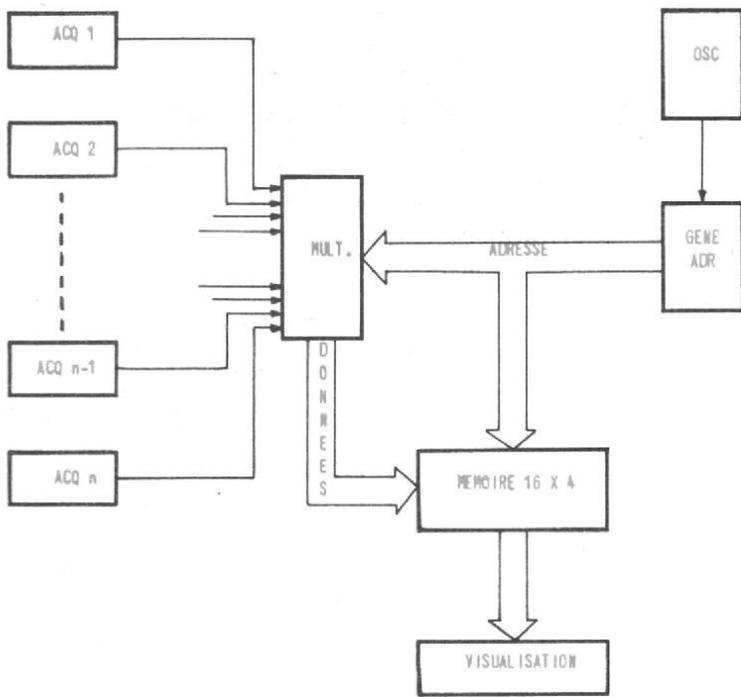


Fig. 71. - Architecture de principe de la mini-centrale de sécurité.

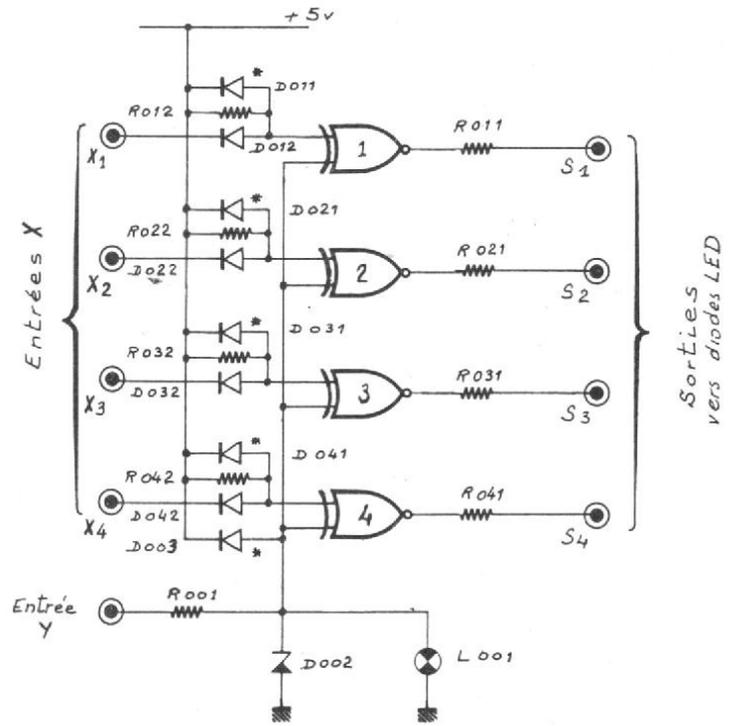


Fig. 72. - Schéma de base du circuit d'acquisition des données. (Les diodes notées avec un * sont destinées à empêcher les entrées d'atteindre un potentiel supérieur à la limite permise pour le circuit. Elles sont facultatives).

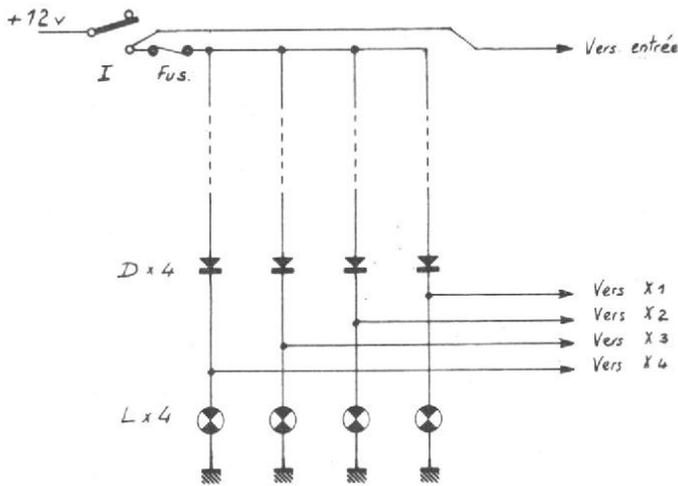


Fig. 73. - Le prélèvement des informations avec le branchement des diodes D pour un circuit genre « clignotants ».

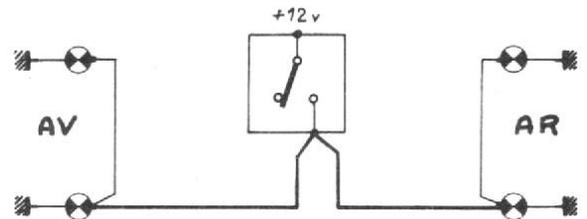


Fig. 74. - Principe du câblage « automobile » des feux avant et arrière.

ampoules (+ 12 volts). Nous remarquons sur cette figure que nous avons figuré quatre diodes D dont nous allons justifier le rôle ci-dessous. Nous voyons également que le point noté Y communiquera une information qui reflètera la position de la commande « allumé/éteint » des ampoules.

Pourquoi avoir ajouté les quatre diodes D en série avec les ampoules ? D'abord nous aurions bien voulu nous en dispenser car elles devront être capables d'admettre le

passage d'un courant suffisant directement fonction de la puissance des ampoules. De plus il faudra les incorporer dans le circuit électrique de la voiture. Nous sommes hélas obligés de placer ces diodes car sans elles, les quatre filaments des ampoules seraient placés en parallèle et nous ne serions pas en mesure de distinguer un filament coupé. La figure 74 montre l'organisation classique de l'alimentation des feux d'une automobile, le câblage étant le plus souvent « préfabriqué », les fils par-

tant de la commande vers l'avant et vers l'arrière étant de section en principe suffisante pour l'intensité consommée par deux ampoules alors que ceux qui relient les ampoules avant et arrière entre elles ne véhiculeront que l'intensité nécessaire à une seule lampe. Nous en profiterons pour signaler au passage l'inconscience de certains « bricoleurs » qui ajoutent un nombre impressionnant de feux ou qui augmentent démesurément la puissance de ceux existant sans se précoc-

cuper du câblage. Comme on n'a pas tendance à surdimensionner celui-ci par souci d'économie, il ne faut pas s'étonner que dans ce cas les fils chauffent ... et nous nous souvenons d'avoir été stupéfaits de la rapidité avec laquelle une voiture peut être réduite à l'état de ferraille fumante.

Nous avons donc quatre diodes D qui ont en quelque sorte un rôle d'isolement des filaments des ampoules sans empêcher que celles-ci s'allument. Quelles devront être les

caractéristiques de ces diodes ?

Comme nous l'avons dit, elles devront permettre le passage d'un courant suffisant en fonction de la puissance des ampoules qui leur seront associées. Elles devront également être capables de dissiper la puissance correspondant à la chute de tension directe qui leur est caractéristique et qui est également fonction du courant qui les traverse. En effet, une diode considérée dans le sens conducteur ne se présente pas comme un court-circuit mais comme une sorte de résistance dynamique qui entraîne une chute de tension à ses bornes, celle-ci étant d'ailleurs liée au matériau semi-conducteur qui constitue la diode.

Prenons un exemple : avec une ampoule de puissance de 12 watts alimentée sous une tension de 12 volts, nous trouverons un courant de 1 ampère en application de la loi d'Ohm. Si nous plaçons une diode D en série avec l'ampoule, cette diode étant choisie pour admettre un courant de 3 ampères, et la chute de tension directe caractéristique étant de 1 volt pour un courant de 1 ampère, nous aurons une puissance dissipée dans la diode de $1\text{ V} \times 1\text{ A} = 1\text{ W}$. La diode devra donc fonctionner dans ces conditions. Nous avons sélectionné pour cette fonction la diode Sescosem. Le graphique indiquant la température ambiante maximale admissible en fonction du courant direct nous indique que, pour une intensité de un ampère, la température ne devra pas excéder 125°C tandis que pour $1,5\text{ A}$, nous aurons une limite supérieure à 100°C . Nous prendrons la précaution de placer les diodes dans un endroit suffisamment ventilé, la chaleur produite par la dissipation de puissance dans la diode étant évacuée par convection mais aussi par les connexions dont la longueur aura une influence sur la température admissible comme cela apparaît sur le graphique.

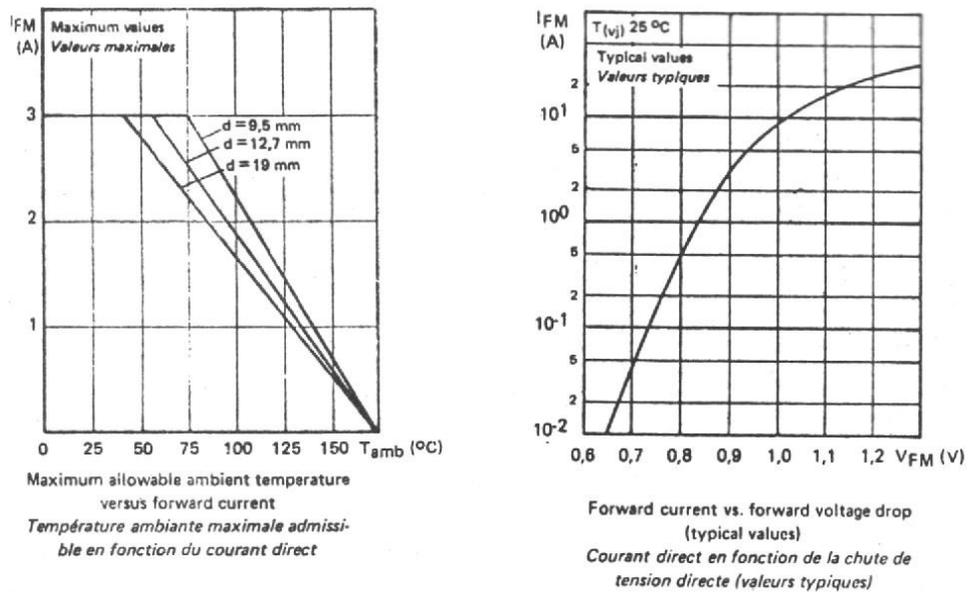


Fig. 75. - Courbes caractéristiques de la diode 1N 5624 (extraites du catalogue Sescosem).

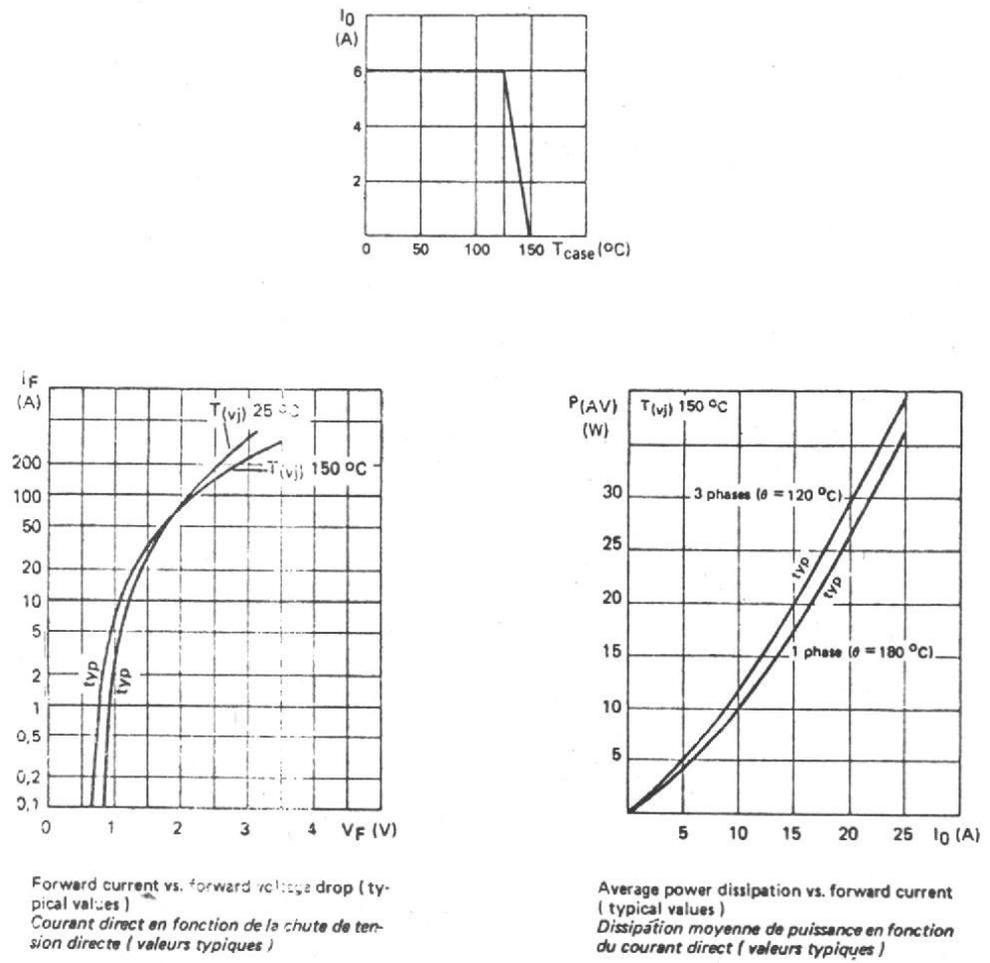


Fig. 76. - Courbes caractéristiques pour la diode 42 R2 de Sescosem.

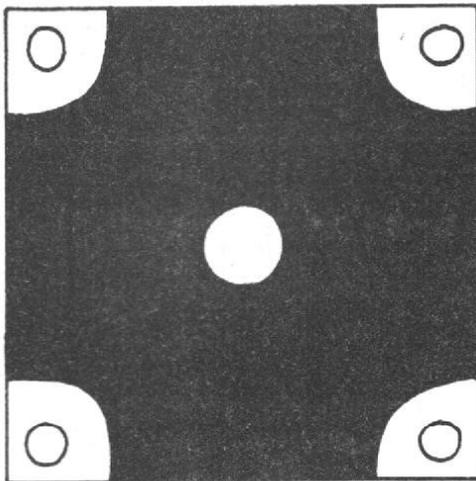


Fig. 77. - Un « radiateur » en circuit imprimé pouvant recevoir la diode 42 R2.

Fig. 77a. - Caractéristiques dimensionnelles de la diode 42 R2 en boîtier DO 4. - b) Caractéristiques dimensionnelles de la diode 1N 5624 en boîtier CB 169. - c) Aspect des diodes 1N 5624 et 42 R2. - d) Accessoires de montage sur refroidisseur prévu pour le boîtier DO 4 (extrait du catalogue Sescosem).

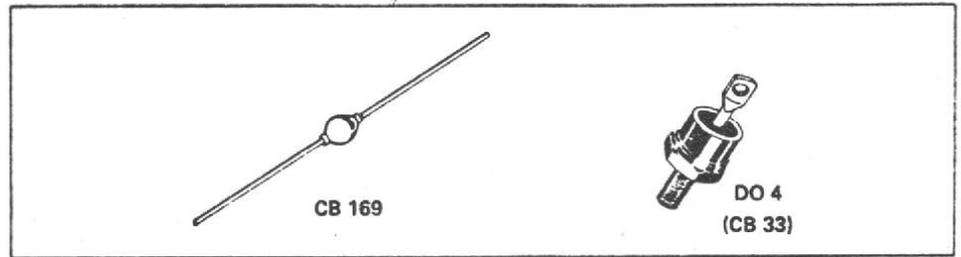


Fig. 77 C

iso M5

Case DO 4 (CB 33)
Boitier DO 4 (CB 33)

Mica insulator
Isolateur mica

Frame or heatsink
Chassis ou radiateur

Insulating bushing
Canon isolant

Serpress M5 hex. nut
Ecrou Serpress M5

M5

8

0,6 $\phi 10,5$ 0,5

4,6

HEX. NUT MP 18009
ECROU MP 18009

2,8 $\phi 7$ 2

$\phi 5,2$

$\phi 12$

INSULATING BUSHING MP 18016
CANON ISOLANT MP 18016

$\phi 5,2$ 0,05

$\phi 13$

MICA INSULATOR MP 18012
ISOLATEUR MICA MP 18012

Delivered with device
Livré avec le dispositif

Delivered on request
Livrablé sur demande

Not delivered with device
Non livré avec le dispositif

MOUNTING HARDWARE DO-4 (CB-33)
EQUIPEMENT DO-4 (CB-33)

08-75 CBE-33 1

Fig. 77 D

DIN				
A-3 M	DO-4	DO-4	F 9 M	CB-33
CEI	D.A.T.A.	JEDEC	SITELESC	SESCOSEM

Fig. 77 A

DIN				
CEI	D.A.T.A.	JEDEC	SITELESC	CB 169
				SESCOSEM

Fig. 77 B

Nous tiendrons compte de cela en fixant nos diodes 1N 5624 sur des cosses isolées bien entendu de la carrosserie mais dont les dimensions seront suffisantes pour obtenir un effet de « radiateur ». La puissance classique des ampoules de feux de position et de clignotants étant de 18 watts maximum, le courant circulant dans la diode sera de 1,5 ampère ce qui correspond à une chute de tension directe de 0,85 volt dans la diode selon le graphique correspondant de la figure 75. La puissance dissipée dans la diode sera de $0,85 \text{ V} \times 1,5 \text{ A} = 1,275 \text{ W}$, qu'il faudra donc évacuer sous forme de chaleur et la lampe produira une puissance d'un peu moins de 17 watts ce qui ne sera pas perceptible. Dans le cas d'une ampoule de 6 watts, le courant n'étant plus que de 0,5 ampère dans le circuit entraîne une chute de tension directe de 0,8 volt et autorise une température de fonctionnement de 150°C , la puissance dissipée par la diode étant de 0,4 watt. Nous donnons ces exemples pour bien montrer les limites et les précautions à prendre. Pour des puissances supérieures, nous utiliserons la diode Sescosem 42 R2 qui admet un courant maximal de 6 ampères et que nous utiliserons sans dépasser 3 ampères c'est-à-dire pour une puissance maximum de 36 watts. Nous trouverons les courbes caractéristiques de la 42 R2 extraites du catalogue Sescosem sur la figure 76. Nous prendrons les

mêmes précautions pour placer les diodes dans un endroit ventilé, en les fixant par exemple sur un morceau de circuit imprimé peint en noir mat après gravure comme celui représenté sur la figure 77. Nous pourrions bien entendu remplacer une diode 42 R2 par deux 1N 5624 montées en parallèle ce qui améliorera un petit peu le rendement, la caractéristique « chute de tension directe » étant plus favorable.

Il faudra par contre respecter une précaution rigoureuse d'isolement des diodes de la carrosserie de la voiture qui représente la « masse » électrique des circuits sous peine de réaliser un court-circuit franc du + 12 volts batterie, éventuellement à travers la diode ce qui entraînerait la destruction immédiate de celle-ci.

Les caractéristiques dimensionnelles des diodes que nous avons citées sont précisées sur les figures 77a et 77b, leur forme est représentée sur la figure 77c et la figure 77d montre les accessoires de montage utilisables pour les diodes en boîtier DO 4 ce qui est le cas de la 42 R2.

Revenons au fonctionnement du circuit de la figure 72. Les informations X1 à X4 et Y, prélevées comme indiqué sur la figure 73 vont commander les entrées correspondantes des quatre portes des OU-EXCLUSIF tandis que les quatre sorties S₁ à S₄ fourniront le niveau logique qui per-

mettra d'indiquer le « défaut », soit en commandant directement des diodes LED, soit en étant utilisé par d'autres circuits. Pour le raisonnement, nous considérons que les sorties commandent des diodes LED qui seront allumées quand elles seront au niveau logique haut (ou 1). Considérons la fonction OU-EXCLUSIF qui sera sensible aux informations issues de X1 et de Y et notée 1 sur la figure 72 et voyons ce qui va se passer dans les quatre cas de figures possibles que nous trouvons sur la table de vérité du OU-EXCLUSIF rappelée sur la figure 78. Nous supposons que X₁ correspond à A et Y à B, la sortie étant S₁ correspondant à S.

1^{er} cas : A = 0, B = 0 et S = 0 ce qui implique que :

X1 = 0 c'est-à-dire que le filament de l'ampoule correspondante représente un « court-circuit » c'est-à-dire qu'il n'est pas coupé et que l'entrée du OU-EXCLUSIF est au niveau logique 0 par l'intermédiaire de D 012.

Nous rappellerons à cette occasion que nous utilisons ici une caractéristique du filament des lampes à incandescence qui est de présenter une résistance très faible lorsque celui-ci est froid, et qui, lorsqu'il est parcouru par un courant, s'échauffe et voit sa résistance augmenter comme l'indique la courbe expérimentale que nous avons relevée avec une ampoule de plafonnier 12 volts - 7 watts.

Nous déduisons de cela que le filament de l'ampoule n'est pas coupé « et » qu'il n'est pas alimenté par le + 12 volts de commande.

Y = 0 c'est-à-dire que le + 12 volts d'alimentation n'est pas appliqué, ce qui confirme une partie des conditions précédentes et qui place l'autre entrée de la fonction OU-EXCLUSIF au niveau logique 0.

Compte tenu de l'état des deux entrées, la sortie S se trouve au niveau logique 0 conformément à la table de vérité et la diode LED reliée à la sortie ne s'allume pas.

2^e cas : A = 0, B = 1 et S = 1 ce qui implique que :

X1 = 0 pour des raisons identiques à celles exposées ci-dessus.

Y = 1 en raison de l'action de la commande amenant le + 12 volts sur le circuit, les ampoules devant voir sur leur point chaud cette tension.

Conformément à la table de vérité, nous aurons la sortie S au niveau logique 1 ce qui entraîne l'allumage de la diode LED et signifie qu'un défaut est présent. En l'occurrence, ce défaut s'expliquera par le fait que le filament de l'ampoule ne peut pas à la fois être alimenté par le plus 12 volts et présenter une résistance quasi nulle et nous en déduisons que le + 12 volts n'atteint pas l'ampoule. Ce cas correspond à une configuration très précise qui est celle où le fusible d'alimentation représenté sur la figure 73 est coupé ce qui entraîne la non-alimentation des lampes qui y sont reliées. Ajoutons que, dans ce cas, toutes les diodes LED correspondant aux lampes concernées seront allumées à l'exception du cas où - par extraordinaire - elles auraient leur filament grillé comme nous allons le voir.

3^e cas : A = 1, B = 1 et S = 0 ce qui implique que :

X1 = 1 c'est-à-dire que - soit le filament de l'ampoule est coupé, que le + 12 volts soit présent ou non ; soit que le + 12 volts soit présent, quel

Entrées		Sortie
A	B	S
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Fig. 78. - Table de vérité de la fonction OU-EXCLUSIF (SFC 486).

que soit l'état du filament de l'ampoule.

$Y = 0$ parce que le +12 volts n'est pas appliqué aux ampoules.

Dans ce cas, la sortie S est au niveau logique 1 et indiquera un défaut. Comme il n'est pas possible que le +12 volts atteigne les ampoules puisque, par définition il n'est pas appliqué, cela ne pourra signifier autre chose que « filament coupé ».

4^e cas : $A = 1, B = 1$ et $S = 0$ ce qui implique que : $X1 = 1$ pour les mêmes raisons que celles exposées ci-dessus.

$Y = 1$ pour des raisons iden-

tiques à celles exposées au 2^e cas ci-dessus.

La sortie S sera dans ce cas au niveau logique 0 ce qui correspond à l'absence de défaut. Ce cas de figure présente une configuration particulière où le système pourrait être pris en défaut... de non détection de défaut ! Ce sera le cas où on aura à la fois le fusible d'alimentation des ampoules grillé ET les filaments de toutes les ampoules alimentées à travers ce fusible sont coupés. Autant dire tout de suite que, dans ce cas il vaut mieux envisager de changer d'urgence de voiture ou de décider d'acheter une carte orange !...

RÉALISATION

L'acquisition des données va donc se faire à l'aide de circuits du modèle de celui de la figure 72, rassemblés sur une carte imprimée pour remplir les fonctions du schéma de la figure 79. Nous y retrouvons deux circuits identiques à celui de la figure 72 qui sont notés CI_1 et CI_2 .

Si nous désirons nous limiter à la simple visualisation des défauts, nous placerons les résistances R 111 à R 141 et R 211 à R 241 sur le circuit et nous connecterons les anodes des diodes LED aux

points notés S_a à S_d et S'_a à S'_d . Nous ne placerons pas les autres circuits intégrés sur la carte imprimée ni les composants qui leur sont associés.

Si nous désirons aller plus avant dans la « complexité » de la mini-centrale de sécurité, nous placerons des straps à la place des résistances R 111 à R 141 et R 211 à R 241 pour inverser les sorties de CI_1 et CI_2 à l'aide de CI_3 et de CI_4 . Nous pourrions éventuellement utiliser les sorties inversées en les prélevant aux points S_a à S_d et S'_a à S'_d .

Ces points sont reliés aux entrées des deux éléments de CI_5 , double porte (NAND)

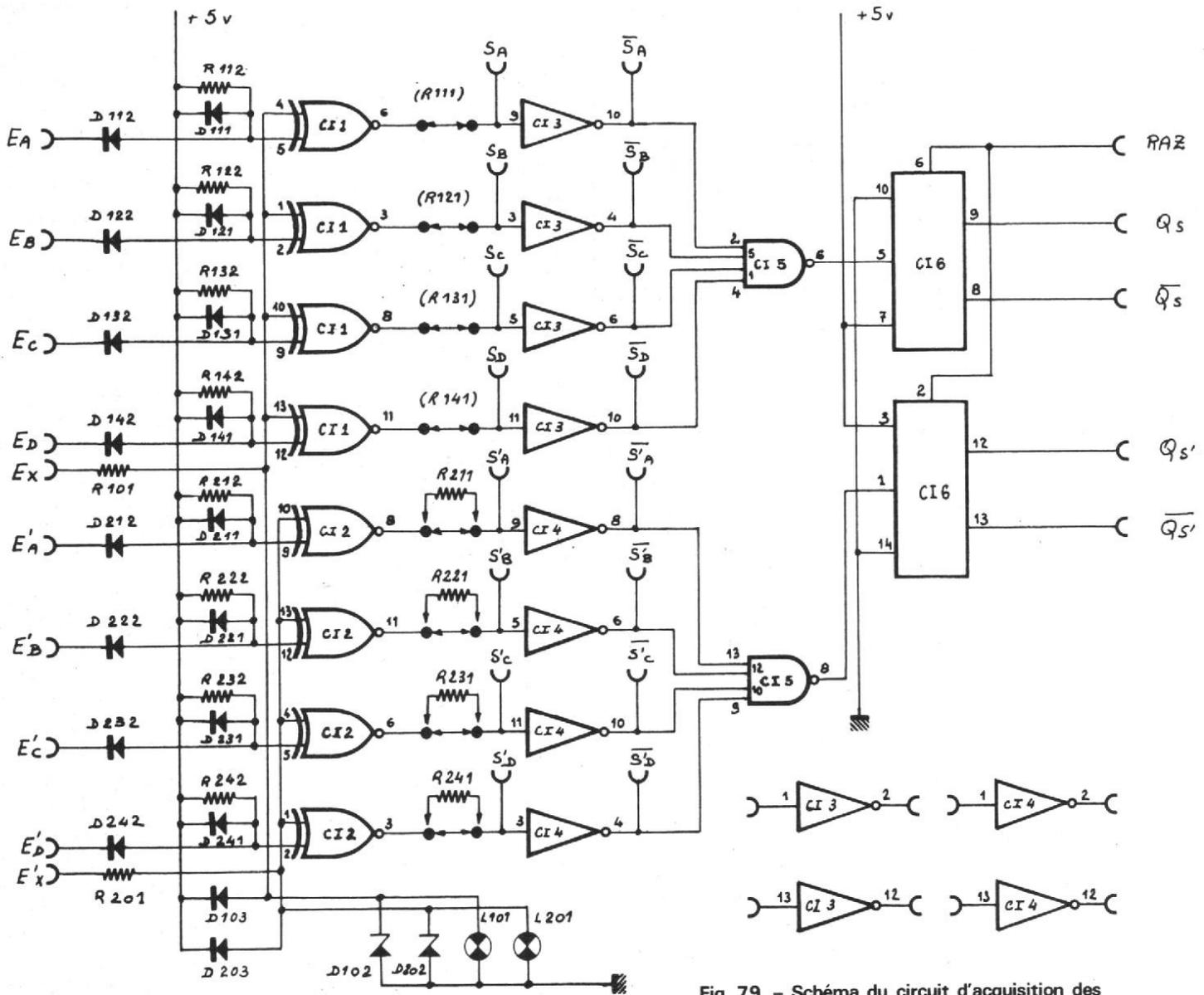


Fig. 79. - Schéma du circuit d'acquisition des données. Quatre éléments de CI_3 et de CI_4 restent disponibles (On retrouve les diodes de protection des entrées comme sur la figure 72).

VISUALISATION SUR TELEVISEUR

ENSEMBLE D'ADRESSAGE

A 2

(suite voir N° 1591)

CIRCUITS DE COMMANDE DES TRAINS DE 40 IMPULSIONS

Il s'agit, à l'aide d'une commande manuelle, de sélectionner un ou plusieurs trains de 40 impulsions. Bien évidem-

ment, les trains d'impulsions doivent toujours comporter 40 impulsions, ni plus, ni moins. Le problème qui se pose alors est que, si les rafales ne risquent guère de compter plus de 40 impulsions, puisque provenant du compteur/40, elles peuvent, en revanche, en comporter moins si le hasard veut que l'on actionne la com-

mande manuelle précisément au milieu du déroulement d'un train d'impulsions. Les circuits de la figure 10 ont pour but d'éviter ce défaut et de délivrer, sur la sortie du circuit 41, des trains complets de 40 impulsions, quelque soit le moment où l'on actionne la commande manuelle.

L'entrée du signal manuel

d'autorisation s'effectue sur l'une des entrées du circuit 58, tandis que l'autre entrée de ce circuit reçoit une impulsion d'une largeur de $10 \mu s$ et de récurrence peu élevée (environ deux coups par seconde) provenant de l'horloge lente. Au moment précis où il y a présence simultanée de ces deux signaux, le circuit

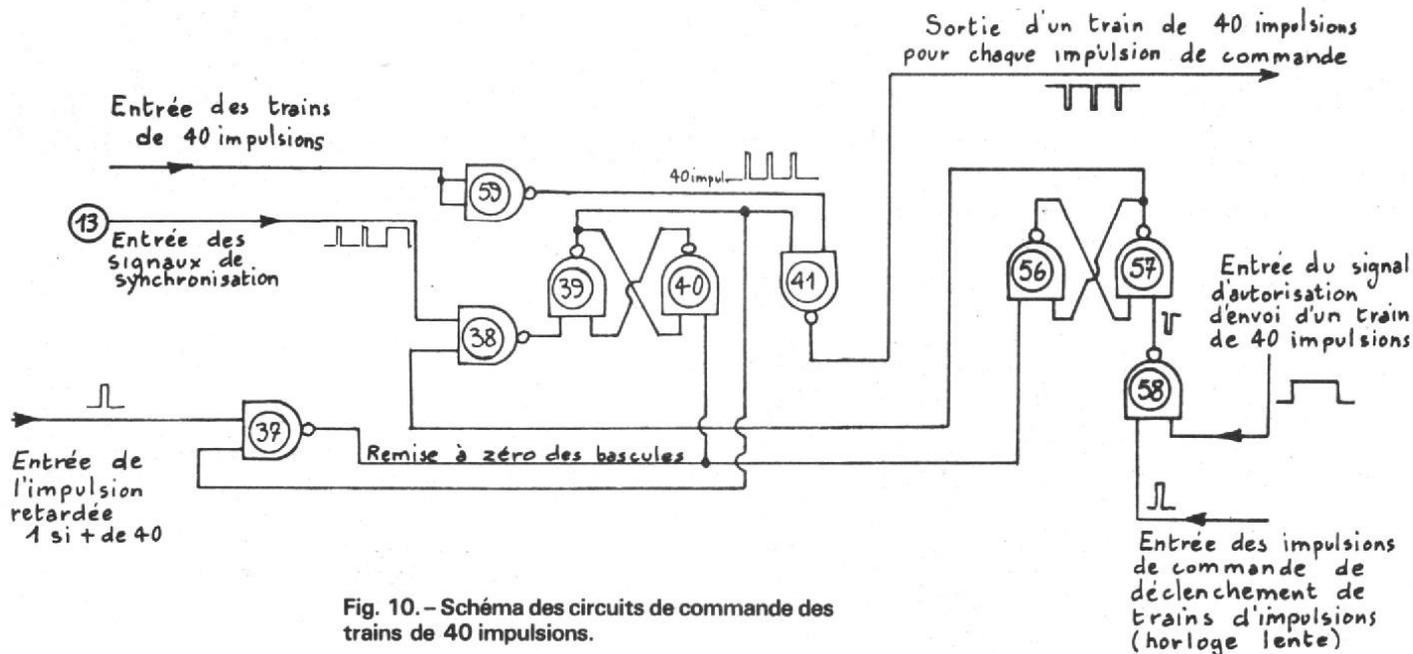


Fig. 10. - Schéma des circuits de commande des trains de 40 impulsions.

NAND 58 voit sa sortie passer à l'état bas, ce qui positionne la bascule 56 et 57 dans un état tel que l'on trouve un 1 logique sur la sortie de 57. Cette bascule demeure alors dans cet état. La sortie de 57

envoie le 1 logique sur une entrée du NAND 38, l'autre entrée de ce circuit recevant les signaux de synchronisation entrant par la borne N° 13. Dès que la première impulsion de synchronisation appliquera

un 1 logique sur l'entrée de 38, la sortie de celui-ci descendra au 0 logique, positionnant ainsi la bascule 39 et 40 de façon à ce que l'on trouve un niveau haut sur la sortie de 39. Ceci se produit obligatoirement

au tout début de l'exploration d'une ligne de balayage, donc avant l'apparition de la première des 40 impulsions. Celles-ci sont envoyées sur une entrée de 41; l'autre entrée de 41 reçoit alors un 1

Règle la fréquence de récurrences des impulsions

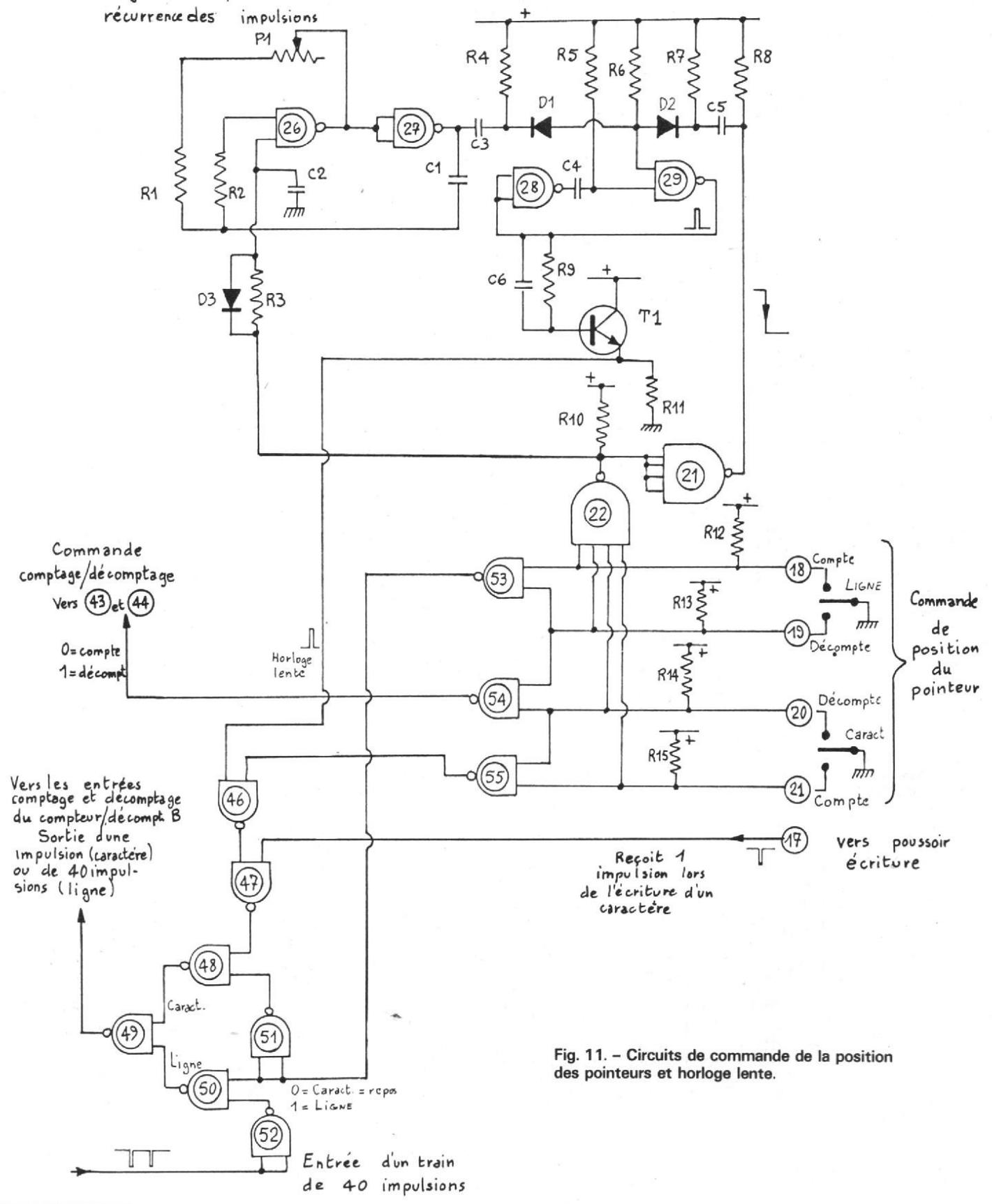


Fig. 11. - Circuits de commande de la position des pointeurs et horloge lente.

logique provenant de la sortie de 39. En sortie de 41 on recueille donc les 40 impulsions, puisque le circuit est alors passant.

Le niveau haut présent sur la sortie de 39 est également appliqué sur une des entrées de 37; ce circuit devient passant, et au moment où viendra le signal 1 si + de 40 retardé,

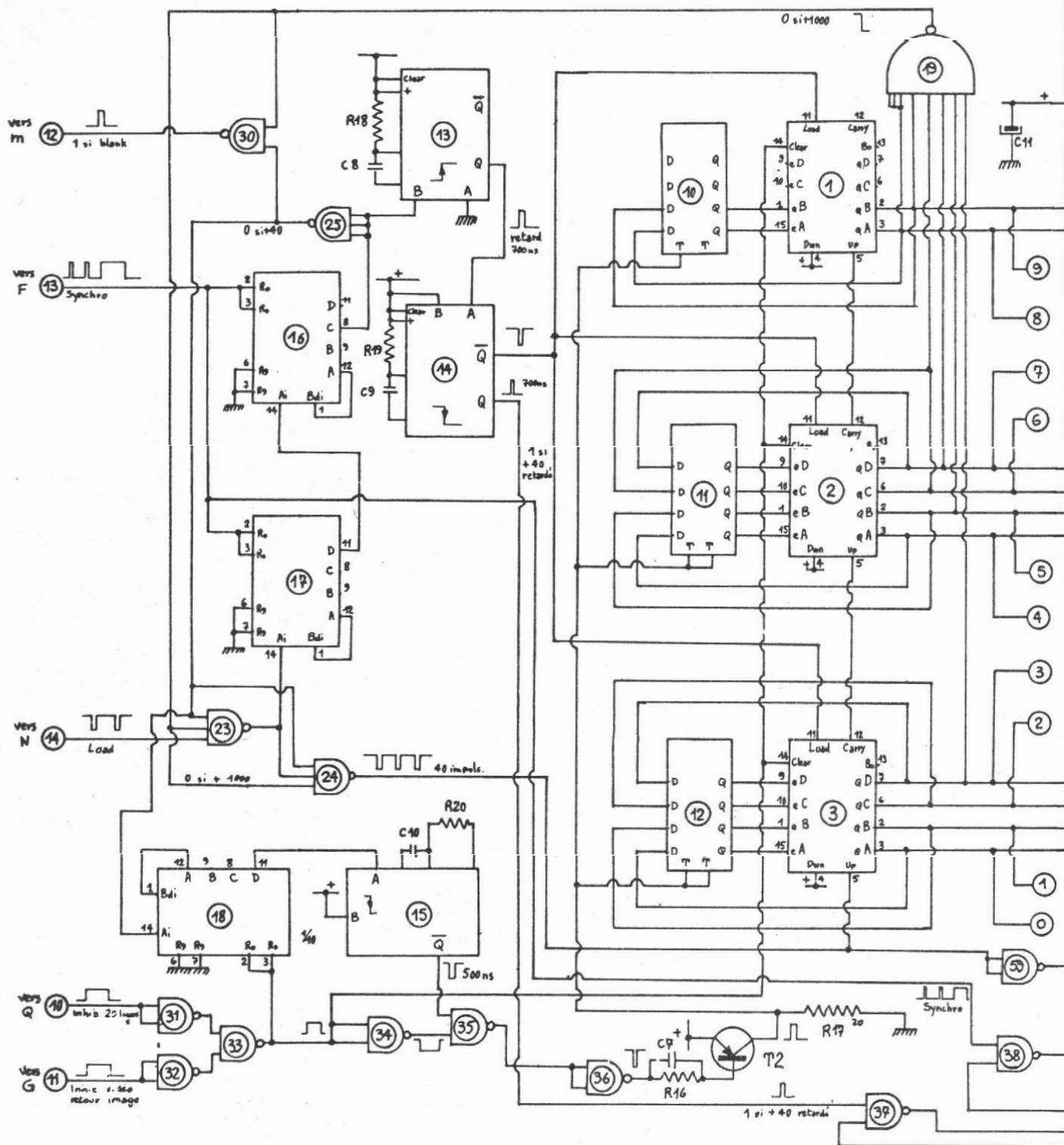
on trouvera une impulsion négative sur sa sortie. Ce signal n'apparaît qu'à la fin des 40 impulsions. L'impulsion négative en sortie de 37 remet au zéro les deux bascules (56 et 57, ainsi que 39 et 40). Même si le signal de commande manuel continue à être appliqué à 58, il n'y aura pas de nouveau déclenchement aussi

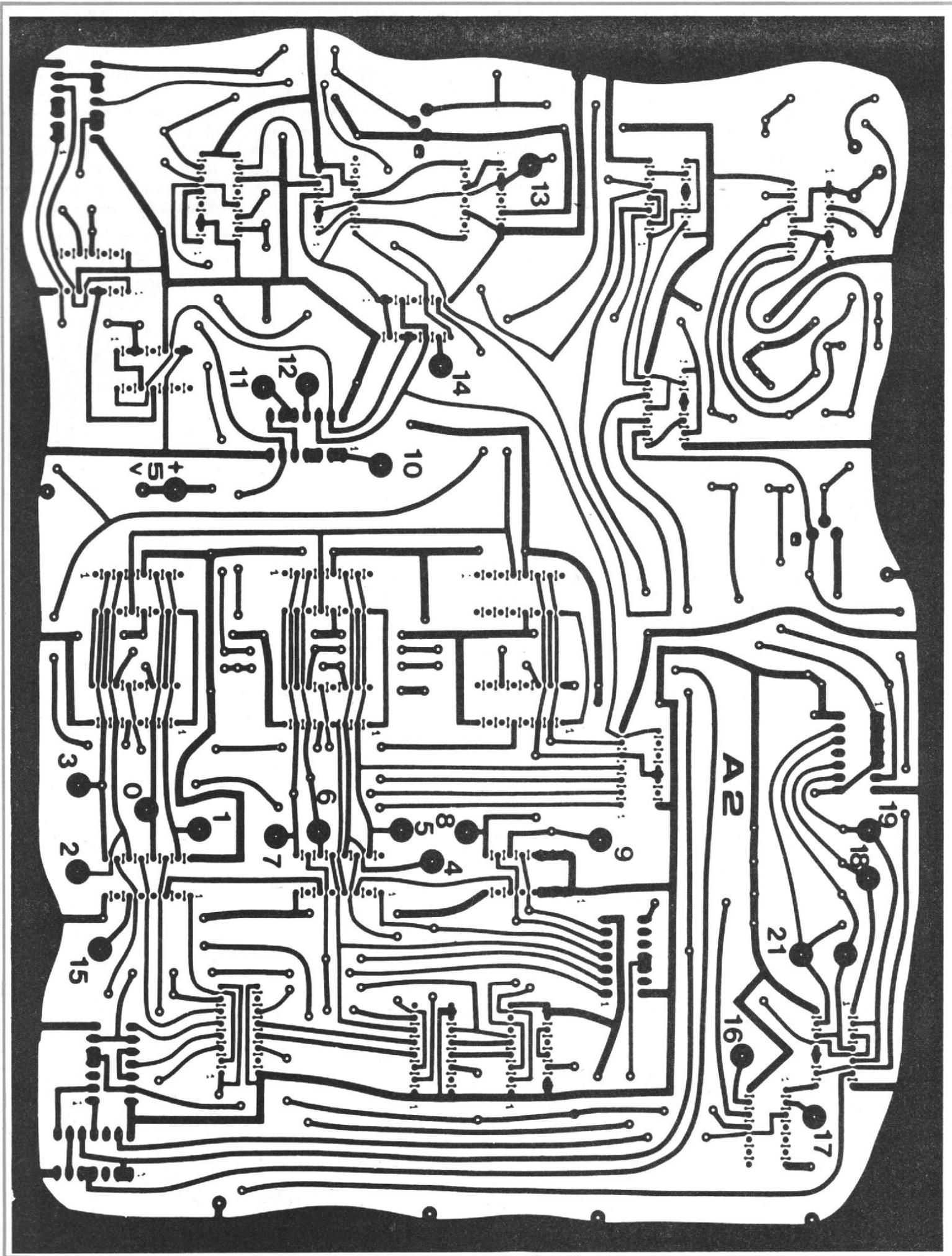
longtemps qu'une nouvelle impulsion de l'horloge lente ne sera pas présente.

Par ce moyen, on est assuré d'obtenir toujours un train complet de 40 impulsions. Si les impulsions de l'horloge lente sont répétées à cadence faible, on obtiendra 40 impulsions à chaque commande de cette horloge.

COMMANDE DE POSITION DU POINTEUR ; HORLOGE LENTE

L'ensemble des circuits de la figure 11 est chargé de fournir au compteur-décompteur B des impulsions, ou des





NOMENCLATURE DES ELEMENTS DE LA FIGURE 12

R₁ = 1 M Ω 1/2 watt 10 %
 R₂ = 1,5 M Ω 1/1 watt 10 %
 R₃ = 2,2 M Ω 1/2 watt 10 %
 R₄ = 120 k Ω 1/2 Watt 10 %
 R₅ = 120 k Ω 1/2 watt 10 %
 R₆ = 120 k Ω 1/2 watt 10 %
 R₇ = 120 k Ω 1/2 watt 10 %
 R₈ = 2 700 Ω 1/2 watt 10 %
 R₉ = 2 700 Ω 1/2 watt 10 %
 R₁₀ = 2 700 Ω 1/2 watt 10 %
 R₁₁ = 200 Ω 1/2 watt 10 %
 R₁₂ = 5 600 Ω 1/2 watt 10 %
 R₁₃ = 5 600 Ω 1/2 watt 10 %
 R₁₄ = 5 600 Ω 1/2 watt 10 %

R₁₅ = 5 600 Ω 1/2 watt 10 %
 R₁₆ = 3 300 Ω 1/2 watt 10 %
 R₁₇ = 20 Ω 1/2 watt 10 %
 R₁₈ = 6 800 Ω 1/2 watt 10 %
 R₁₉ = 6 800 Ω 1/2 watt 10 %
 R₂₀ = 6 800 Ω 1/2 watt 10 %

C₁ = 0,22 μ F 63 V.
 C₂ = 0,47 μ F 63 V.
 C₃ = 100 pF 63 V.
 C₄ = 100 pF 63 V.
 C₅ = 100 pF 63 V.
 C₆ = 22 pF 63 V.
 C₇ = 100 pF 63 V.
 C₈ = 330 pF 63 V.
 C₉ = 330 pF 63 V.
 C₁₀ = 100 pF 63 V.
 C₁₁ = 100 μ F 12 V.

T₁ = BCW 91 B.
 T₂ = BCW 93 B.
 D₁, D₂, D₃ = 1 N 4148.

Circuits intégrés

1 = SFC 4193 E.
 2 = SFC 4193 E.
 3 = SFC 4193 E.
 4 = SFC 4193 E.
 5 = SFC 4193 E.
 6 = SFC 4193 E.
 7 = SFC 485 E.
 8 = SFC 485 E.
 9 = SFC 485 E.
 10 = SFC 475 E.
 11 = SFC 475 E.
 12 = SFC 475 E.
 13, 14 = SFC 4123 E.

15 = SFC 4121 E.
 16 = SFC 490 E.
 17 = SFC 490 E.
 18 = SFC 490 E.
 19 = SFC 430 E.
 20 = SFC 430 E.
 21, 22 = SFC 420 E.
 23, 24, 25 = SFC 410 E.
 26, 27, 28, 29 = SFF
 24011 AEV.
 30, 31, 32, 33 = SFC 400 E.
 34, 35, 36, 39 = SFC 400 E.
 37, 56, 57, 58 = SFC 400 E.
 38, 39, 40, 41 = SFC 400 E.
 42, 43, 44, 49 = SFC 400 E.
 45, 47 = SFC 400 E.
 46, 53, 54, 55 = SFC 400 E.
 48, 50, 51, 52 = SFC 400 E.

ment recherché. De plus, pour rendre plus facile le déplacement du pointeur clignotant, le montage de la figure 11 comporte une horloge lente, qui se met en route après un délai d'une seconde environ, et qui fournit alors des impulsions répétitives à une cadence d'environ deux par seconde. Lorsqu'on actionne l'un ou l'autre des inverseurs, il y a immédiatement production d'une impulsion, puis, une seconde plus tard, si l'on maintient toujours la pression sur l'inverseur, l'horloge lente se met à fonctionner et les impulsions se produisent alors

au rythme de deux par seconde.

Les circuits 53, 54 et 55 traitent les signaux de commande en provenance des inverseurs. On remarquera qu'en position repos, la sortie de 54 est basse, ce qui met le compteur B en mode de comptage. Ceci est nécessaire pour que ce dernier puisse compter l'impulsion qui suit toute écriture, et déplacer le pointeur d'une position. Dès que l'un des deux inverseurs est mis en position décompte, la sortie de 54 devient haute; on obtient ainsi la commande 0 = compte; 1 = décompte (voir

fig. 7). Sur la sortie du circuit 53 on recueille le signal 0 = caractère; 1 = ligne. Là également, on remarquera qu'au repos l'inverseur ligne impose une sortie basse au circuit 53, ceci pour la raison déjà évoquée plus haut. Les impulsions lentes sont envoyées sur une entrée de 46; elles sont transmises à 47 si l'inverseur caractère est actionné d'un sens ou de l'autre. Sur le circuit 47 arrive également l'impulsion qui suit toute écriture; elle passe directement sans avoir besoin de l'autorisation qui vient par la sortie de 55. En sortie de 47, on trouve

donc l'impulsion qui doit déplacer horizontalement le pointeur. En sortie de 52 arrivent les trains de 40 impulsions, nécessaires au déplacement vertical, et qui proviennent du circuit 41 (voir fig. 10). Selon la commande qui est appliquée sur les deux entrées de 51 et sur une entrée de 50, on trouvera à la sortie de 49 soit une impulsion, soit un train de 40 impulsions. La sortie de 49 est réunie aux entrées de 42 et de 43 pour être dirigée soit sur l'entrée de comptage, soit sur l'entrée de décompte du compteur B (voir fig. 7).

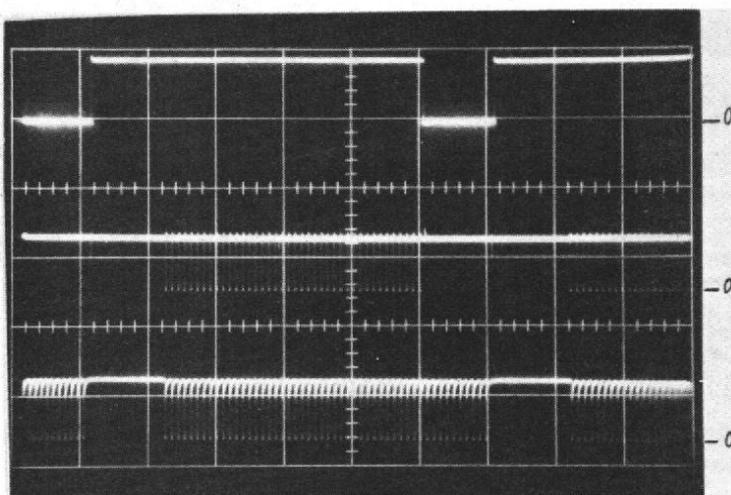


Fig. 15. - Oscillogramme représentant : en haut - Signal 0 si + de 40 (sortie de 25), au milieu - Trains de 40 impulsions (sortie de 24), en bas - Impulsions de load entrant par la borne N° 14. Echelle verticale = 5 volts / division. Echelle horizontale = 10 μ s / division.

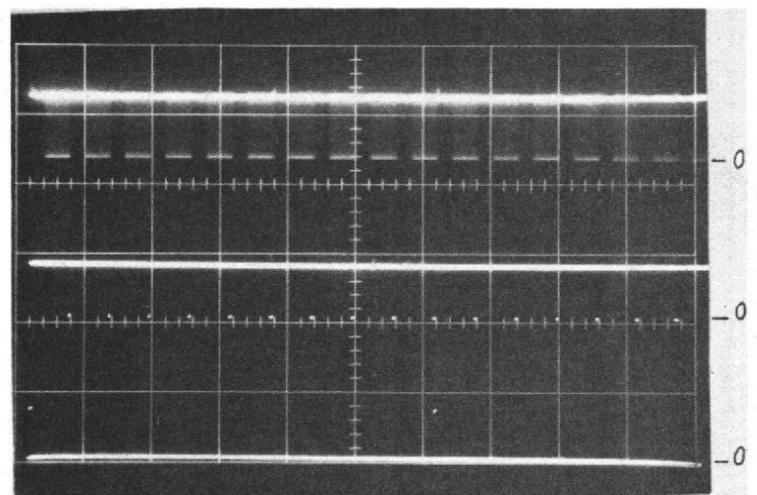


Fig. 16. - Oscillogramme représentant : en haut - Trains de 40 impulsions (sortie de 24), au milieu - Signal sur la sortie Q du circuit 14, en bas - Impulsions de chargement vues sur le collecteur du transistor R₂. Echelle verticale = 5 volts / division. Echelle horizontale = 100 μ s / division.

Aussitôt qu'un inverseur est actionné, dans quelque sens que ce soit, il porte une entrée de 22 au 0 logique, ce qui impose un 1 sur sa sortie, et un 0 sur la sortie de 21. Le monostable formé par les circuits 28 et 29, dont les constantes de temps $R_7 \times C_5$, $R_4 \times C_3$, $R_5 \times C_4$ déterminent le temps de conduction (environ $10 \mu s$), est déclenché par le flanc négatif du signal appliqué sur la capacité C_5 . Seule la transition négative de ce signal peut atteindre l'entrée de 29 qui sert au déclenchement, ceci à cause de la présence de la diode D_2 . A la fermeture d'un des deux inverseurs, ce monostable va délivrer immédiatement une impulsion de $10 \mu s$ sur la sortie de 29. Cette impulsion est transmise à basse impédance grâce au transistor T_1 . A l'instant même où l'on relâche l'inverseur, le fonctionnement s'arrête et l'on a ainsi obtenu une seule impulsion. Si au contraire la pression sur l'inverseur est maintenue, la sortie de 22, qui demeure haute tant que l'inverseur est actionné, va charger le condensateur C_2 à travers la résistance R_3 . Lorsque C_2 sera chargé, l'oscillateur lent

(2 Hz), composé des circuits 26 et 27 va commencer à osciller. C'est la constante de temps $R_3 \times C_2$ qui détermine le temps mort qui s'écoule entre la fermeture d'un inverseur et le démarrage de l'oscillateur lent. Pendant le fonctionnement de ce dernier, les flancs négatifs du signal carré présent sur la sortie du circuit 27 viennent déclencher le monostable 28 et 29, sur l'entrée réservée à cet effet, à travers la capacité C_3 et la diode D_1 . Celui-ci délivre alors une impulsion de $10 \mu s$ à chaque transition négative du signal carré de 27.

Quand on relâche l'inverseur, la sortie de 22 tombe à 0, déchargeant ainsi très rapidement le condensateur C_2 à travers la diode D_3 ; l'oscillateur lent se bloque immédiatement.

ENSEMBLE D'ADRESSAGE A₂ SCHEMA DE DETAIL

Le schéma de détail de l'ensemble d'adressage A₂ est représenté sur la figure 12. Il

regroupe tous les sous-ensembles que l'on vient de décrire et précise les interconnexions qui relient ces différentes parties entre elles. Les sorties vers l'extérieur sont représentées par des cercles entourant des nombres, qui correspondent aux numéros des bornes dont on a déjà parlé. Le potentiomètre P_1 permet un réglage de la fréquence de l'horloge lente. Les inverseurs ligne et caractère peuvent aussi, pour une question de présentation, être remplacés par quatre interrupteurs simples à pousser.

REALISATION

L'ensemble d'adressage A₂ a été regroupé sur un circuit imprimé simple face dont le dessin, à l'échelle 1/1, est donné sur la figure 13. Le circuit est vu du côté cuivre et les parties sombres indiquent les endroits où le cuivre n'a pas été enlevé par l'attaque au perchlore de fer.

La figure 14 montre la disposition des éléments sur le circuit imprimé de la figure 13. Celui-ci est également vu du

côté cuivre, et les composants sont vus au travers du circuit, le stratifié de ce dernier étant supposé transparent.

MISE AU POINT

Les différents éléments seront mis en place en se référant au plan de câblage de la figure 14. Le sens d'insertion des circuits intégrés peut être facilement trouvé, la broche N° 1 étant repérée sur le circuit imprimé lui-même.

Une fois la mise en place de tous les composants terminée, et le câblage ainsi que la valeur des éléments soigneusement vérifiés, on mettra le montage sous tension, c'est-à-dire que l'on appliquera une tension de 5 V entre la borne marquée +5 V et la masse qui est la bordure circulaire du circuit imprimé. La consommation relevée doit être de l'ordre de 0,7 A.

La mise au point est assez simple : il faut toutefois disposer des ensembles précédemment décrits, d'un oscilloscope, des indicateurs de niveaux logiques et des inverseurs tels que ceux indiqués

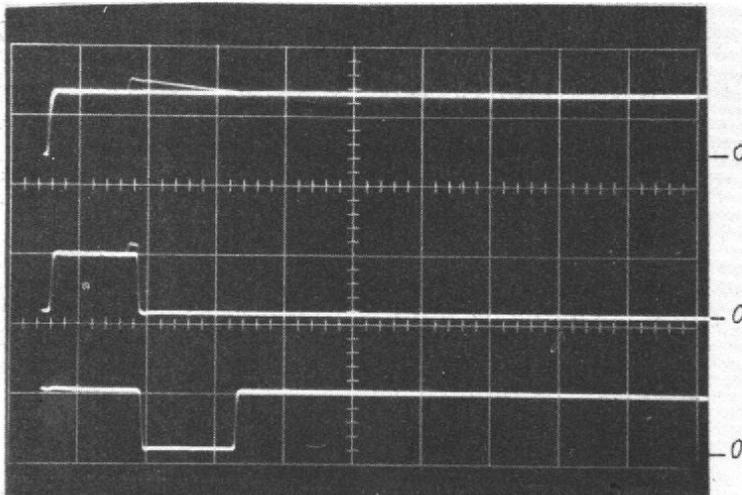


Fig. 17. - Oscillogramme représentant : en haut - Impulsion de déclenchement du monostable 13 vue sur son entrée B, au milieu - Signal relevé sur la sortie Q de ce même monostable, en bas - Signal vu sur la sortie Q du monostable 14. Echelle verticale = 5 volts / division. Echelle horizontale = 500 ns / division.

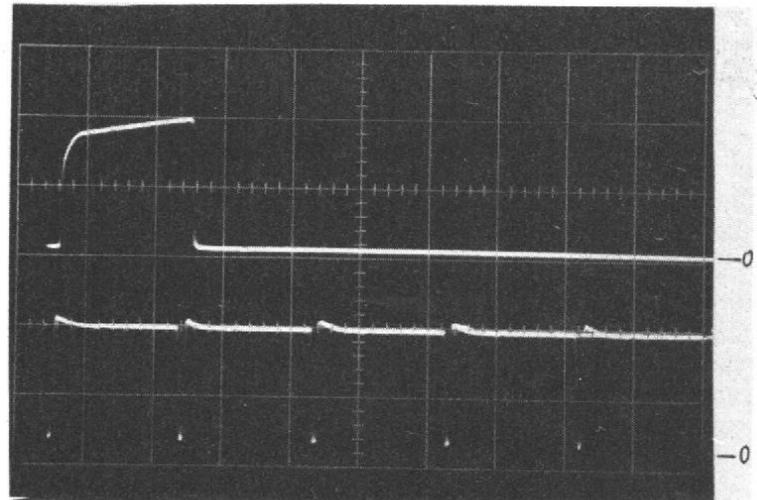


Fig. 18. - Oscillogramme représentant : en haut - Signal 1 si A = B, mesuré sur la borne N° 15, en bas - Impulsions présentes sur la sortie de 24. Echelle verticale = 2 volts / division. Echelle horizontale = 500 ns / division.

dans la partie « Mémoires pour Générateur de Caractères ».

Il faut en premier essayer le compteur A. Pour cela, relier aux sorties d'adressage 0 à 9 dix indicateurs de niveaux logiques. A l'aide des inverseurs logiques, mettre un 0 logique sur les bornes N° 10, 11 et 13. Brancher, sur la borne N° 14, un poussoir qui, en position repos, soit au 1 logique, et qui puisse envoyer un 0 logique quand il est sollicité.

Pour débiter, il faut remettre au zéro le compteur A, le compteur/40 et le compteur/10, ce qui sera effectué en appliquant un 1 logique transitoire, puis en revenant au zéro logique, sur les bornes 13 et 10, ou bien 13 et 11. Une fois cela terminé, tous les indicateurs doivent être éteints. A l'aide du poussoir qui simule les impulsions de load (borne N° 14), on envoie des impulsions que l'on doit voir compter dans le compteur A selon une représentation binaire visualisée par les lampes des indicateurs logiques. A la 40^e impulsion, le compteur A doit revenir au zéro et le poussoir load ne doit plus avoir d'action. Il convient alors de remettre au zéro le compteur/40 en envoyant temporairement un 1 logique sur la borne N° 13. On recommence ensuite l'opération précédente, et ce dix fois de suite. Après 400 impulsions (du courage !!) le compteur A doit démarrer de 40 et non plus de 0, comme pour les dix premiers comptages.

On peut ensuite essayer le compteur-décompteur B. Brancher alors les indicateurs logiques sur les sorties Q des circuits 4, 5 et 6. L'inverseur caractère (c'est le seul qui puisse fonctionner pour le moment) doit faire compter ou bien décompter le compteur B, selon le sens dans lequel il est actionné. Les indications visualisées sont également en code binaire.

Si tous ces essais sont positifs, après avoir supprimé la

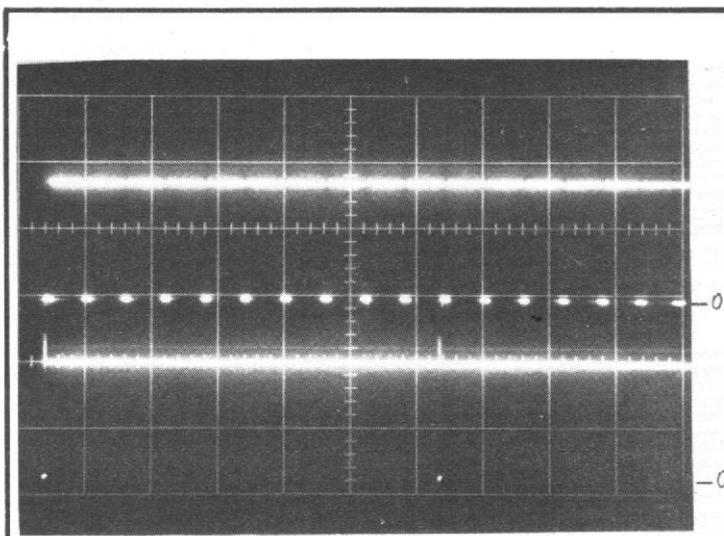


Fig. 19. - Oscillogramme représentant : en haut - Signal 0 si + de 40 appliqué sur l'entrée Ai du circuit 18 en bas - Signal sur la sortie Q du circuit monostable 15. Echelle verticale = 2 volts/division. Echelle horizontale = 100 μ s/division.

tension d'alimentation, relier le circuit imprimé A₂ aux autres cartes. Remettre sous

l'oscilloscope vérifier les points suivants :

Le signal 0 si + de 40 (pris sur la sortie du circuit 25) doit

être conforme à la représentation du haut de la figure 15. L'allure des trains de 40 impulsions (sortie de 24) doit être semblable à la forme d'onde du milieu de la figure 15, et enfin, on pourra regarder comment se présentent les impulsions load qui entrent sur la borne N° 14 (fig. 15, en bas).

La figure 16 représente, en haut, les trains de 40 impulsions vus à la sortie Q du monostable 14 qui commande les entrées load des circuits 1, 2 et 3. En bas de cette même figure sont représentées les impulsions de load des mémoires tampon, vues sur le collecteur du transistor R₂; ces dernières se produisent une fois pour dix impulsions load des circuits 1, 2 et 3.

La figure 17 montre les formes d'ondes que l'on peut relever aux bornes des circuits de retard 13 et 14. En haut, l'impulsion de déclenchement vue sur l'entrée B du monostable 13; celui-ci est déclenché sur le flanc positif. Au milieu de la figure 17 on peut voir l'impulsion de retard, prise sur la sortie Q de 13; enfin, en bas, c'est l'impulsion de load des circuits 1, 2 et 3 qui est représentée, telle qu'elle se présente sur la sortie Q du monostable 14.

La figure 18 montre, en haut, le signal 1 si A = B, mesuré sur la borne N° 15 par rapport aux impulsions qui attaquent l'entrée du compteur A (sortie de 24) représentées en bas de cette même figure.

Le signal 0 si + de 40, qui est appliqué sur l'entrée Ai du compteur/10 (circuit 18) est représenté en haut de la figure 19 tandis que la trace du bas de cette figure montre le signal de chargement des mémoires tampon tel qu'on peut le voir sur la sortie Q du monostable 15.

L'électronique progresse rapidement, VOS CONNAISSANCES DOIVENT SUIVRE.

Les dossiers d'étude de l'ITP ont été créés dans ce but et groupés par centres d'intérêt.

- SEMICONDUCTEURS ET TRANSISTORS
- NOTIONS DE COMMUTATION
- CIRCUITS INTÉGRÉS NUMÉRIQUES

Chaque sujet est traité en un nombre limité de dossiers (3 à 5).
Chaque dossier comporte :

Fascicule de cours

+

24 exercices programmés en autoformation

+

problèmes concrets d'application



INSTITUT TECHNIQUE PROFESSIONNEL S.A.

ENSEIGNEMENT PRIVE A DISTANCE
69, rue de Chabrol - 75480 PARIS CEDEX 10
Tél. : 770-81-14

R. DESMAY

NOTRE COURRIER TECHNIQUE

RR - 02.10 - M. Loïc DEGROOTE 75006 Paris nous demande :

1) Comment vérifier un transistor à l'aide d'un ohmmètre ?

2) Dans quelle proportion peut-on faire varier les tensions aux électrodes d'un transistor ?

3) Précisions concernant un schéma de préamplificateur pour tête magnétique.

4) Couplage d'une antenne FM et d'une antenne TV sur un même câble coaxial.

5) Amélioration du gain d'une antenne FM ou TV.

6) Calcul de l'impédance d'une antenne à plusieurs éléments.

7) Transformation d'impédance $300 \Omega / 75 \Omega$ à l'entrée d'un récepteur FM.

8) Dépannage d'un stabilisateur automatique de tension lu secteur.

1) Veuillez consulter notre ouvrage « Technique Nouvelle du Dépannage des Radio récepteurs » aux pages 65 et 201 (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque 75010 Paris).

De toute façon, avec un transistor non défectueux, le courant de l'ohmmètre ne passe pas entre collecteur et émetteur lorsque la base est « en l'air ».

2) Question fort embarrassante, car cela dépend du montage, de la fonction, etc., du transistor. Mais en règle

générale, ces proportions sont extrêmement réduites, et l'on peut dire qu'elles sont encore plus étroites dans le cas des circuits intégrés.

3) Le schéma soumis est correct, si ce n'est la polarité du condensateur d'entrée qui doit être inversée (+ côté tête). L'alimentation s'effectue sous 9 V avec pôle positif à la masse. De nombreux schémas plus modernes et plus élaborés ont été publiés depuis l'époque de ce préamplificateur ; veuillez consulter votre collection.

4) On ne peut pas connecter ainsi directement deux antennes en parallèle sur un même câble coaxial. Au départ, il faut intercaler un boîtier **coupleur**, et à l'arrivée (dans l'appartement) un boîtier **séparateur** (matériels Portenseigne, par exemple). On ne peut pas « bricoler » soi-même de tels organes.

5) Ce n'est pas en montant une plaque de tôle en forme de parabole à l'arrière d'une antenne que vous allez en accroître le gain... au point de pouvoir vous dispenser de l'emploi du préamplificateur qui apparaît nécessaire.

6) Certes, il existe des formules et des abaques ; mais cela ne permet que de dégrossir l'élaboration de l'antenne. Ensuite, l'impédance se **mesure** et on l'amène exactement à la valeur requise en jouant par exemple sur l'écartement des éléments voisins du dipôle radiateur.

7) Si votre récepteur FM présente une entrée de 300Ω d'impédance, il suffit de faire une prise rigoureusement médiane sur la bobine d'entrée « antenne » ; entre le point milieu réalisé et l'une quelconque des extrémités, vous serez en présence d'une impédance de 75Ω .

8) Le bricolage envisagé avec des condensateurs électrochimiques est hors de question. Il est obligatoire de remplacer le condensateur d'origine de $4 \mu\text{F}$ au papier par un condensateur de même capacité et de même type.

RR - 02.13 - M. Jean-Yves CHABASSIÈRE 63 Clermont-Ferrand, nous demande le schéma d'un émetteur-récepteur portable destiné à être installé, soit sur planeur, soit sur avion.

Notre réponse sera négative. En effet, si vous fréquentez les milieux aéronautiques, vous devez savoir que tout appareil émetteur-récepteur doit être agréé et homologué par le S.T.N.A. Les constructions « amateurs » sont interdites. Nous précisons bien : lorsqu'il s'agit d'un appareil comportant un **émetteur**.

Dans le cas d'un récepteur seul, par exemple utilisé chez vous pour l'écoute du trafic aéronautique, il n'y a évidemment pas de restriction de ce genre.

2) Il n'est pas possible de monter un « silencer » sur un récepteur VHF à super-réaction. Il faut obligatoirement qu'il s'agisse d'un récepteur à changement de fréquence et à **détection normale par diode**.

RR - 02.14 - M. Jacques NICOLAS, 64 Pau, nous demande où l'on peut se procurer un tube de ferrite dit d'arrêt d'ondes de gaine (ou « symétriseur ») destiné à être glissé sur le câble coaxial d'une antenne VHF symétrique (à la jonction antenne-câble).

Le tube de ferrite d'arrêt d'ondes de gaine dont vous nous entretenez provient de la firme Portenseigne. Mais cette maison ne livre pas directement aux particuliers. En conséquence, il convient de vous adresser à un radio-électricien de votre région installant des antennes de cette marque pour télévision ; en fait, ces tubes de ferrite sont également utilisés pour les antennes TV.

RR - 02.15 - M. Claude NELLY, 67 Hagueneau nous demande les caractéristiques des transistors MJE520, BC171 A et BC207 A.

1) Caractéristiques maximales :

MJE520 : silicium NPN ; $P_c = 25 \text{ W}$; $I_c = 3 \text{ A}$; I_b

= 2 A ; $V_{cb0} = 30$ V ; $V_{ebo} = 4$ V ; $V_{ceo} = 30$ V ; $h_{fe} = 25$ pour $V_{cb} = 1$ V et $I_c = 1$ A. Transistor équivalent : BDY12.

2) Les transistors BC171A et BC207A présentent des caractéristiques électriques identiques.

Ces caractéristiques maximales sont les suivantes : silicium NPN ; $P_c = 30$ mW ; $F = 250$ MHz ; $V_{ceo} = 45$ V ; $V_{ebo} = 5$ V ; $I_c = 100$ mA ; $h_{fe} = 125$ pour $V_{cb} = 5$ V et $I_e = 2$ mA.

Transistors équivalents : BC107 ; BC147 ; BC237 ; BC407 ; BC547 ; BC167 ; BC182 ; BC113 ; MPS6566 ; 2SC458.

RR - 02.16-F - M. Pierre MOREL, 74 Annemasse, nous demande :

1) Les caractéristiques et le brochage du tube d'émission QBL 4/800 ;

2) Des précisions concernant le calcul d'une ligne d'accord VHF ou UHF.

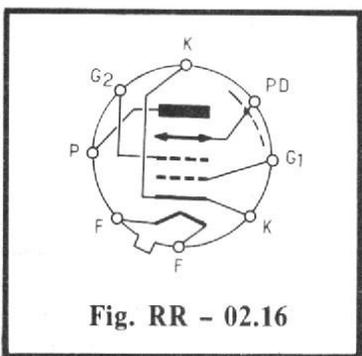


Fig. RR - 02.16

1) Tube d'émission QBL 4/800 : (immatriculation américaine : 4X 500A). Tétrode à faisceau dirigé. Chauffage = 5 V 13,5 A ; $S = 5,2$ mA/C ; $W_a = 500$ W ; $F_{max} = 120$ MHz.

Ampli HF classe C/CW : $V_a = 4000$ V ; $V_{g1} = -150$ V ; $V_{g2} = 500$ V ; $I_a = 315$ mA ; $I_{g2} = 22$ mA.

Brochage : voir figure RR-02.16.

2) Calcul théorique d'une ligne : il suffit d'appliquer les relations $0,25 \lambda$ ou $0,5 \lambda$ multipliées par l'habituel coefficient 0,90 à 0,95 (selon qu'il

s'agit d'une ligne quart d'onde ou d'une ligne demi-onde, bien entendu). Cela en toute théorie, c'est-à-dire en l'absence de toute capacité parasite, ce qui n'est évidemment jamais le cas du fait des organes connectés à la ligne.

Pour compenser, il convient de raccourcir la longueur géométrique de la ligne, et si cette dernière doit être munie d'une capacité d'accord, on doit encore raccourcir bien davantage.

RR - 02.17 - M. Claude DANIÈRE 71 Montceau-les-Mines se plaint de craquements dûs au thermostat de son réfrigérateur qui perturbe le fonctionnement de sa chaîne haute fidélité.

C'est évidemment l'étage d'entrée du préamplificateur de votre chaîne Hi-Fi qui détecte. Certes, il y a des remèdes possibles à apporter à cet étage ; néanmoins, pour que nous puissions vous les indiquer, il faudrait nous communiquer le schéma du préamplificateur.

Mais le plus simple est d'attaquer le mal à sa source, à savoir le thermostat du réfrigérateur. La solution consiste à shunter les deux pôles du thermostat par un groupement série RC destiné à absorber l'étincelle. Voyez précisément notre article publié dans le n° 1521, page 340.

RR - 02.18 - M. Roger NARBOUX, 72 Le Mans demande conseil pour une transformation qu'il envisage d'apporter à un dispositif antivol monté sur sa voiture.

Il est certain que vous ne trouverez pas dans le commerce exactement le dispositif de radiocommande que vous recherchez pour l'application particulière envisagée.

Néanmoins, il vous suffit d'acquiescer n'importe quel ensemble émetteur et récepteur de radiocommande simple, de faible portée et monocanal.

L'émetteur serait monté sur la voiture et il serait alimenté, et donc mis en fonctionnement, par le dispositif antivol actuel lorsque celui-ci serait déclenché.

Le récepteur installé dans l'appartement devrait être en fonctionnement permanent durant les périodes de surveillance. Tout récepteur de radiocommande de ce genre se termine par un relais, et il est bien évident que par l'intermédiaire de ce dernier vous pourrez commander électriquement n'importe quel signal d'alarme (sonore ou lumineux).

L'inconvénient majeur d'un tel dispositif de surveillance réside dans le fait que le récepteur risque d'être déclenché intempestivement par un signal perturbateur quelconque, et ils sont nombreux dans les bandes 27 ou 72 MHz.

RR - 02.19 - M. Camille DECOMBAT, 76 Dieppe se propose de réaliser plusieurs gradateurs de lumière d'après le schéma publié à la page 222 du n° 1405 et nous demande des précisions complémentaires à ce sujet.

1) Pour un antiparasitage efficace, il est nécessaire d'employer une bobine sur chaque gradateur.

2) Ces bobines de déparasitage sont à fabriquer par le réalisateur ; leurs caractéristiques de confection sont indiquées dans le texte.

3) Les diacs et triacs préconisés sont de fabrication Sescosem (101, boulevard Murat 75016 Paris) ; mais il vous faut passer par l'intermédiaire d'un radioélectricien de votre ville qui commandera ces matériels pour vous.

4) Les potentiomètres à utiliser doivent être à loi de variation linéaire.

5) Certains amplificateurs BF ne sont pas sensibles aux parasites générés par les triacs des gradateurs fonctionnant dans le voisinage immédiat ; d'autres le sont. Cela dépend des étages d'entrée notamment. Un essai préalable est donc à faire.

RR - 02.20 - M. Henri Darmois, 25 Montbéliard, possède une paire de talkies-walkies d'origine étrangère dont il aimerait modifier la fréquence de fonctionnement.

Sur vos talkies-walkies, il y a un quartz pour l'oscillateur pilote d'émission et un quartz pour l'oscillateur local de la partie « réception ». Comme il s'agit-là d'une réception par changement de fréquence, avec valeur MF de 455 kHz, il faut donc que le quartz de réception ait une fréquence inférieure de 455 kHz à celle du quartz d'émission afin de pouvoir écouter sur la même fréquence d'émission, en d'autres termes sur le même canal.

Pour modifier la fréquence de ces appareils, il vous faut donc changer les deux quartz de chaque appareil (soit un quartz en tout). Montez des quartz (overtones) d'émission correspondant à la fréquence que vous désirez et utilisez un quartz réception d'une fréquence de 455 kHz inférieure. Ensuite, procédez au réglage des circuits accordés correspondants.

RR - 02.21-F - M. Roger CREUZET, 24 Périgueux nous demande les caractéristiques du module amplificateur basse fréquence BF23, ainsi qu'un schéma d'utilisation de ce module.

Caractéristiques essentielles du module BF23 :

Impédance d'entrée : 270 k Ω ; impédance de charge (HP) = 5 Ω ; tension d'entrée

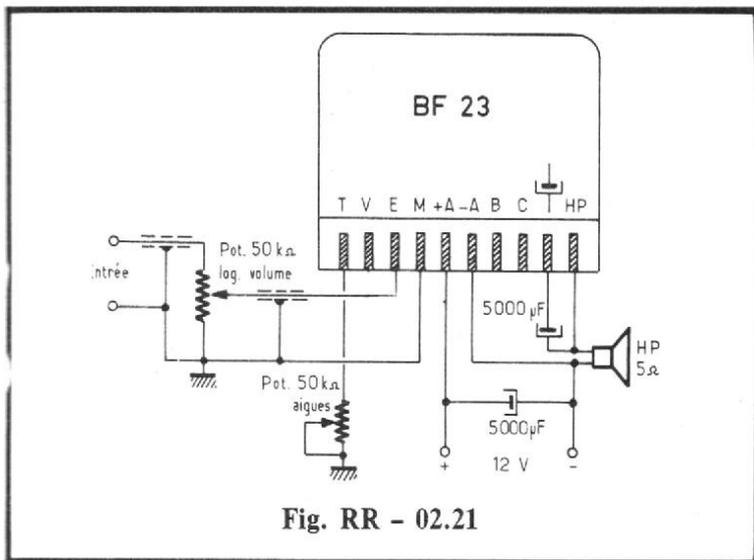


Fig. RR - 02.21

= 110 mV ; gain en puissance = 60 dB ; distorsion = 4 % pour une sortie de 2 W ; consommation sans signal = 15 mA ; consommation = 280 mA pour une puissance de sortie de 2 W ; tension d'alimentation = 12 V avec (+) à la masse ; puissance de sortie maximale = 2,5 W/BF. Schéma d'utilisation : voir figure RR-02.21.

RR - 02.22 - M. Serge DAUDENET, 36 Chateauroux, nous demande de lui indiquer le meilleur moyen pour transformer un courant de 110 V continu 8 A en courant de 220 V alternatifs.

Compte tenu de la tension primaire (110 V) et de la puissance mise en jeu (880 W) le moyen le plus simple, le plus économique, et assurant le meilleur rendement pour effectuer la transformation demandée consiste (à notre avis) à employer une génératrice convertisseuse rotative du commerce présentant les caractéristiques adéquates (ou conçue pour ces caractéristiques).

RR - 02.23 - M. Manuel GOURDON 17 Royan, nous demande des renseignements complémentaires au sujet d'alimentations publiées dans notre revue.

1) Pour réaliser l'alimentation symétrique, figure 13,

page 117, N° 1511, un transformateur avec secondaire à point milieu est obligatoire.

2) On peut également réaliser une alimentation symétrique en construisant par exemple deux montages comme celui dont vous nous entreprenez (HP n° 1454, page 242) et en connectant la sortie (-) du premier à la sortie (+) du second.

3) Le transistor MJ2955 de Motorola s'appelle BDX18 chez Sescosem.

RR - 02.24 - F - M. Paul GUELLE, 06 Saint-Laurent-du-Var nous demande :

1) Le brochage du tube cathodique de télévision type 23HDP4 ;

2) Les équivalences du transistor 2N3241A ;

3) Conseil pour la régénération d'un tube cathodique de télévision.

1) Brochage du tube cathodique 23HDP4 : voir fig. RR-02.24.

2) Equivalences du transistor 2N3241A : BC140 ; BSX75 ; BSX45-16.

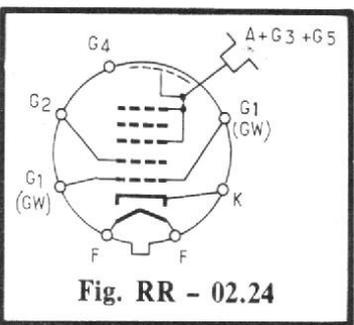


Fig. RR - 02.24

3) Nous ne pensons absolument pas qu'une tension de 550 V eff. appliquée entre cathode et grille-wehnelt d'un tube cathodique puisse régénérer celui-ci. Ce qui se fait parfois est le surchauffage du filament pendant un certain temps (par exemple à 7 ou 7,5 V au lieu de 6,3 V). Mais en règle générale, l'efficacité de ce remède n'est pas de très longue durée... et assez rapidement il faut tout de même en arriver au remplacement du tube cathodique.

RR - 02.25 - M. Paul GUICHARD 24 Bergerac, est possesseur d'un récepteur Sommerkamp type FR101 et nous demande les caractéristiques d'une antenne doublet dimensionnée pour la gamme 6 mètres (50 à 52 MHz).

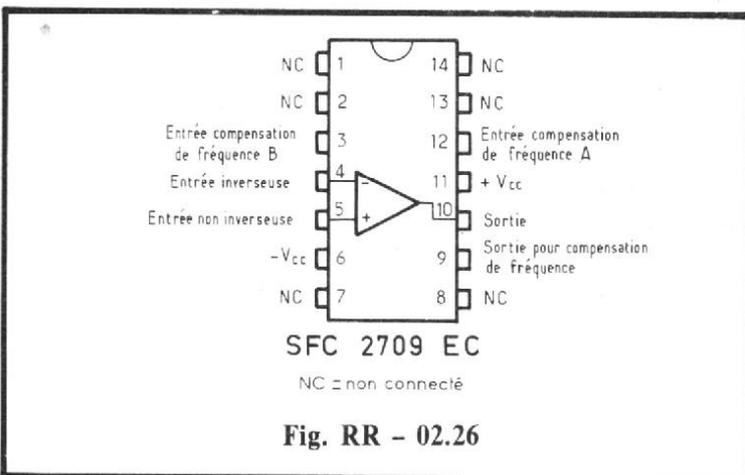


Fig. RR - 02.26

Il est évidemment possible d'utiliser une antenne doublet pour la gamme 50-52 MHz sur le récepteur FR101. Dans ce cas, cette antenne doit avoir une longueur horizontale totale de 2,80 m ; ce fil est coupé en son milieu par un isolateur. Ensuite, de chaque côté de l'isolateur et aux fils d'antenne, on soude le câble coaxial de descente 75 Ω (conducteur central à un fil ; gaine à l'autre).

Néanmoins, il s'agit-là d'une gamme « américaine » et nous ne pensons pas que vous puissiez capter grand'chose en France sur cette bande.

RR - 02.26 - F - M. Jacques GILLEY, 35 Saint-Malo désire connaître les caractéristiques et le brochage du circuit intégré SFC2709 EC (de la Sescosem).

SFC2709 EC : amplificateur opérationnel d'usage général. Tension d'offset d'entrée = 2 mV ; courant d'offset d'entrée = 100 nA ; courant de polarisation moyen = 1,5 µA ; alimentation = ± 15 V 6,6 mA ; impédance d'entrée différentielle = 250 kΩ ; impédance de sortie = 150 Ω ; amplification en tension dynamique = 45 V/mV sur une charge de 2 kΩ minimum.

Brochage : voir figure RR-02.26.

RR - 02.27 - M. Raymond HOUIN, 01 Oyonnax, nous

demande des précisions complémentaires concernant le contrôleur de pose décrit dans le n° 1396, page 160.

Les précisions que vous nous demandez au sujet de ce contrôleur de pose ont fait l'objet d'une réponse claire et détaillée publiée sous la référence RR-08.08, page 336, n° 1424. Nous vous prions de bien vouloir vous y reporter.

RR - 02.28 - M. O. ZANAZZO, 13 Aix-en-Provence nous demande le schéma de l'émetteur-récepteur type SCR 300/BC 1000.

L'émetteur-récepteur SCR 300/BC1000 a été décrit dans notre n° 1127, page 78.

Cet article comporte la description succincte du fonctionnement de l'appareil, les valeurs et caractéristiques de tous les éléments, et bien entendu le schéma.

RR - 02.29 - M. René BOULET 63 Riom nous demande :

- 1) Conseil pour le remplacement d'un transformateur « lignes » et « THT » ;
- 2) Conseil au sujet des téléviseurs couleurs.

1) En général, tous les fabricants de transformateurs « lignes » et « THT » pour téléviseurs ont maintenant de nombreux modèles pour transistors ou thyristors. Mais il ne

s'agit pas d'acheter au hasard n'importe quel transformateur ! il doit être conçu pour le montage auquel il est destiné, c'est-à-dire convenir pour ses adaptations à la base de temps d'une part, et au déviateur d'autre part, sans oublier la récupération (booster), la THT proprement dite, etc.

2) Au début de la télévision couleur, des maisons ont vendu des montages en kit ; mais elles ont dû rapidement et sagement abandonner, les constructeurs-amateurs ne possédant généralement pas, ni la technicité, ni les appareils de mesure indispensables pour la mise au point du montage réalisé.

RR - 02.30 - M. Mathieu GRAVET 92 Issy-les-Moulineaux nous demande comment on calcule le pont diviseur de polarisation de base, ainsi que les autres composants, d'un transistor utilisé en amplificateur.

Cette question sort du cadre de notre rubrique... vu le développement que cela nécessiterait.

Nous vous prions de bien vouloir vous reporter à l'ouvrage « Cours Moyen de Radiotechnique » à partir des pages 28 et 85 (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque 75010 Paris).

RR - 03.01 - M. Pascal MONNIN, 25 Pont-les-Moullins, nous demande :

- 1) Les caractéristiques de la diode Zener BZ 111 A ;
- 2) Les correspondants du transistor SFT 714.

1) BZ 111 A : Tension de Zener = 30 V ($\pm 5\%$) ; puissance dissipée maximale = 400 mW.

2) Correspondances du transistor SFT 174 - BC 108 - BC 183 - MPS 6520 - 2SC

281 - 2SC 458 - BC 148 - BC 238 - BC 168 - BC 172 - BC 208 - BC 408 - BC 548.

RR - 03.02 - M. Charles REMY, 59 Hem, possède un ancien oscilloscope comportant 3 tubes (Triode - heptode) du type ECH 21 et nous demande par quel tube plus récent il pourrait les remplacer.

Il vous suffit de remplacer les supports d'origine par des supports à neuf broches miniatures du type noval et de monter des lampes ECH 81. Ces deux types de tubes ont des caractéristiques électriques extrêmement voisines et il n'est pas nécessaire de modifier les valeurs des composants connexes.

RR - 03.03 - M. Yves LINAR, 44 Nantes, nous demande :

- 1) Des précisions concernant le bêtamètre décrit dans Electronique Pratique N° 1584, page 81 ;
- 2) Les caractéristiques du circuit intégré 741 et ses broches autres que le boîtier TO 116 à 14 pattes ;
- 3) Ce qu'est l'offset pour un circuit intégré ;
- 4) Conseils pour la réalisation et la mise au point du bêtamètre.

1) Sur la figure 1, page 82, la connexion de masse proche de la borne A'1 doit être supprimée.

La partie de droite de cette figure (mal imprimée sur l'exemplaire en votre possession) que vous avez reconstituée est exacte. Près de la borne du bas de IC2, il faut lire B (- V).

2) Caractéristiques essentielles typiques du circuit intégré type 741 : tension de décalage à l'entrée (tension d'offset) = 2 mV ; courant de déca-

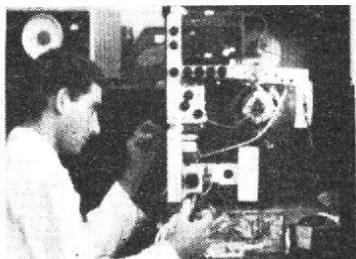
lage à l'entrée (intensité d'offset) = 20 nA ; courant de polarisation moyen = 80 nA ; amplification en tension = 200 V/mV pour $R_L \geq 2 k\Omega$; intensité fournie par les alimentations = 1,7 mA pour $\pm 15 V$; impédance différentielle d'entrée = 2 M Ω .

Brochages voir HP N° 1554, page 314 et N° 1473, page 318.

3) D'après les caractéristiques que nous avons indiquées ci-dessus, vous avez certainement déjà compris ce qu'est l'offset pour un circuit intégré, puisque simultanément, nous avons employé les termes français. Ajoutons que, techniquement, cela peut aussi se traduire par compensation ou équilibrage.

4) a - Votre calcul de résistance est correct. b) Il n'y a pas de préférence particulière à accorder aux circuits intégrés en boîtier métallique rond ou en boîtier rectangulaire en matière moulée.

MAITRISE DE L'ELECTRONIQUE



COURS PROGRESSIFS PAR CORRESPONDANCE
L'INSTITUT FRANCE ELECTRONIQUE
 24, rue Jean-Mermoz - Paris (8^e)
 Ecole privée d'enseignement à distance

FORME **l'élite** DES
RADIO-ELECTRONICIENS

MONTEUR • CHEF MONTEUR
 SOUS-INGÉNIEUR • INGÉNIEUR
TRAVAUX PRATIQUES

PRÉPARATION AUX EXAMENS DE L'ÉTAT
 (FORMATION THÉORIQUE)
PLACEMENT
 Documentation **HRB**
 sur demande

infra

BON à découper ou à recopier. Veuillez m'adresser sans engagement la documentation gratuite (certaines lampes pour frais d'envoi)

DEGRÉ CHARI
 NOM
 ADRESSE

infra

AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT : Dessin Industriel, Aviation, Automobile

POUR TOUS VOS TRAVAUX MINUTIEUX UNIVERSA IV

Cette loupe a été étudiée et expérimentée pour les divers travaux effectués dans les industries électroniques : bobinage, câblage, soudure, assemblage et vérifications diverses.

- Optique de grossissement 4 X, composée de 2 lentilles aplanétiques.
- Grand champ de vision (90 mm de large x 210 mm de long).
- Distance de travail variant de 16 à 30 cm sous la lentille.
- Aucune déformation d'image.
- Adaptation à toutes les vues (avec ou sans verres correcteurs) et rigoureux sans fatigue.
- Eclairage en lumière blanche masquée par un déflecteur.
- Manipulation extrêmement libre (rotation, allongement).
- Mise au point rigoureuse.
- Indispensable pour l'exécution de tous travaux avec rendement et qualité.

CONSTRUCTION ROBUSTE
 Documentation gratuite sur demande

ÉTUDES SPÉCIALES SUR DEMANDE
JOUVEL OPTIQUE, LOUPES DE PRÉCISION
 BUREAU EXPOSITION et VENTE
 89, rue Cardinet, PARIS (17^e)
 Téléphone : CAR. 27-56

USINE : 42, avenue du Général-Leclerc
 91-BALLANCOURT
 Téléphone : 498-21-42

GALLUS

SELECTION DE CHAINES HIFI



CHAINES MARANTZ

CHAINE MARANTZ 140

Cette chaîne comprend :
 — Un amplificateur Marantz 140.
 — Un préamplificateur Marantz 3200.
 — Un tuner Marantz 104.
 — Deux enceintes acoustiques JBL L36.
 — Une table de lecture Technics SL 1500.

L'amplificateur Marantz 140 :
 Puissance : 2 x 60 W/8 Ω.
 Distorsion harmonique : 0,1 %.
 Facteur d'amortissement : 60.

Le tuner Marantz 104 :
 Gammes : PO - FM.
 Sensibilité FM : 3 μV.
 Sélectivité : 48 dB.

Distorsion harmonique : 0,7 %.

La table de lecture Technics SL 1500 :

Platine manuelle à entraînement direct.
 Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.
 Moteur à courant continu.
 Gamme de réglage de vitesse : 10 %.
 Pleurage et scintillement : 0,03 %.
 Ronnement : - 50 dB.
 Alimentation : 110/220 V - 50/60 Hz.
 Dimensions : 453 x 139 x 366 mn.

L'enceinte acoustique JBL L36 :

Puissance admissible : 50 W.
 Impédance nominale : 8 Ω.
 Fréquences de raccordement : 1500 et 6000 Hz.
 Dimensions : 340 x 610 x 350 mm.

CHAINE MARANTZ 2225

Cette chaîne comprend :
 — Un tuner amplificateur Marantz 2225.
 — Une table de lecture Akai AP 001.
 — Deux enceintes acoustiques 3 A Alphase.

Le tuner amplificateur Marantz 2225 :

Partie amplificateur
 Puissance : 2 x 25 W/8 Ω.
 Distorsion harmonique : 0,5 %.

Partie tuner
 Gammes : PO - FM.
 Sensibilité FM : 1,7 μV.
 Sélectivité : 50 dB.

La table de lecture Akai AP001 :

Platine à entraînement du plateau par courroie.

Pose du bras et relève du bras hydraulique.

Plateau : diamètre 300 mn, poids : 1,1 kg en aluminium moulé.

Moteur : 4 pôles synchrone.
 Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.

Pleurage et scintillement : < 0,09 % WRMS.

Signal/bruit : > 47 dB.

Longueur de bras : 220 mm.

Echelle de pression : 0 à 4 g.

Poids de cellule admis : 4 à 15 g.

L'enceinte acoustique 3A Alphase :

Puissance nominale : 35 W.
 Impédance : 6 Ω.
 Réponse en fréquence : 40 à 35 000 Hz.
 Distorsion harmonique : 0,7 %.
 Dimensions : 260 x 520 x 260 mm.



CHAINES TECHNICS

CHAINE TECHNICS 3500

Cette chaîne comprend :
 — Un amplificateur Technics SU 3500.
 — Un tuner Technics ST 3500.
 — Une table de lecture Pioneer PL 112 D.
 — Deux enceintes acoustiques Siare Fugue '50.

L'amplificateur Technics SU 3500 :

Puissance : 2 x 41 W/8 Ω.
 Distorsion harmonique : 0,08 %.
 Bande passante : 5 Hz à 70 kHz (-3 dB).
 Rapport signal/bruit : phono : 60 dB ; aux. : 80 dB.
 Sensibilité et impédance des entrées : entrée principale : 1 V/50 kΩ ; phono : 2 mV/25,50 et 100 kΩ ; tuner-aux. : 100 mV/50 kΩ ; magnéto : 100 mV/50 kΩ.
 Alimentation : 110/220 V - 50/60 Hz.
 Dimensions : 410 x 140 x 340 mm.

Le tuner Technics ST 3500 :
 Gammas d'onde : PO - FM.

Sensibilité FM : 1,7 μV.
 Rapport signal/bruit : 60 dB (stéréo).
 Distorsion harmonique : 0,3 % (stéréo).
 Séparation stéréo : 45 dB (à 1000 Hz).
 Sensibilité AM : 30 μV.
 Dimensions : 410 x 140 x 360 mm.

La table de lecture Pioneer PL 112 D :

Platine à entraînement par courroie.
 Moteur synchrone : 4 pôles.
 Bras tubulaire en S.
 Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.
 Pleurage et scintillement : < 0,07 %.
 Rapport signal/bruit : > 63 dB.
 Dimensions : 440 x 159 x 362 mm.

L'enceinte acoustique Siare Fugue 50 :

Puissance nominale : 40 W.
 Enceinte close système actif/passif.
 Bande passante : 20 à 25 000 Hz.
 Impédance : 4 à 8 Ω.
 Dimensions : 600 x 390 x 285 mm.

CHAINE TECHNICS SU 8600

Cette chaîne comprend :
 — Un amplificateur Technics SU 8600.
 — Une table de lecture Technics SL 1500 ou Thorens TD 145.
 — Deux enceintes acoustiques Celestion Ditton 44.

L'amplificateur Technics SU 8600 :

Puissance : 2 x 73 W/8 Ω.
 Distorsion harmonique : 0,08 %.
 Distorsion d'intermodulation : 0,08 %.
 Bande passante : 20 à 20 000 Hz (± 0,3 dB).
 Rapport signal/bruit : phono : 60 dB ; aux. : 80 dB.
 Sensibilité et impédance des entrées : phono : 2 mV/47 kΩ ; tuner-aux. : 150 mV/47 kΩ ; magnéto : 150 mV/47 kΩ.
 Alimentation : 110/220 V - 50/60 Hz.
 Dimensions : 450 x 173 x 352 mm.

La table de lecture Technics SL 1500 :
 (Voir chaîne Marantz 140).

La table de lecture Thorens TD 145 :

Platine à entraînement par courroie.
 Moteur synchrone : 16 pôles.
 Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.
 Niveau de bruit : -45 dB.
 Pleurage et scintillement : < 0,06 %.
 Arrêt automatique électronique.
 Dimensions : 430 x 360 x 150 mm.

L'enceinte acoustique Celestion Ditton 44 :

Puissance nominale : 44 W.
 Gamme de fréquence : 30 à 30 000 Hz.
 Impédance : 4/8 Ω.
 Enceinte : 3 voies.
 Fréquences de croisement : 500 à 5000 Hz.
 Dimensions : 250 x 370 x 760 mm.

Quelques antennes d'émission O.C. :

L'ANTENNE MULTIBANDES "G 5 RV"

CET aérien qui peut se ranger dans la catégorie des antennes raccourcies, au moins pour la bande 3,5 MHz, offre l'avantage d'un compromis satisfaisant pour l'ensemble des bandes décimétriques autorisées à l'usage des radio-amateurs. C'est un avantage fréquemment recherché, soit pour des raisons de simplicité, soit du fait du manque de place.

Comme il ne comporte ni perles de ferrite, ni trappes résonnantes, sa longueur physique et électrique demeure constante et le rapport de la longueur à la longueur d'onde de travail augmente en même temps que croît la fréquence d'utilisation. Cette disposition n'est pas sans entraîner certains avantages que l'on reconnaît aux antennes « long fil », c'est-à-dire de longueur d'une onde entière et au-delà. Par ailleurs, les lobes principaux du diagramme de rayonnement tendent à s'abaisser sur l'horizon au fur et à mesure que la fréquence augmente. En conséquence, à partir de 7 MHz, la plus grande partie de l'énergie, rayonnée dans le plan vertical,

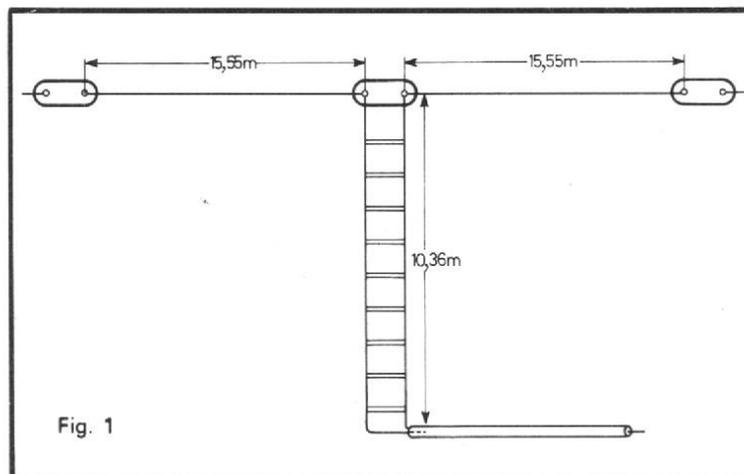
prend un angle convenable, plus approprié au trafic à grande distance. Enfin, le diagramme horizontal se rapproche de celui d'une antenne « long fil » pour les bandes de fréquences les plus élevées.

L'aérien est constitué essentiellement par un fil de 31,10 m, coupé en deux parties égales par un isolateur rigoureusement central, du type « œuf » recevant, de part et d'autre, un brin de ligne à fils parallèles sur laquelle nous reviendrons et qui, si elle est à air, mesure 10,35 m. Elle peut alors être prolongée par une longueur, soit de câble coaxial, (72 Ω ou 50 Ω), soit de

ligne à fils parallèles (twin-lead) de 75 Ω , pouvant atteindre jusqu'à 30 mètres. Si l'on utilise, comme ligne ouverte et pour des raisons de facilités, au centre du dipôle, du ruban plat de 300 Ω , la seule précaution à observer consiste à tenir compte du coefficient de vélocité de ce type de câble qui est généralement compris entre 0,70 et 0,85, selon la qualité. Nous préférons, pour notre part, une ligne constituée par deux fils émaillés de 16/10 mm, étirés et maintenus espacés régulièrement par des barrettes de plexiglas ou d'une matière plastique quelconque de quelques millimè-

tres d'épaisseur et de 4 cm de long, percées de deux trous de 2 mm, distants de 30 mm, d'axe en axe. Une ligature de fil fin, maintient ces barrettes d'écartement à une distance de 20 cm l'une de l'autre, sans problème et donne, à l'ensemble, une bonne façon (fig. 1).

Voyons maintenant comment s'explique le fonctionnement multibandes. Sur 3,5 MHz, il faut considérer qu'une partie de la ligne à fils parallèles sert à prolonger le dipôle jusqu'à la demi-onde. Autrement dit, la moitié environ de cette ligne, située à la partie supérieure, constitue le centre d'un dipôle de $\lambda/2$, replié. Le reste de la ligne, situé à la partie inférieure appartient au système d'alimentation, d'une manière plus ou moins orthodoxe, ce qui ne perturbe pas trop l'adaptation en 75 Ω . D'ailleurs, le circuit final de l'émetteur en minimise aisément les effets dans la pratique. On se trouve donc en présence d'un fonctionnement en demi-onde (la figure 2 montre les points de départ du dipôle). Sur 7 MHz, nous sommes en présence de deux demi-ondes en phase, dont



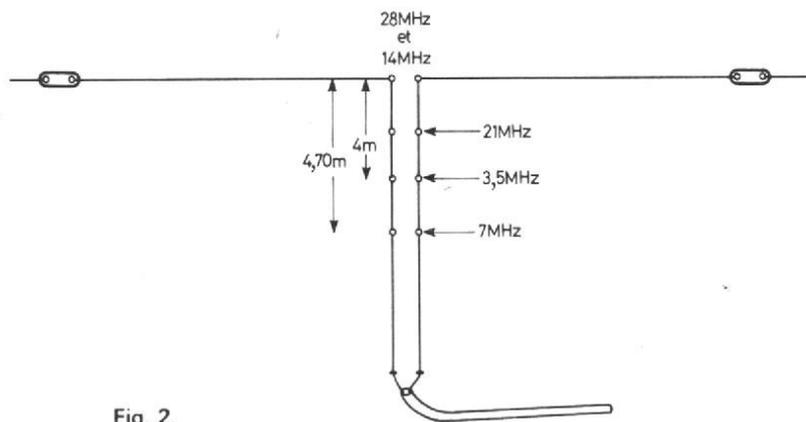


Fig. 2

une partie, encore une fois repliée sur environ 5 mètres, également, constitue la partie supérieure du « stub », à partir de l'isolateur central. Bien que, là encore, la ligne d'alimentation en 75Ω ne trouve pas très exactement un aboutissement rigoureux, le couplage s'effectue convenablement et le fonctionnement est satisfaisant.

Avec la bande 14 MHz, nous trouvons une adaptation très précise. En effet, la partie horizontale représente une antenne, trois demi-ondes, donc d'impédance très voisine de 75Ω . Comme le stub mesure très exactement une demi-onde, il reproduit la même impédance à ses deux extrémités et l'adaptation n'est pas loin d'être parfaite dans la mesure où l'antenne est tendue à plus d'une demi-onde de hauteur au-dessus du sol.

Sur 21 MHz, nous trouvons soit un régime proche de deux ondes entières en phase, bien que la partie rectiligne soit un peu trop longue, soit un fonctionnement en cinq demi-ondes, à la manière de la bande 14 MHz, mais à condition d'admettre que la demi-onde centrale prend quelque deux mètres de la longueur du stub. La partie restante n'étant ni un quart d'onde ni tout à fait une demi-onde, une adaptation très acceptable peut être trouvée sur cette bande.

Enfin sur 28 MHz, ce sont

six demi-ondes en phase alimentées à l'extrémité par une ligne comportant une longueur d'une onde entière qui reproduit en conséquence l'impédance centrale (120Ω) à son extrémité inférieure. La désadaptation est flagrante puisque le coefficient d'ondes stationnaires théorique sera de :

$$K = \frac{120}{75} = 1,6/1$$

mais les pertes par rapport à une adaptation rigoureuse ne seront augmentées que légèrement. En effet, si nous appliquons la formule

$$\frac{1 + K^2}{2K}$$

il vient :

$$\frac{3,56}{3,2} = 1,1.$$

En d'autres termes les pertes théoriques ne seront augmentées que de 10 % par rapport à une adaptation idéale.

Mais nous voudrions en dire plus à ceux qui disposent de très peu de place et leur suggérer deux solutions très intéressantes s'ils ne disposent pas des 32 mètres minimum nécessaires pour déployer entièrement le fil nécessaire :

1) A condition de tendre la partie horizontale suffisamment haut (le minimum étant de 10 à 12 mètres) on peut laisser pendre, plus ou moins verticalement 3 mètres à chaque extrémité, ce qui réduit à 26 mètres la place minimum disponible).

2) Si ce n'est pas suffisant, nous proposons 16 mètres disponibles pour un aérien de

longueur moitié moindre soit 15,54 m ($2 \times 7,77$ m) et un stub de 5,18 m.

Avec cette disposition raccourcie, nous trouverons - inutile d'y revenir dans le détail - un fonctionnement en dipôle demi-onde sur 7 MHz (cas du 3,5 MHz précédemment), un fonctionnement en deux demi-ondes en phases sur 14 MHz (voir 7 MHz plus haut). Par contre, sur 21 MHz, c'est l'ensemble antenne + stub qui rayonnera en double-onde, en phase présentant au centre une impédance de 90Ω et par conséquent une adaptation convenable.

Enfin, c'est sur 28 MHz où l'on retrouve le cas du 14 MHz de l'antenne longue que la situation est la plus favorable.

En effet, nous avons exactement trois demi-ondes bout à bout et celle du milieu est alimentée en son centre par une ligne demi-onde à l'extrémité de laquelle aboutit un câble de 75Ω qui s'adapte parfaitement.

Quant à la bande 3,5 MHz, paradoxalement, on peut espérer l'utiliser également. Pour cela, il faut et il suffit de réunir les deux conducteurs du câble, âme et armature, et de les connecter à la sortie du filtre en π , sans négliger de prévoir une bonne prise de terre. L'ensemble fonctionne

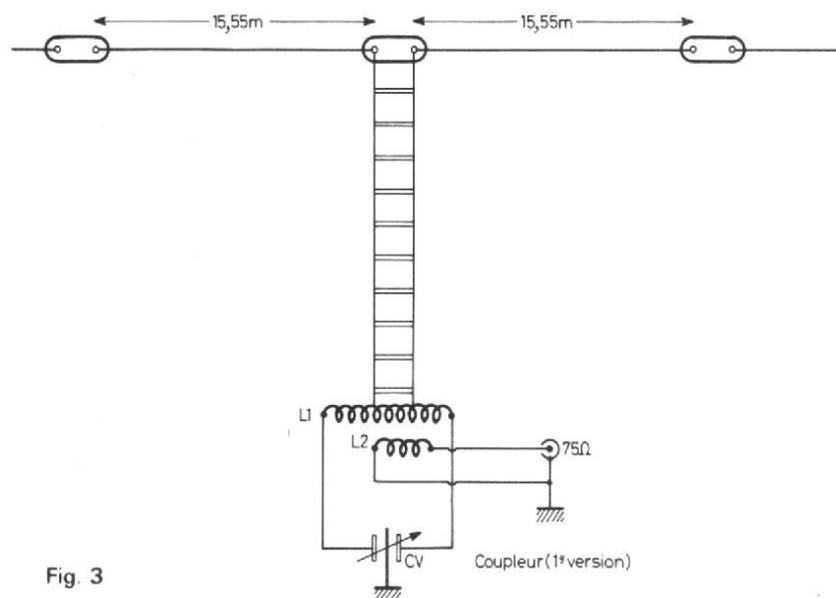


Fig. 3

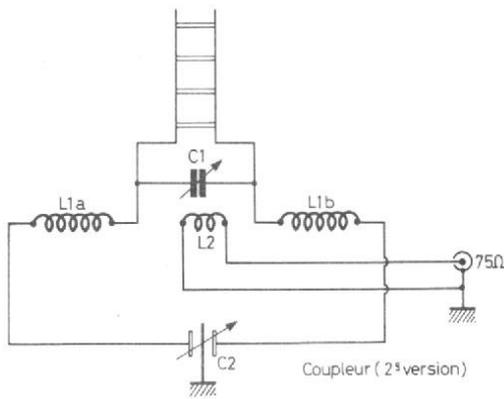


Fig. 4

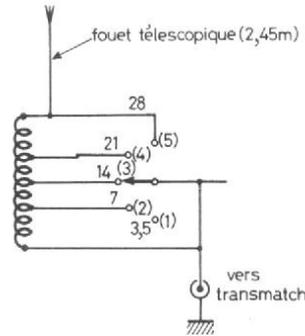


Fig. 5

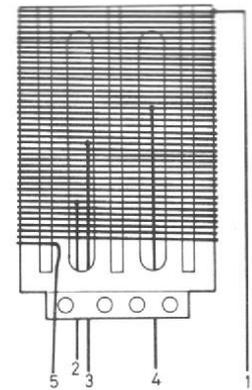


Fig. 6

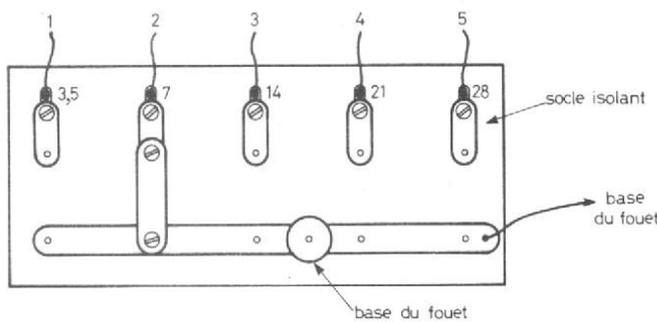


Fig. 7



Fig. 8

alors de manière passable en antenne Marconi, ce qui, sans être l'idéal, constitue une solution de fortune.

Quelle que soit la longueur utilisée, la ligne à fils parallèles peut être plus commodément pliée, si besoin est. La formule comportant un « stub » de longueur critique, associé à un câble coaxial de longueur quelconque, constitue un bon compromis sur toutes les bandes et présente l'avantage d'une grande simplicité de réalisation. Son fonctionnement est garanti.

Pour obtenir une adaptation plus rigoureuse, il est tout de même recommandé d'employer un coupleur d'antenne. L'antenne proprement dite reste la même mais la ligne à fils parallèles, si elle conserve les mêmes caractéristiques que précédemment, peut être d'une longueur quelconque ou de préférence comporter un nombre de quart d'onde en référence à la bande 14 MHz, soit 10,36 m, 15,54 m, 20,72 m ou 25,90 m.

La disposition pratique, coupleur compris, est repré-

sentée figures 3 et 4. Elle permet l'accord par condensateur, en parallèle sur la bobine L_1 , sur laquelle aboutit la ligne par deux prises ajustables.

Dans les deux propositions ci-dessus, C_2 est un condensateur du type émission à double station de 200 + 200 pF, à grand interlames, en rapport avec la puissance mise en jeu. Il en est de même pour C_2 .

Quant au condensateur de couplage, C_1 , c'est un condensateur de réception à trois éléments, connectés en parallèle. Si besoin est on peut lui adjoin-

dre des condensateurs au mica de bon isolement.

La bobine L_1 ou $(L_{1a} + L_{1b})$ ainsi que la bobine de couplage L_2 sont réalisées ainsi que le montre, pour les différentes bandes, le tableau suivant.

Le réglage final ne peut être satisfaisant que s'il s'appuie sur les indications d'un pont mesureur d'ondes stationnaires, autrement dit d'un TOS-mètre approprié, inséré dans le câble coaxial à l'entrée du coupleur d'antenne. C'est bien entendu, en jouant à la fois sur l'accord du coupleur et sur les prises de l'antenne que l'on arrivera au minimum de courant réfléchi. On constatera, à l'usage, que la bobine L_2 a intérêt à être orientable ou mieux à couplage variable avec L_1 .

Bande (MHz)	L_1 (spires)	Ecartement entre spires (mm)	Diamètre du fil (mm)	Diamètre des bobines (L_1 et L_2) (mm)	L_2 (spires)
3,5	34	jointives	20/10	64	4 à 5
7	18	jointives	29/10	64	3
14	10	2,5	30/10	58	2
21	8	6	35/10	44	1

ORIENTATION VARIABLE DES CHAMPS D'EMISSION

L'ÉMETTEUR-AMATEUR fait rayonner son émetteur, en principe, dans toutes les directions. C'est d'ailleurs, souvent, la même antenne qui assure, à la fois, l'émission et la réception et l'on comprend, alors, pourquoi le caractère

omnidirectionnel du collecteur d'ondes s'avère indispensable : on ne sait pas, a priori, la direction de la station à capter ou celle à joindre.

Toutefois, en VHF ou dans les régions où le caractère géographique n'incite pas à perdre inutilement du champ (monta-

gne, vallée, etc.), il peut en être tout autrement. C'est alors le moment de faire appel à des antennes directives. Néanmoins, dès lors que le collecteur est choisi, la direction est immuable et certaines zones deviennent muettes.

Il conviendrait de faire tour-

ner l'antenne mais on conçoit difficilement cette opération si celle-ci est trop volumineuse ou constituée d'un rideau de fils ! Tout dépend de la fréquence d'émission.

On doit donc avoir recours à plusieurs antennes alimentées par des énergies égales ou

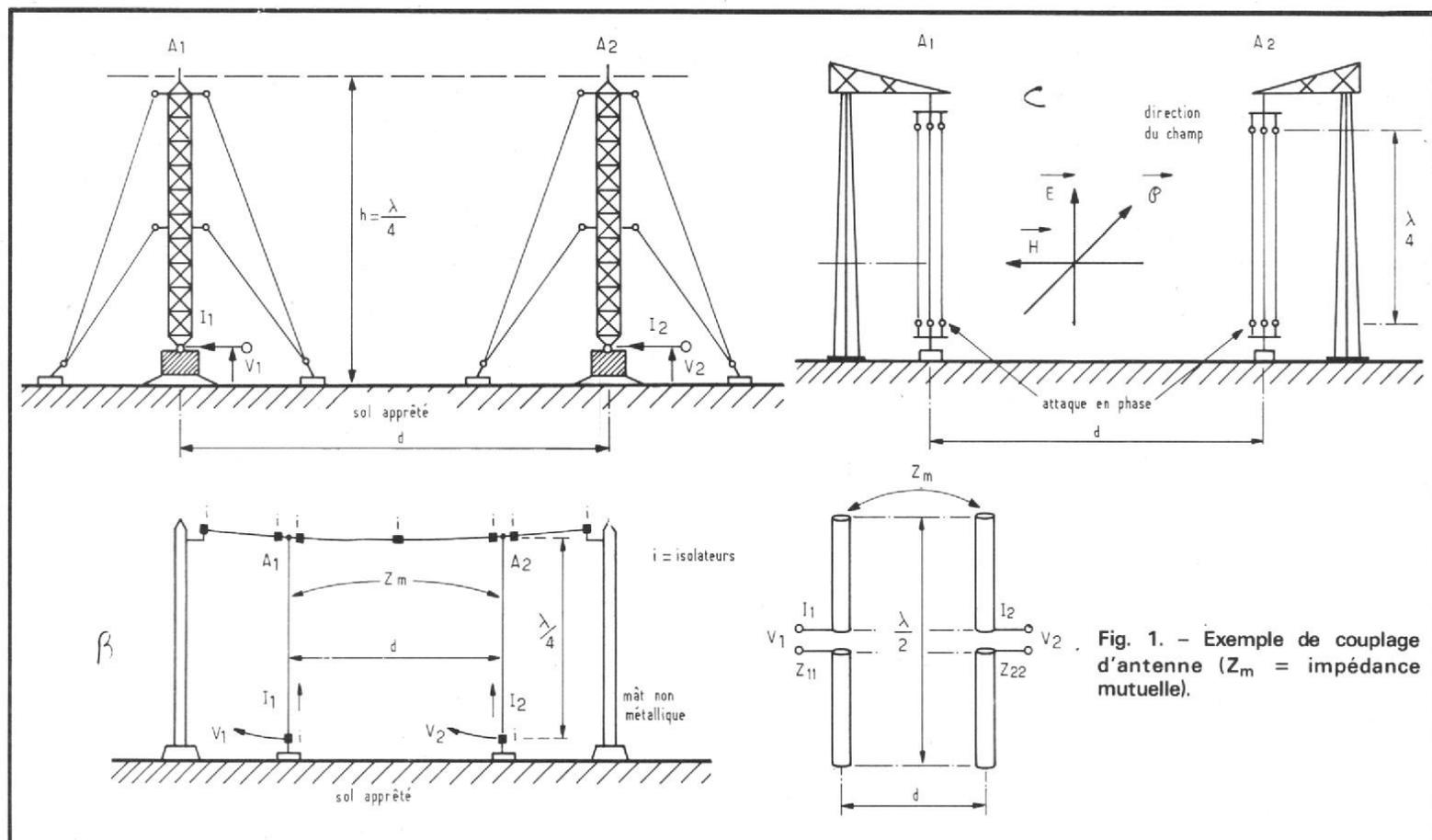


Fig. 1. - Exemple de couplage d'antenne (Z_m = impédance mutuelle).

différentes, en phase ou déphasées. Outre que le champ peut être orienté comme on veut, on bénéficie d'un gain appréciable car les antennes, couplées, réagissent les unes par rapport aux autres comme le feraient les brins « directeurs » ou « réflecteurs » du système Yagi. On assiste, évidemment, à un accroissement de gain supplémentaire, par le fait que les antennes sont toutes alimentées alors que les directeurs ou les réflecteurs ne le sont pas.

PRINCIPE D'ASSOCIATION DE PUISSANCE

Le principe d'association énergétique d'antennes repose sur la **mutuelle** existant entre brins rayonnants. Considérons les deux antennes de la figure 1 ; ce sont, en principe, soit deux pylônes, soit deux fils verticaux, soit deux rideaux, soit, enfin, deux doublets. Il importe que la structure du collecteur soit verticale ; nous verrons, en effet, qu'une structure horizontale reviendrait à rayonner du champ vers le ciel ! Il suffit pour cela d'observer les diagrammes de rayonnement.

Ainsi, entre les deux antennes A_1 et A_2 de la figure 1, il vient le système suivant :

$$V_1 = Z_{11} I_1 + Z_m I_2 \quad (1)$$

$$V_2 = Z_m I_1 + Z_{22} I_2$$

Z_{11} et Z_{22} sont les impédances des antennes et Z_m est l'impédance mutuelle entre brins. Une transformation élémentaire montre que le courant dans une antenne prend la valeur suivante :

$$I_1 = \frac{V_1 - \frac{Z_m}{Z_{22}} V_2}{Z_{11} - \frac{Z_m^2}{Z_{22}}} \quad (2)$$

... pour l'antenne A_1 .

On pourrait obtenir la

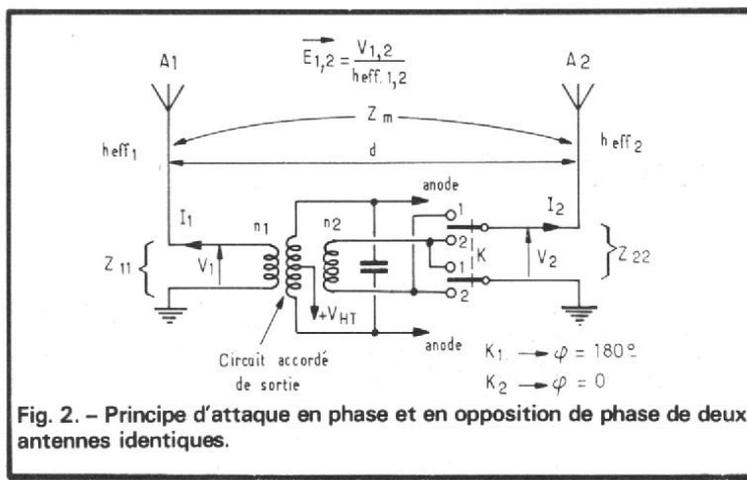


Fig. 2. - Principe d'attaque en phase et en opposition de phase de deux antennes identiques.

même formule pour l'antenne A_2 mais il faudrait changer les indices 1 en 2 et 11 en 22 et vice-versa.

Cette formule un peu barbare est riche d'enseignement, si l'on se rappelle que le champ est directement proportionnel au courant d'excitation I_1 ou I_2 , existant au pied des antennes : il s'avère utile de rendre I_1 ou I_2 aussi grand que possible. Raisonons avec la formule 2 après avoir posé, pour simplifier :

$$Z_{11} = Z_{22} \text{ (deux antennes identiques)}$$

$$Z_m = \alpha Z_{11} \text{ (d} \approx \lambda/2 \text{, voir figure 1).}$$

On a :

$$I_1 = \frac{V_1 - \alpha V_2}{Z_{11} (1 - \alpha)} \quad (2)$$

α devrait tendre vers 1 si les phénomènes de mutuelle réciproque présentaient un rendement parfait ; ce n'est pas le cas, en pratique, et α est inférieur à 1, voire composé de deux termes imaginaires.

Si les tensions sont choisies de telles sortes que $\alpha V_2 \rightarrow V_1$, le courant I_1 s'annule. Par contre, si l'on s'arrange pour que V_2 soit déphasé de 180° par rapport à V_1 nous aurons un courant I_1 très fort, V_1 et αV_2 s'additionnant, phénomène accentué par le fait que « $1 - \alpha$ » peut devenir assez faible.

Cette dernière conséquence a, néanmoins, un défaut évident : l'impédance de l'antenne tombe à des valeurs

très faibles ce qui oblige à une adaptation particulière à l'émetteur (variomètre).

DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT

Il n'est pas, dans notre intention de faire des développements mathématiques mais disons que le diagramme de rayonnement se calcule au moyen des équations de Maxwell. Considérons l'application de la figure 2 pour laquelle on s'est arrangé pour que l'antenne A_2 soit alimentée avec un retard de 180° (inversion de phase).

Si nous appelons E_1 le champ, produit par A_1 , l'onde émise vers A_2 présente une phase propre qui dépend du rapport $2\pi l/\lambda$. Quand le chemin parcouru par l'onde s'élève à $l = \lambda/2$, la phase propre est égale à π .

Cette conséquence a pour résultat de ramener en phase l'onde E_1 avec celle E_2 émise par A_2 et justifie la nécessité de déphaser de π l'alimentation de A_2 . On raisonne de même pour A_2 .

Le rayonnement se répartit

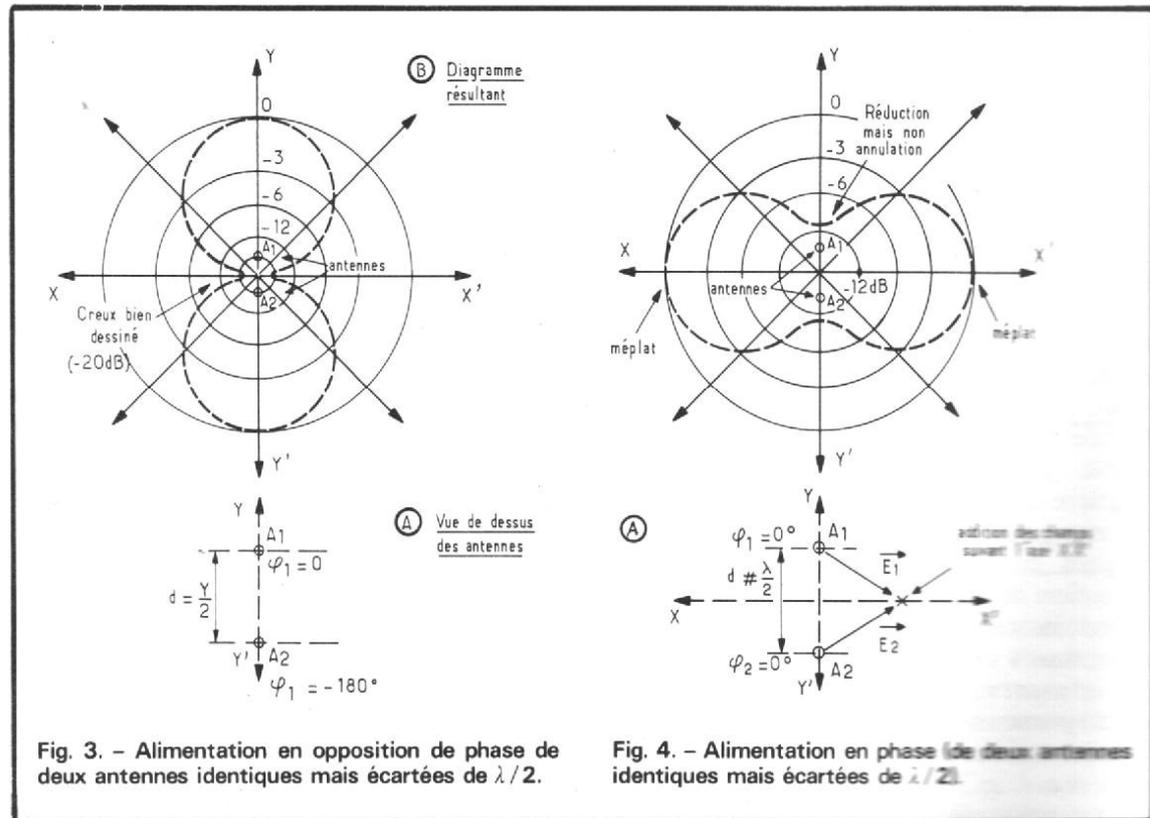


Fig. 3. - Alimentation en opposition de phase de deux antennes identiques mais écartées de $\lambda/2$.

Fig. 4. - Alimentation en phase de deux antennes identiques mais écartées de $\lambda/2$.

alors sous forme de deux lobes comme l'indique la figure 3. Pour $d \approx \lambda/2$ les champs électromagnétiques s'annulent dans un plan perpendiculaire au plan des antennes.

Par contre, le champ est maximal dans ce dernier plan. On peut généraliser en disant que, si plusieurs antennes sont alimentées avec la phase requise ($\varphi = 2\pi/\lambda$, « 1 » étant les écarts successifs), le champ sera orienté dans la direction de l'alignement des brins.

MISE EN QUADRATURE DES CHAMPS

Si l'on veut modifier la direction du rayonnement sans toucher à l'implantation des antennes, on peut modifier le déphasage des courants d'excitation des brins.

Considérons le cas, par exemple, d'une attaque, en phase des 2 antennes (fig. 4). Partant du principe exposé ci-dessus, le champ émis par une antenne arrive en opposition de phase au niveau de la seconde. Logiquement, le champ résultant dans la direction de l'alignement sera toujours nul si l'on respecte : $d = k\lambda/2$ avec $k = 1, 2, 3...$ (d = écartement entre brins rayonnants).

Par contre, on voit aisément dans la figure 4 que les champs s'ajoutent dans l'axe XX' perpendiculaire à l'alignement. On obtient encore deux lobes mais dont le point de jonction central n'est pas décelable : il est dit que la réjection latérale n'est pas bonne alors qu'elle peut atteindre une vingtaine de dB dans le cas où les antennes ne sont pas alimentées en phase mais en opposition de phase parfaite. Il faut insister sur le terme « en phase » ou en « opposition de phase », faute de quoi les diagrammes ne sont pas exactement ceux proposés par la théorie.

Pour cette raison, il peut

être ajusté trois paramètres essentiels : la phase, l'attaque en puissance et surtout, la distance « d » entre les antennes. On choisira, notamment, un écartement « d » légèrement différent de $\lambda/2$, si besoin est.

MODE D'ATTAQUE PAR TUBES

Le procédé d'attaque à 0 ou à 180° des antennes se pratique très simplement : il suffit de retourner le branchement d'un feeder par rapport à l'autre.

Considérons le cas d'un étage à tubes et, pour le cas d'une puissance moyenne de l'étage de la figure 5. Ce montage utilise deux triodes neutrodynées par C_2 et C_4 et mon-

tées dans la même ampoule (6J6).

Les tubes sont polarisés en classe C et l'attaque doit permettre une excursion de grille de 10 V (fig. 6) ; la polarisation est fixée à -8 V. L'angle d'ouverture se calcule par la relation :

$$\theta = \arccos \frac{6}{10} = 53^\circ \text{ ou } 0,3\pi$$

En effet :

$$\cos \theta = \frac{V_{\text{cut off}}}{e_{\text{HF}}}$$

La puissance disponible par tube s'élève à :

$$P_{\text{HF}} = \frac{V_A I_p}{2\pi} \cdot \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{1 - \cos \theta}$$

avec $V_A \approx 150$ V et $I_p = 40$ mA (voir fig. 6). Ainsi, on obtient :

$$P_{\text{HF}} = \frac{150 \cdot 0,04}{2\pi} \cdot \frac{0,3\pi - 0,8 \cdot 0,6}{1 - 0,6} = 1,2 \text{ W}$$

soit 2,4 W pour les deux tubes.

Cette puissance, assez faible reste néanmoins suffisante à 27 ou à 144 MHz, pour nos essais de propagation.

L'amortissement du circuit anodique se calcule au moyen de la relation :

$$R_p = \frac{\pi V_A}{m I_p} \neq \frac{\pi 150}{1,15 - 40} = 10 \text{ k}\Omega$$

avec m le facteur en θ de la formule (4) ci-dessus.

Le couplage aux antennes doit permettre cet amortissement. On tiendra aussi compte de celui dû à la résistance interne des tubes ; dans ce dernier cas, toutefois, la résistance n'apparaît qu'aux crêtes de courant ; au voisinage du « cut-off » cette résistance interne croît très rapidement et l'amortissement n'existe plus.

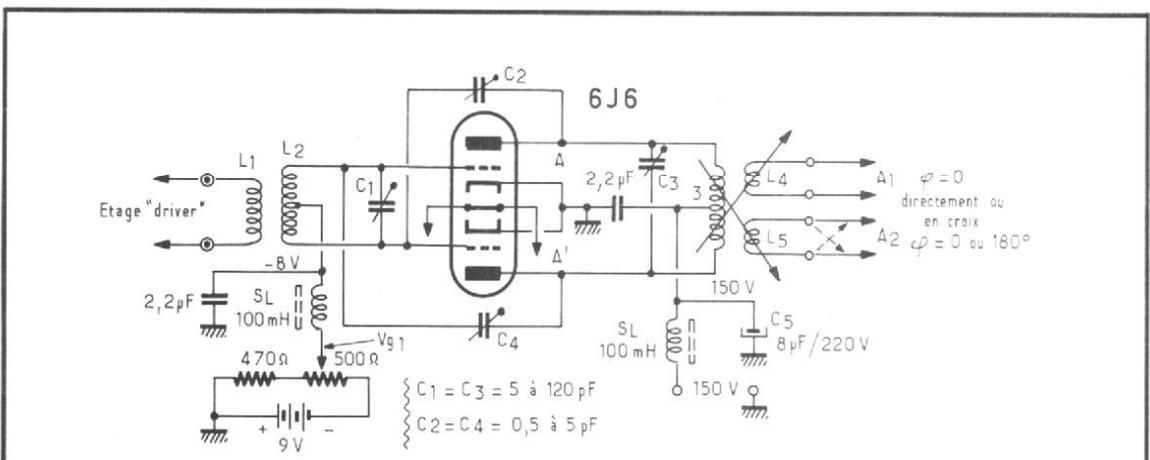


Fig. 5. - Etage symétrique à tube 6J6.

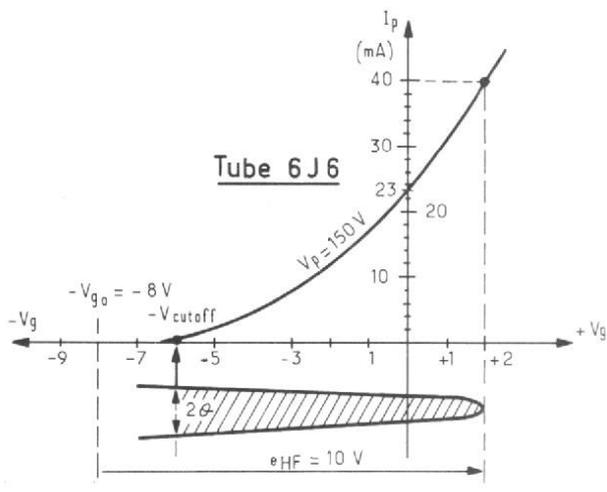


Fig. 6. - Attaque en classe C des triodes.

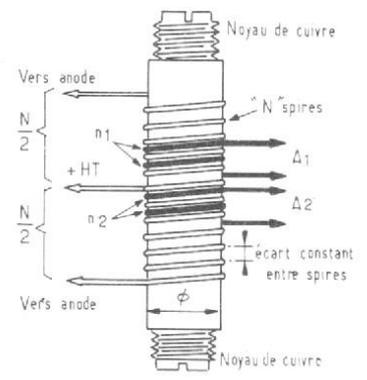


Fig. 7. Exemple de circuit accordé anodique pour émission à basse puissance (f = v 27 MHz).

ADAPTATION CIRCUIT ANTENNES

Le circuit anodique doit présenter une certaine symétrie, notamment pour les secondaires n_1 et n_2 destinés à alimenter les antennes. Il faut en effet que les tensions fournies soient bien égales – si l'on est sûr que les antennes restent toujours identiques – De plus, les sorties secondaires doivent permettre l'inversion de phase sans problème (exemple : fig. 7). Comme il n'est pas possible de réaliser une inversion de phase au moyen d'un inverseur tel que celui décrit figure 2, on inverse tout simplement le branchement du connecteur d'antenne. Ceci sous-entend une sortie et une liaison bifilaire. On choisira un feeder de 300Ω d'impédance caractéristique, quitte à prévoir une adaptation type « balun » au pied de l'antenne ou avant. Avec l'exemple de bobine de la figure 7, les nombres de spires seront choisis de telle sorte que les tensions secondaires soient 6 à 7 fois plus faibles qu'aux primaires. Ainsi, avec 300Ω de charge secondaire, l'amortissement reporté aux primaires avoisine les $10 \text{ k}\Omega$ demandé ci-dessus.

L'exemple de la figure 7 n'est qu'imagé : pour des puissances supérieures, on n'utiliserait pas un support à noyau de cuivre ou de ferrite ! Pour 27 MHz , il a été choisi un mandrin de 15 mm de diamètre. Le bobinage comporte 2×6 spires de $15/10^\circ$ argenté (ou plus simplement étamé mais propre) étalées sur 3 cm avec des écarts constants. Les enroulements secondaires font 2 tours coincés entre les spires précédentes mais du côté du + HT.

Il est facile de transposer dans un autre domaine de fréquence les caractéristiques fournies, quant au type d'antennes, il a été choisi la version B de la figure 1 plus facile à réaliser pour un amateur. L'existence montre que la distance entre brins doit

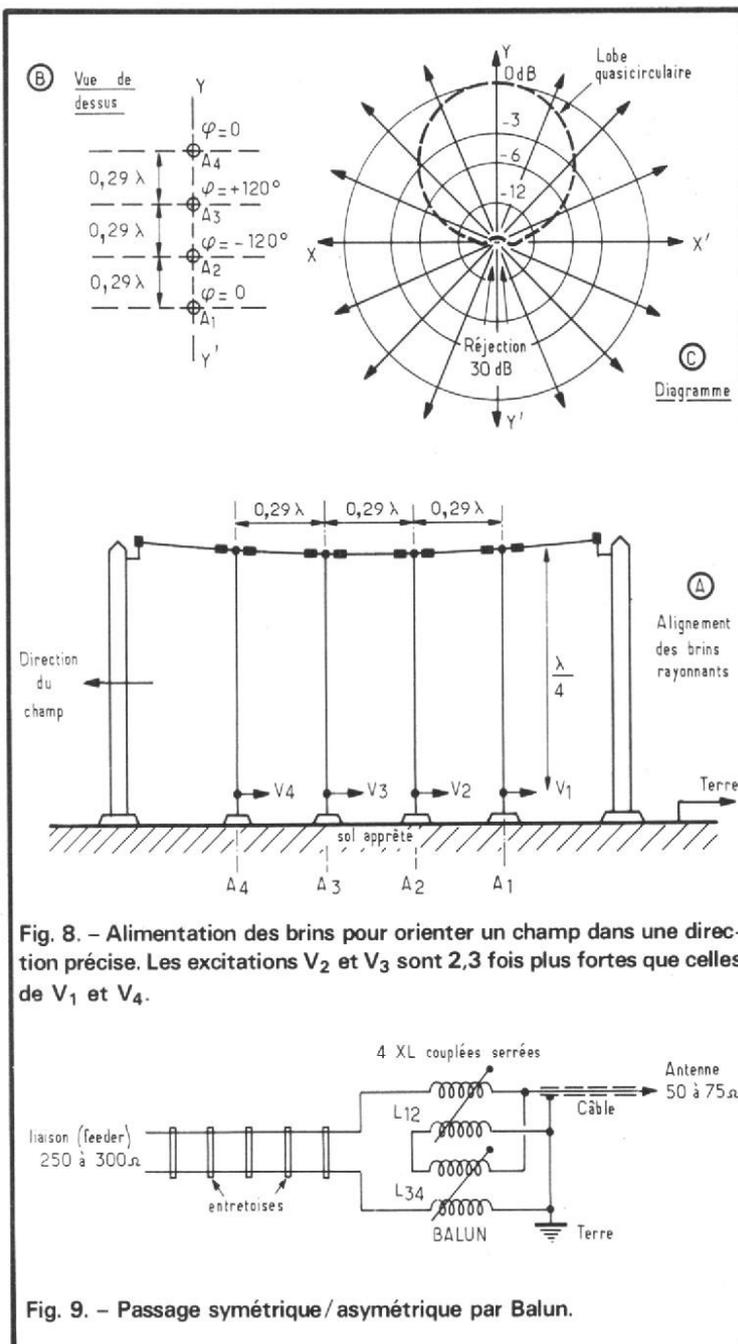


Fig. 8. – Alimentation des brins pour orienter un champ dans une direction précise. Les excitations V_2 et V_3 sont 2,3 fois plus fortes que celles de V_1 et V_4 .

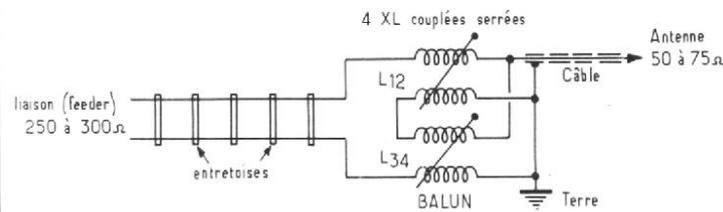


Fig. 9. – Passage symétrique/asymétrique par Balun.

être réduite à $d = 0,44 \lambda$, si l'on veut obtenir des diagrammes en croix identiques. On obtient, ainsi, dans la version de la figure 4 une plus grande rejection du champ dans la direction de l'alignement. Le diagramme de la figure 3 n'est pas changé pour $d = 0,44 \lambda$ (affirmation théorique). La hauteur des brins $\lambda/4$ s'élève à $2,75 \text{ m}$. Le sol doit être apprêté si l'on veut, pour $f_0 = 27 \text{ MHz}$ que l'« image » des brins soit correcte. Ceci veut dire que le terrain doit être arrosé ou mieux recouvert d'un grillage métallique servant de « terre » à l'émetteur. Pour le cas où l'on utiliserait deux dipôles, les fils seront

doublés ($5,5 \text{ m}$ coupés en leurs milieux). Dans ce dernier cas il n'est plus besoin d'apprêter le sol. La liaison au feeder est, aussi, plus simple.

RAYONNEMENT DIRIGÉ D'UN RIDEAU D'ANTENNES

Si l'on souhaite un diagramme de rayonnement plus orienté que le montrent les figures 3 et 4 on peut faire appel à un rideau de brins alimentés avec une phase appropriée.

Dans l'exemple de l'antenne de la figure 8, nous trouvons quatre fils verticaux situés à $0,29 \lambda$ l'un de l'autre (B). Les antennes A_1 et A_4 sont alimentées en phase tandis que les antennes A_2 et A_3 ont respectivement des phases de -120° et de $+120^\circ$. Par ailleurs, les excitations de V_2 et V_3 seront rendues 2,3 fois plus fortes que celles de V_1 et V_4 (voir fig. 8). L'ensemble de ces puissances déphasées engendre un rayonnement presque cardioïdale (courbe C) où la réjection arrière atteint 30 dB . Il est obtenu pour des brins $\lambda/4$ un gain global de 6 dB environ.

L'alimentation des brins se fera au moyen d'un feeder 300Ω terminé par un « balun » permettant le passage symétrique/asymétrique, 300 en 75Ω (fig. 9).

Pour faciliter les choses, le balun peut être placé dès la sortie de l'émetteur de telle sorte que la liaison aux antennes se fasse en câble coaxial, la tresse étant ramenée à la terre en bout de liaison (grillage ci-dessus). Une adaptation d'impédance peut s'avérer nécessaire puisque, théoriquement, l'impédance d'un fil $\lambda/4$ fait :

$$Z_A = 27 + j 21 \Omega$$

On peut imaginer un balun composé de deux transformateurs L_{12} et L_{34} dont le couplage variable 2 à 2 fait fonctionner l'ensemble en variomètre. On se méfiera néanmoins, des rotations de phase que cela peut entraîner !

MISE AU POINT DU BLOC DE PUISSANCE

On propose le montage de la figure 10 pour l'expérimentation. Il comporte quatre étages à 6J6 choisis pour leur réalisation et leur mise au point commodes. Ces étages peuvent servir, le cas échéant, de

drivers à des étages plus puissants (par exemple des P2-12 CSF ou des EL520, si la fréquence de travail n'est pas trop élevée). Pour driver les 6J6, on utilise des BFW47 alimentés en 30 V et fonctionnant en classe B, voire en classe C, grâce aux circuits RCd placés dans les émetteurs.

Pour l'attaque des voies V_1 et V_4 , le branchement aux étages drivers précédents se fait au moyen d'un transformateur accordé et dont les enroulements sont repérés pour, qu'arbitrairement la phase de l'attaque soit nulle.

Pour les V_2 et V_3 , on fait

précéder un réseau déphaseur de 0 à 180° branché sur un transformateur à secondaire symétrique et dont le primaire est retourné par rapport au branchement des primaires des attaques des voies V_1 et V_4 . Ainsi, la phase relative s'élève à 180° ce qui conduit au diagramme vectoriel de la figure 10B.

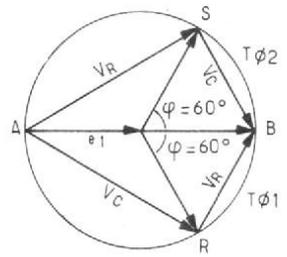
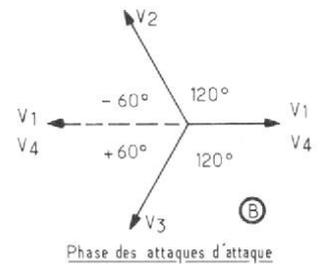
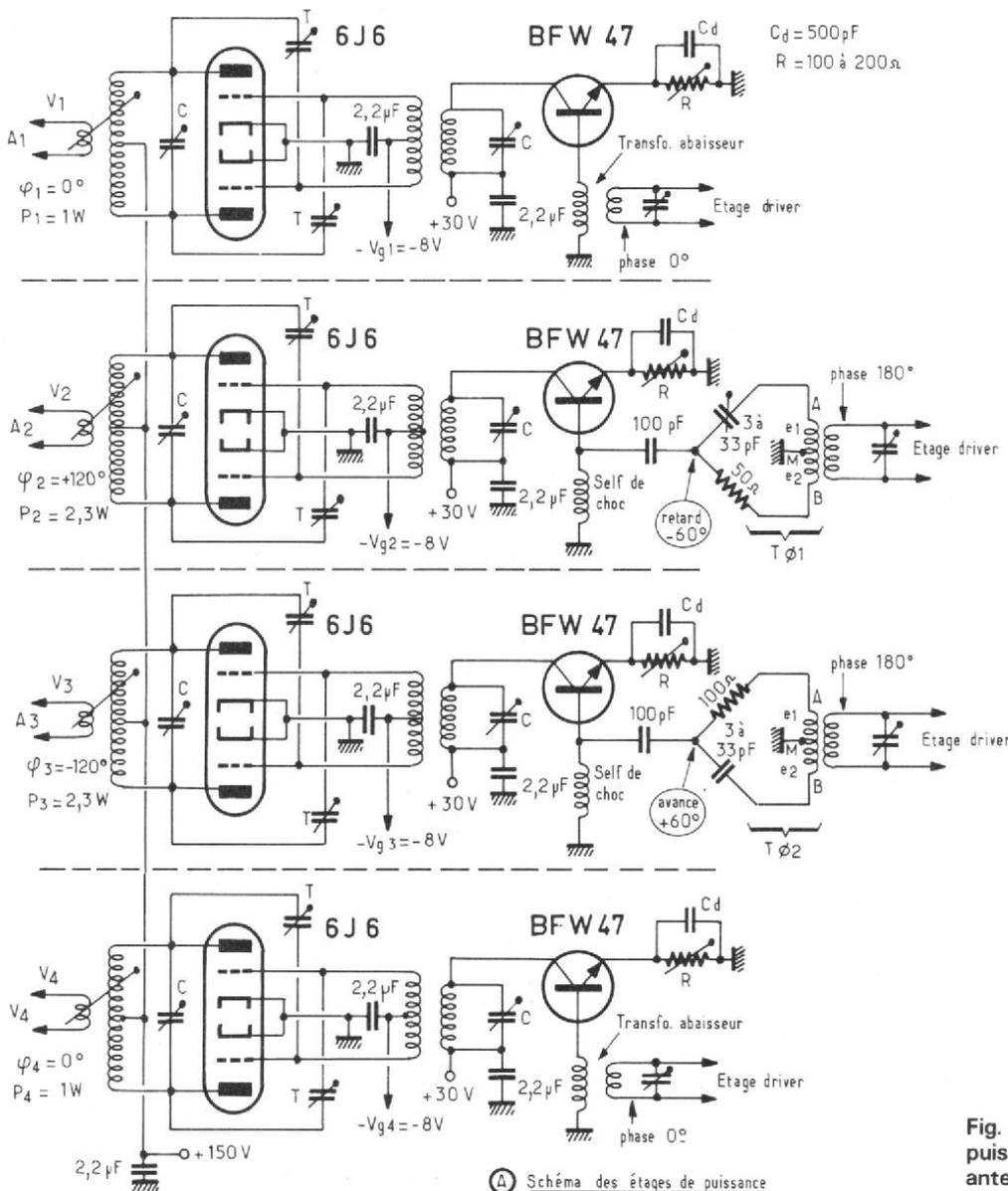
Il suffit d'avancer ou de retarder de 60° pour obtenir la marge de $\pm 120^\circ$ prévue pour l'attaque des antennes A_2 et A_3 . Le fonctionnement des transformateurs déphaseurs est résumé par la figure 10C en retournant le réseau, on inverse le déphasage. La diffé-

rence de résistance permet d'obtenir plus facilement les $\pm 60^\circ$ par rapport aux 180° prévus par l'inversion. La mise au point est évidemment assez compliquée et requiert un mesureur de champ et un millivoltmètre HF sensible. Un grid-dip (omdémètre) peut être également conseillé pour l'accord des circuits. Les étages de sortie doivent être mis au point séparément, notamment en ce qui concerne les accords et le neutrodynage. Pour effectuer le neutrodynage, on doit allumer les lampes mais déconnecter la HT. On induit dans le circuit, accordé d'entrée une onde à la

fréquence normale d'accord et on place le millivolt-mètre aux bornes de l'antenne. Les capacités « T » seront ajustées pour obtenir un minimum de signal au millivoltmètre. Les condensateurs T seront alors réinjectés une tension en opposition avec celle que les capacités grille-anode induisent sur l'entrée.

Les circuits accordés sont ensuite réglés sur fo, après avoir rebranché la HT.

Chaque antenne est remplacée par une charge 300Ω aux bornes de laquelle on maintient le millivoltmètre HF. On peut ainsi calculer facilement



④ Schéma des étages de puissance

③ Diagramme des transformateurs déphaseurs 0 à 180°

Fig. 10. - Exemple d'étages de puissance pour rideau de quatre antennes.

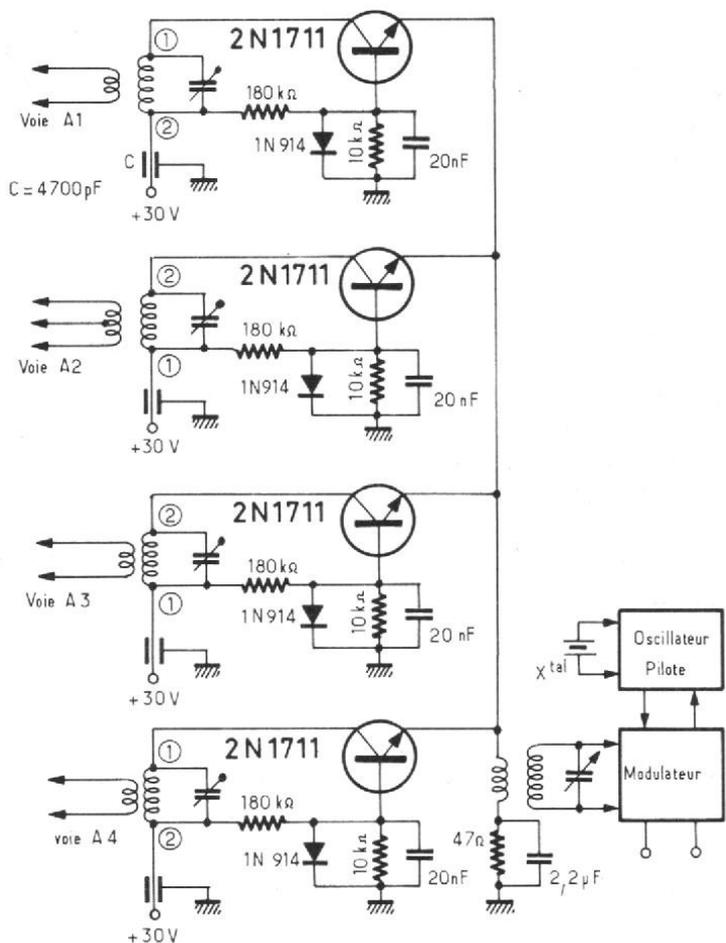


Fig. 11. - Etages « drivers » attaqués en commun par le modulateur.

la puissance fournie par les étages : $P_s = U_s^2/300$.

Pour régler cette puissance à 1 ou à 2,3 W, on peut doser la classe C au moyen des polarisations « grille » (V_{g1} à V_{g4}) ou au moyen des attaques. Dans ce dernier cas, l'attaque peut être modifiée en dosant la classe C des étages drivers ; cette opération se pratique au moyen des résistances R placées dans les émetteurs des BFW 47.

Pour cette mise au point, les transistors sont attaqués sur leur base au moyen de tensions uniformément égales.

Les déphasages $\pm 60^\circ$ s'ajustant en plaçant le mesureur de champ dans l'alignement du rideau d'antennes. Le conditionnement s'opère de telle sorte que le champ résultant soit maximal dans la direction privilégiée et minimal (- 24 à - 32 dB en dessous) dans le sens opposé.

En cas de difficulté, on vérifiera le sens d'orientation des enroulements des transformateurs de base des BFW47 : ceux des versions $T_{\theta 1}$ et $T_{\theta 1}$ sont retournés par rapport aux autres. De plus, les transformateurs des voies A_1 et A_4 doivent avoir un secondaire fournissant des tensions égales et en phase ; le couplage pourra être au besoin modifié ou orienté au mieux.

Un mot enfin, sur les étages drivers précédant les transformateurs ; leur composition et leur gain seront identiques. Il est conseillé une attaque par les émetteurs tous reliés et branchés vers le modulateur (fig. 11). Il n'est pas utile de prévoir un fonctionnement en classe C. Une classe B suffit amplement.

Roger Ch. HOUZE
Professeur à l'ECE

l'électronique
tranquille...

TEXAS
INSTRUMENTS

RTC-COGEKO
SIGNETICS

INTERNATIONAL
RECTIFIER

GENERAL
INSTRUMENT
EUROPE

A.JAHNICHEN
& Cie

SEMIKRON

ETC...



... grâce au stock
permanent de

RADIO VOLTAIRE

Division Electronique Industrielle
150/155, av. Ledru-Rollin 75011 Paris
Tél. (1) 357.50.11 - Télex 680952F

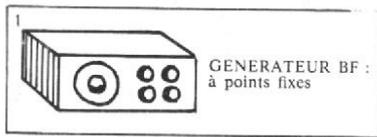
NOUVEAUTÉ

LES TABLES VOC



quand il est agréable de se pencher
sur un plan de travail!

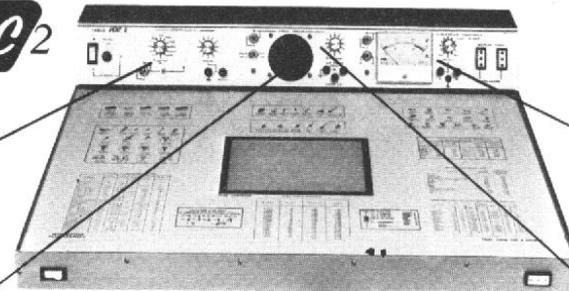
VOICI LA **VOC²**



1 GENERATEUR BF :
à points fixes



2 HAUT-PARLEUR :
entrée 4 ohms - 3 W



4 APPAREILS DE MESURE ET AUTRES ACCESSOIRES DANS UN SEUL APPAREIL !

C'est après une étude très complète et répondant à un marketing précis auprès de ses nombreux clients que VOC a mis au point cet étonnant plan de travail, véritable baie de mesure.

La Table VOC 2 est plus qu'un plan de travail c'est un laboratoire complet. Le générateur BF incorporé est accordé sur les fréquences musicales de base aux standards internationaux : multiples et sous-multiples de 435 Hz.

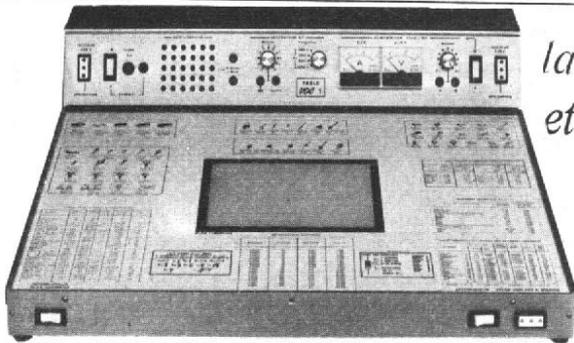


3 ALIMENTATION
STABILISÉE :
de 3 à 30 V - 1,5 A
Lecture tension
et courant
sur galvanomètre
commutable.

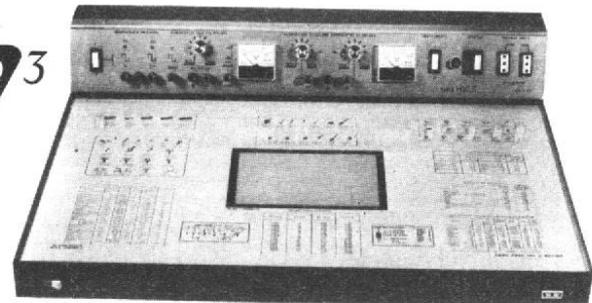


4 SIGNAL TRACER :
sensibilité d'entrée
réglable
Puissance de
sortie maximum 1 W.

* Alimentation
secteur 220 V
Dimensions :
700 x 550 x 145 mm



la **VOC¹**
et la nouvelle **VOC³**



La Table VOC 1 a été conçue pour "les petits budgets". Elle comporte néanmoins tous les éléments de base indispensables. Ses dimensions réduites permettent de la "loger" même dans les plus petits ateliers.

La nouvelle table VOC 3 est plus spécialement destinée aux utilisateurs de montages à circuits intégrés logiques et opérationnels. Cette table comporte une alimentation différentielle + et - 5 à 20 volts 600 mA, une alimentation pour TTL 4,5 volts à 5,5 volts 2,5 A et 3 générateurs d'impulsion à fréquences fixes : 1 Hz, 10 Hz et 100 kHz. Elle comporte de plus, comme les tables VOC 1 et VOC 2, un dispositif d'éclairage par transparence pour les circuits imprimés.

encore un mot pour répondre à votre question :

« Oui mais à quel prix ? »

alors voilà des prix qui vous rassureront et vous étonneront

LA VOC 1 710,00 FTTC **LA VOC 2** 1 295,00 FTTC **LA VOC 3** 1 295,00 FTTC

dès aujourd'hui allez commander votre plan de travail chez votre
revendeur habituel et profitez des prix de lancement

VOC 031



CCP LYON 72 34-96

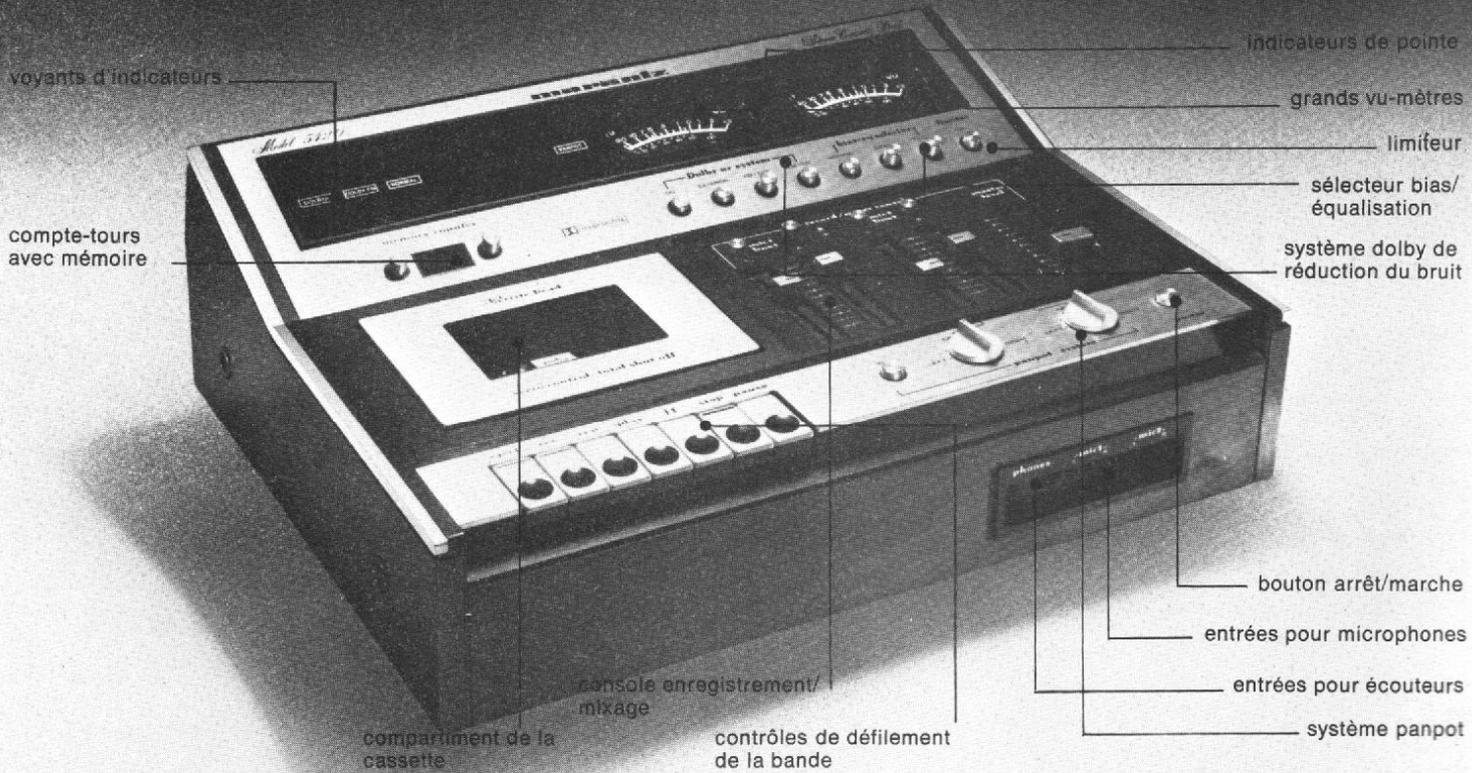
Offre exceptionnelle
Quantité limitée
 GARANTIE 2 ANS
 PIÈCES
 ET MAIN-D'ŒUVRE

la MAISON DE LA HI-FI vous propose pour 2200 F^{TTC} la prestigieuse platine à cassettes stéréo 5420

marantz

En faisant l'acquisition de votre platine MARANTZ 5420, vous n'avez pas seulement acquis un lecteur enregistreur de cassettes mais aussi

- une console de mixage à 4 canaux d'entrées sélectionnables
- un système dolby pouvant être déconnecté et utilisé sur un autre magnétophone ne possédant pas de système dolby
- la possibilité d'utiliser ce dolby sur un tuner FM afin de recevoir les émissions codées
- un panpot permettant de déplacer le signal d'entrée d'un canal à l'autre lors de l'enregistrement.



CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Rapport Signal/Bruit	Avec Bande OrO ₂ 30 Hz à 16 kHz ± 3 dB	Niveau de Sortie Ligne 900 mV (+ 1 dB)
DOLBY NR Hors-circuit	Avec Bande Standard 45 Hz à 14 kHz ± 3 dB	Impédance de Sortie Ligne 6 KΩ
Avec Bande Fe-Cr ou CrO ₂ 50 dB	Pleurage et Scintillement 0,07 % W.R.M.S.	Impédance de Sortie Casques 8 Ω
Avec Bande Standard 48 dB	Impédance d'Entrée :	Dimensions :
DOLBY NR en Circuit	MICRO 10 KΩ	Largeur 440 mm
amélioration du Rapport S/B 10 dB	LIGNE 68 KΩ	Hauteur 152 mm
Distorsion Harmonique Totale 2 %	Sensibilité d'Entrée :	Profondeur 321 mm
Réponse en Fréquence :	MICRO 0,25 mV (-70 dB)	Poids 8,6 kg
Avec Bande Fe-Cr 30 Hz à 17 kHz ± 3 dB	LIGNE 70 mV (-21 dB)	

BON DE COMMANDE (à découper ou à recopier et à retourner à l'adresse ci-dessous)

OUI, je désire profiter de cette offre exceptionnelle, adressez-moi franco de port la platine à cassettes stéréo Marantz 5420.

Je choisis le règlement comptant : ci-joint un chèque de 2.200 F.

Je choisis le règlement à crédit : ci-joint un chèque de 500 F. Le solde en 12 mensualités de 163,83 F, ou 21 mensualités de 100,74 F.

NOM

PRENOM AGE

ADRESSE

Signature (précédée de : lu et approuvé)

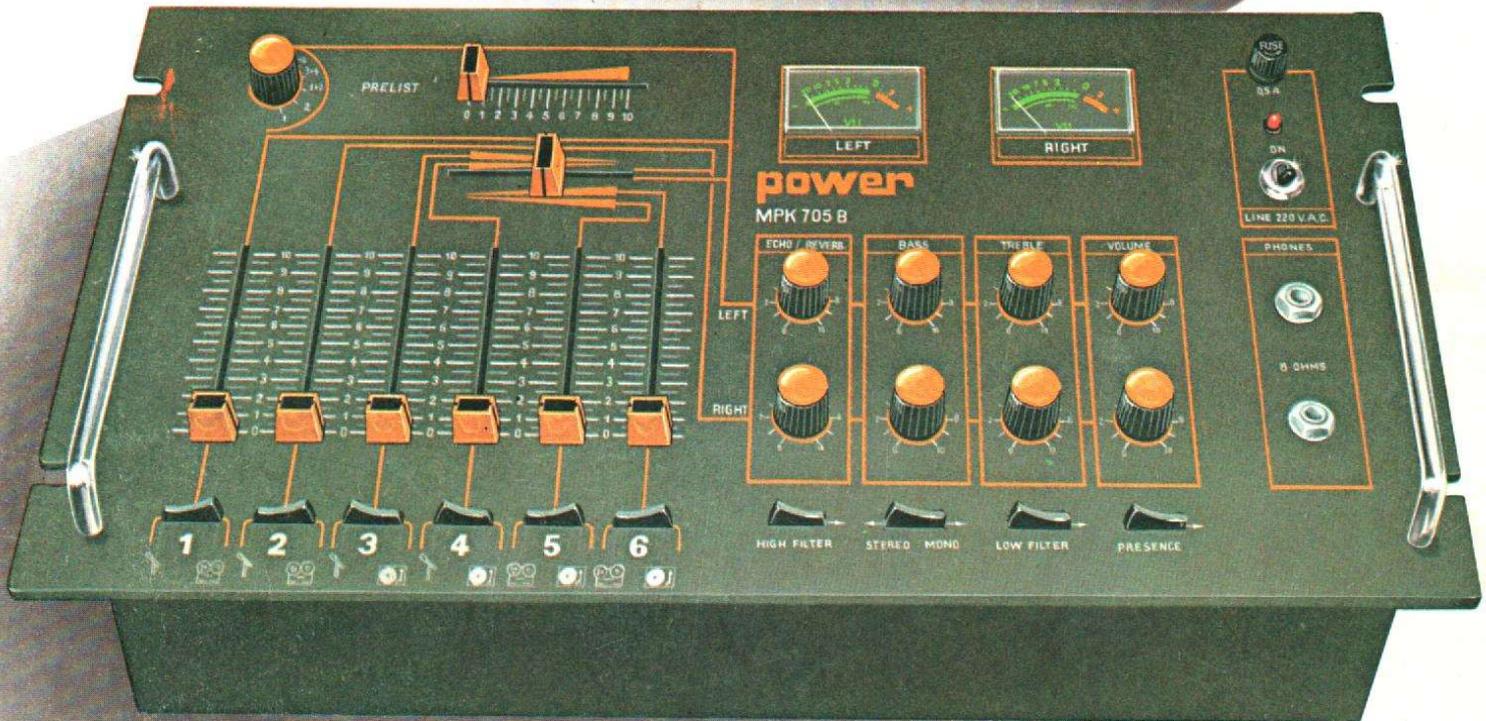
La Maison de la Hi-Fi

236, BOULEVARD PEREIRE, 75017 PARIS - TEL. : 380.36.23 / 380.35.66
 METRO PORTE MAILLOT

LEVEL 0404 HFB



APK 280 S : (amplificateur stéréophonique
2 X 80 Watts) PRIX TTC : 2.102 F



MPK 705 B : (console de mixage stéréophonique P.U., magnétos, micros) PRIX TTC : 1.932 F

consoles de mixage, amplificateurs, enceintes acoustiques effets spéciaux...

CARACTERISTIQUES DE LA CONSOLE DE MIXAGE MPK 705 B.

- Bande passante : 5 Hz à 40 000 Hz à -3 dB
- Taux de distorsion : inférieur à 0,1 % à 1 000 Hz
- Rapport signal/bruit : 90 dB pondéré courbe A
- Niveau nominal de sortie : 800 mV sur 600 ohms (0 dBm)
- Niveau maximal de sortie : 6 V (+19 dBm)
- Correcteur Baxendall : ± 20 dB à 20 et 20000 Hz
- Préenceur commutable +6 dB par octave au-dessus de 2 000 Hz
- Entrée micro 200 Ohms : sensibilité 6,5 mV ; saturation à 150 mV (surcharge admissible : 28 dB)
- Entrée P.U. 47 K Ohms : sensibilité 2,5 mV ; saturation à 70 mV (surcharge admissible : 30 dB)
- Entrée ligne (magnéto/tuner) 22 K Ohms : sensibilité 200 mV ; saturation à 6 V (surcharge admissible : 30 dB)



Documentation et tarif sur demande à :
COMEL - 6, Rue R. Dubost
92230 GENEVILLIERS. Tél. 793.65.12

Pour la Belgique :
DELTA EQUIPEMENT -
Rue de Calevoet 112 - 1180 BRUXELLES.