7 f
164 PAGES
LII[e] ANNÉE - N° 1610 DU 11 AOÛT 1977

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

ISSN.0337-1883

SON TÉLÉVISION RADIO ÉLECTRONIQUE

BANC D'ESSAI : Le magnétophone à cassette PHILIPS N 2521 ■ RÉALISATIONS : Une serrure électronique à code mobile ■ Un fondu enchaîné à modulation de fréquence ■ Un temporisateur et un chronomètre électroniques digitaux ■■■

TERAL
VOUS PRÉSENTE
LOG

Voir page 35

en avant première
LOG
DISTRIBUÉ ET GARANTI PAR
3M

SUISSE : 3,50 FS ● ITALIE : 1100 LIRES ● ESPAGNE : 125 PESETAS ● CANADA : 1,50 DOLLARS ● ALGÉRIE : 7 DINARS ● TUNISIE : 700 MIL

UN NUMÉRO HORS-SÉRIE DE

HIFI STEREO
Le journal de la Haute Fidélité
DISQUES MUSIQUE

Recueil de

66 BANCS D'ESSAI EN COULEURS

Les adresses de toutes les marques de Hifi

un document indispensable pour les vrais amateurs

chez votre marchand
de journaux habituel

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL HEBDOMADAIRE

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

LE HAUT-PARLEUR HEBDOMADAIRE

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

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

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

ABONNEMENT D'UN AN COMPRENANT :

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

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

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

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

sommaire

Exemplaire complet

Page

B.F. Technique générale - HiFi

- Le magnétophone à cassette **PHILIPS N2521**..... 50
- Le mégaphone **HEATHKIT GD1818** 127

Electronique technique générale

- Nouvelle technologie des composants 67
- Nouveaux montages électroniques : générateur 12 notes 74
- Générateurs de fonctions..... 86

Réalisations

- Commande optique de triac..... 39
- Temporisateur et chronomètre électroniques digitaux..... 41
- Réalisez un tuner FM à affichage digital 59
- Une sonde détectrice H.F..... 99
- Un fondu enchaîné à modulation de fréquence 100
- Un préamplificateur basse fréquence pour oscilloscope 194
- Une serrure électronique à code mobile 118

Mesure - Service

- Contrôle électronique du gain d'un ampli B.F..... 79

Journal des O.M.

- Un émetteur 145 MHz : Le Trans CV..... 131

Divers

- Informations Nouveautés..... 35
- Courrier technique..... 81
- Table des matières des N° 1563 à 1608, année 76/77..... 92
- Petites annonces 139

Copyright - 1977
Société des Publications radioélectriques et scientifiques

Dépôt légal : 3e trimestre 77
N° Editeur : 376
Distribué par « Transport Presse »

OJD DIFFUSION - PUBLICITÉ VÉRIFIÉE 1976
Commission Paritaire N° 56 701

PUBLICITE

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

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

Kits Wharfedale XP.

pour enceintes acoustiques

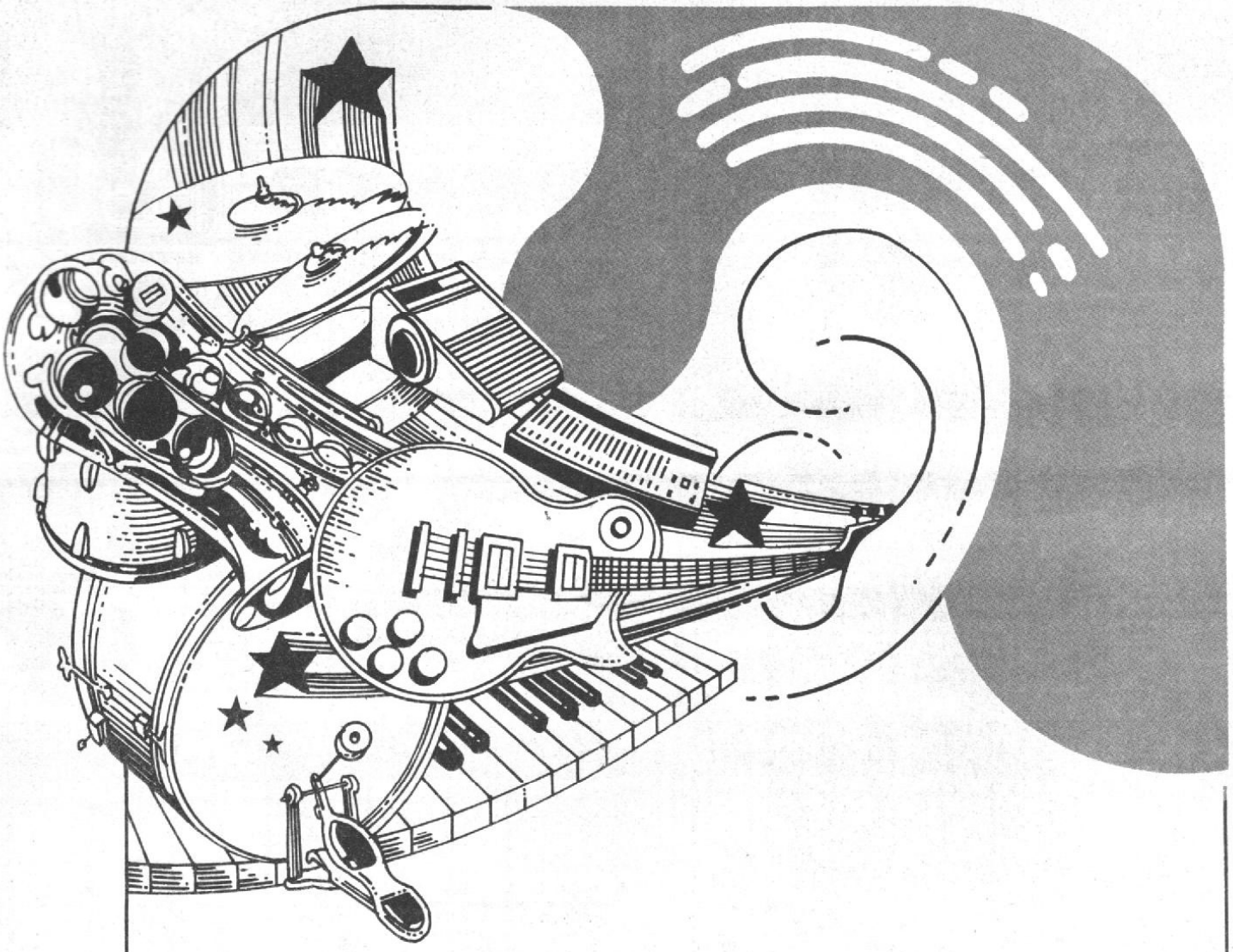
DENTON	2 XP KIT	25 Watts	Prix : **350,00 F** t.t.c
LINTON	3 XP KIT	30 Watts	Prix : **652,00 F** t.t.c
GLENDALE	3 XP KIT	40 Watts	Prix : **798,00 F** t.t.c

Prix à la paire

WHARFEDALE

Demandez les "Wharfedale Kits" chez votre spécialiste.

RANK HAUTE FIDELITE



4e SALON DE LA MUSIQUE

ANCIENNE GARE
DE LA BASTILLE/PARIS

ORGANISATION :
BERNARD BECKER
PROMOTION
20, avenue Rapp
75007-Paris

DU 21 AU 25
SEPTEMBRE 77
DE 11 A 19 H.

32e SALON INTERNATIONAL DE LA PHOTO ET DU CINEMA

Le 32e Salon international de la photo et du cinéma qui se tiendra à Paris du 5 au 13 novembre 1977 devrait occuper la totalité du tout nouveau hall I-1 (ex Victor-Eest) de la Porte de Versailles dont la construction ne sera achevée que le 1er octobre 1977.

Bien que déjà supérieure à celle du précédent Salon, la surface ainsi disponible s'est très vite avérée insuffisante pour accueillir tous les exposants soucieux de participer à cette manifestation qui, tous les deux ans (en alternance avec la Photokina de Cologne), fait de Paris la capitale mondiale de la photo et du cinéma.

ASTEC REPRESENTE EN FRANCE PAR ALMEX

Almex vient d'obtenir la distribution exclusive pour la France de « Astec ». Astec produit, en Extrême-Orient, une gamme de convertisseurs grand public et d'interface R.F. surtout dirigée vers le marché grand public, les calculateurs de poche, les adaptateurs R.F. pour jeux télé.

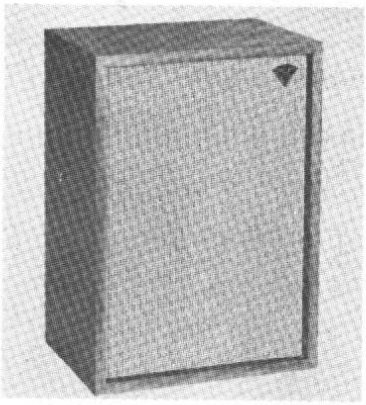
La promotion d'ASTEC pour les convertisseurs indique 10 produits pour 10 000 applications.

Rappelons qu'Almex représente ou distribue en outre en semi-conducteurs Fairchild, Harris, R.C.A. et Siliconix, en composants passifs, Dale et Sprague et en moteurs et lecteurs de bande E.C.M., Harowe et Supérior Electric.

LES ENCEINTES KLIPSH

Les enceintes Klipsch dues au célèbre électro-acousticien Paul Klipsh font leur réapparition sur le marché français après une longue absence. Importées par le département électronique haute-fidélité O.G.P., nous présentons ci-après deux des modèles qui seront disponibles dès la rentrée 77-78 ; Ces enceintes font appel au principe du pavillon exponentiel, replié pour le haut-parleur de grave, et se caractérisent par un rendement exceptionnel. Les modèles les plus volumineux, pouvant être utilisés en Hi-Fi, mais également en sonorisation, sont décrits dans notre confrère « Sono » (Edition du « Haut-Parleur »).

1 – Enceinte Klipsh « Heresy » KL100



Puissance maximum : 105 W
Réponse en fréquence : 50 à 17 000 Hz (± 5 dB)
Niveau sonore : 98 dB SPL pour 1 W à l'entrée (référence 0 dB = 0,0002 dyne/cm²) mesuré à 1,22 m (4 pieds).
Impédance : 8 Ω
Composants : 1 Boomer (grave K.22 de 31 cm, 1 médium K55V avec pavillon K700, 1 Tweeter (aigu) K77.
Fréquences de transition : 700 et 6 000 Hz à partir d'un filtre type E.
Distorsion : inférieure à 3 % pour 90 dB SPL à 61 cm (2 pieds).

NOTRE COUVERTURE :

C'est au CES (Consumer Electronics Show) que l'Equipe TERAL a découvert, en juin dernier, la marque LOG, et c'est après trois mois de tests irréprochables que les ingénieurs de TERAL ont admis ces produits à la commercialisation.

LOG est une marque japonaise filiale du célèbre groupe LUX dont les branches Hi-Fi se sont distinguées depuis de nombreuses années par leur technologie avancée et par l'originalité de leur esthétique. D'autre part, c'est la Société Française 3A qui a sélectionné cette marque et qui l'importe depuis le Festival du Son. Cette gamme comporte actuellement 5 appareils : 1 ampli, 1 tuner, 2 ampli-tuners et, depuis peu, 1 platine à cassette.

Tous ces produits sont en avant-première, en stock et démonstration, chez TERAL 30, rue Traversière 75012 Paris.

LOG est distribué et garanti par 3A

AMPLIFICATEUR L 2800

Puissance de sortie : 50 W + 50 W (RMS) - Distorsion harmonique : < 0,05 % (50 W 8 ohms 1 KHZ) - Distorsion intermodulation : < 0,06 % (50 W 8 ohms 70 : 7 KHZ = 4 : 1) - Rapport Signal/Bruit : Phone 1 & 2 : > 65 dB - Tuner, Aux. 1 & 2 et Monitor 1 & 2, > 76 dB - Filtres : ronflement : 20 Hz - Basses : 70 Hz - Aigués : 8 KHz - Correcteur enceinte : 150 Hz - Facteur d'amortissement : > 60 (8 ohms) - Accessoires : indicateur de niveau de crête par diodes luminescentes, inverseur monitor. Inverseur copie enregistreur - Dimensions : 450 mm x 273 mm x 163 mm - Poids : 10 kg - Prix constaté : 3.000 F TTC.

TUNER T 1400 FM-AM

FM

Gamme de fréquences : 88 MHz - 108 MHz - Sélectivité : 60 JB/ - MHz - 100 µV ± 400 KHz - Réfection IF : > 90 dB (98 MHz) - Rapport signal/bruit : > 70 dB (98 MHz-1 mV) - Distorsion harmonique : < 0,3 % 400 Hz Monophonie, < 0,4 % 400 Hz Stéréophonie - Niveau sortie : 1,6 V (400 Hz - 100 % modulation).

ACCESSOIRES

Silencieux FM - Local FM

Sélection stéréo/mono en FM - Sortie variable - Dimensions : 443 mm x 273 mm x 153 mm. Poids : 7 kg - Prix constaté : 2.400 F TTC.

AMPLI-TUNER R 3800

AMPLIFICATEUR :

Puissance de sortie : 2 x 36 W sur 8 ohms (RMS) - Distorsion intermodulation : < 0,10/8 ohms - 60 Hz/6 KHz-4/1 - Rapport Signal/Bruit : Phono 68 dB, AUX. 88 dB, Monitor 88 dB - Facteur d'amortissement : > 60 à 8 ohms - Filtres : 7 KHz-6 dB/octave, 70 Hz-6 dB/octave - Séparation des entrées : — 65 dB (aux., monitor à 1 KHz) - Indicateur de puissance - crête par réseau de diodes luminescentes : 0, — 10, — 13, — 16, — 19, — 22 dB.

TUNER FM

	(mono)	(stéréo)
Rapport Signal/Bruit à 65 dBF	74 dB	70 dB
Distorsion harmonique à 65 dBF .. 100 Hz	< 0,2 %	< 0,3 %
1 KHz	< 0,2 %	< 0,3 %
6 KHz	< 0,3 %	< 0,5 %
Distorsion intermodulat.	< 0,2 %	< 0,3 %
Rapport IF	70 dB	
Dimensions — Largeur :	490 mm	
Hauteur :	180 mm	
Profondeur :	355 mm	
Poids	12 kg	
Prix constaté	3.400 F TTC	

AMPLI-TUNER R 4000

AMPLIFICATEUR

Puissance de sortie : 2 x 55 W (RMS) - Distorsion intermodulation : < 0,10/8 ohms, 60 Hz/6 KHz - 4/1 - Rapport signal/bruit : Phono 66 dB, Aux. 86 dB, Monitor 86 dB - Facteur d'amortissement : > 60 à 8 ohms - Contrôle tonalité : ± 10 dB à 100 Hz, ± 10 dB à 10 KHz - Filtres : 7 KHz-6 dB/octave, 70 Hz - 6 dB octave. - Indicateur de puissance crête par réseau de diodes luminescentes : 0, — 10, — 13, — 16, — 19, — 22 dB

TUNER FM

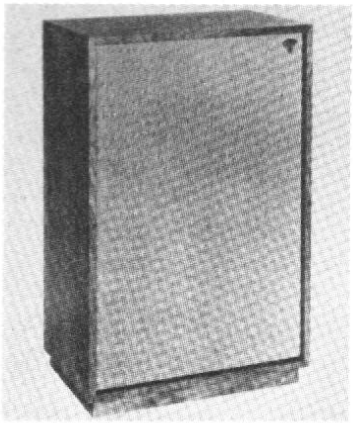
	(mono)	(stéréo)
Rapport signal/bruit à 65 dBF	> 74 dB	> 70 dB
Seuil du silencieux	1,5 µV	1,5 µV
Distorsion harmonique à 65 dBF .... 100 Hz	< 0,1 %	< 0,3 %
1 KHz	< 0,1 %	< 0,3 %
6 KHz	< 0,3 %	< 0,5 %
Distorsion intermodulat.	< 0,1 %	< 0,3 %
Rapport IF	85 dB	
Dimensions — Largeur :	490 mm	
Hauteur :	180 mm	
Profondeur :	355 mm	
Poids	13 kg	
Prix constaté	4.500 F TTC	

LECTEUR-ENREGISTREUR FRONTAL DE CASSETTE CT-5000

Réducteur de bruit	Type Dolby
Pistes	4 pistes 2 canaux stéréo
Vitesse de défilement	4,75 cm/s
Nombre de têtes	2 (Ferrite et Permalloy)
Nombre de moteur	1
Défilement rapide	75 s (C 60)
Sensibilité des entrées	Micro - 0,2 mV Ligne - 60 mV DIN - 7,7 mV
Bande passante	20 Hz - 13 KHz (± 3 dB) Fe 20 Hz - 15 KHz (± 3 dB) CrO2
Réponse Dolby	10 dB (C 60 Fe)
Sorties	Ligne 0,4 mV (0-VU/100 K-ohm) Casque 31 mV (0-VU/8-ohm)
Séparation	35 dB (Fe)
Indication	Vu mètre enregistrement/lecture Indicateur enregistrement, Commutation du Dolby Diodes électro-luminescentes de crêtes, Compteur à mémoire
Connection	Prises micro. Prise casque. Entrées et sorties lignes doublées. DIN
Dimensions	Largeur : 448 mm Hauteur : 148 mm Profondeur : 305 mm
Poids	7,5 kg
Prix constaté	2.500 F TTC

Dimensions : 54 (h) x 39,5 (l) x 33 (p) cm.
Poids : 25 kg maximum en emballage.

2 - Enceinte Klipsh « Cornwall » KL500



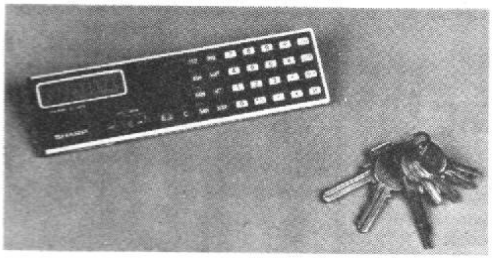
Puissance maximum : 105 W
Réponse en fréquence : 50 à 17 000 Hz ± 5 dB
Niveau sonore : 98,5 dB SPL pour 1 W à l'entrée (référence 0 dB = 0,0002 dyne/cm²) mesuré à 1,22 m (4 pieds).
Impédance : 8 Ω
Composants : 1 Boomer (grave K33 de 38 cm, 1 médium K55.V avec pavillon, 1 tweeter (aigu) avec trompette K77.
Fréquences de transitions : 600 et 6 000 Hz à partir d'un filtre type B.
Distorsion inférieure à 5 % pour 90 dB SPL à 61 cm (2 pieds).
Dimensions : 91 (h) x 65 (l) x 39 (p) cm.
Poids : 49 kg maximum en emballage.

SENNHEISER

Cette firme présente un système de traduction simultanée, sans fil, pour neuf langues. Il nécessite aucun travaux et peut être installé à poste fixe ou mobile. Dès le mois de septembre la maison Brandt Frères pourra distribuer ce modèle.

SHARP

Le modèle EL5804 se présente comme une règle à calcul extra-plate »7 mm), conçue dans le respect des traditions.

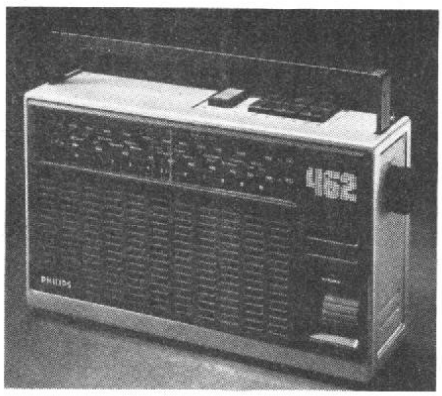


Répondant aux besoins des mathématiciens, ingénieurs, scientifiques et étudiants.

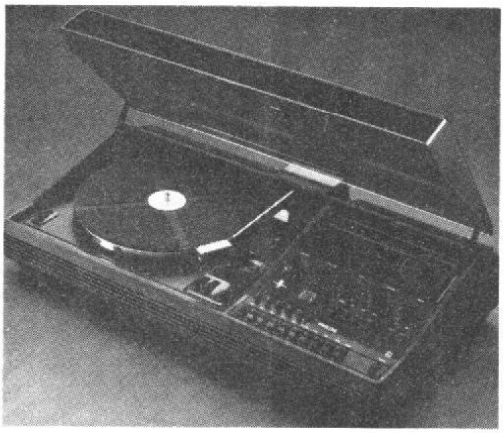
Elle offre la totalité des possibilités des calculs effectués par les bureaux d'études, les laboratoires, les études supérieures, etc. Calcul avec constante, calcul des racines carrées, des puissances, calcul à mémoire, fonctions trigonométriques, fonctions trigonométriques inverses, exponentielles, logarithmiques, calcul de Y à la puissance X, conversion de degrés, minutes et secondes en notation décimale, calculs inverses.

PHILIPS

Le modèle 90 AL 462 est un récepteur portable PO-GO équipé de quatre stations préréglées. Avec une puissance de 700 mW et une distorsion de 10 % (± 1 dB) son haut-parleur a un diamètre de 10 cm. Il est alimenté avec quatre piles de 1,5 V type R20.



Le modèle AH878 est une chaîne compact Hifi satisfaisant aux normes DIN 45500 avec une puissance de sortie de 2 + 30 W. Le cadran de syntonisation est à diodes électroluminescentes, la partie tuner reçoit deux gammes d'ondes (GO et FM) avec cinq stations préréglables en FM.



Il possède trois réglages de tonalité (grave-médium-aigue) un filtre « physiologie », et deux filtres pour les bruits de surface et le ronronnement.

Ses dimensions sont de 150 mm pour la hauteur, 680 pour la longueur et 360 mm pour la profondeur.

RECTIFICATIF

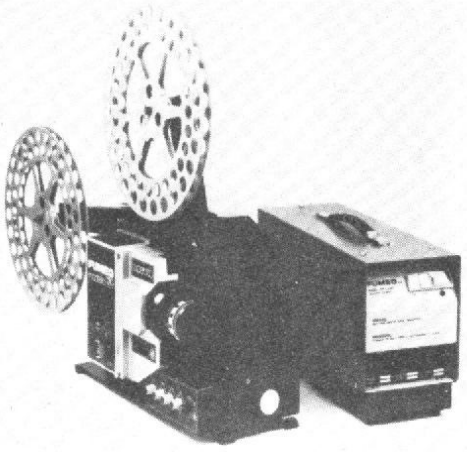
Dans notre numéro 1606 du 23 juin, nous vous avons informé de la distribution par Tekelec-Airtronic du matériel Sinclair. Or il s'agit uniquement que du modèle DM2, la totalité de la gamme restant l'exclusivité de la société Cogel. Nous prions nos lecteurs ainsi que la société Cogel de bien vouloir nous excuser de cette erreur.

REVOX

La nouvelle gamme Revox sera présentée pour la première fois en France, aux audiophiles de la région Rhône-Alpes, par les techniciens de la firme, dans le nouvel auditorium, 3, rue Stella (à 20 m de la place de la République) que les Ets Tabey à Lyon ont aimablement mis à leur disposition, le mardi 13 septembre 1977 de 10 heures à 20 heures.

FUMEO

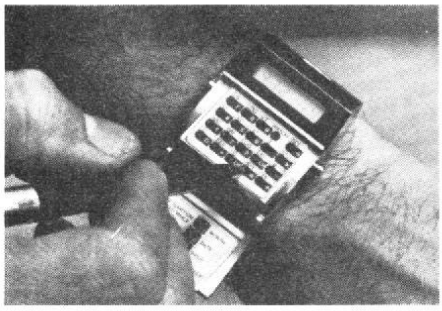
Destiné au marché professionnel le modèle à lampe Marc 300 est doté d'un redresseur séparé destiné à l'alimentation de la lampe. C'est un véritable appareil d'exploitation en Super 8. Les bobines de 750 m procurent 150 mn de projection ininterrompue, l'amplificateur a une puissance de 25 W, son objectif est un zoom ISCO 16,5/3' mm.



Deux modèles télécinéma (avec ou sans enregistrement) sont également disponibles, alors dotés d'objectif 50 mm à ouverture variable.

NATIONAL SEMICONDUCTOR

Ce modèle combine les fonctions d'une montre à affichage LCD et celles d'une calculatrice scientifique. Pour la première fonction en montre LCD, il permet l'affichage permanent six chiffres, heures, minutes, secondes, l'affichage jour/mois, l'indication AM et possède un éclairage pour la nuit. Les possibilités en calculatrice sont : logique algébrique, notation scientifique complète, fonctions trigonométriques et logarithmiques naturelles et inverses, touches échanges et affichage mémoire calcul de pi.



Pour actionner le clavier on doit utiliser un instrument pointu (crayon, stylo, etc.). Ce clavier dispose de 36 touches de fonctions.

Le module peut être utilisé pour enregistrer des informations numériques sans rapport avec les calculs ou l'affichage du temps, par exemple lorsque l'utilisateur veut conserver un numéro de téléphone. Selon les besoins, ont peut encore prévoir sur le module une fonction « alarme ».

MILAN, POINT DE RENCONTRE

Du 8 au 12 septembre 1977 se déroulera à Milan le 11e S.I.M. (Salone Internazionale della Musica) qui est, en quelque sorte, un amalgame de notre Festival International du Son et de notre Salon de la Musique ; c'est-à-dire que HiFi et Sono seront en même temps à l'honneur et concernées. Il est prévu pour la seule HiFi une surface utile de 23 000 m^2, ce qui donne l'ampleur de la manifestation.

Presque simultanément – du 9 au 14 septembre 1977 – se tiendra dans la même ville et cotoyant le précédent, la ERTEL 3 (Exposition européenne de Radio-Télévision et Electro-Acoustique) salon qui peut être comparé, de par ses activités à notre ancien Salon de la Radio et Télévision et à notre actuel Salon de l'Audiovisuel. La ERTEL vient donc en complément au S.I.M., un complément important puisqu'il occupera 9000 m^2 et qu'il bénéficiera de l'essor exceptionnel pris par la TV et la FM dans la péninsule depuis l'an dernier. Il faut dire que cette recrudescence d'intérêt est due pour la TV à l'introduction récente de la couleur, qui a relancé le marché et pour la FM à la multiplication des radios libres (à ne pas confondre avec les radios « pirates » telles que nous les concevons en France : en Italie, il n'y a pas de monopole légal du type de celui dont jouit Radio-France) pour lesquelles le public montre un engouement extrême.

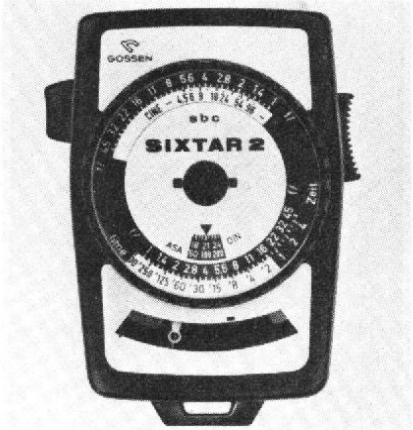
Par ailleurs, la ERTEL ne veut pas être une exposition de produits uniquement destinés aux loisirs et à la détente mais elle entend aussi promouvoir et étendre les nouvelles applications de la technologie électronique dans le secteur industriel. Un exemple entre autres : l'utilisation du téléviseur comme terminal, terminal étant pris au sens d'instrument actif pour obtenir des informations immédiates dans tous les secteurs.

Notons aussi que, si ERTEL 3 est une exposition européenne, ce qui ne doit cependant pas faire croire à une sorte d'embargo sur les produits en provenance d'outre-Atlantique et d'Extrême-Orient, l'intérêt des exposants s'oriente également vers les nouveaux marchés des pays de la côte d'Afrique du Nord, du Moyen-Orient et du Tiers-Monde.

Pour tous renseignements sur l'ERTEL 3 : Ertel 3, Centro Image, Centro Commerciale, Milano Sans Felice, 20090 Segrate - Milano.

POSEMETRE GOSSEN

Le modèle Sixtar 2 est une nouvelle version du Sixtar, dont les différences principales sont : l'adaptation d'un élément de lecture SBC (silicon Blue Cell) et d'un nouvel étage d'amplification plus puissant.



Son temps de pose va du 1/2 000e à 2 heures, la cadence cinéma de 4,5 à 96 images secondes, sa sensibilité de 9 à 42 DIN (6 à 12 500 ASA).

BIBLIOGRAPHIE

LE HARDSOFT ou la pratique des microprocesseurs par M. OUAKNINE et R. POUSSIN

Hardsoft, la pratique des microprocesseurs, est un ouvrage d'initiation et de formation particulièrement destiné aux électroniciens et informaticiens non spécialistes.

En partant du principe que la conduite s'apprend en se mettant au volant d'une voiture donnée, les auteurs ont choisi un modèle qui sert de référence et qui permet de donner des exemples concrets (avec schémas et programmes).

Après une introduction qui explique les principes généraux, ce livre décrit le fonctionnement et le jeu d'instruction d'un système construit autour du microprocesseur 8080 A. Le chapitre suivant relatif aux techniques de programmation contient de nombreux exemples. Enfin les auteurs présentent trois applications réelles avec leurs schémas et programmes : le lecteur pourra ainsi réaliser lui-même son système d'initiation comportant un panneau de commande qui facilite la mise au point et l'exécution des programmes. Les autres exemples décrivent un compte tour digital intelligent (qui indique par exemple quand changer les vitesses) et un système industriel (installation de régulation) avec sa console de dialogue.

Les professionnels y trouveront avec profit des programmes à usage général et des schémas d'applications ainsi que des « astuces » utiles.

Un ouvrage broché de 200 pages, format 15 x 21, 75 schémas, sous couverture quadri pelliculée.

Prix : 56 F.

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

ERRATUM

Dans notre n° 1606 du 23 juin 1977 à la page 24, le prix indiqué pour le Haut-Parleur pour voiture Jensen Triaxial est erroné il faut lire 950,00 F TTC, le kit, au lieu de 1250,00 F. Nous prions la société distributrice, Teleton Electro (France) de bien vouloir nous excuser de cette erreur.

VOIGTLANDER

Le modèle VSL2 est entièrement automatique à objectifs interchangeables à baïonnette. De format 24/36 il possède un temps de pose automatique et un système

de raccordement baïonnette Voigtlander. Les mesures de l'exposition se font à travers l'objectif par photodiode Silicium, la mise hors-circuit de la batterie par le levier d'armement provoque simultanément le vérrouillage du déclencheur, la durée du déclenchement automatique est de six secondes.

LA GAMME MODULAIRE DE TÉLÉVISION COULEUR VIDÉO 80 PHILIPS

Présentée pour la première fois en Europe, à Montreux, au début du mois de juin, cette nouvelle gamme représente une approche entièrement nouvelle de la télévision couleur professionnelle sur le plan de la souplesse opérationnelle, de l'économie à l'achat et pendant l'exploitation, de la commodité d'utilisation, de la mobilité et de la compatibilité.

La conception modulaire de la gamme vidéo 80 permet d'élaborer un ensemble de télévision couleur parfaitement adapté aux besoins. Cela peut aller de la simple caméra portable à une installation complexe de studio ou à un ensemble de formation médicale destiné à transmettre les images couleur fournies par une caméra montée sur scialytique ou microscope. La gamme vidéo 80 permet de se procurer l'ensemble du matériel nécessaire auprès d'un même fournisseur, de le compléter si nécessaire, de le mettre en service rapidement et aisément. Cette gamme peut d'ailleurs elle-même compléter les équipements classiques de la gamme Philips tels que les caméras couleur LDH 20 et LDH 1 ou l'unité de télécinéma LDH 16.

Le cœur de la nouvelle gamme vidéo 80 est une caméra couleur trois tubes (2/3 pouce) LDH 10 conçue pour être adaptée en quelques secondes et sans aucun outil à des applications différentes, cela par l'échange de modules. Sur le dessus de cette caméra de base se trouve un dispositif de fixation breveté permettant de placer instantanément un viseur qui, selon l'utilisation désirée, sera un 4 1/2 pouces à vision directe, un viseur réflex de 4 1/2 pouces avec oculaire, un Electronics Pack avec viseur 1 1/2 pouce avec oculaire.

A partir de la caméra LDH 10 de base ont été prévus quatre ensembles de télévision, à savoir :

— Un ensemble studio.

— Un ensemble de reportage complètement autonome avec VCR portable et batteries.

— Un ensemble semi-autonome, la caméra pouvant se déplacer dans un rayon autorisé par la longueur du câble qui la relie à son unité de télécommande.

— Un ensemble pour applications spéciales avec télécinéma, microscope, endoscope, etc.

Il est possible, toujours en utilisant les éléments de la gamme vidéo 80, d'étoffer chacun des ensembles de base.

CANON

La Canon 814 XLE, dérive de la 814 Autozoom Electronique, commercialisée en mars 1972. Mais elle dispose en plus de la prise de vue en lumière ambiante (XL), de la synchronisation de l'enregistrement sur bande. Elle a été élaborée à partir d'une nouvelle conception avec angle d'ouverture d'obturateur variable et un viseur particulièrement lumineux.

La 814 XLE est munie d'un viseur plus lumineux qui donne de nombreuses informations de prises de vue.

La précision de la mesure de l'exposition se trouve accrue de 2,5 fois.

Le prisme à raccordement d'images permet de réaliser des prises de vue même sous de faibles conditions d'éclairage.

Elle possède un angle maximum d'ouverture de 220°, avec possibilité de fermeture complète de l'obturateur.

L'enregistrement synchrone peut être réalisé grâce à un double système sonore d'une impulsion par image ou bien d'une impulsion toutes les quatre images.

Caractéristiques

— Objectif à grande ouverture et à variation de focale d'une amplitude de 8 fois. La macrophotographie est possible.

— Exposition automatique ; mesure à travers l'objectif (utilisation d'un circuit intégré).

— Mécanisme de correction de l'exposition automatique lorsque l'on fait varier l'angle d'ouverture de l'obturateur (220° et 150°).

— L'ouverture supérieure de cet objectif réduit l'influence de la diffraction même avec une ouverture minimum de F/45.

— Déclencheur magnétique : une très faible pression suffit pour l'actionner.

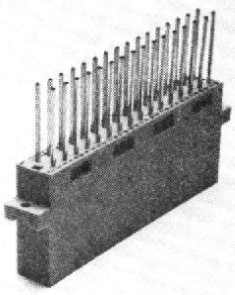
— Ralenti instantané (environ 36 i./sec.).

— Dispositif de synchronisation de flash incorporé.

— Parasoleil en caoutchouc incorporé.

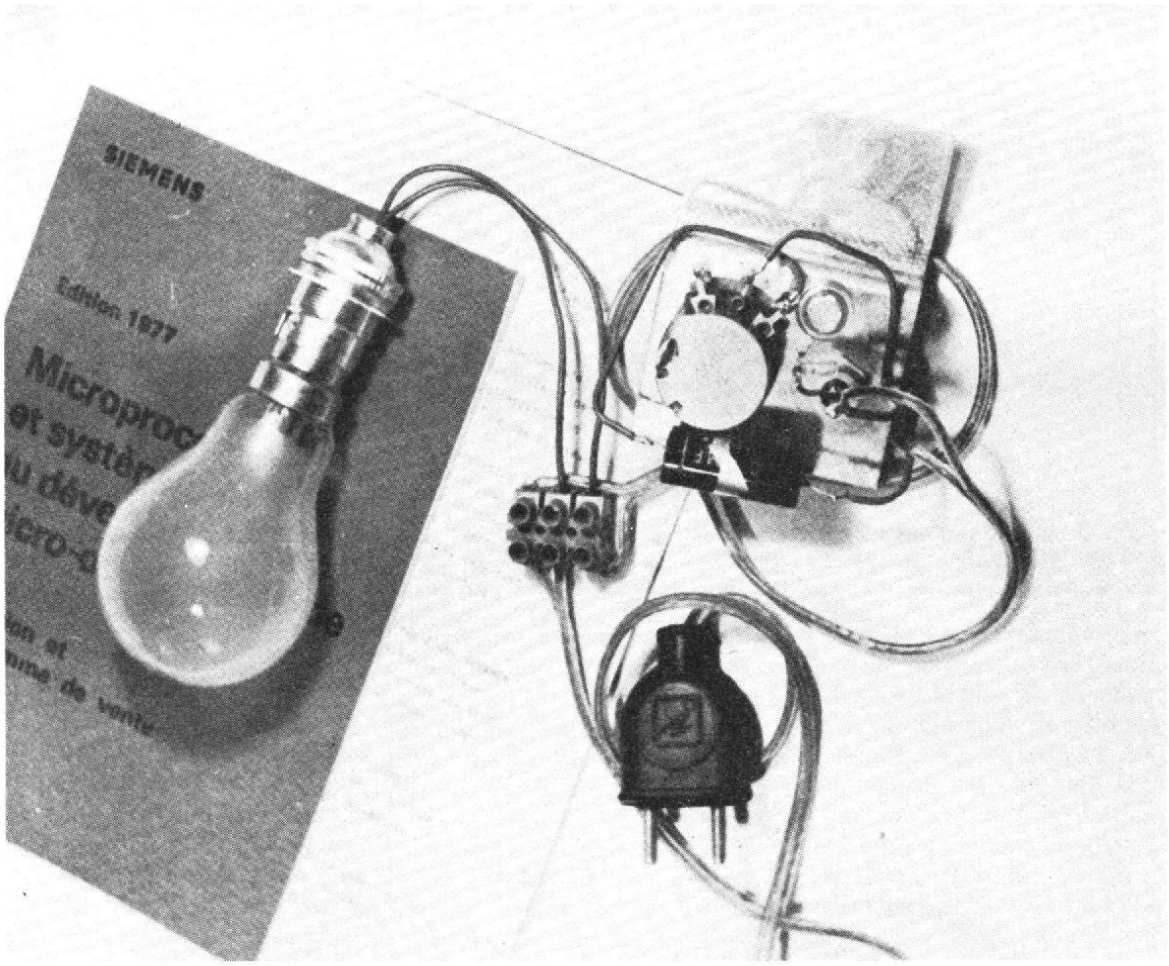
PANDUIT

Cette société vient de mettre sur le marché une gamme de connecteurs DIN. Les raccordements existent dans les trois types : wire wrap, soudure à la vague et soudure manuelle. Les connecteurs Panduit sont totalement interchangeables avec ceux d'autres fabricants en conformité avec les mêmes normes.



Cette gamme de connecteurs comporte un ressort de contact en une seule pièce qui procure des performances remarquables dans des conditions sévères d'utilisation, telles que chocs ou vibrations, associé à une résistance de contact et une force d'insertion/désenfichage très faibles.

RÉALISEZ :



UNE COMMANDE OPTIQUE DE TRIAC

L'APPARITION ou la disparition de la lumière du jour nécessite dans des nombreux cas l'enclenchement ou le déclenchement de lampes à infrarouges ou de divers appareils électriques. En partant vous coucher, la simple extinction de la lumière dans la pièce pourrait éteindre la lumière de l'aquarium, sans installation électrique compliquée, sans fils et câbles de réseau supplémentaires.

L'appareil comme nous le voyons, ne comporte aucun transformateur, même pas un « diac » – désagréable accessoire de toute commande proportionnelle à triac. Il faut vous rendre à l'évidence : Dans une serre, par exemple, on a beau asperger de lumière les plantes 24 heures sur 24, la « production » n'augmente pas. Au contraire, si on ne respecte pas le sacrosaint cycle jour-nuit, les plantes crèvent. Dans un élevage de poulets c'est pareil. Il arrive si souvent d'oublier d'allumer ou d'éteindre parce qu'il fait jour ou nuit dehors. Le petit dispositif que voici n'oubliera jamais.

Autre application : Allumer la lumière dans une pièce avec une lampe de poche. Pour les non-initiés en électronique cette petite expérience permettra de mieux comprendre le fonctionnement d'un bistable.

DESCRIPTION

Le circuit est celui de la figure 1. Un triac, sensible en courant de gâchette (IGT = 5 à 10 mA), une ampoule à néon trafiquée, un condensateur et un potentiomètre de réglage du seuil d'amorçage lumineux, en composent le décor. Les opérations sont dirigées par une photorésistance très populaire – LDR 03, véritable œil électronique.

La commande du triac paraît, au premier abord, classique. Le potentiomètre P a une résistance de butée « r ». Avec le condensateur C, il permet d'obtenir un déphasage convenable de la commande qui se traduit, comme chacun le sait, par une variation de la puissance de sortie. Cependant, deux détails différencient cette commande de triac des autres : D'une part, il n'y a pas de « diac », mais une petite lampe à néon comme on en trouve chez tous les quincailliers. D'autre part, la commande du triac est tributaire d'une faible valeur d'une photorésistance. La lumière fait descendre à 100 Ω - 1 kΩ cette résistance. A l'obscurité elle monte à 50kΩ - 100kΩ.

Or, si le remplacement du « diac » par une simple ampoule à néon paraît astucieux, les grands électroniciens diront que la photorésistance pourrait chauffer, car la tension maximale aux bornes ne doit pas dépasser 100 à 150V. Au risque de les décevoir, la photorésistance ne se transforme pas en poêle à frire, car le triac que nous conseillons est ultra-sensible. Il enclenche à 5 mA de courant de gâchette, ce qui permet à la

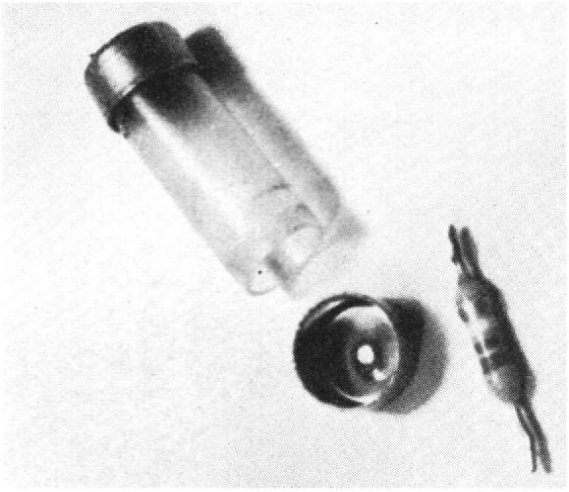


Photo 1. – Ne pas oublier d'enlever la résistance de 100 à 300 kΩ qui se trouve habituellement en série.

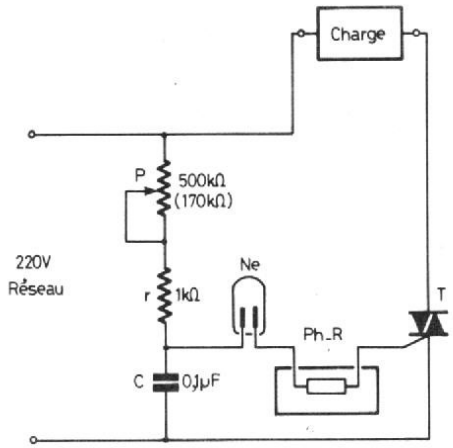


Fig. 1

Liste des composants :
P : 500kΩ (linéaire)
R : 1kΩ
Ne : Ampoule néon, pour montage 220V - (sans la résistance de 100 à 300kΩ se trouvant en série)
C : 0,1µF/400V
Ph R : LDR 03 (RTC - La Radiotechnique)
T : 2N 6162 (Motorola) - 30A/400V : 10 mA de courant de gâchette.

photorésistance de ne pas dissiper une puissance importante et de fonctionner sans problèmes jour après jour. Nous déconseillons les triacs bon marché qui demandent parfois 50 à 100 mA de courant de gâchette. La photorésistance pourrait chauffer. Mais même si elle ne chauffait pas, une trop forte tension aux bornes (supérieure à 150V) pourrait modifier à la longue ses caractéristiques. A la longue il y a une migration des impuretés dans le matériau semiconducteur et les caractéristiques se trouvent petit à petit modifiées.

Pensez à ces bouteilles qui se déforment lentement au soleil du Sahara, au point de devenir méconnaissables. Un semiconducteur sous tension change parfois, comme ces bouteilles. Il faut donc l'utiliser dans les conditions prévues par le constructeur.

Le potentiomètre P sert à changer le seuil d'enclenchement. Pour plus de détails se reporter aux photos.

RÉALISATION

Pas de circuit imprimé, mais, de grâce, une rondelle isolante entre le support-radiateur métallique et le triac. Attention à ne pas transmettre l'une ou l'autre des bornes du 220V d'arrivée au support, à l'axe du potentiomètre ou à un quelconque point qu'on risque de toucher. Sinon ce sera la « mini-chaise-électrique-maison ».

Le support sera un bout de tôle de 2 ou 3 mm. Deux trous recevront le potentiomètre et le triac. N'hésitez pas à relier le support à la masse. Cela vous évitera tout désagrément. Il est vrai que l'électricité fait maigrir. Il suffit de feuilleter les magazines pour trouver de quoi s'électrocuter à raison de dix minutes la séance journalière en vue d'amaigrissement et de pleine forme physique. Ce n'est pas la vocation de notre dispositif. Attention donc au cheminement du réseau à travers le montage.

Vérifiez le bon fonctionnement avec une ampoule électrique. Masquez et démasquez avec le pouce la photorésistance. L'ampoule doit s'allumer et s'éteindre. Vérifiez à pleine lumière le réglage de puissance. Ne vous étonnez pas d'un manque de finesse du réglage. Le passage sera un peu brusque entre l'extinction et l'allumage. Ce n'est pas une commande de moteur. Le néon et la photorésistance ont un fonctionnement à deux états. A l'obscurité le néon s'allume.

A ses bornes on mesure environ 75V moy. Aux bornes du condensateur on trouve 135V moy, aux bornes du potentiomètre, dont la valeur était lors de la mesure de 170kΩ, 165V moy. Aux bornes de la photorésistance on mesure à l'obscurité environ 95V moy. Le triac ne conduit pas (les tensions ci-dessus et ci-après sont des tensions alternatives). (Suite page 66)

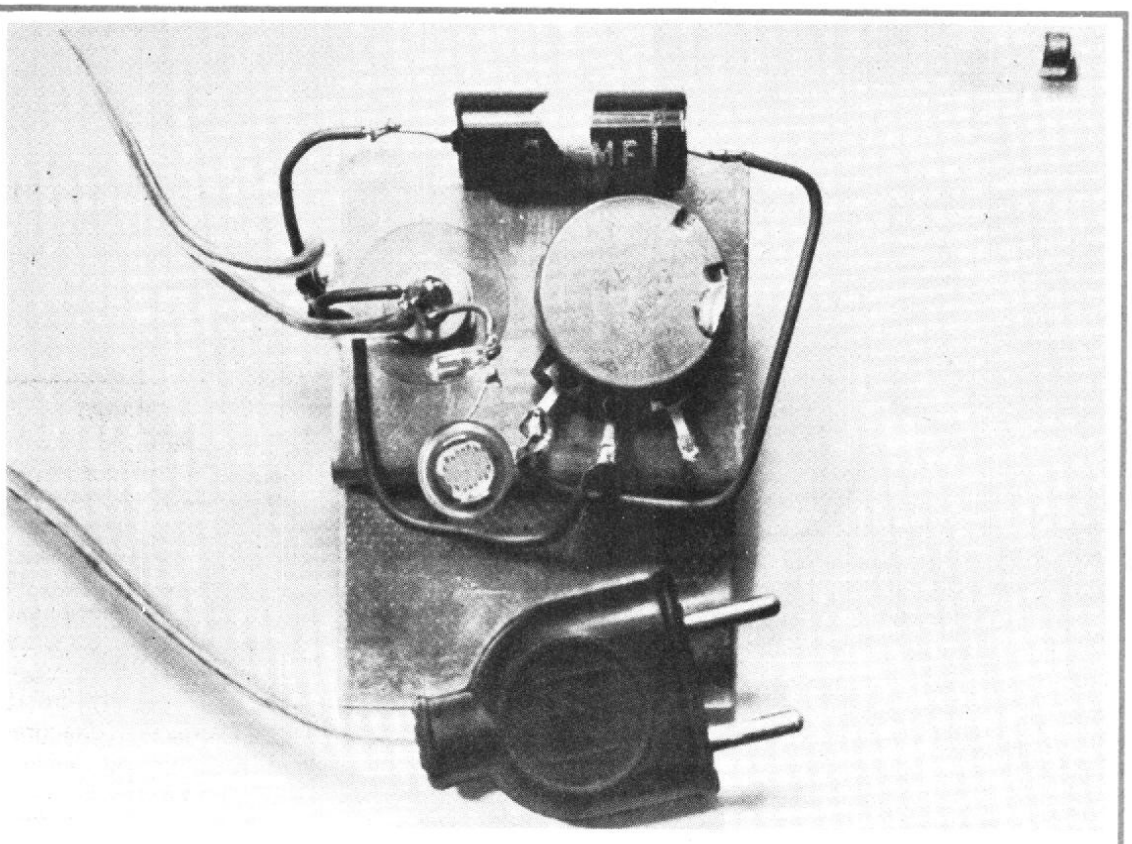


Photo 2. – Un détail très important : la rondelle isolante en mica qui sert à isoler le triac du châssis.

TEMPORISATEUR ET CHRONOMÈTRE ÉLECTRONIQUES DIGITAUX

avec le C.I. TMS 3880 NL

LA temporisation et la mesure du temps sont essentielles dans de nombreuses activités : opérations industrielles, épreuves sportives, mesures de vitesse ou d'accélération d'un véhicule, soins médicaux, jeux de société etc. Les deux applications présentées ci-après permettent d'effectuer ces deux opérations, mesure et programmation d'une durée, à l'aide d'un affichage à lecture directe qui donne à tout moment une information précise sur l'écoulement du temps.

Ces applications sont réalisées à partir d'un circuit intégré Texas-Instruments-France TMS 3880 NL à haut degré d'intégration en technologie MOS qui remplit les fonctions de division, comptage, programmation et contrôle. Il est particulièrement étudié pour réaliser le temporisateur décrit dans le paragraphe suivant. Dans un deuxième paragraphe, sera traitée la réalisation d'un chronomètre à commande unique qui utilisera le principe du temporisateur et une logique périphérique permettant d'obtenir la mesure d'un temps plutôt que sa programmation.

I – TEMPORISATEUR

Le temporisateur est constitué essentiellement d'un circuit TMS 3880 NL et d'un afficheur optoélectronique LED à quatre chiffres.

Ces deux éléments sont connectés à travers un interface comprenant quelques composants discrets. Il permet de temporiser le fonctionnement d'un élément de puissance ou de retarder ce fonctionnement pendant un temps programmable compris entre 0' et 40'.

1 – CIRCUIT INTEGRE TMS 3880 NL

Le circuit intégré Texas-Instruments-France TMS 3880 NL est un circuit temporisateur MOS à 18 broches dont la tension d'alimentation V_{dd}/B_{ss} peut être comprise entre 12 et 16 V. Il présente une grande analogie de conception avec le circuit TMS 3874 NL dont la description a été faite dans le « Haut-Parleur » N° 1570 du 15 octobre 1976 (horloge digitale).

Il est piloté par un signal d'amplitude V_{ss} à V_{dd} et de fréquence nominale de 50 Hz ce qui permet une commande directe par la fréquence du secteur.

La figure 1 montre l'organisation interne de ce circuit. Elle est très semblable à celle du TMS 3874 NL. Ce circuit comprend un diviseur par 50 sur l'entrée pilote qui fournit un signal de 1 Hz sur une sortie. Ce signal de fréquence de 1 Hz attaque également un compteur de temps écoulé. Le comptage se fait de 0'00" à 39'59" et retour à zéro.

L'état du compteur est comparé à une consigne d'arrêt de comptage inscrite dans la « mémoire d'heure d'arrêt ». La sortie du compteur est multiplexée et traverse un décodeur BCD/sept segments qui pilote sept sorties « segments » directement compatibles avec des afficheurs optoélectroniques à cathode commune. A égalité des informations « heures d'arrêt et « temps écoulé », un signal est envoyé sur le « contrôle de sortie » qui commande deux sorties de puissance PO_1 et PO_2.

La première est activée pendant le temps programmé (niveau V_{dd}), la seconde activée temporairement à la fin du comptage (1 ou 2 mn) ou remise à zéro immédiatement par un nouvel amorçage du comptage. Les impulsions en provenance du générateur de signaux de multiplexage sont envoyées sur quatre sorties « chiffres » D_1 à D_4 ainsi que sur le multiplexeur. Les commandes sont transmises à l'aide du multiplexage par les sorties D_1 à D_4 vers l'entrée de commande.

Ces commandes sont :

Start : démarrage du comptage.

Accès mémoire : automatique avec « minutes » et « secondes ».

Minutes : réglage des minutes de l'arrêt.

Secondes : réglage des secondes de l'arrêt.

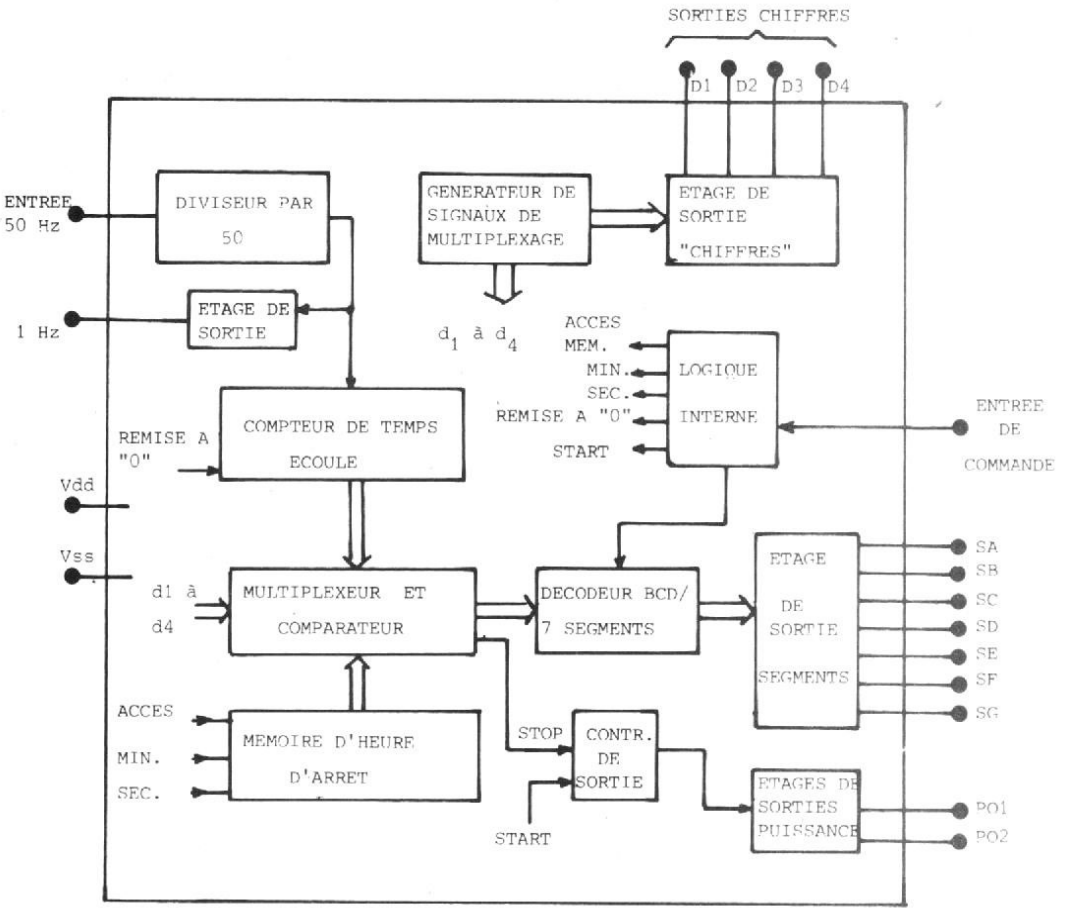


Fig. 1. – Organisation interne du TMS 3880 NL.

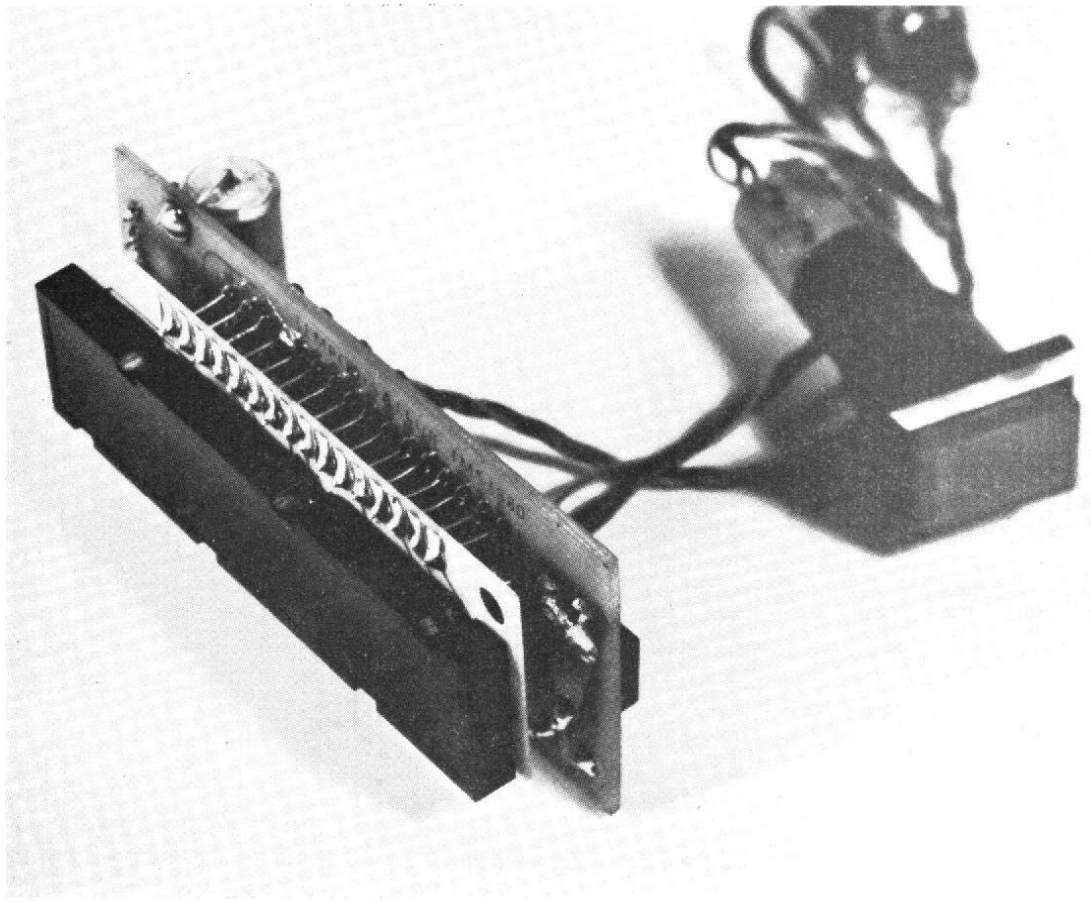


Photo 1

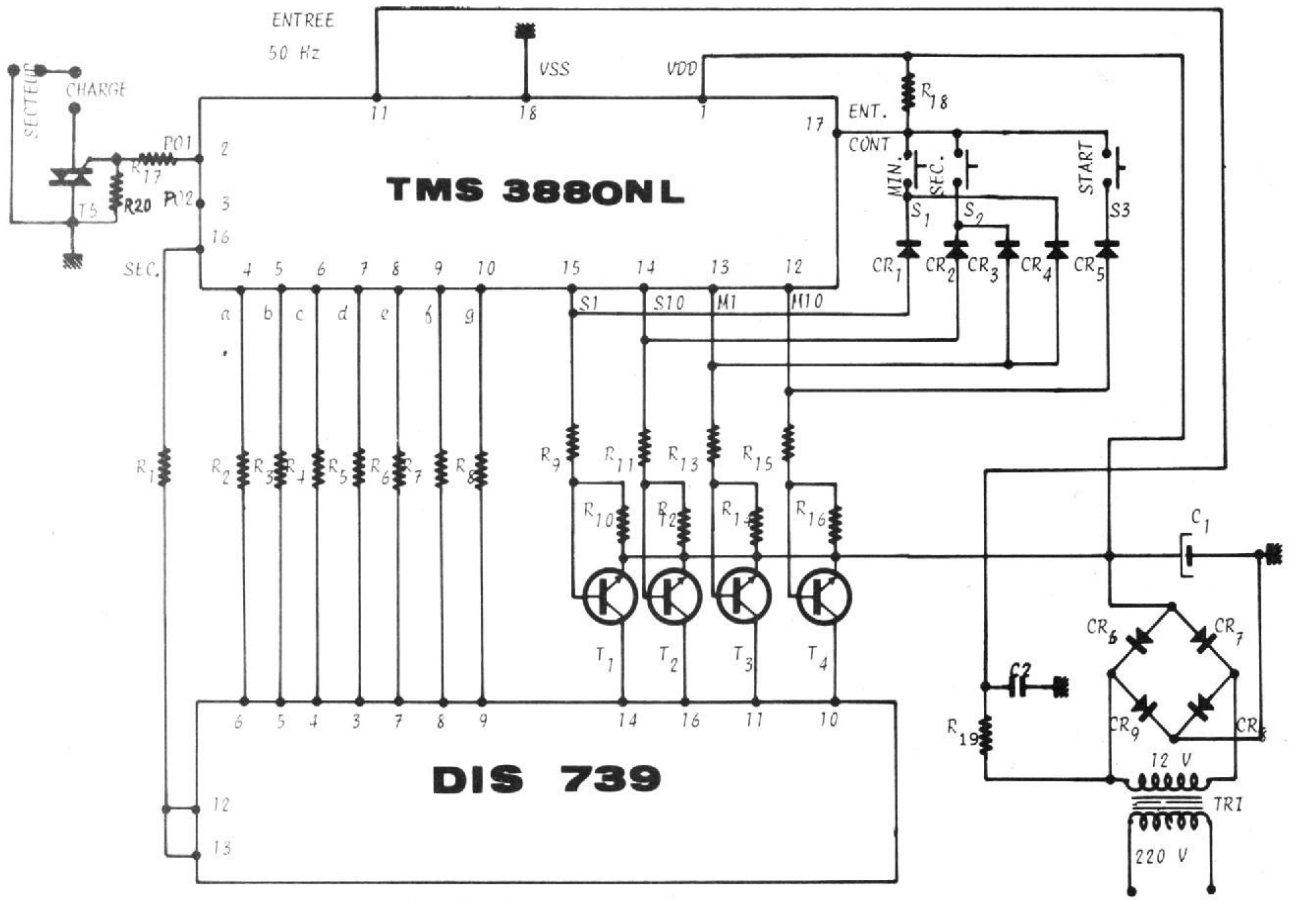


Fig. 2. – Schéma du temporisateur.

I-2) FONCTIONNEMENT

La figure 2 montre la façon de connecter le circuit TMS 3880 NL et un afficheur DIS739 de manière à réaliser un temporisateur. L'alimentation est assurée à partir d'un transformateur 220 V/12 V, 150 mA dont la tension secondaire est redressée et filtrée par un pont de diodes et un condensateur de 470 μF.

La tension continue aux bornes du condensateur est d'environ 14 V. Une alternance du secteur est prélevée sur le pont de diodes à l'aide d'un filtre passe-bas R-C, afin d'éliminer les parasites du réseau, et envoyée sur l'entrée horloge du TMS 3880 NL. Les résistances R_1 à R_8 déterminent le courant dans les segments « a » à « g » et dans les points de l'afficheur DIS739. Les résistances R_9, R_{11}, R_{13}, R_{15} donnent le courant de base nécessaire pour la saturation des transistors T_1 à T_4 et les résistances R_{10}, R_{12}, R_{14} et R_{16} sont des résistances de rappel au V_{dd}. Les transistors T_1 à T_4 sont saturés tour à tour et portent ainsi la cathode commune à un chiffre au V_{dd}, tandis que dans le même temps apparait un code en sept segments sur les sorties segments « a » à « g » du TMS 3880 NL.

Les sorties segments portées à zéro volt provoquent l'allumage des diodes électroluminescentes correspondantes. Les diodes CR_1 à CR_5 séparent les commandes vers l'entrée de commande (broche 17), celles-ci sont prélevées sur les sorties D_1 à D_4. Quand le comptage atteint le temps programmé, les sorties PO_1, et PO_2 réagissent comme indiqué en figure 3.

TEMPORISATEUR
LISTE DES COMPOSANTS (Annexe fig. 2)

COMPOSANTS	DESCRIPTION
R1, R2, R3, R4, R5, R6, R7, R8	Résistances 1/4 W 470 Ω ± 5 %
R9, R10, R11, R12, R13, R14, R15, R16	Résistances 1/4 W 3,3 kΩ ± 5 %
R17, R20	Résistance 1/4 W 1,2 kΩ ± 5 %
R18, R19	Résistances 1/4 W 33 kΩ ± 5 %
C1	Condensateur 470 μF, 25 V
C2	Condensateur 3,3 nF 25 V ± 2' %
CR1, CR2, CR3, CR4, CR5	Diodes (SI) 1N4148 (Texas-Instruments)
CR6, CR7, CR8, CR9	Diodes redresseuses 1N645 (Texas-Instruments)
T1, T2, T3, T4	Transistors NPN BC182 (Texas-Instruments)
T5	Triac TIC216 (Texas-Instruments)
TR1	Transformateur Prim 220 V Sec. 12 V, 150 mA
S1, S2, S3	Boutons poussoirs
IC1	Circuit intégré MOS TMS3880NL (Texas-Instrument
A1	Afficheur Optoélectro DIS739 (Texas-Instruments)

I-3) UTILISATION

A la mise sous tension, l'affichage clignote deux fois par seconde (4 huit apparaissent alternativement avec des chiffres quelconques). Une pression sur un des boutons poussoirs « Minutes » ou « secondes » provoque l'apparition d'un temps quelconque.

REGLAGE DU TEMPS PROGRAMME

Le réglage des minutes se fait à l'aide du bouton « Minutes » à raison d'une avance de deux unités par seconde (0 à 39'). Le réglage des secondes se fait de même à l'aide du bouton « Secondes » (0 à 59''). Le temps affiché est également écrit dans la mémoire du TMS 3880 NL.

MISE EN FONCTION ET ARRET

Une pression sur le bouton poussoir « Start » démarre le comptage. L'affichage revient à zéro et indique le temps écoulé depuis zéro jusqu'à la valeur programmée. Arrivé à cette valeur, le comptage s'arrête et cette valeur reste affichée jusqu'à une nouvelle programmation ou un nouveau « Start »

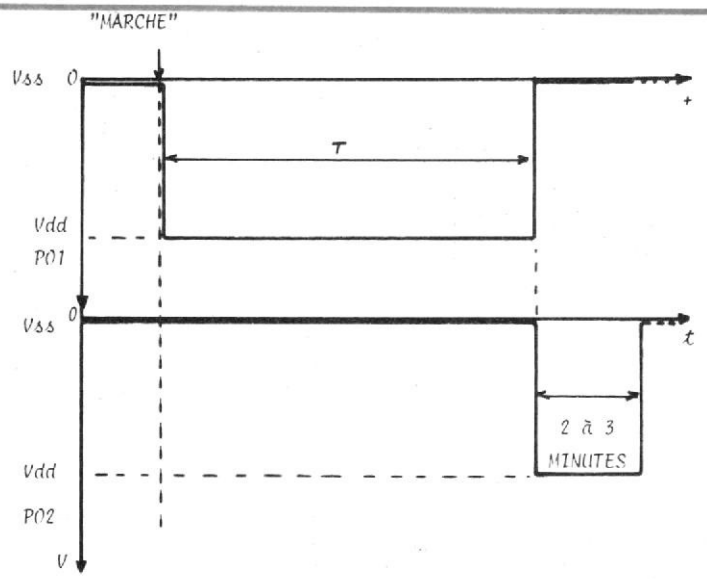


Fig. 3. – Fonctionnement des sorties PO_1 et PO_2. (Le niveau positif est proche de V_{ss}).

COMMANDE DU TRIAC

Au début ou à la fin du comptage on peut se servir soit de PO_1, soit de PO_2 pour commander un triac de type TIC216. Ce dernier est placé en série avec la charge qui peut être une lampe ou un appareil dont la consommation n'excède pas 6 A. Mais, dans ce cas, il est recommandé de prendre de grandes précautions de manipulation et aussi de protéger le temporisateur à l'aide d'un fusible car une phase du réseau est alors connectée à la masse du montage. (voir schéma fig. 2).

★

I-4) REALISATION

Le circuit imprimé apparait en figure 4. Il est de dimensions réduites (85 x 40 mm) et très semblable au circuit imprimé de l'horloge avec le TMS 3874 NL.

Le schéma de la figure 5 montre le plan d'implantation correspondant au schéma de la figure 2. L'utilisation d'un triac est prévue sur le circuit et permet le branchement d'un élé-

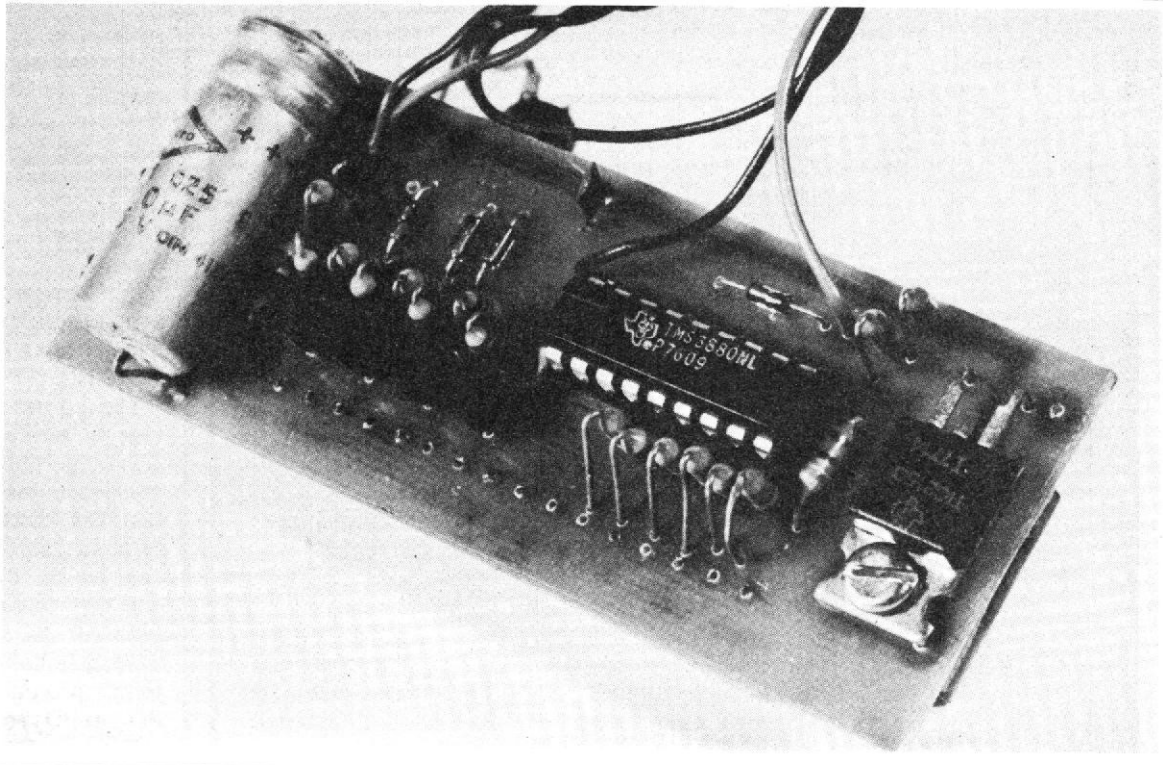


Photo 2

Fig. 5. – Plan d'implantation du temporisateur.

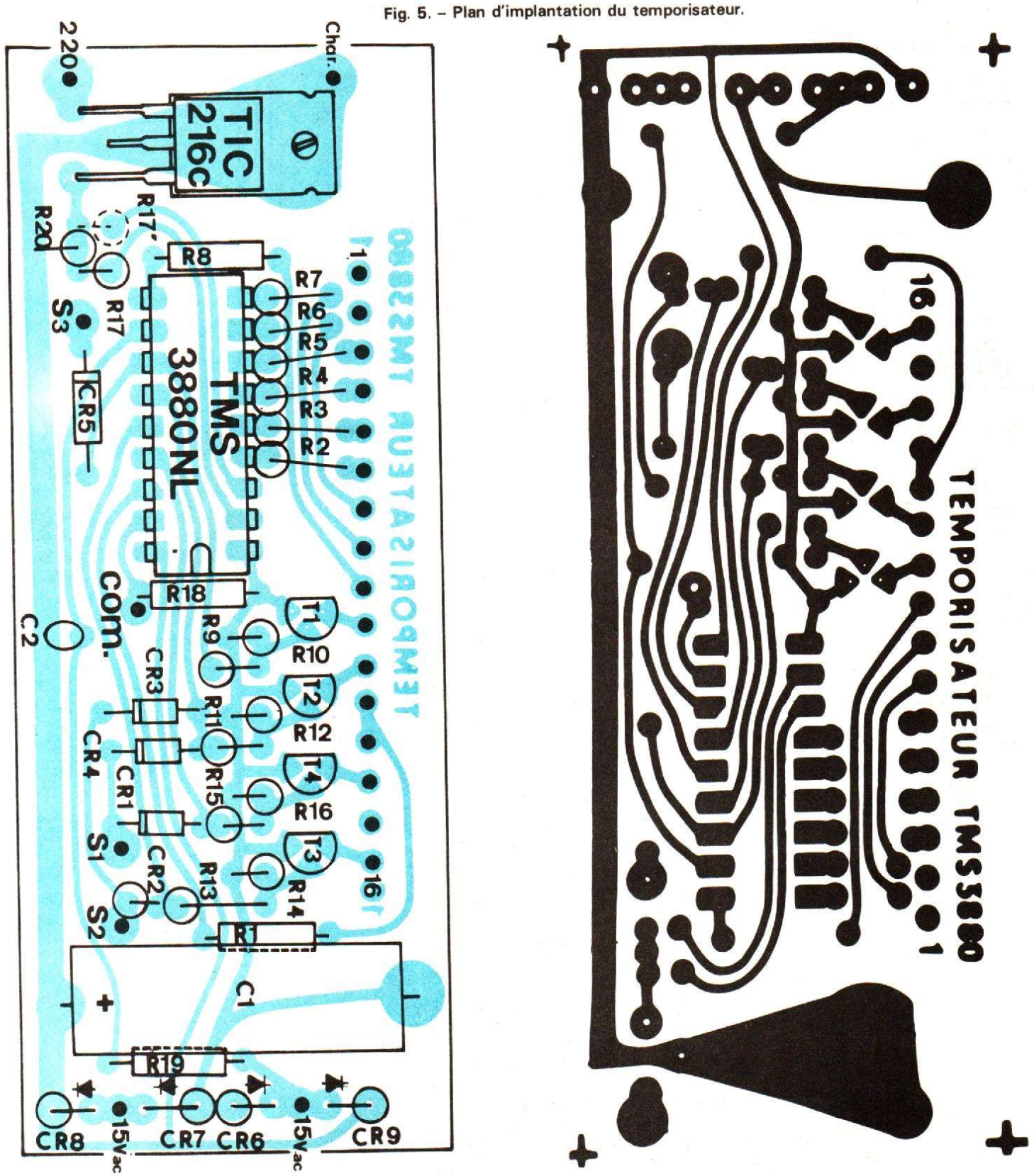


Fig. 4. – Circuit imprimé du temporisateur (échelle 1).

ment de puissance soit pendant le temps de comptage (PO_1)) soit à partir de la fin du temps de comptage (PO_2).

Ceci est réalisé en modifiant l'emplacement de la résistance R_{17} (broche 2 ou 3).

II – CHRONOMETRE

C'est un appareil dont la manipulation doit être simple et rapide afin que la durée de commande n'intervienne pratiquement pas. C'est pourquoi le chronomètre qui est présenté ci-après est muni d'une seule commande marche-arrêt.

Ce chronomètre permet de visualiser le temps écoulé à partir d'une commande unique « Marche » en minutes et secondes jusqu'à 39' 59" tandis que deux points lumineux clignotent chaque seconde. Sur une commande « Arrêt », le comptage est interrompu et le temps compté reste affiché jusqu'à un nouveau signal de départ qui remet le compteur à zéro en amorçant un nouveau comptage.

Dans le montage présenté ci-après, le temporisateur réalisé avec le TMS 3880 NL est utilisé, mais une logique périphérique est nécessaire, d'une part pour avoir une commande unique marche-arrêt, d'autre part, pour supprimer l'arrêt du comptage puisque, dans cette application, il est question de mesurer un temps et non de le programmer.

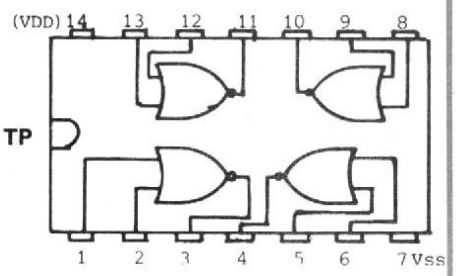
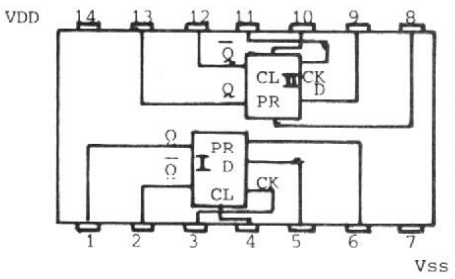


Fig. 6. – Circuit intégré TP 4001 AN.



H: NIVEAU HAUT

L: NIVEAU BAS

X: INDETERMINE

↑: TRANSITION NIVEAU BAS A NIVEAU HAUT

Q_o : NIVEAU DE Q AVANT QUE LES CONDITIONS D'ENTREE SOIENT ETABLIES

ENTREES				SORTIES	
PR	CL	CK	D	Q	$\overline{Q}$
H	L	X	X	H	L
L	H	X	X	L	H
H	H	X	X	H	H
L	L	↑	L	L	H
L	L	↑	H	H	L
L	L	L	X	Q_o	$\overline{Q_o}$

Fig. 7. – Circuit intégré TP 4013 AN.

1) DESCRIPTION DES CIRCUITS INTEGRES

La logique périphérique comprend deux circuits intégrés : TP 4001 BN et TP 4013 BN. Ces circuits sont réalisés en technologie C-MOS dans les boîtiers à 14 broches. Leur tension d'alimentation peut être comprise entre 3 et 18 V. Les schémas synoptiques apparaissent en figure 6 et 7. Le circuit TP 4001 BN comprend quatre portes NOR à deux entrées. Le circuit 4013 BN comprend deux flip-flop de type D avec broches de mise à « 1 » et mise à « 0 ». Leur consommation au repos est de l'ordre de quelques microampères.

II-2) FONCTIONNEMENT

La figure 8 représente le schéma complet du chronomètre. Dans ce qui suit le niveau logique « 1 » est la masse et le niveau logique « 0 » est le – 14 V.

A la mise sous tension, un circuit R_{22}, C_4 placé sur P_R (broche 6) de la bascule I effectue une mise à « 1 » de la sortie Q_2. De même un circuit R_{23}, C_5 effectue une mise à zéro de la sortie Q_2 de la bascule II.

Ces deux sorties sont branchées sur deux diodes qui forment un OU vers l'entrée 9 de IC_1 A. Le passage à « 0 » de $\overline{Q_2}$ ouvre la porte IC_1 A et la fréquence de 50 Hz parvient au TMS 3880 NL et ceci tant que le condensateur C_5 n'est pas chargé à la valeur de basculement des sorties. A ce moment, l'entrée CK_2 reçoit les signaux de multiplexage (broche 14 de TMS 3880) et la sortie $\overline{Q}$ recopie $\overline{D}$.

D étant à « 0 », $\overline{Q}$ repasse à « 1 ». La broche 9 de IC_1 est alors à « 1 », la fréquence de 50 Hz n'arrive plus sur le TMS

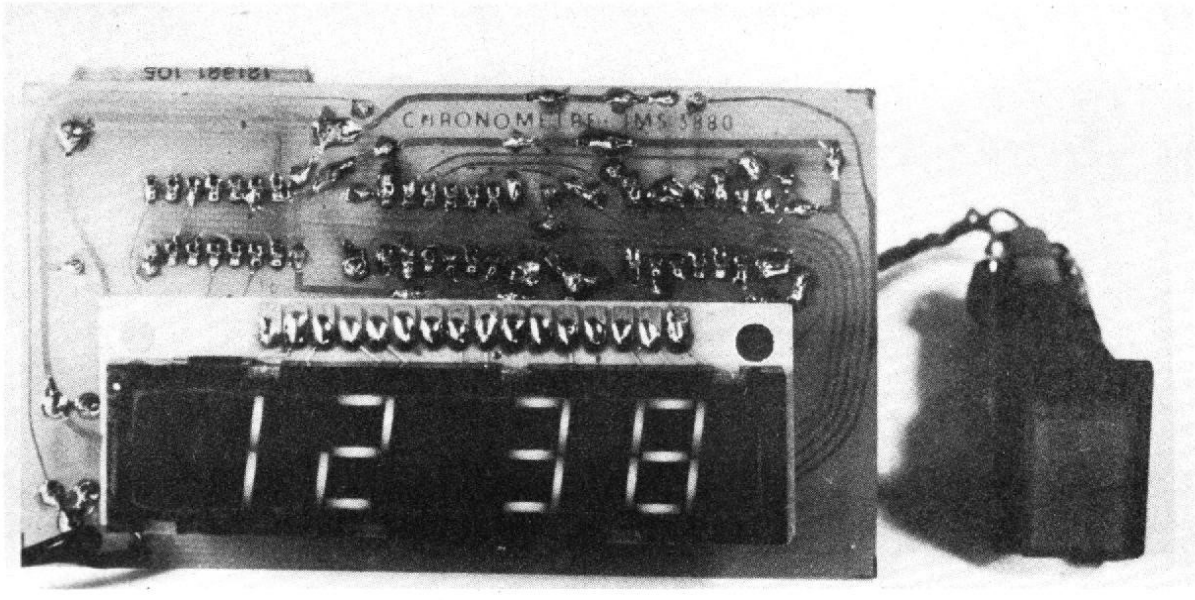


Photo 3

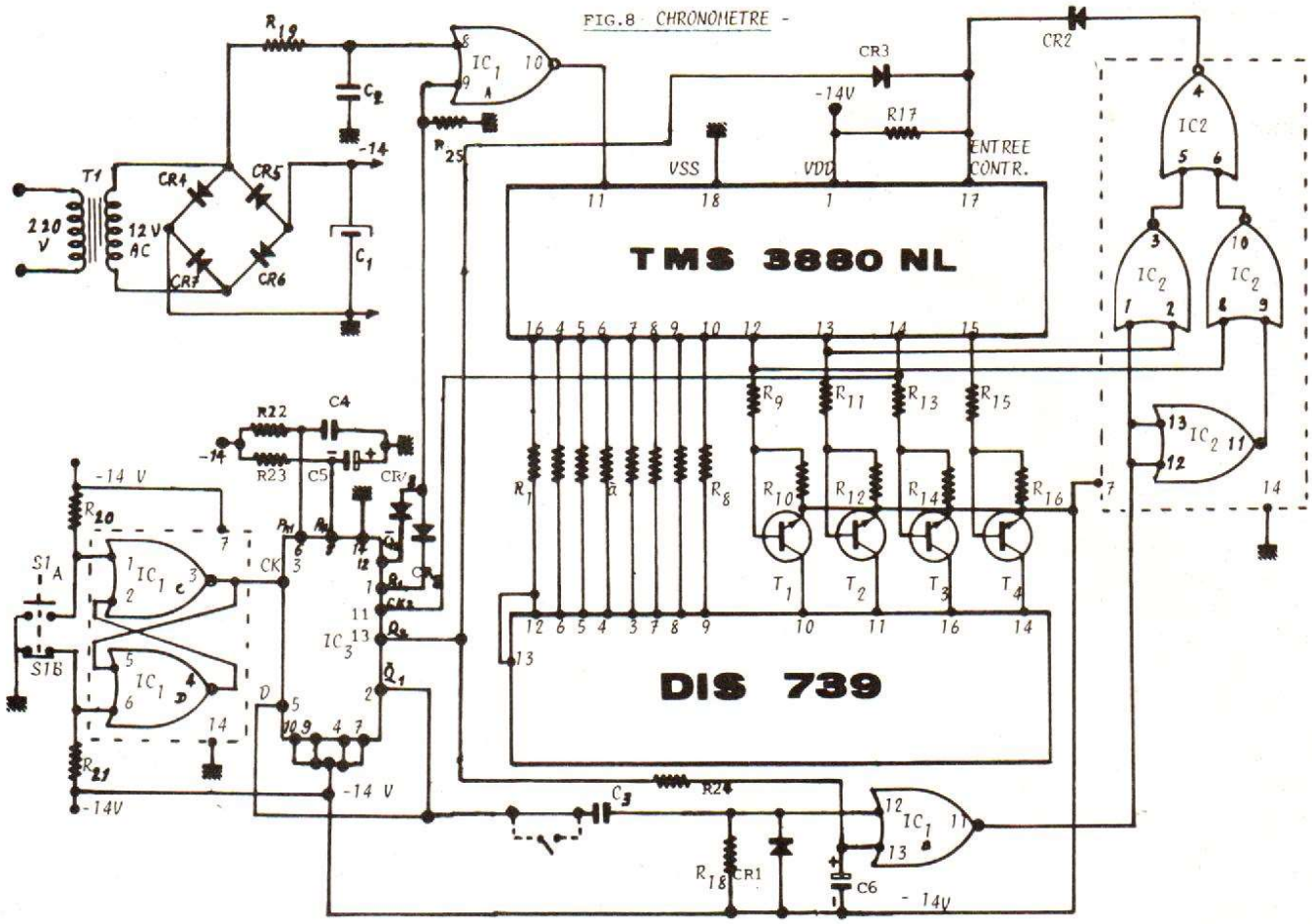


Fig. 8. – Schéma du chronomètre.

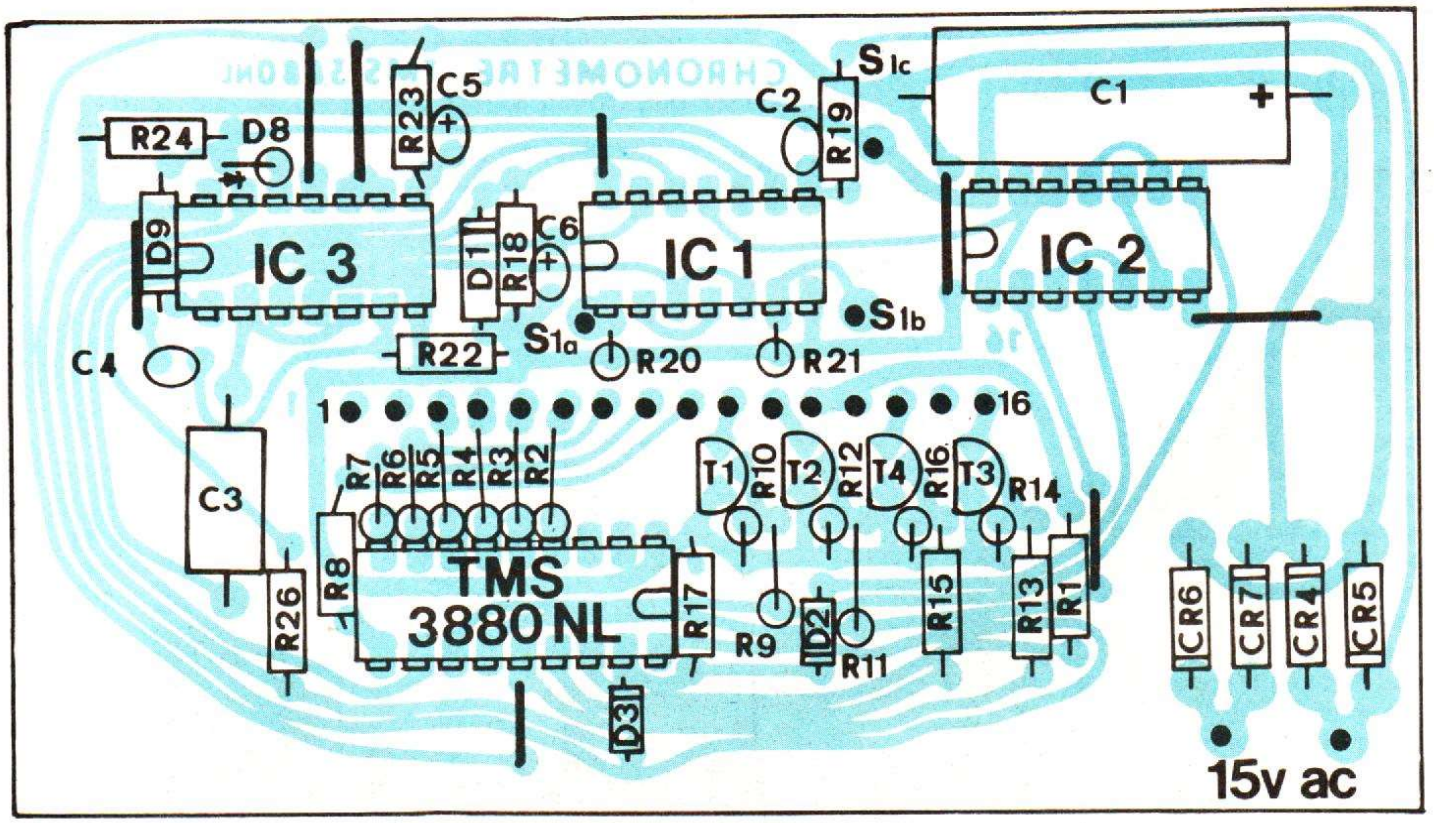


Fig. 9. – Schéma d'implantation du chronomètre.

3880 NL. Pendant le temps de passage de Q_2 à zéro, $\overline{Q_2}$ était à 1 (broche 13). L'impulsion en Q_2 met l'entrée contrôle du TMS 3880 au niveau « 1 » et effectue une remise à zéro du chronomètre.

Cette impulsion est également retardée sur IC_1B par le réseau R_{26}, R_{24}, C_6 afin d'assurer la remise à zéro. La figure 12 montre le chronogramme à la mise sous tension. Deux des quatre portes du circuit IC_1 C et D (TP 4001 AN) sont montés en bascule RS.

La sortie (3) est à l'état « 1 » au repos.

En pressant le bouton poussoir S_1, cette sortie (3) passe à « 0 » ainsi que l'entrée CK du circuit IC_3 (1/2 TP 4013 AN broche 3). Ceci a pour effet de mettre la sortie « Q_1 » à « 0 » ce qui autorise le passage du signal de 50 Hz à travers IC_1 A, signal qui attaque l'entrée horloge du TMS 3880 NL.

La sortie $\overline{Q}$ de IC_3 est reliée à l'entrée D du même circuit (montage classique diviseur par 2). Cette sortie $\overline{Q}$ passe à 1 en même temps que Q passe à « 0 ». Ce changement de niveau est différencié par le condensateur C_3 et la résistance R_{18}, et l'impulsion produite mise en forme par la porte IC1B.

La sortie attaque le circuit IC_2 qui est monté en aiguillage pour les commandes « Start » et « Accès mémoire » du TMS 3880 NL (broches 12 et 13) vers l'entrée de commande du même circuit. L'impulsion produit donc un « Start » à travers l'aiguillage qui délivre régulièrement la commande « Accès mémoire » ce qui a pour effet d'inhiber l'arrêt automatique du comptage. Le circuit TMS 3880 a donc reçu à la fois un signal horloge de 50 Hz et une commande « Start ». Il commence à compter. Quand on relâche S_1, l'entrée CK de IC_3 repasse à « 1 » mais la sortie Q reste à « 0 ». Le comptage est maintenu. A une autre pression sur S_1 la sortie Q de IC_3 passe à « 1 » ce qui verrouille la porte IC_1 A. Le signal de 50 Hz n'est plus envoyé sur l'entrée de contrôle le comptage est arrêté et l'affichage maintenu.

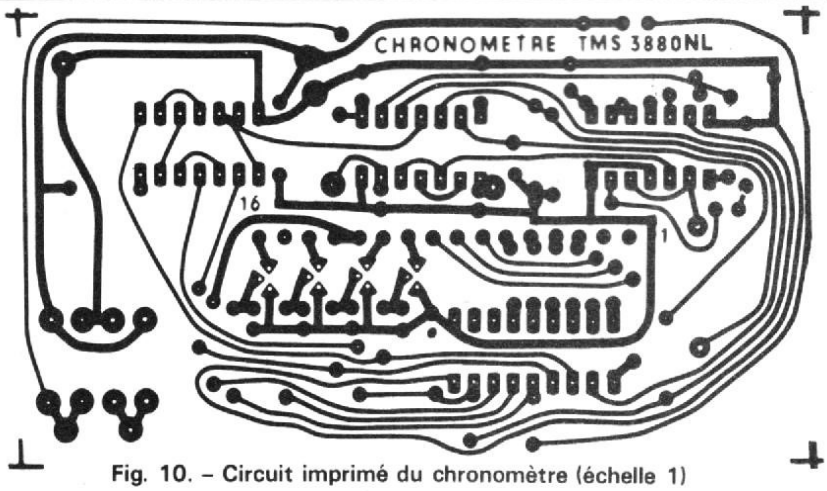
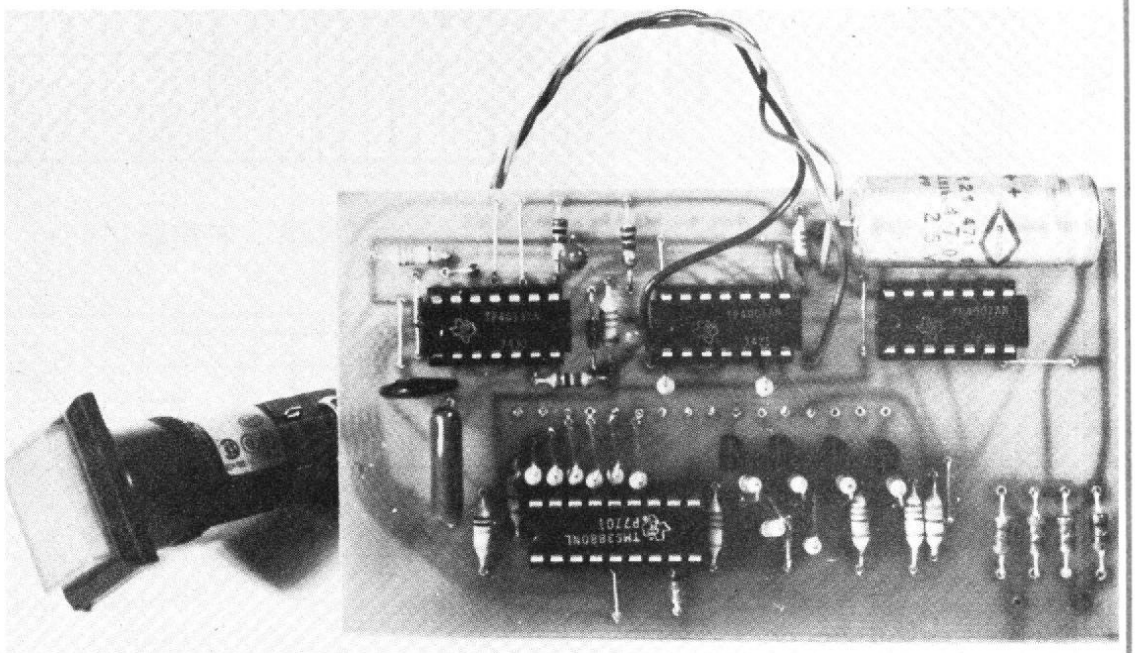


Fig. 10. – Circuit imprimé du chronomètre (échelle 1)



CHRONOMETRE
LISTE DES COMPOSANTS (Annexe Fig. 8)

COMPOSANTS	DESCRIPTION	
R1, R2, R3, R4, R5, R6, R7, R8	Résistances 1/4 W	470 Ω ± 5 %
R9, R10, R11, R12, R13, R14, R15, R16	Résistances 1/4 W	3,3 kΩ ± 5 %
R17, R19, R25	Résistances 1/4 W	33 kΩ ± 1 %
R18	Résistances 1/4 W	220 kΩ ± 5 %
R22, R23	Résistances 1/4 W	1 MΩ ± 5 %
R20, R21, R24	Résistances 1/4 W	100 kΩ ± 5 %
C1	Condensateur Electrolytique	470 µF, 25 V
C2	Condensateur	3,3 nF, 25 V
C4	Condensateur	0,1 µF, 200 V
C3	Condensateur	0,22 µF, 200 V
C5, C6	Condensateur (tant perlé)	1,5 µF, 25 V
T1, T2, T3, T4	Transistors NPN BC182 (Texas-Instruments)	
CR4, CR5, CR6, CR7	Diodes redresseuses 1N645 (Texas-Instruments)	
CR1, CR2, CR3, CR8, CR9	Diodes (SI) 1N4148 (Texas-Instruments)	
IC1, IC2	Circuit Intégré C. MOS TP4001 BN (Texas-Inst)	
IC3	Circuit Intégré C. MOS TP4013 BN	
IC4	Circuit intégré MOS TMS3880 NL (Texas-Inst)	
A1	Afficheur optoelectro. DIS739 (Texas-Inst.)	
S1	Bouton poussoir inverseur	

Pour le reste des composants, les résistances R_1 à R_8 et R_9 à R_{16} et les transistors T_1 à T_4 ont le même rôle que celui décrit dans le paragraphe sur le temporisateur. L'alimentation est identique à celle du temporisateur, la consommation globale étant la même ainsi que la tension continue.

II-3) UTILISATION

A la mise sous tension, l'affichage est mis à zéro après que la séquence de mise en route ait été effectuée. Une pression sur le bouton poussoir S_1 démarre le comptage... Une autre pression sur S_1 l'arrête et l'affichage est maintenu.

II-4) REALISATION

Le circuit imprimé correspondant à ce schéma apparait en figure 9 et la disposition des composants en figure 10.

Tous les composants sont montés sur le circuit imprimé hors-mis le transformateur et le bouton poussoir qui sera placé sur un panneau du boîtier enfermant le montage. L'afficheur DIS739 est relié au circuit imprimé par fils nus rigides, le repère 1 sur le circuit imprimé étant relié à la broche 1 du DIS739 dont le brochage apparait en figure 11. Les autres broches sont connectées trou à trou. On choisira de préférence un bouton poussoir à deux circuits (NO et BC) volumineux pour faciliter la manipulation.

II-5) CHRONOMETRE TOTALISEUR

Notons qu'il est possible de totaliser des temps partiels avec le simple branchement d'un interrupteur en série avec C_3. L'interrupteur étant ouvert, la remise à zéro ne se fait plus avec une action sur le poussoir « Start ».

Seul le comptage est commandé et on peut ainsi totaliser différentes mesures. Enfin, la commande unique peut ne pas être la solution pour certaines applications, mais dans ce cas, il est aisé de faire une commande « Start » et une commande « Stop » séparées.

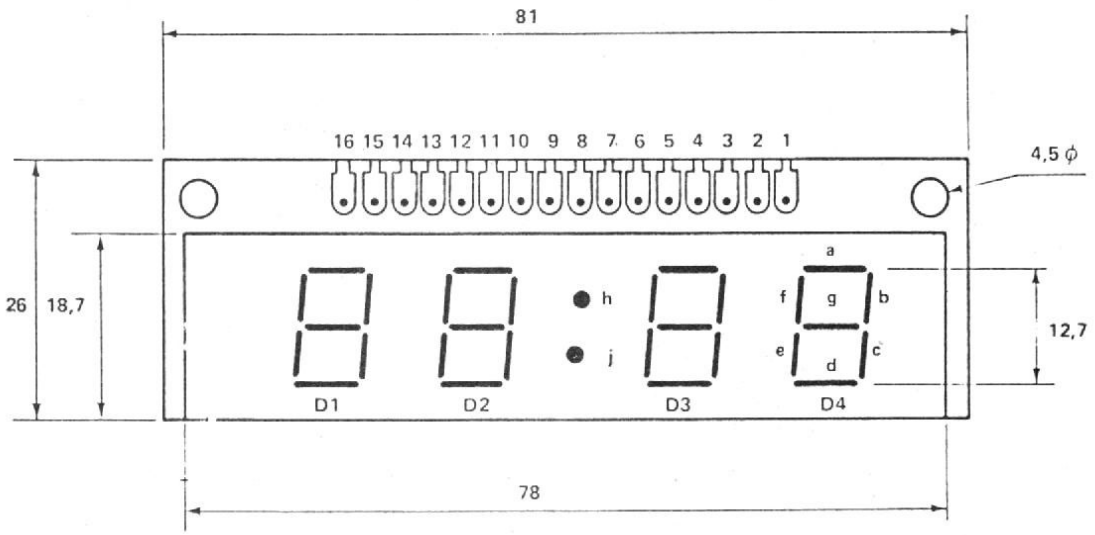


Fig. 11. – Afficheur DIS 739.

BROCHAGE :

Broche 1 : Non connectée
Broche 2 : Non connectée
Broche 3 : Anodes des segments D
Broche 4 : Anodes des segments C
Broche 5 : Anodes des segments B
Broche 6 : Anodes des segments A
Broche 7 : Anodes des segments E
Broche 8 : Anodes des segments F
Broche 9 : Anodes des segments G
Broche 10 : Cathodes de «D_1»
Broche 11 : Cathodes de «D_2»
Broche 12 : Anode du point H
Broche 13 : Anode du point J
Broche 14 : Cathodes de «D_4» et du point H
Broche 15
Broche 16 : Cathodes de «D_3» et du point J

CONCLUSION

Le circuit TMS 3880 NL permet la réalisation simple d'un temporisateur à affichage de programmation souple et précise pour une durée de 40 mn.

Notons que cette durée est obtenue avec une fréquence horloge de 50 Hz mais que l'on pourrait obtenir 40 heures avec une fréquence de 5/6 Hz appliquée sur l'entrée horloge. De même, en appliquant une fréquence de 3 kHz on obtiendrait une temporisation de 40 secondes en secondes et tierces. La réalisation du chronomètre est également très simple et peu onéreuse. De plus, les deux montages sont réalisés sous de faibles encombrements et ils présentent, pour ces raisons, un grand intérêt dans ce genre d'applications.

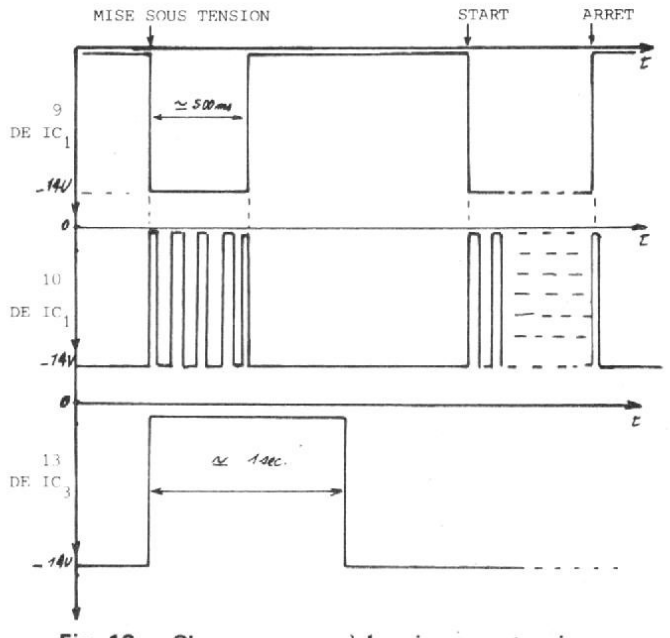


Fig. 12. – Chronogramme à la mise sous tension.

G. SCHERB

LE MAGNÉTOPHONE À CASSETTES

PHILIPS N 2521

LE 2521 est incontestablement le plus complet des magnétophones à cassette du constructeur hollandais. Sa ligne, très personnelle, reprend l'esprit des magnétophones à bande de la famille, c'est-à-dire que nous retrouvons certains reliefs et aussi une similitude fonctionnelle. Nous y trouvons un sélecteur de type de bande original, un clavier à touches électromagnétiques, un indicateur du nombre de lectures de cassette, etc. Il se classe dans une catégorie particulière de magnétophone car il peut-être considéré comme un frontal si on le dresse sur un petit côté ou comme un classique si on le laisse sur le dos. Une version qui apparente un peu plus cet appareil aux magnétophones à bandes.

PRESENTATION

Sur la droite, la section mécanique : clavier, logement de la cassette, compteur ; sur la gauche, l'électronique. Les potentiomètres sont rotatifs, deux vu-mètres encadrent un indicateur de crête et un voyant témoin d'enregistrement. Au-dessous des boutons de potentiomètres, une série de leviers aussurant diverses fonctions que nous verrons plus loin.

Plusieurs couleurs pour cet appareil, du noir pour l'arrière et le bandeau inférieur, de la peinture métallisée pour le reste. Des formes assez complexes rendues possibles par l'utilisation de matière plastique moulée. Cette présentation aurait pu être un peu plus sobre. Par exemple citons le quadrillage ocre du tiroir à cassette, un quadrillage dont on peut se demander l'utilité esthétique. Après tout, celà affirme la personnalité du constructeur. La qualité générale de la finition est très bonne, les inscriptions aussi fines que propres.

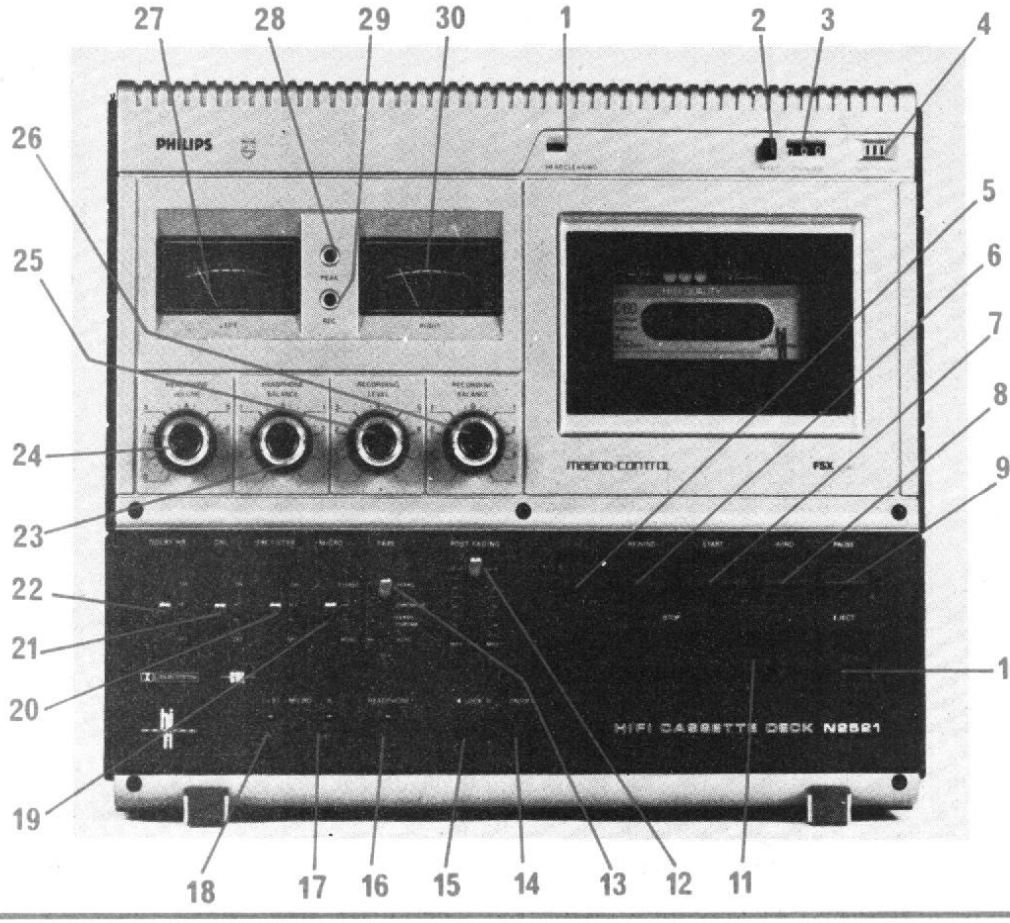


Photo 1.
1) Indicateur de lecture de cassettes (nettoyage).
2) Mise à zéro du compteur.
3) Compteur à trois chiffres.
4) Indicateur de défilement.
5) Touche enregistrement.
6) Bobinage rapide arrière.
7) Lecture.
8) Bobinage avant.
9) Pause.
10) Ejection.
11) Arrêt.
12) Post effacement.
13) Sélecteur de bande.
14) Marche/Arrêt.
15) Verrouillage du post effacement.
16) Prise casque (DIN).
17) Prise micro droit.
18) Prise micro gauche et mono.
19) Micro : mono/stéréo.
20) Filtre MF.
21) DNL.
22) Dolby.
23) Balance casque.
24) Volume casque.
25) Niveau d'enregistrement.
26) Balance d'enregistrement.
27) Vumètre gauche.
28) Indicateur de crête.
29) Voyant d'enregistrement.
30) Vumètre droit.

FONCTIONS

Le magnétophone N2521 reçoit toutes les cassettes actuelles. Le sélecteur de type de bande dispose de trois positions pour la sélection manuelle des bandes ferro, chrome et ferro chrome alors qu'une quatrième position est réservée à une sélection automatique pour le fer ou le chrome. Nous aurions même pu avoir uniquement deux positions, pour le ferro chrome et automatique, les cassettes, ou plutôt leur grande majorité disposant de toutes les encoches nécessaires au décodage. Nous sommes ici comblés, il y a toutes les commutations que nous avons l'habitude de souhaiter.

Deux réducteurs de bruit ont été installés, le Dolby B et le DNL. Leur commande est indépendante si bien que les actions des deux réducteurs de bruit pourront être cumulées. Qui dit Dolby dit filtre MPX, un filtre passe-bas qui coupe les résiduelles du décodage stéréophonique. La mise hors-service du filtre permet de disposer d'une bande passante plus large. Une touche qui donne une vocation un peu moins orientée vers le grand public à ce 2521.

Une touche auxiliaire sélectionne le mode de fonctionnement du micro, mono ou stéréo, un seul micro peut être utilisé pour les deux voies (annonces). Dans ce cas, un micro mono peut être raccordé à n'importe laquelle des deux prises.

Dernière touche, celle de post-fading, en anglais, sur la façade. Fading : effacement, post. Après effacement, un effacement après enregistrement, à la lecture, pour supprimer le verbiage d'un présentateur volubile. Ce levier commande en fait un potentiomètre. Un ressort rappelle cette touche vers le haut et un verrou imposant l'usage des deux mains évite une fausse manœuvre. Les prises d'entrée et de sortie sont réparties à l'avant et à l'arrière.

Prises à l'avant pour les deux micros et pour la sortie casque. Cette dernière est au standard DIN et doit recevoir des casques de 400 Ω.

Les autres prises sont installées dans un logement arrière, un logement qui est assez grand pour recevoir le câble d'alimentation mais ne possède pas de couvercle. Un logement qui sert aussi de poignée de transport. Là encore les prises sont du type DIN, nous y retrouvons la prise mixte entrée/sortie, une prise monitor contrôlant l'absence de saturation de l'électronique et deux potentiomètres ajustables de niveau de sortie.

Les entrées micro et ligne sont mélangeables, le mélange existe réellement, mais il n'est pas réglable. La source musicale que l'on devra mélanger à la source microphonique devra disposer d'un potentiomètre de niveau indépendant.

Le niveau d'enregistrement est réglable par deux boutons. L'un est un bouton de volume, l'autre un bouton de balance, une formule utilisée sur l'un des magnétophones à bobines de la firme. Ces boutons agissent pour les deux entrées à la fois.

Ces commandes se retrouvent également pour la sortie casque dont on peut aussi ajouter le volume et l'équilibre gauche/droite.

L'indication du niveau d'enregistrement est confiée à deux indicateurs à aiguille qui fonctionnent en indicateurs de niveau moyen alors qu'une diode électroluminescente unique réagit pour les surmodulations de crête des deux voies. Cette double indication assure une excellente précision d'enregistrement en optimisant le rapport signal sur bruit. On peut, grâce à la diode, enregistrer au niveau optimal, à la limite des possibilités de modulation.

Le clavier est du type électromagnétique. Les commandes sont en réalité mécaniques, des électro-aimants maintiennent les touches, nous avons donc une mécanique assez classique avec un verrouillage électrique. Ce verrouillage permet au galet presseur de revenir en position de repos lorsque la tension secteur est coupée. Nous avons là une sécurité intéressante permettant de dégager le galet presseur lorsque l'appareil est coupé, il n'y a pas besoin de revenir au zéro. Le clavier électromagnétique permet de passer d'une fonction à l'autre sans avoir à passer par l'arrêt.

Ainsi, l'éjection de la cassette fait d'abord revenir les touches au zéro. De gros progrès ont été fait par Philips pour améliorer le confort de la manipulation. Une particularité : pour l'enregistrement, on presse successivement les touches « enregistrement » puis « lecture ».

Le compteur est à trois chiffres, mais sans mémoire. Il est solidaire d'une palette tournante faisant défiler des lumières par le truchement d'un petit système optique astucieux. Autre astuce, un indicateur de salissure des têtes. Il s'agit d'un volet rouge qui vient se placer devant une fenêtre au bout d'une quarantaine de faces de cassettes. Lorsque la fenêtre est complètement rouge, il faut nettoyer les têtes par une cassette de nettoyage, ou autrement, la fenêtre repasse alors au noir. Chaque fois que la porte s'ouvre, nous avons une rotation d'un tambour d'une fraction de tour, ce tambour est imprimé d'un triangle rouge, c'est simple. Ce système s'apparente à celui que l'on trouvait sur des tourne-disques de Garrard, un indicateur de disques qui avançait d'un cran chaque fois que le bras revenait en place. Un pense bête qui n'empêche pas le fonctionnement.

La porte s'ouvre en douceur, un frein « hydraulique » assure une friction visqueuse. Déjà vu chez les japonais, le 2521 se rapproche du magnétophone parfait et pas trop cher.

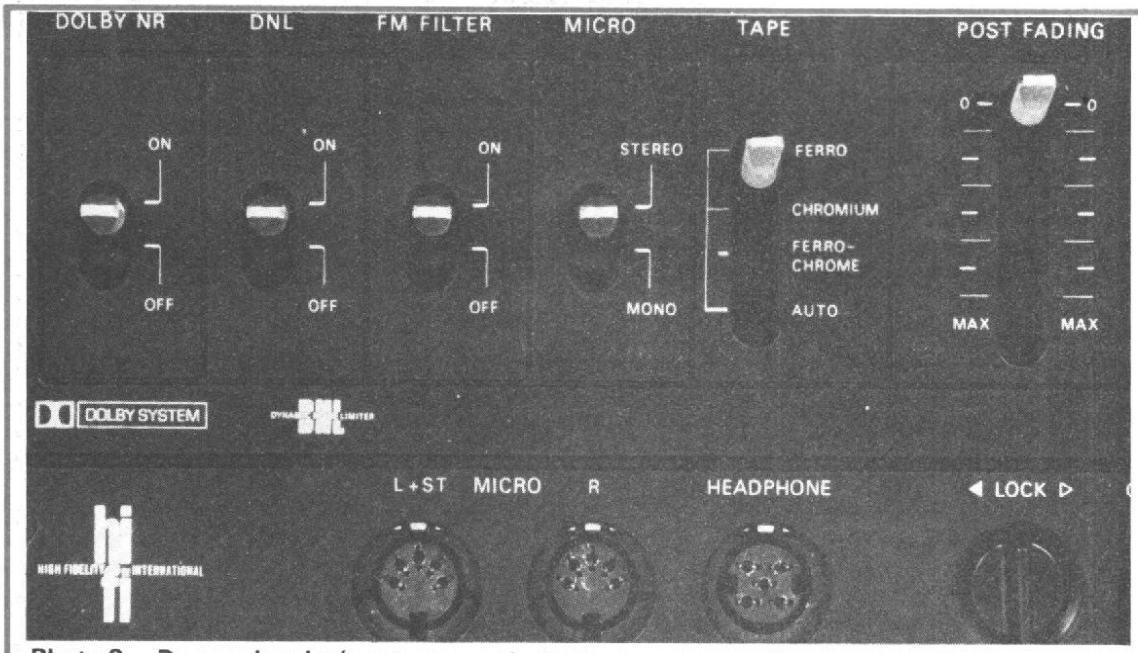


Photo 2. – Deux points intéressants, sur la droite, le potentiomètre de post effacement verrouillé par le bouton « Lock ». Ensuite, un sélecteur de bande très particulier. Dolloy et DNL : la coexistence pacifique.

TECHNIQUE

La tête FSX d'abord. Cette tête est une tête magnétique réalisée dans un alliage extrêmement dur, un alliage que l'on connaissait depuis quelque temps mais que l'on ne savait pas usiner...

Les têtes traditionnelles sont en mumétal, un métal que l'on nomme parfois Permalloy. Ses qualités magnétiques sont idéales mais ce métal un peu trop tendre ne résiste pas au passage de la bande.

La conductivité magnétique est excellente, la saturation lointaine, le magnétisme rémanent est très faible, ces têtes permettent d'obtenir une faible distorsion.

Comme la bande magnétique doit être pressée contre les têtes pour assurer un bon contact et, par conséquent, une bonne reproduction des aigus, il y a un frottement important qui se traduit par une usure rapide.

L'usure produit une modification des caractéristiques de la tête, caractéristiques de l'entrefer en particulier et évolution du profil. En outre, il se forme un guide de bande parasite risquant de déformer les bords de la bande.

L'obtention d'un champ magnétique important est exigé par l'utilisation de bandes magnétiques à haute coercitivité comme les bandes au chrome. Le champ magnétique important requiert un éloignement de la saturation. C'est là où réside la guerre entre les têtes en ferrite et les têtes métalliques. Ces dernières se saturent moins facilement, ce qui les fait préférer dans de nombreux cas. Il est donc nécessaire de disposer d'un métal encore plus dur que le permalloy habituel. Un Super Permalloy traité au Titane et au Niobium existe, c'est le métal utilisé par Philips dans ses têtes dite « Long Life », à longue durée.

Le nouveau métal utilisé-Sendust Alloy-(SA chez JVC), est composé de fer pur, de silicium et d'aluminium. Le nom de laboratoire choisi par Philips est FSX, une appellation commerciale. Les propriétés magnétiques sont par exemple pour l'induction de saturation Bs de 1,13 WB/m2, 2,5 fois mieux que certaines ferrites (il peut y avoir d'autres ferrites). Le FSX est très dur, cette dureté s'expliquant par la réduction des distances inter-atomiques du métal. Les distances inter-atomiques du fer sont grandes. En ajoutant des composants dont les atomes sont très petits, ces atomes s'insèrent entre les atomes de fer pour former une sorte de ciment, nous avons alors un durcissement du métal.

Cette dureté interdissait l'usinage économique des têtes. Ce problème a maintenant été résolu.

La tête d'effacement est réalisée en ferrite, pas de changement de ce côté. Philips a conservé la formule du magnétophone à une seule tête, mixte enregistrement/lecture, le double de la tête entraîne une complication importante de la structure du magnétophone, et aussi de l'électronique et se retrouve sur le prix de vente.

Les têtes doivent être montées avec une grande précision, elles se déplacent ici sur une plate-forme montée sur billes, nous sommes loin des mini-cassettes des débuts. Il en découle une certaine douceur de manipulation qui fait oublier que c'est le doigt qui met en place les têtes.

L'introduction de la cassette dans son logement est aisée, au fond du tiroir, nous avons trois leviers. L'un sert à éviter l'effacement d'une cassette. Cette sécurité s'exerce aussi pour le post effacement d'une séquence, il n'est pas possible d'effacer une partie d'une cassette-préenregistrée à moins d'avoir mis un adhésif pour recouvrir l'ouverture de sécurité.

Le second levier détecte la présence de la cassette dans le tiroir et met le moteur en rotation. Cette mise en rotation entraîne une tension de la bande magnétique avant le début de toute opération.

Le troisième levier est celui de détection automatique du type de bande exception faite de la bande ferri-chrome qui n'a pas eu droit à son encoche de codage.

Cet ensemble de levier permet d'accomplir un certain nombre de tâches et d'assurer quelques sécurités qui sont loin d'être inutiles.

Le moteur est à courant continu ; il s'agit d'un moteur à génératrice tachymétrique

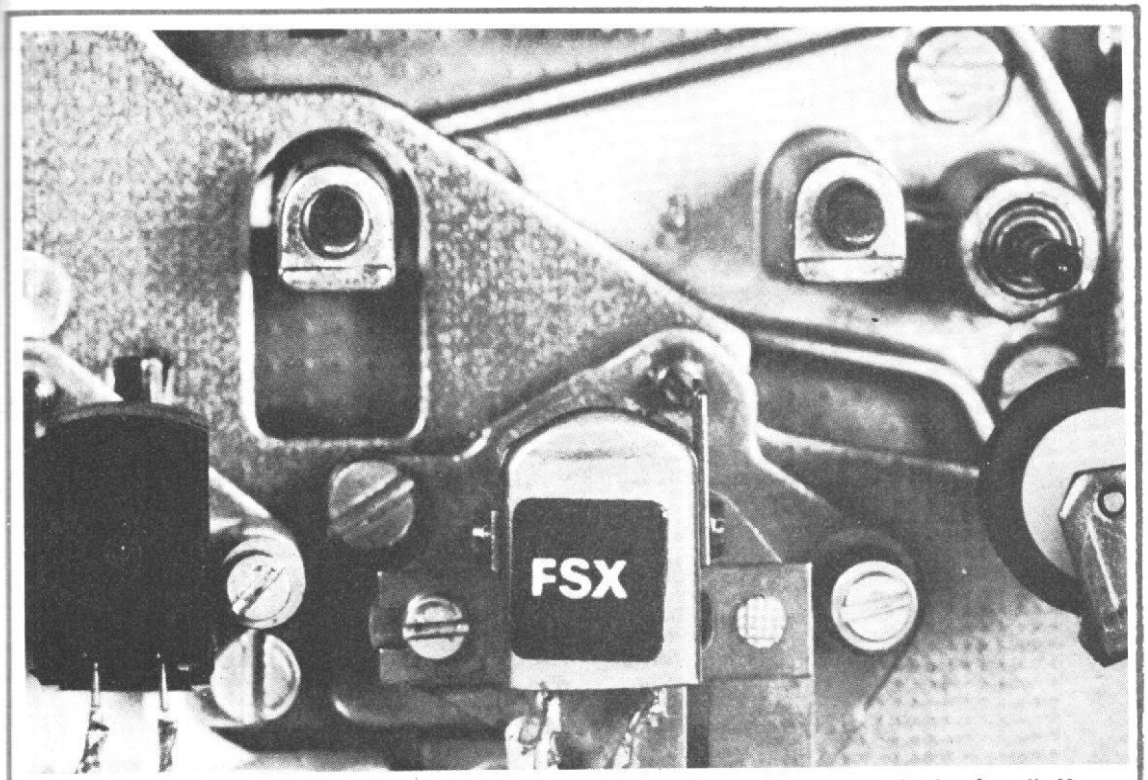


Photo 3. – La tête FSX à très longue durée du magnétophone. Sur sa gauche la tête d'effacement plus classique.

incorporée, un système très cher à Philips qui l'utilise également sur des tourne-disques et sur ses magnétophones à bande. L'entraînement du volant d'inertie et des axes récepteurs et débiteurs se fait par les courroies à section carrée que l'on trouve traditionnellement chez le constructeur.

ELECTRONIQUE

L'électronique est équipée essentiellement de circuits à transistors discrets, une exception cependant, c'est le choix de circuits intégrés pour le réducteur de bruit Dolby. Il s'agit ici bien entendu de circuits intégrés Signetics Ne 545B.

Le premier schéma représente la partie auxiliaire, celle qui assure les fonctions du clavier. Les transistors TS 826 à 830 sont chargés de l'arrêt automatique. Une diode électroluminescente est placée face à un photo transistor. Entre les deux, un disque perforé tourne, entraîné par l'axe récepteur. Lorsque le disque s'arrête, il n'y a plus de variation d'intensité lumineuse sur le photo transistor.

Les impulsions lumineuses sont amplifiées par TS 828. Les transitions sont transmises par C 726 puis redressées par D 840. Le filtrage se fait par l'intégrateur de Miller TS 829/C 727. L'impulsion de déclenchement se produisant à l'arrêt de transmission des impulsions lumineuses est dirigée sur un monostable TS 837/TS 836. Ce monostable commande pendant un court instant le relachement des touches. TS 831 est commandé par une tension positive qui arrive lorsque la touche d'enregistrement est enfoncée. TS 831 se sature alors mettant la résistance R 534 en parallèle sur toutes les résistances du clavier (R 570 à 573). Si on enfonce la touche Play, lecture, on enlève une résistance de 22 000 Ω, celà ne suffit pas à commander le relachement des touches, la touche de lecture s'enclenche et autorise l'enregistrement car ce dernier s'obtient en enfonçant simultanément les touches de lecture et d'enregistrement. Par contre, si on enlève une résistance de 10 000 Ω, ce que font les contacts d'avance rapide, la variation de tension amplifiée par TS 832 et 833 est suffisante et les touches sont relachées.

Le verrouillage des touches est obtenu par RE 2 et RE 1, ce sont des bobines d'électro-aimants placées sous le clavier. Les touches referment magnétiquement le circuit magnétique de ces électro-aimants, les touches restent alors enfoncées, lorsque les bobines sont parcourues par un courant. Le monostable agit en court-circuitant la jonction base/émetteur de TS 835. RE 2 retient la touche de l'enregistrement uniquement. Sur l'entrée E 4, nous avons une tension lorsque l'encoche de sécurité de la cassette est fermée, il faut aussi que le commutateur d'enregistrement soit en position enregistrement.

L'arrêt du courant dans les bobines est également produit par le contact SK 5 qui est commandé par la touche d'arrêt et d'éjection, le contact SK 6 détecte la présence d'une cassette et autorise le verrouillage du clavier et la mise en rotation du moteur.

Le circuit de régulation de vitesse du moteur est représenté dans un encadré. Le circuit est réalisé à partir de composants discrets dont le détail n'est pas livré par le constructeur. Nous avons des préamplificateurs transformant la tension de sortie de la génératrice tachymétrique en signaux carrés, un redresseur détecte alors cette tension qui va attaquer un générateur de courant commandant la rotation du moteur. Il n'y a pas ici de commande de vitesse pour l'avance et le retour rapides, la grande vitesse est obtenue par un train de pignons.

L'alimentation est confiée à un transformateur recevant la tension du secteur l'adaptation sur diverses tensions est possible, quatre tensions sont offertes.

Deux circuits de régulation d'alimentation : l'un pour l'électronique, le second, celui du bras, pour la logique et le moteur. Plusieurs cellules de découplage isolent les circuits les uns des autres.

Les circuits d'amplification sont représentés sur le second schéma.

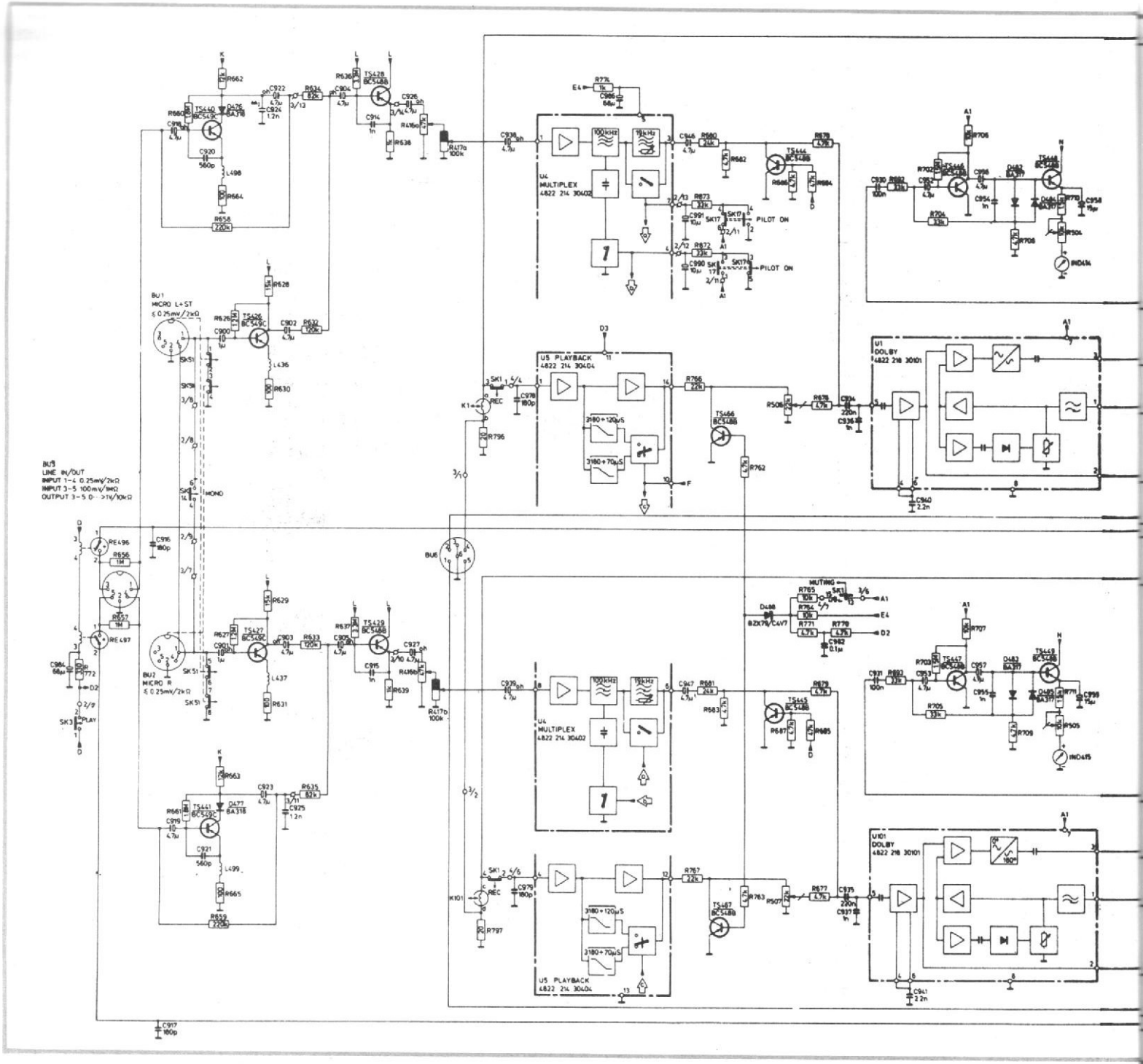
La prise DIN, située sur la gauche du schéma, est une prise entrée/sortie. Pour éviter les problèmes d'accrochage et de diaphonie, et pour entrer à fort niveau sur une impédance de un mégohm un double relais à lame sous vide : relais reed ou ILS (à lames souples) assure une commutation sérieuse. Les prises 1 et 4 de l'embase DIN sont reliées aux entrées d'un préamplificateur par voie. Sur TS 440, nous avons une résistance (R 658) montée en contre-réaction et réduisant le gain de l'entrée à 2 mV. La résistance R 634 de 82 kΩ est une résistance de mélange.

Le signal micro arrive sur les autres prises Bu 1 et Bu 2. Ces prises sont équipées de contacts de court-circuit. Les préamplificateurs sont sensiblement les mêmes que ceux d'entrée ligne exception faite des valeurs et de l'absence de la résistance de contre-réaction.

Le signal mélangé arrive sur un étage à collecteur commun qui attaque le potentiomètre de niveau d'enregistrement et celui de balance.

Le filtre Multiplex est un module enfichable qui garde ses secrets, on voit uniquement qu'il est commutable par SK 17.

TS 444 est un transistor uti-



lisé pour shunter le signal de sortie du filtre multiplex. Le court-circuit se fait pendant la lecture.

Le signal à enregistrer arrive alors sur le circuit Dolby, encore un circuit qui garde son secret. La commutation de fonctions se fait par des tensions continues. Ces tensions sont appliquées sur les diodes D 480 ou D 478 qui sont tantôt conductrices tantôt isolantes. Une méthode de commutation connue, mais qui n'était pas utilisée à notre connaissance associée au Dolby B à circuit intégré.

A sa sortie sur la borne 3, sortie du signal traité, le signal arrive sur les circuits d'enregistrement qui vont le conditionner pour l'injecter avec la préaccentuation correcte dans la tête d'enregistrement.

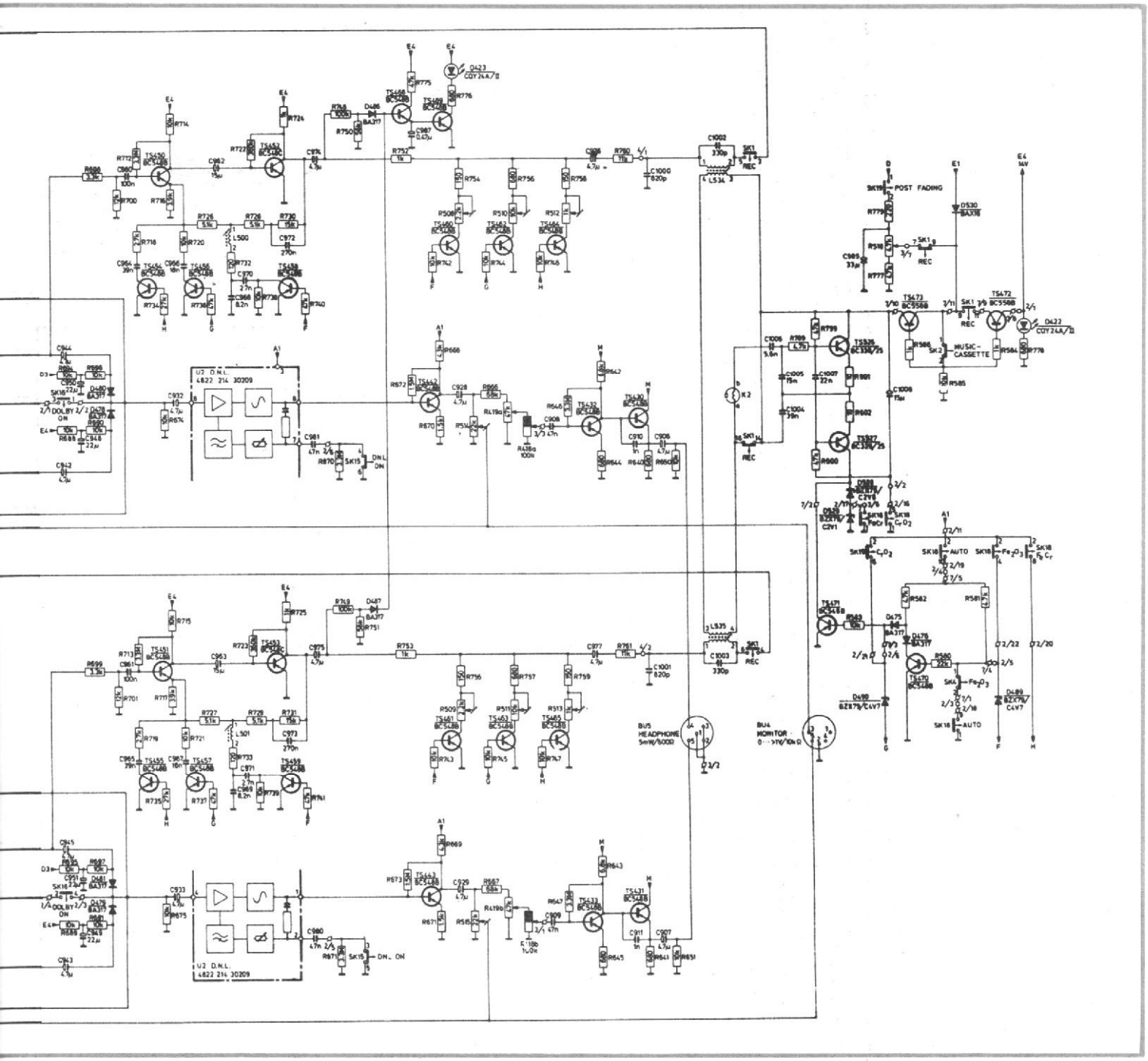
Les transistors TS 454 à 459 changent la contre-réaction du préamplificateur en fonction du type de bande magnétique. A la sortie de ce préamplificateur, nous avons le détecteur de crête qui avertit des risques de saturation en tenant compte des aigus contenus dans le message (par la préaccentuation à la lecture).

La diode est commune, la séparation des deux voies se faisant au niveau des diodes D 486/D 487. Le petit signal à enregistrer se trouve sur la base d'un collecteur commun chargé par un condensateur, nous avons ainsi une charge rapide nécessaire à la détection de crêtes de courte durée et une mémorisation autorisant la lecture. Trois autres transistors adaptent le niveau d'enregistrement au type de bande. Nous avons ainsi, avec un nombre de contacts réduit la possibilité d'agir sur plusieurs circuits électroniques. Philips avait l'habitude des contacts mécaniques et opère une reconversion vers l'électronique.

Le courant de prémagnétisation est injecté par L 534 pour le canal de gauche et par L 535 pour celui de droite.

La tension de sortie du Dolby passe également au travers du DNL pour sortir, par l'intermédiaire d'un préamplificateur sur la sortie casque et sur les sorties monitor et ligne. Ces tensions de sortie sont affectées de la préaccentuation due au Dolby.

A la sortie du Dolby, nous trouvons aussi les deux amplificateurs des indicateurs de niveau à aiguille.



Pour la lecture, des commutations sont effectuées pour diriger la tension des têtes sur un préamplificateur de lecture, encore un module « secret » et discret. Deux constantes de temps sont choisies suivant que la cassette est au chrome (ou ferro chrome) ou simplement à l'oxyde de fer. La sélection se fait par voie électronique. Nous trouvons à la sortie du module un transistor de court-circuit du signal (muting) qui le coupe lorsque les tensions A_1, E_4, D_2 sont positives.

Les tensions attaquent alors le Dolby qui doit être en position lecture, le DNL et les circuits de sortie.

REALISATION

La réalisation de ce magnétophone est du type modulaire. Des connecteurs sont enfichés sur un circuit principal et une série de modules y sont installés. Cette technique va jusqu'aux commutateurs qui sont glissés dans des rainures et maintenus par le circuit imprimé mère, il en va de même pour les prises de la façade. Cette technique assez particulière est évidemment facilitée par l'utilisation de matière plastique moulée dont les formes peuvent être compliquées à souhait, les investissements en moules et en études étant compensés par une simplification du montage et une réduction d'heures (onéreuses) de main-d'œuvre. La vente de ces produits étant internationale, l'amortissement en est possible vu le nombre d'appareils produits.

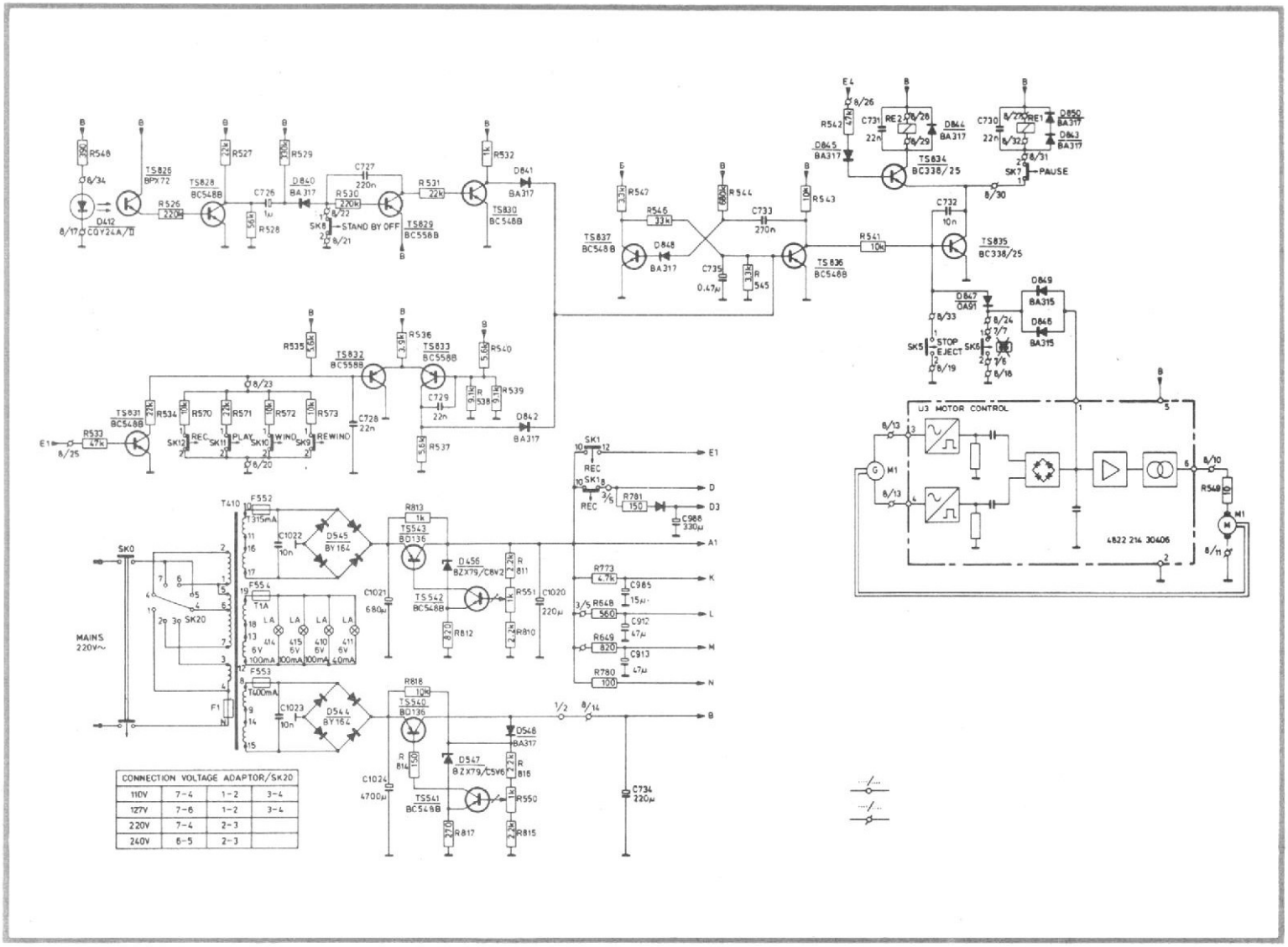
Les composants sont soudés à la vague, lors de leur insertion, il sont maintenus en place par une feuille adhésive double face collée sur le circuit imprimé côté composants.

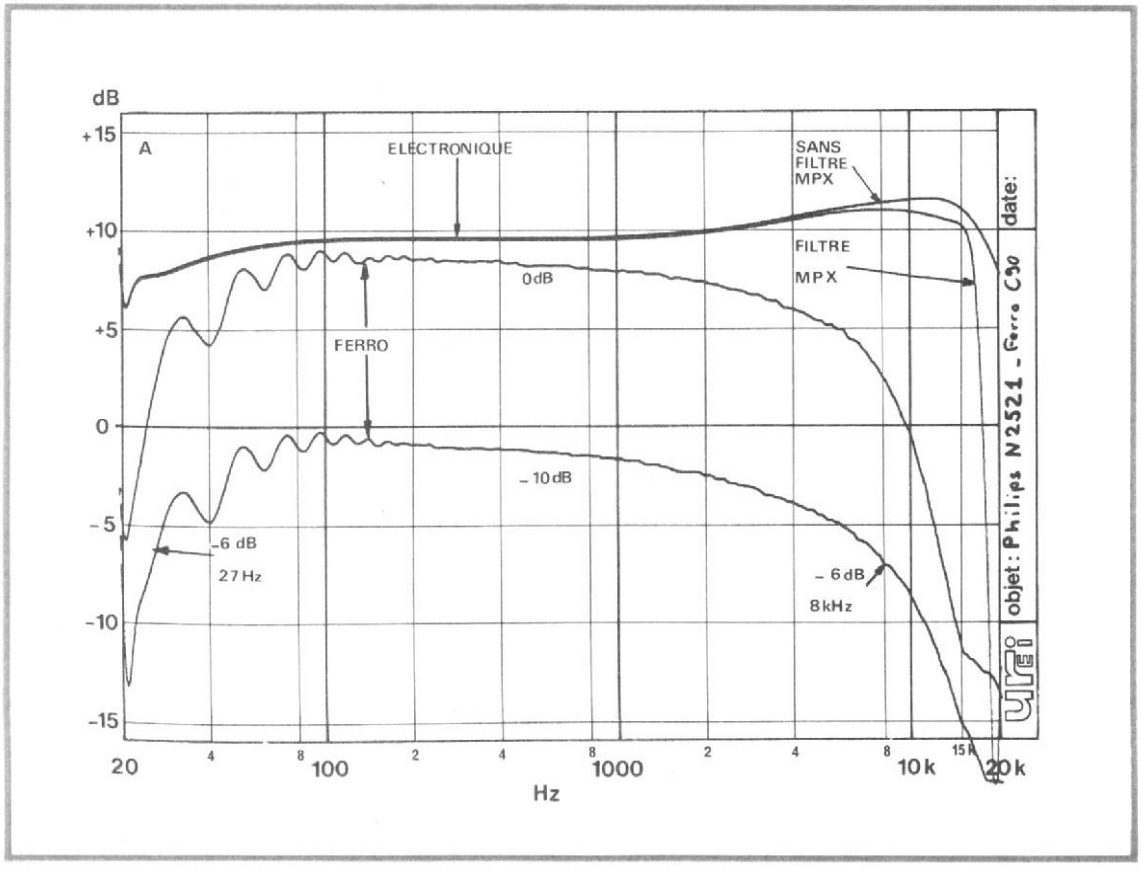
Le volant d'inertie du cabestant est équilibré dynamiquement, c'est une preuve de soin apporté à la fabrication.

Il reste encore beaucoup de câbles dans cet appareil, nous n'arrivons pas encore, pour les magnétophones, à la simplification des amplificateurs de puissance.

MESURES

Les performances de ce magnétophone ont été relevées avec des bandes du fabricant, des cassettes Ferro, Hi-Ferro et Chrome C 90 pour les deux premières, C 60, livrée



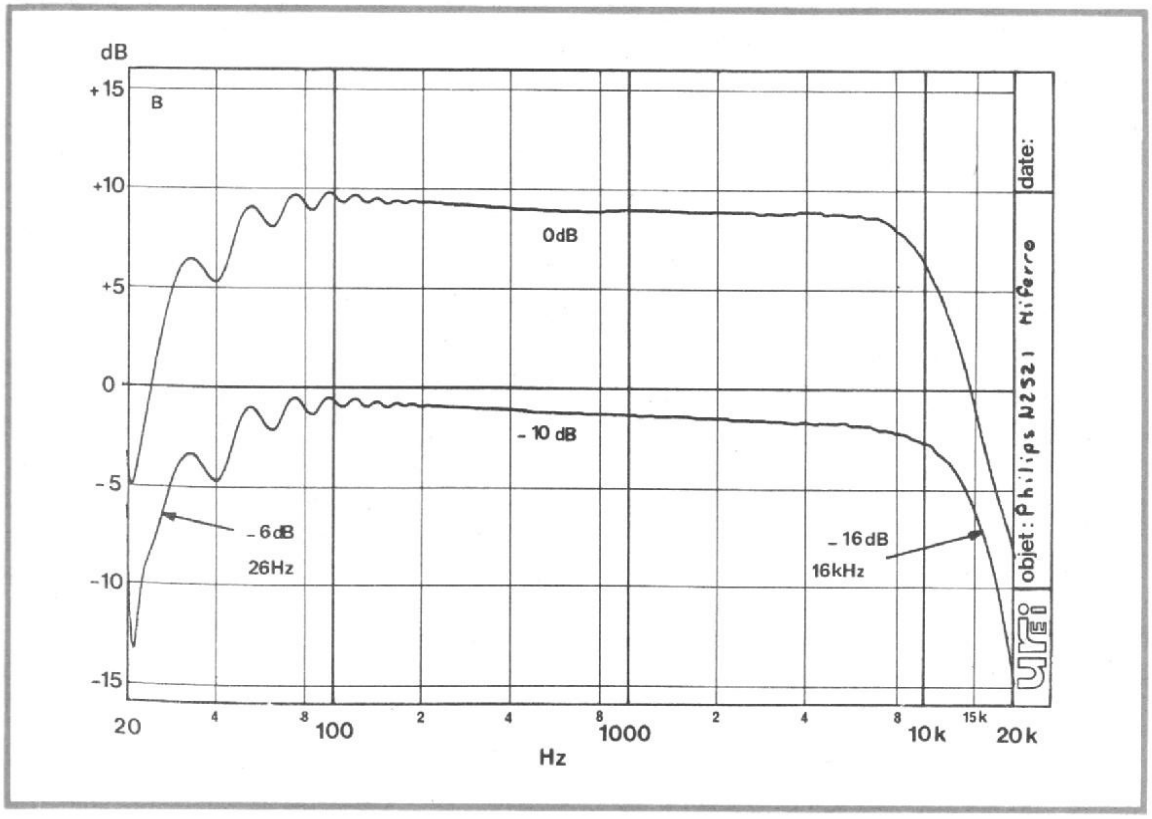


avec le 2521, pour la seconde. Nous avons placé le commutateur de sélection de bande en position automatique pour éviter les erreurs de manipulation.

Le taux de pleurage et de scintillement est de 0,3 % en mesure linéaire et passe à 0,08 % en mesure pondérée Din. Le temps de bobinage d'une cassette C 60 est de 75 secondes, une performance moyenne.

La sensibilité de l'entrée micro est de 0,2 mV, la tension de saturation étant de 14 mV, une bonne dynamique. Cette sensibilité correspond à l'indication 0 dB du vu-mètre de la voie concernée. La diode Led d'indication de crête commence à s'allumer à + 3 dB et l'est complètement à + 6 dB, une variation de luminosité qui permettra d'interpréter ses indications.

Le taux de distorsion harmonique à 1 000 Hz de 1,5 % avec la Ferro, 1,05 % pour la



Hi-Ferro et de 2,4 % pour le Chrome, nous retrouvons ici la distorsion élevée du chrome.

La surmodulation possible est très faible pour le chrome : + 0,8 dB, ; pour la cassette Ferro, elle est de 3 dB, c'est correct et pour la Hi-Ferro elle est de 5 dB.

Nous avons donc ici un appareil dont les vu-mètres sont correctement réglés, attention aux indications du crête-mètre, il ne devra pas s'allumer souvent pour le chrome. Les niveaux de sortie sont différents pour les trois cassettes, 1,2 V (max) pour le chrome, 1 V pour la cassette Ferro et 0,9 V pour la Hi-Ferro. Ces tensions de sorties sont réglables par des potentiomètres ajustables.

Le rapport signal sur bruit est une donnée assez difficile à exprimer dans le cas du magnétophone, on peut en effet donner une série d'expressions le concernant. Les filtres sont différents les uns des autres. Nous avons utilisé ici un filtre Din, filtre dit également psophomètrique, un filtre destiné à être employé pour la mesure, non du bruit (sonomètres) mais de la gêne d'un bruit de fond. C'est un filtre qui remonte les fréquences situées de 1 kHz à 8 kHz et qui atténue celles situées de part et d'autre. Des mesures effectuées avec le filtre type sonomètre (filtre A) donnent des résultats assez proches pour ce magnétophone.

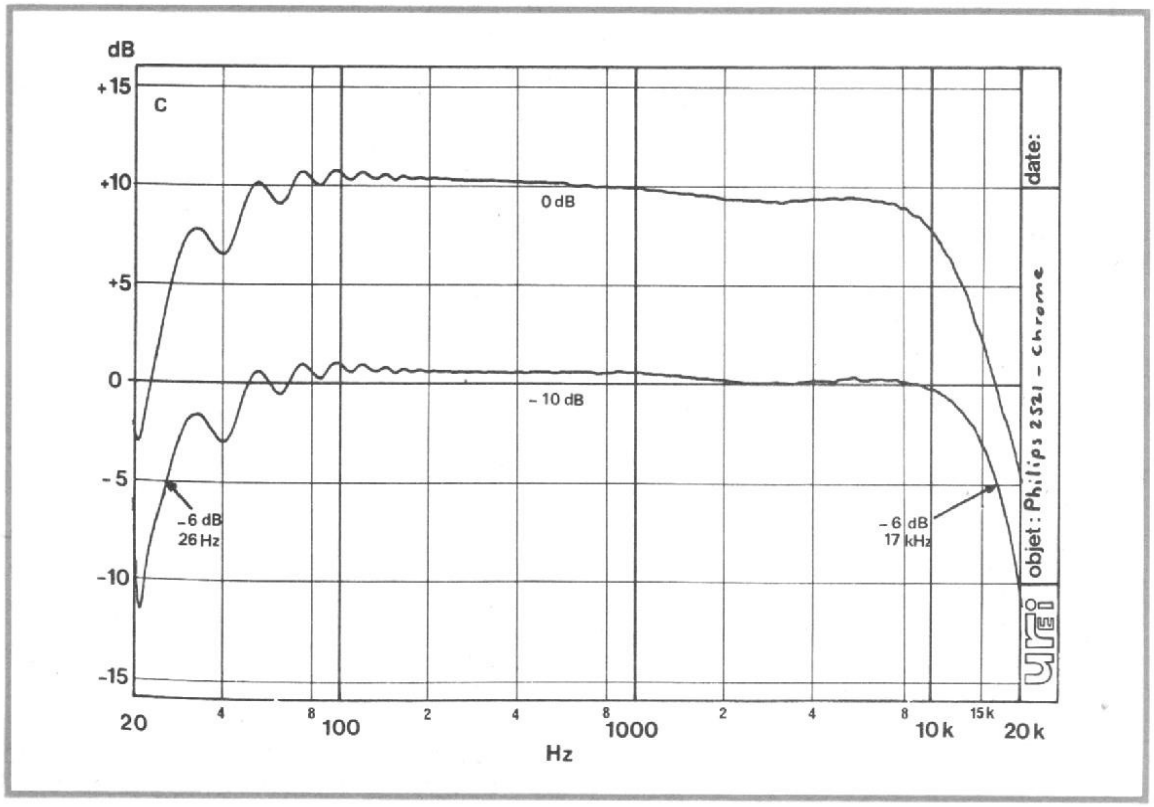
Ces rapports signal sur bruit ont été donnés compte-tenu de la possibilité de surmodulation, c'est-à-dire en supposant que les bandes sont utilisées de façon optimale. Si par contre on effectue un enregistrement à 0 dB, nous n'aurons pas de distorsion pour la bande Hi-Ferro alors que celle du chrome sera très élevée.

Sans Dolby, avec pondération, nous avons les résultats suivants : 57 pour la Ferro, 56,2 pour la Hi-Ferro et 55,8 pour le chrome. Sans pondération, 50, 51,2 et 51,3, des valeurs très proches les unes des autres.

Avec Dolby, on gagne 9 dB en mesure pondérée et 3 dB environ sans pondération. Le DNL permet de gagner 2 dB en mesure pondérée, le DNL agit très haut en fréquence et pratiquement en dehors de la bande passante du filtre. Nous indiquons ici une amélioration de 2 dB alors que le constructeur en annonce beaucoup plus dans ses spécifications mais en précisant à quelle fréquence celà se passe. Le DNL agit au moins jusqu'à 100 kHz. Par contre, le Dolby démarre au-dessus de 400 Hz avec une action progressive.

Dolby et DNL en service, nous avons un rapport signal sur bruit pondéré de 65,5 dB pour le chrome, 67,5 pour la Ferro et 66,2 pour la Hi-Ferro des mesures qui se tiennent. Si maintenant nous nous ramenons à 0 dB, la cassette au chrome va se retrouver avec 65 dB, celle au fer normal, Ferro avec 64,3 dB tandis que la cassette Hi-Ferro n'aura plus que 61,2 dB de rapport signal sur bruit. La cassette qui devrait être la meilleure, la Hi-Ferro se retrouve en dernière position. Pourtant, ce magnétophone aurait du démontrer la supériorité de la Hi-Ferro sur la Ferro.

Passons maintenant aux bandes passantes. Ces dernière-



res ont été relevées à 0 et – 10 dB avec réseau de désaccentuation à 50 μs pour l'enregistrement, une méthode de mesure qui tient compte du niveau réel d'enregistrement d'un signal musical.

Avec la cassette Ferro, nous avons une bande passante limitée à 8 kHz, sans doute par excès de prémagnétisation. La courbe A donne également la réponse en fréquence de l'électronique seule avec l'indication de l'efficacité du filtre 19 kHz, filtre MPX. Avec cassette, nous n'avons pas de conformité avec la norme Din 45500, une norme qui n'est donc pas encore dépassée... du moins sur ce point.

Pour retrouver la norme, nous devons passer à une autre cassette, la cassette Hi-Ferro qui permet d'obtenir une bande passante nettement plus intéressante 16 kHz à – 6 dB. Cette fois, nous sommes dans le Gabarit Din.

La bande passante plus large permet d'expliquer le bruit de fond plus important de la cassette Hi-Ferro par rapport à la Ferro. Une bande passante réduite se traduit par une faible sensibilité aux fréquences hautes, donc un spectre qui sera moins étendu, nous avons en quelque sorte une seconde pondération. Les cassettes à faible bande passante sont en général moins bruyantes que les cassettes à large bande, c'est ce que le résultat d'expérimentations permet de trouver. par contre, si on considère leurs performances générales, on les trouve inférieures aux autres. Pour la cassette au chrome, nous trouvons une bande passante à – 6 dB un peu plus large que la précédente, on gagne 1 kHz. Par contre, la régularité de la bande passante est un peu inférieure à celle de la cassette Hi-Ferro.

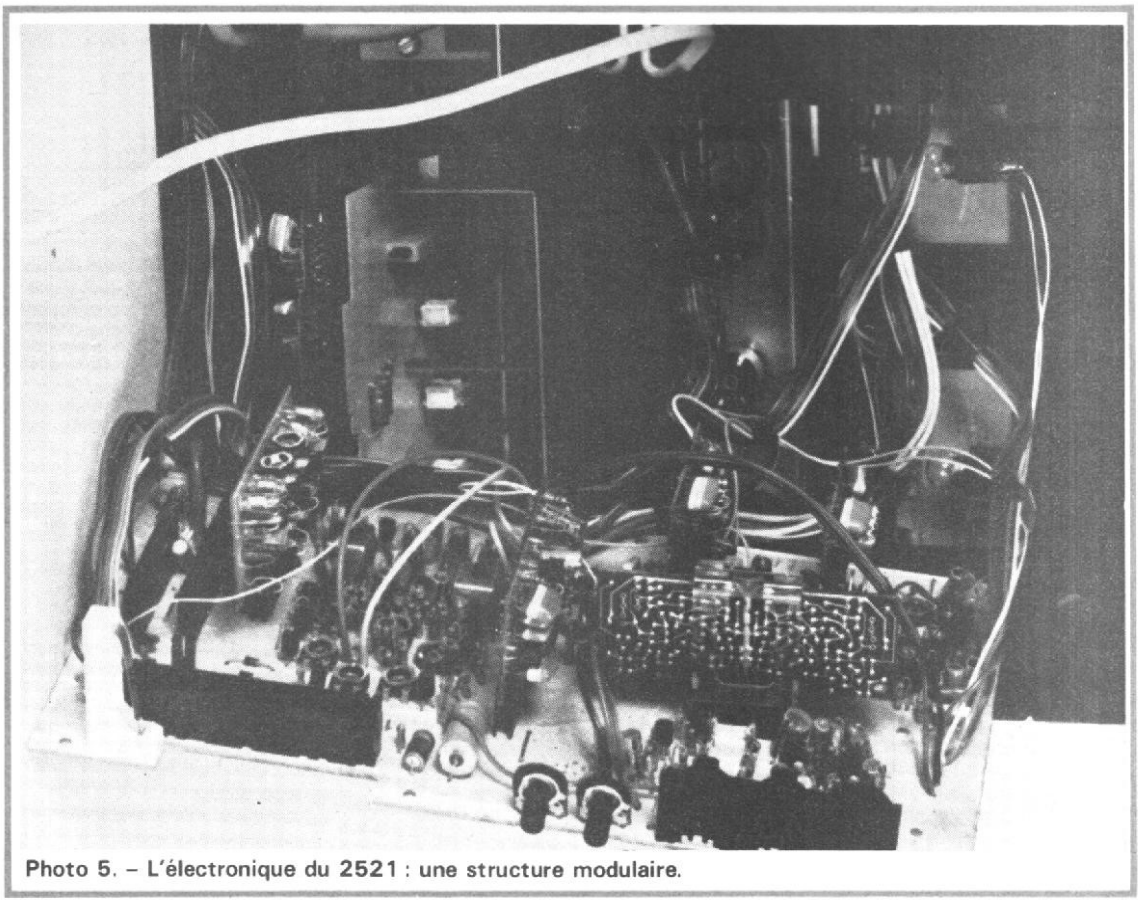


Photo 5. – L'électronique du 2521 : une structure modulaire.

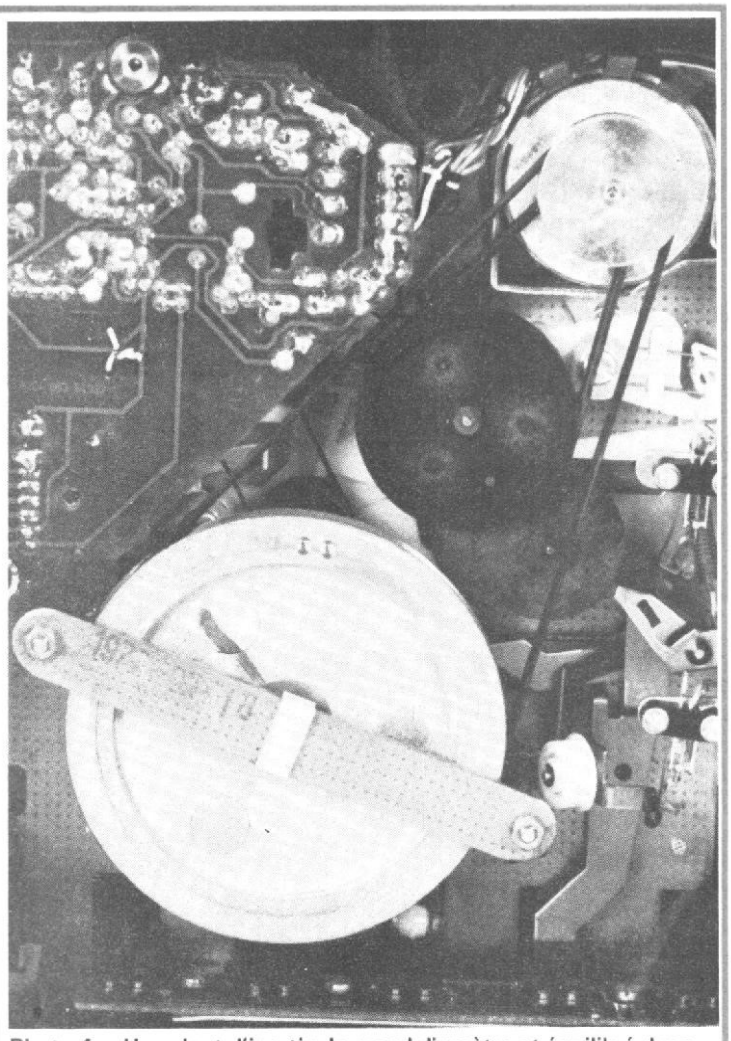


Photo 4. – Un volant d'inertie de grand diamètre et équilibré dynamiquement.

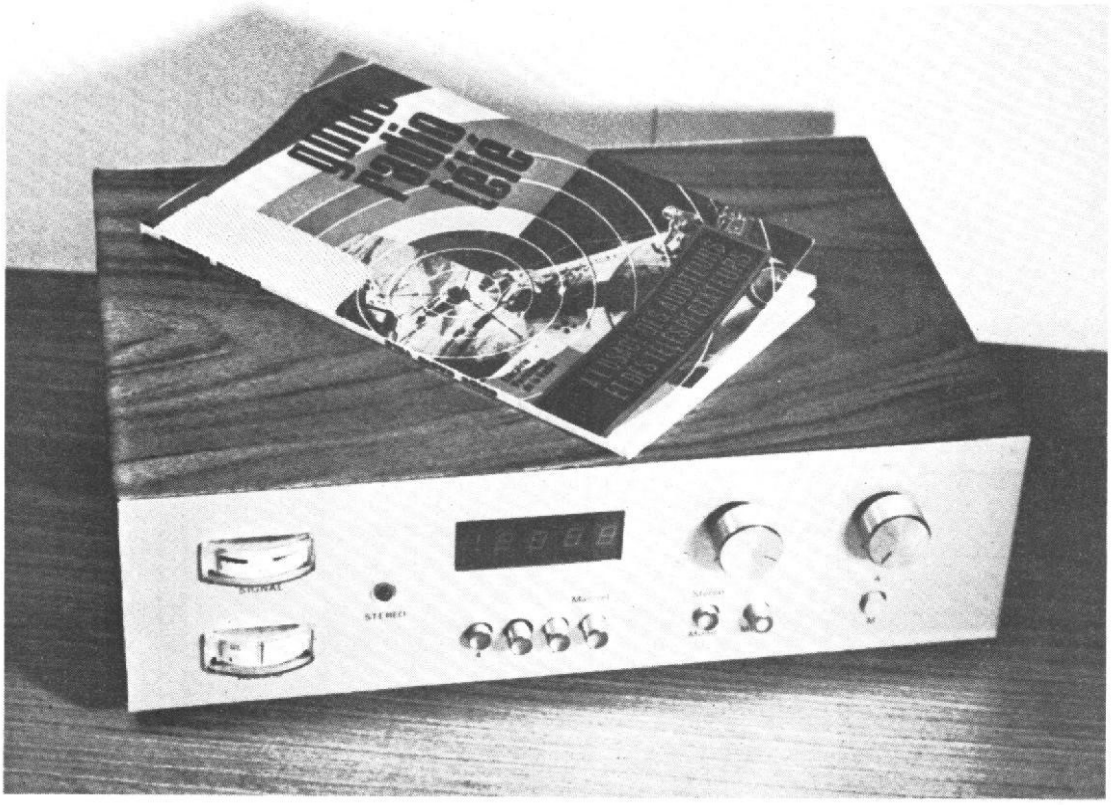
CONCLUSION

Les performances sont bonnes en général, on aura intérêt cependant à utiliser avec cet appareil, sauf cas particulier des cassettes de bonne qualité une cassette représentée ici par la Hi-Ferro dont le rapport qualité/prix est très bon. La réalisation présente montre un certain souci d'innovation dans le domaine du magnétophone un magnétophone à cassette qui se rapproche dans son esprit du magnétophone à bobines ne serait-ce que par sa forme.

Nous regrettons pourtant ici l'absence de mémoire pour le compteur, ce n'est rien par rapport à ce que nous y avons trouvé, le système d'effacement progressif, les sécurités d'effacement, les fonctions comme le DNL et le Dolby, le filtre commutable, l'indicateur de « salissure », nous y avons aussi trouvé certains gadgets que l'on n'avait que sur les appareils japonais : nous pensons ici à l'indicateur de défilement. Les Japonais avaient fait pas mal de progrès dans le domaine de la cassette, l'inventeur de la cassette montre ici qu'il ne se laisse pas faire. Que les meilleurs gagnent... le 2521 se situe bien.

Etienne LEMERY

REALISEZ UN TUNER FM



à affichage digital

(Suite voir N° 1608)

Avant d'étudier la description du décodeur stéréophonique, nous allons essayer d'éclaircir un peu le procédé utilisé à l'émission qui, il faut le reconnaître, est en général assez mal compris.

En premier lieu, il faut avoir présent à l'esprit les faits suivants :

– une émission stéréo doit pouvoir être reçue sur un récepteur mono sans aucun problème (compatibilité),

– une émission stéréo se compose de deux signaux distincts ; le signal gauche G et le signal droit D,

– une réception en mono doit permettre de décoder le signal mono qui est G + D. Nous pouvons maintenant commencer l'explication simplifiée du procédé en nous aidant du diagramme de la figure 13.

Le signal G + D est transmis normalement par l'émetteur avec une bande passante 0 à 15 kHz ; il peut donc être reçu par tout récepteur classique.

Un signal sinusoïdal à 19 kHz de très faible amplitude et de fréquence rigoureusement constante est également émis.

Enfin le signal G – D module en amplitude (comme dans une émission de radio AM classique) une porteuse à la fréquence de 38 kHz ; porteuse qui est supprimée.

Le signal émis par l'émetteur avant modulation en fréquence s'étend donc sur une largeur de bande de fréquence de 53 kHz.

Un récepteur monophonique ignore totalement ce qui se trouve au-dessus de 15 kHz et ne prend donc en compte que le signal mono : G + F ; par contre dans un récepteur stéréo il en est tout autrement.

Le schéma synoptique simplifié de la figure 14 permet de comprendre ce qui se passe :

– le signal sinusoïdal à 19 kHz est mis en évidence, à l'aide d'un circuit accordé par exemple, il est amplifié et sa fréquence est doublée ce qui nous donne donc un signal de fréquence 38 kHz,

– le 38 kHz ainsi produit permet de « détecter » le signal G – D qui avait été transmis sans porteuse.

– Enfin un additionneur et un soustracteur produisent, par combinaison des signaux G + D et G – D, les signaux G et D.

Ce principe présente malheureusement de graves défauts et n'est plus utilisé que sur des récepteurs bon marché ; en effet la mise en évidence du 19 kHz n'est pas facile et nécessite généralement un circuit oscillant volumineux et instable dans le temps ; ensuite le doublage du 19 kHz est délicat et enfin la relation de phase entre le 38 kHz de l'émission et le 38 kHz ainsi produit n'est pas garantie et varie dans le temps, ce qui conduit à des distorsions importantes et à une séparation des canaux assez faible.

Nous utilisons donc un autre procédé qui fait appel à une boucle à verrouillage de phase

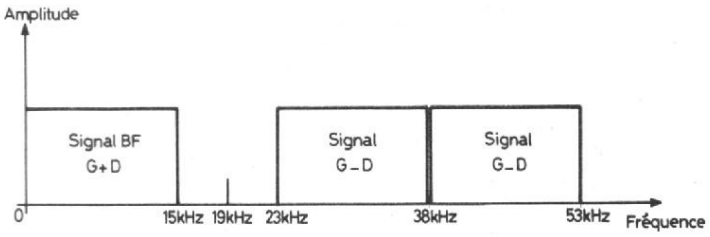


Fig. 13. – Répartition des fréquences en stéréo.

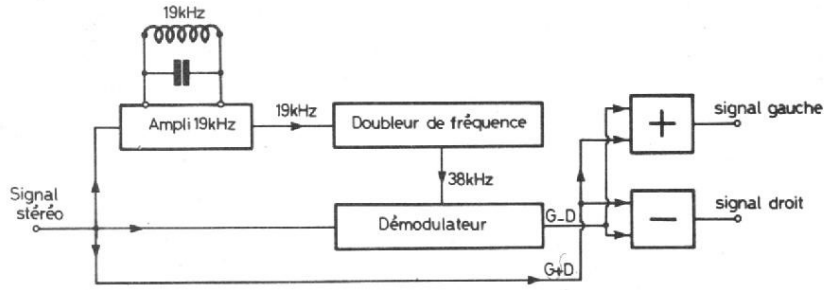


Fig. 14. – Synoptique d'un décodeur stéréo classique.

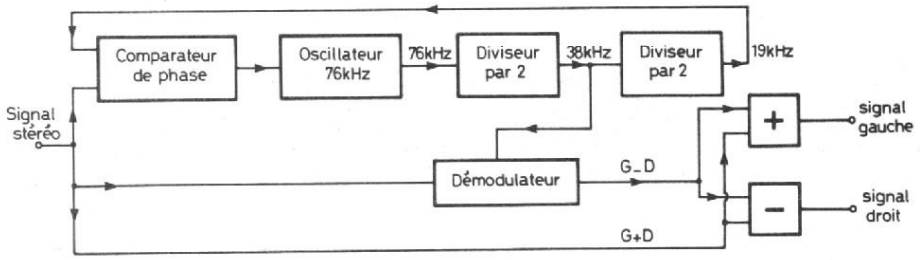


Fig. 15. – Synoptique d'un décodeur stéréo à asservissement de phase.

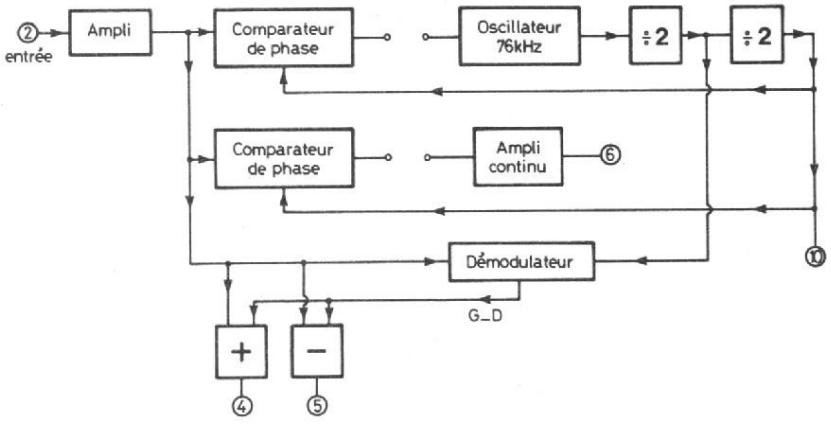


Fig. 16. – Schéma interne simplifié du décodeur stéréo MC 1310.

comme le montre la synoptique de la figure 15.

Un oscillateur commandable en tension, VCO (voltage controlled oscillator) produit du 76 kHz qui, divisé deux fois, donne du 38 kHz et du 19 kHz ; le 19 kHz ainsi obtenu est appliqué ainsi que celui de l'émission à un comparateur de phase ; la tension de sortie du comparateur agissant à son tour sur le VCO permet d'amener le 19 kHz du récepteur en concordance de fréquence et de phase avec celui de l'émission.

Le reste du circuit est identique à ce que nous avons étudié précédemment. La complexité accrue se justifie pleinement pour les raisons suivantes :

– performances excellentes par rapport au système précédent,

– pas de bobinages à réaliser donc pas de déréglages dans le temps,

– volume du montage très réduit grâce à l'emploi de circuit intégré.

J – LE DECODEUR STEREOPHONIQUE

Il est réalisé autour d'un circuit intégré maintenant très répandu le MC1310 de Motorola dont de nombreux équivalents existent (nous en donnerons la liste).

Un synoptique de ce circuit est visible figure 16 tandis que le schéma complet du décodeur se trouve à la figure 17. Nous nous bornerons à faire quelques remarques sur des points particuliers :

– une résistance ajustable de 10 kΩ permet d'amener le VCO sur une fréquence voisine de 76 kHz en l'absence d'émission (réglage très simple à effectuer même sans fréquencemètre),

– un commutateur permet de mettre le VCO hors-service imposant ainsi le fonctionnement en mono ce qui peut être très utile lors de conditions de réception difficiles,

– une diode électroluminescente (LED) indique la présence

ou l'absence d'émission stéréo,
– les sorties BF du décodeur (broches 4 et 5) sont filtrées par l'ensemble R_1C_1 R_2C_2 ; en effet pour améliorer le rapport signal-bruit ; les fréquences élevées de la modulation sont accentuées à l'émission ; il faut donc à la réception effectuer l'opération contraire,
– enfin le signal BF est appliqué (pour chaque canal) à un filtre actif passe-bas éliminant tout ce qui se trouve au-dessus de 16 kHz. Ce filtre est nécessaire pour que les résidus de 19 kHz et de 38 kHz n'interfèrent pas avec, par exemple l'oscillateur d'effacement d'un magnétophone branché en sortie du tuner. Le montage employé est un filtre actif du deuxième ordre du même type que celui étudié le mois dernier (fig. 12). Les circuits de la figure 12 et 17 sont réunis sur une plaquette de CI de 75 mm sur 70 mm.

K – REMARQUES SUR LA CONCEPTION DE L'ENSEMBLE DU TUNER

Les 3 modules que nous avons décrits depuis le mois dernier ; à savoir :
– l'ensemble tête HF, amplis FI, démodulateur,
– les alimentations stabilisées,
– le module décodeur,
permettent, si on les relie, de constituer un tuner aux performances excellentes démuni de dispositif d'indication de la station reçue. Ces dispositifs vont être décrits dans les lignes qui suivent, mais nous tenons à vous faire remarquer que quelque soit la version de tuner choisie :
– elle comportera forcément les 3 modules précédents,
– les dispositifs d'affichage de fréquence reçue sont totalement interchangeables et peuvent être branchés directement sur les modules ci-dessus,
– les dispositifs d'affichage comportent un tronc commun que nous aurions pu suppri-

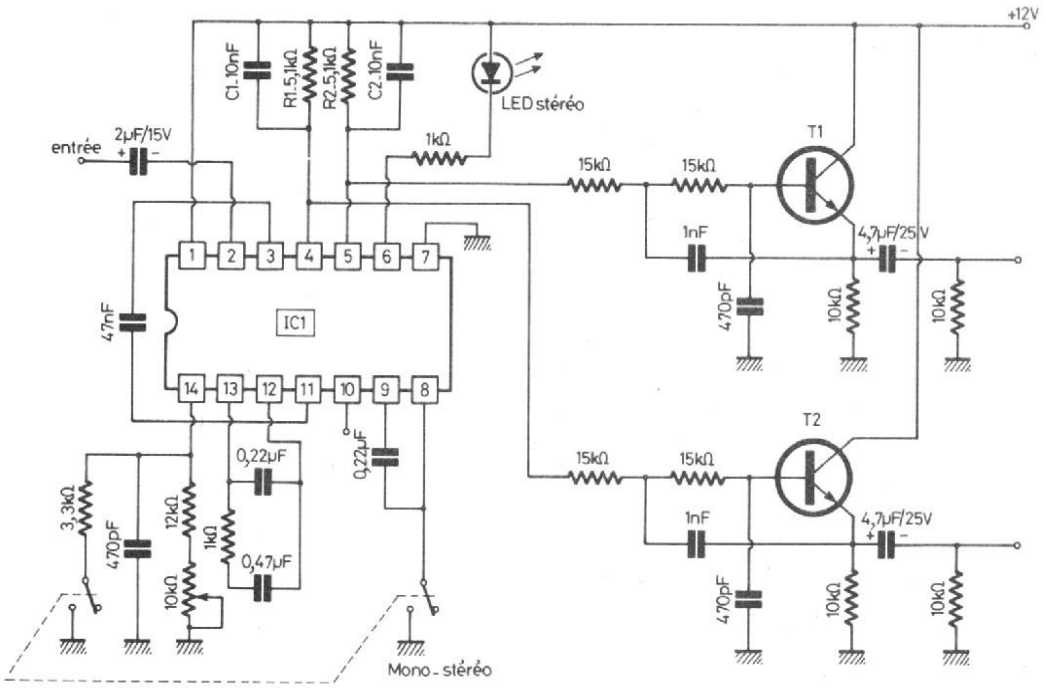


Fig. 17. – Schéma complet du décodeur stéréo.

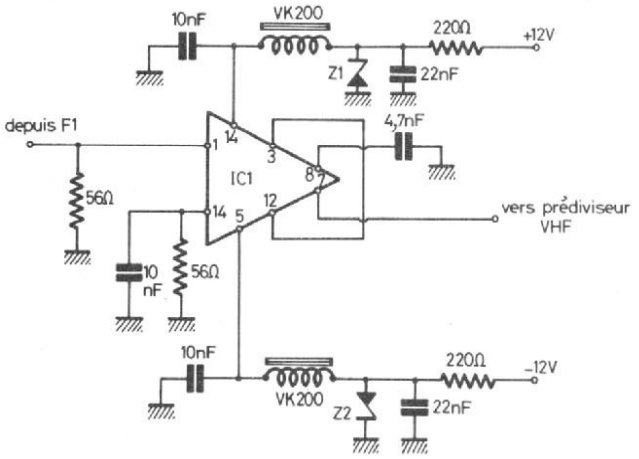


Fig. 18. – Schéma de l'amplificateur d'oscillateur local.

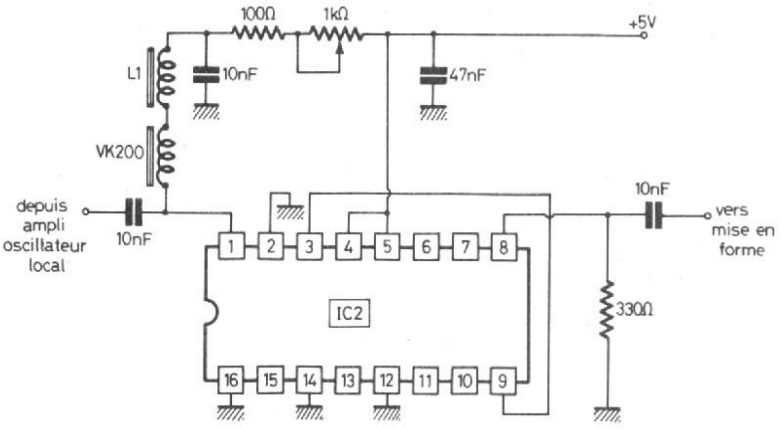


Fig. 19. – Schéma du prédiviseur VHF à circuit ECL.

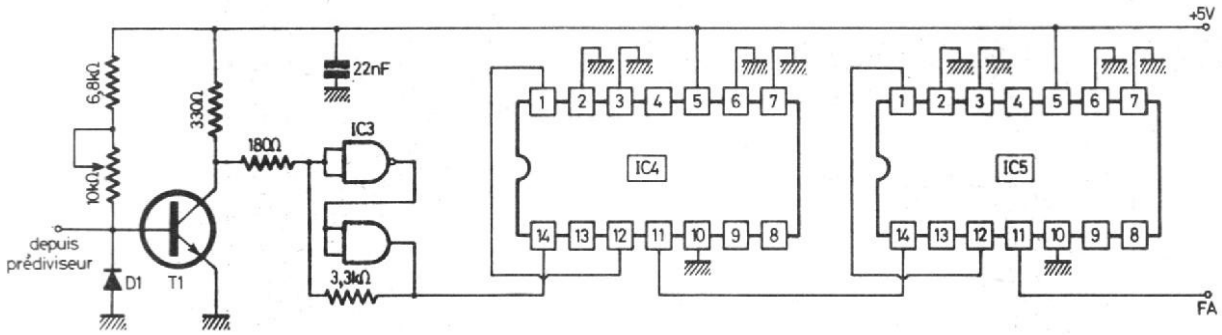


Fig. 20. – Adaptateur ECL-TTL et diviseurs par 100.

mer ; mais cela aurait diminué la précision de l'affichage dans les deux premières versions (glavanomètre linéaire en fréquence et aiguille lumineuse) et de toutes façons, cela aurait été nécessaire pour l'affichage digital qui vous aurait tenté tôt ou tard. Nous allons donc commencer l'étude des procédés d'affichage par ce tronc commun.

L – AFFICHAGE: LE TRONC COMMUN

Comme nous l'avons expliqué le mois dernier, et quelque soit le système d'affichage choisi, celui-ci fonctionne à partir de la mesure de la fréquence de l'oscillateur local qui, grâce à l'AFC, est asservi sur la fréquence de l'émetteur au décalage de la valeur de FI prés.

Nous avons vu figure 11 le préampli de couplage à l'oscillateur local et nous n'y reviendrons pas si ce n'est pour vous faire remarquer qu'en sortie dudit préampli nous avons un signal qui a les caractéristiques suivantes :

– fréquence de l'ordre de 90 MHz... c'est beaucoup ! ...
– amplitude de l'ordre de 1 mV efficace... c'est peu ! ...

Nous devons donc effectuer une amplification énergique et une division de fréquence si nous voulons pouvoir travailler facilement.

L'amplification avec un gain de 100 à 90 MHz étant assez délicate, nous avons fait appel à un circuit intégré très courant quoique assez peu connu des amateurs le 733 (nous donnons la liste d'équivalents) qui pour un prix modique (moins de 20,00 F), et si on l'utilise convenablement, accomplit très bien cette tâche délicate ; le schéma d'utilisation visible à la figure 18 montre la grande simplicité du montage.

L'ampli étant différentiel, une entrée est mise à la masse ainsi qu'une sortie ; les alimentations quant à elles sont très fortement découplées à l'aide de résistances, condensateurs et perles de ferrite (VK200 de la RTC dont nous indiquerons les dépositaires) pour éviter toute entrée en oscillations du circuit.

Le gain minimum de ce montage est garanti supérieur à 100 par le constructeur du circuit intégré ; ce qui n'est pas mal compte-tenu de la fréquence de travail.

Le signal de sortie est suffisant pour commander un circuit diviseur par 10 en technologie ECL qui est la seule capable de monter à 100 MHz sans problème.

Comme on peut le voir sur la figure 19, l'utilisation du circuit ECL est fort simple ; le point de polarisation de l'étage d'entrée est assuré par une résistance ajustable afin d'obtenir la meilleure sensibilité tandis que l'entrée est soigneusement découplée de l'alimentation par résistance, condensateur et self plus perle ferrite (VK200 voir précédemment). La fréquence sortant de ce circuit est donc de l'ordre de 10 MHz, c'est-à-dire parfaitement correcte pour commander des circuits TTL classiques ; malheureusement le niveau de sortie du circuit ECL n'a pas la bonne valeur ; il faut donc réaliser un étage adaptateur ECL-TTL. Nous nous sommes fortement inspirés pour cela du schéma utilisé par M. Thobois dans son excellent fréquencemètre TFX1 (voir Haut-Parleur N° 1392 et suivants) comme on peut le voir sur la figure 20.

Le signal issu du circuit ECL vient bloquer un transistor qui, à son tour, commande un trigger de Schmitt TTL réalisé à l'aide de deux portes rétrocouplées. La résistance ajustable de 10 kΩ permet d'amener le transistor juste à la limite de la saturation afin d'avoir la plus grande sensibilité possible. En sortie du trigger, le signal attaque successivement deux diviseurs par 10 classiques, ce qui fait qu'en sortie de la figure 20, nous avons un signal à la fréquence :

$$f = \frac{F_{reçue} - FI}{1000}$$

Dans la suite de l'exposé ce signal sera baptisé FA.

A partir de cet endroit les schémas utilisés différent suivant le type d'affichage choisi.

M – AFFICHAGE PAR GALVANOMETRE LINEAIRE EN FREQUENCE

La transformation du signal FA en vue de son utilisation pour l'affichage par galvanomètre est extrêmement simple comme le montre la figure 21.

Un monostable TTL reçoit le signal FA et délivre donc en sortie des impulsions de largeur constante à la fréquence de FA ; ces impulsions sont appliquées à un amplificateur opérationnel réalisant 3 fonctions :

– filtre passe-bas : le filtrage est nécessaire pour que la tension de sortie du montage soit proportionnelle à la fréquence de FA donc à la fréquence reçue,
– amplificateur : l'amplifica-

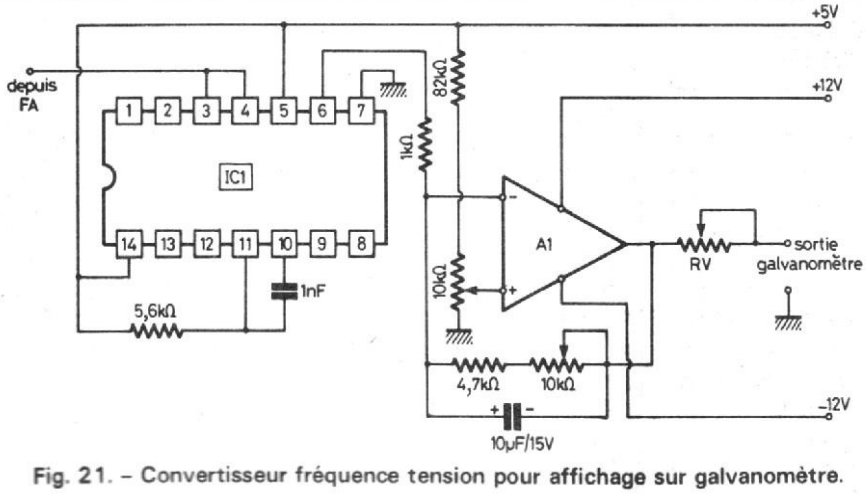


Fig. 21. – Convertisseur fréquence tension pour affichage sur galvanomètre.

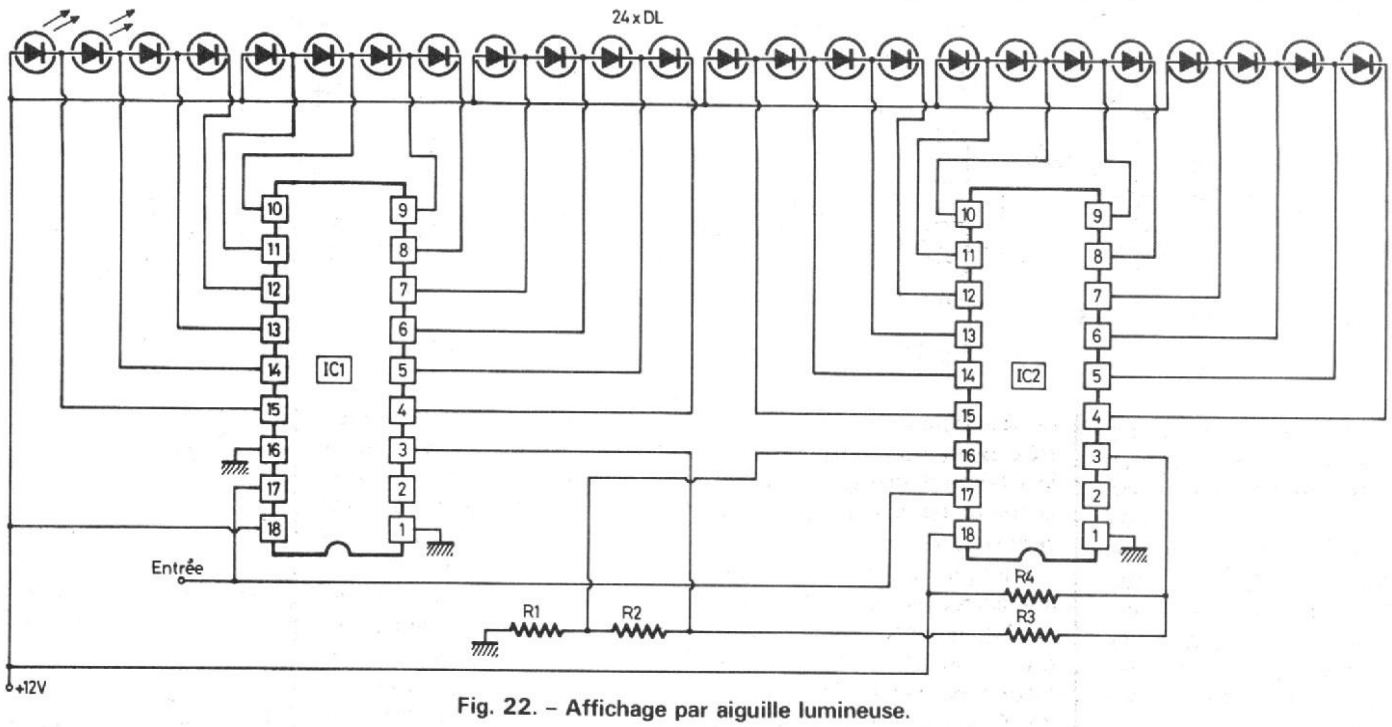


Fig. 22. – Affichage par aiguille lumineuse.

tion est nécessaire car la plage de variation relative de fréquence de FA est assez faible,

– soustracteur : cette fonction permet d'amener le galvanomètre à sa position de repos pour la fréquence minimum reçue.

En sortie de l'ampli se trouve placée une résistance ajustable permettant de régler le courant maximal traversant le galva et autorisant ainsi l'emploi du galvanomètre de sensibilité comprise entre 50 μA et 500 μA.

L'excellente linéarité de la relation fréquence reçue, déviation du galvanomètre, permet une graduation très facile de ce dernier comme nous le verrons lors de la réalisation pratique.

N – AFFICHAGE PAR AIGUILLE LUMINEUSE

Ce système extrêmement attractif quant à l'effet produit est directement dérivé du précédent ; il consiste à remplacer le galvanomètre par un circuit électronique allumant un certain nombre de LED (diodes électroluminescentes), disposées côte à côte, proportionnellement à la tension qui lui est appliquée. Dès lors, il suffit de disposer, par exemple, cette bande de LED derrière un négatif photographique gradué en fréquence pour obtenir un cadran splendide, entièrement statique et très facile à réaliser. L'effet produit suscite en général l'étonnement des personnes présentes près du tuner.

La réalisation du circuit électronique est fort simple grâce à l'emploi du circuit intégré UAA180 de Siemens (un type très courant) spécialement prévu pour cet usage.

Le montage transformant FA en une tension est le même que celui étudié précédemment mis à part que l'on enlève en sortie de l'amplificateur opérationnel la résistance ajustable ; la sortie de l'ampli est alors reliée à l'entrée du montage de la figure 22.

Chaque UAA180 pouvant commander 12 LED nous en avons couplé 2 afin de réaliser un « cadran » de largeur raisonnable. Sans entrer dans le détail, nous allons commenter un peu la figure 22 :

– chaque circuit UAA180 se compose (en simplifiant) d'un ensemble de comparateurs commandant des LED ; les tensions appliquées aux comparateurs sont produites intérieurement à partir des tensions appliquées aux broches 3 et 16 du circuit ; la tension d'entrée étant appliquée en 17. D'autre part nous avons la relation suivante :

– tant que U_{17} est inférieure à U_{16} aucune LED ne s'allume,

– quand U_{17} est supérieure à U_3 toutes les LED sont allumées.

Dès lors on comprend aisément le procédé de couplage de deux circuits ; au moyen du diviseur de tension R_1, R_2, R_3, R_4 nous nous débrouillons pour que le seuil haut du circuit 1 (donc U_3 du circuit 1, soit égal à très peu de choses près au seuil bas du circuit 2 (donc U_{17} du circuit 2), la tension d'entrée étant appliquée sur les deux circuits simultanément.

– Les broches 2 de chaque circuit peuvent être utilisées pour commander le courant dans les LED et la luminosité de l'affichage ; nous n'avons pas prévu cette possibilité ici ; avec la broche 2 en « l'air », le courant dans les LED est de 10 mA.

O – L'AFFICHAGE DIGITAL

C'est évidemment le système d'affichage le plus pratique, le plus esthétique, mais aussi le plus complexe. Après avoir examiné les schémas de tuners à affichage digital du commerce (ce fut vite fait, car il ne sont pas nombreux !), nous nous sommes quelque peu inquiétés devant la montagne de circuits intégrés employés (ce qui explique le prix desdits tuners) et nous avons bien réfléchi. Cette réflexion nous permet de vous proposer aujourd'hui un système d'affichage digital dont les performances n'ont rien à envier à leurs homologues commerciaux, mais dont le prix et la complexité sont bien moindres. Le nombre de circuits a été réduit au maximum sans toutefois augmenter les prix par l'utilisation de circuits LSI où cela ne se justifiait pas ; par exemple en certains endroits, nous devons diviser par 1000, un tel circuit existe chez certains fabricants mais son prix est plus élevé que 3 diviseurs par 10 TTL classiques (7490) nous ne l'avons donc pas employé ; par contre au niveau de l'affichage nous avons remplacé 12 circuits TTL par un circuit LSI beaucoup moins coûteux, réalisant les mêmes fonctions ; mais assez bavardé ; entrons dans le vif du sujet.

Le principe en lui-même est assez simple ; nous disposons en FA d'un signal à la fréquence :

$$f = \frac{F_{reçue} - FI}{1000} = \frac{F_{reçue}}{1000} \quad \frac{FI}{1000}$$

dès lors il suffit d'additionner à FA la fréquence FI/1000 et d'envoyer le tout dans un fréquencemètre simplifié ; malheureusement l'addition de

deux fréquences est très peu commode à effectuer et c'est à ce niveau que notre réalisation diffère beaucoup des systèmes commerciaux. Avant d'étudier le système complet, nous devons effectuer, pour les lecteurs débutants, un petit rappel sur le fonctionnement d'un fréquencemètre.

Examinons le synoptique très simple de la figure 23 ; une porte est ouverte pendant une durée constante imposée par la base de temps ; pendant ce temps, les compteurs comptent les impulsions d'entrée mais le résultat présent sur leur sortie n'est pas appliqué à l'affichage à cause des circuits « latch » qui ne sont pas passants.

Lorsque le temps de comptage est écoulé, la porte se ferme et les compteurs s'arrêtent ; une impulsion est appliquée sur la commande transfert des « latch » qui mémorisent le résultat en sortie des compteurs et qui l'appliquent aux décodeurs et à l'affichage. Une impulsion sur RAZ remet alors les compteurs à zéro les préparant ainsi pour un nouveau cycle. Si la porte a été ouverte pendant une seconde ; le compteur a compté des impulsions par seconde et l'affichage est donc en Hz ; par contre si l'ouverture a duré une milliseconde le compteur a compté des impulsions par milliseconde et l'affichage est en kHz.

Pour un compteur à 4 digits, le schéma synoptique complet a l'allure indiquée sur la figure 24 où l'on retrouve en plus détaillé tous les éléments précédents.

Ces circuits permettant donc de mesurer une fréquence et de l'afficher ; malheureusement ils se prêtent assez mal à l'addition d'une fréquence ; nous allons voir comment sont faits les systèmes commerciaux avant de vous proposer notre solution.

Le schéma sur lequel nous nous appuyons pour cette étude est, pour l'instant celui de la figure 24,

– le premier système classique consiste à placer en sortie des compteurs des circuits additionneurs binaires qui ajoutent au résultat du comptage 10,7 (valeur de FI) ; malheureusement ce principe présente deux gros défauts ; il ne tient pas compte de la valeur exacte de FI ; les compteurs sortants en BCD (Décimal Codé en Binaire) et les additionneurs étant en binaire pur, il faut 2 additionneurs par digit et chaque additionneur vaut à peu près 15 F, faites les comptes pour 4 digits,

– le deuxième système un peu plus astucieux utilise des compteurs spéciaux dits prépositionnables, c'est-à-dire que l'on peut faire compter à partir d'une valeur de départ différente de zéro et choisie ; il suffit donc de faire compter ces derniers à partir de 10,7 et l'addition aura ainsi été effectuée. Malheureusement ce système présente aussi deux défauts ; il ne tient pas compte de la valeur exacte de FI ; la logique nécessaire pour charger les compteurs et leur prix sans atteindre les coûts du système précédent revient assez cher.

Notre solution n'utilise pas de circuits spéciaux et par rapport à la figure 24 ne demande que 3 circuits TTL supplémentaires (des 7490) plus quelques composants discrets ; de plus elle ajoute à la fréquence de FA la valeur exacte de FI de votre tuner en tenant compte de vos filtres céramique ! !

La figure 25 et le diagramme des temps de la figure 26 permettent de comprendre le fonctionnement de notre système :

– un oscillateur délivre une fréquence exactement égale à celle de la FI (nous verrons comment un peu plus tard) ; cette fréquence est divisée par 1000,

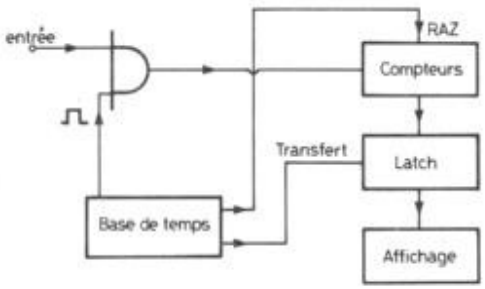


Fig. 23. – Synoptique simplifié d'un fréquencemètre.

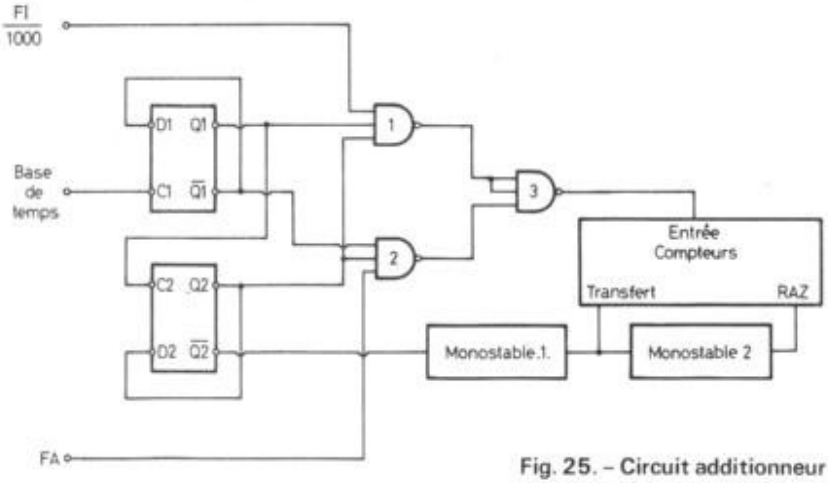


Fig. 25. – Circuit additionneur de fréquences.

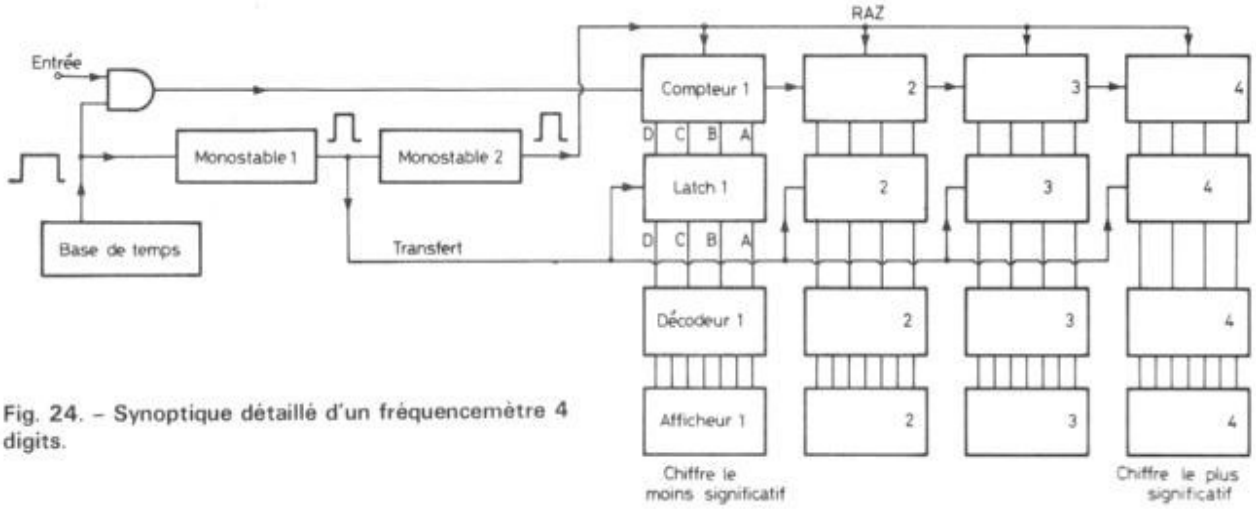


Fig. 24. – Synoptique détaillé d'un fréquencemètre 4 digits.

– une base de temps délivre des signaux carrés de largeur totale $T_1/2$,
– une bascule type D permet d'obtenir des créneaux en opposition de phase de largeur T_i,
– une deuxième bascule D produit des créneaux de largeur $2t_1$.

Nous vous conseillons de suivre les explications ci-après avec le diagramme des temps et la figure 25 sous les yeux :
– pendant le temps t_1, les portes 1 et 3 sont ouvertes et les compteurs comptent le signal à la fréquence FI/1000,
– au bout de T_1, les compteurs ne sont pas remis à zéro et pendant le temps t_2 (égal à t_1) les portes 2 et 3 sont ouvertes et les compteurs comptent le signal à la fréquence :

$$\frac{F_{reçue}}{1000} - \frac{FI}{1000}$$

– pendant le temps t_3 (égal à $2\,t_1$) les portes 1, 2 et 3 sont fermées ; un premier monostable M_1 commande des entrées transfert des « latch » puis il déclenche un second monostable qui, par RAZ, remet les compteurs à zéro, les préparant ainsi à un nouveau cycle de comptage qui aura lieu à la fin de t_3.
– le contenu des compteurs avant chaque commande transfert a donc la valeur :

$$N = \frac{F_{reçue}}{1000} - \frac{FI}{1000} + \frac{FI}{1000}$$

soit :

$$N = \frac{F_{reçue}}{1000} \times t_1$$

Nous avons donc bien réalisé une addition avec seulement 3 portes NAND à 3 entrées (un boîtier TTL7410) et une double bascule D (un boîtier TTL7474).

Examinons maintenant le schéma de l'oscillateur produisant FI. Il faut réaliser un oscillateur très stable oscillant aussi exactement que possible sur la valeur de FI de votre récepteur (et non sur 10,7 MHz qui est une valeur) ; les quartz à la demande étant hors de prix, nous avons tourné la difficulté grâce au système visible sur la figure 27 qui utilise, pour stabiliser sa fréquence, un... filtre céramique, du même type que celui que vous utilisez dans l'amplificateur FI et que vous aurez pris soin de choisir à la même fréquence (marquage par points de couleur sur lequel nous reviendrons dans la nomenclature des composants). Cet oscillateur n'est autre qu'un ampli ayant encore du gain à 10 MHz bouclé sur lui-même par un filtre céramique ; la fréquence est ajustable à l'intérieur de la plage du filtre par action sur la résistance ajustable de 10 kΩ qui règle le taux de réaction.

La sortie de cet oscillateur commande un trigger de Schmitt qui attaque à son tour 3 circuits diviseurs par 10, produisant ainsi en sortie le signal à la fréquence DI/1000.

Le règlage de la fréquence exacte de cet oscillateur s'effectue, comme nous le verrons lors de la mise au point, sans fréquencemètre mais avec le tuner lui-même ! Comme nous l'avons vu figure 23 ; tout fréquencemètre compte une base de temps ; nous en avons prévu deux ; la première qui est aussi la plus stable est visible en figure 28 ; elle utilise un quartz de 1 MHz pour piloter un oscillateur réalisé à l'aide de deux portes suivi d'un trigger de Schmitt ; le signal de sortie du trigger est alors divisé 4 ou 5 fois par 10 (4 fois sur la figure 28) pour produire :
– 100 Hz pour un affichage sur 3 1/2 digits,
– 10 Hz pour un affichage sur 4 1/2 digits.

L'excellente stabilité de cette base de temps autorise un affichage très précis sur 4 1/2 digits ; malheureusement elle est assez onéreuse ; aussi proposons nous un schéma simplifié utilisant comme étalon de fréquence le 50 Hz de l'EDF. Evidemment la précision en souffre puisqu'on ne peut (en moyenne) faire mieux que 0,5 % ; par contre la simplicité est remarquable comme le montre la figure 29 :
– une tension à 50 Hz est redressé en double alternance produisant ainsi des demi sinusoïdes à 100 Hz ; une diode zener amène l'amplitude à un niveau sans danger pour les TTL.
– un trigger de Schmitt produit des signaux TTL à partir de ces demi sinusoïdes ; malheureusement la largeur des carrés produits dépend des valeurs relatives de l'amplitude de la sinusoïde et des seuils du trigger,
– une bascule type D se

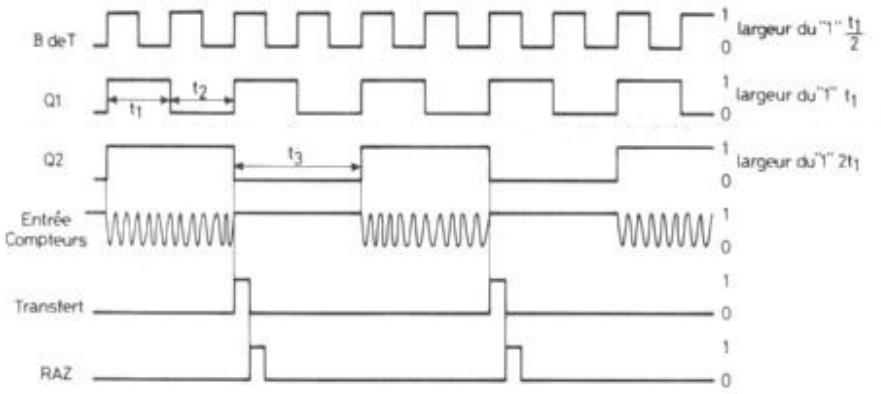


Fig. 26. – Diagramme des temps relatif à la figure 25.

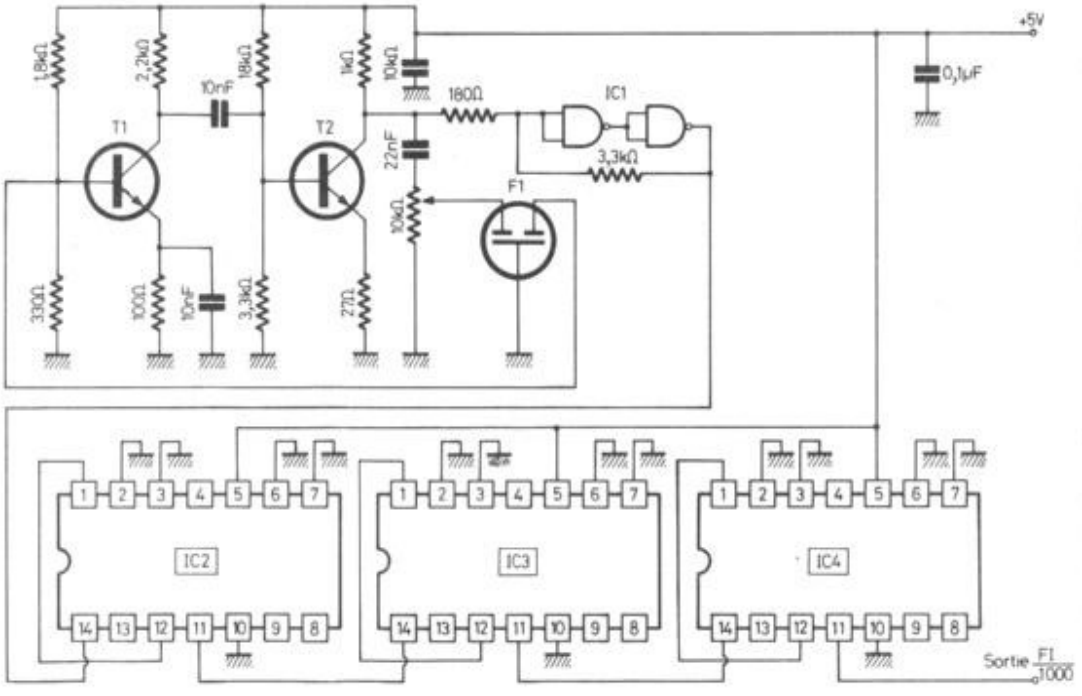


Fig. 27. – Oscillateur à 10,7 MHz et diviseurs par 1000.

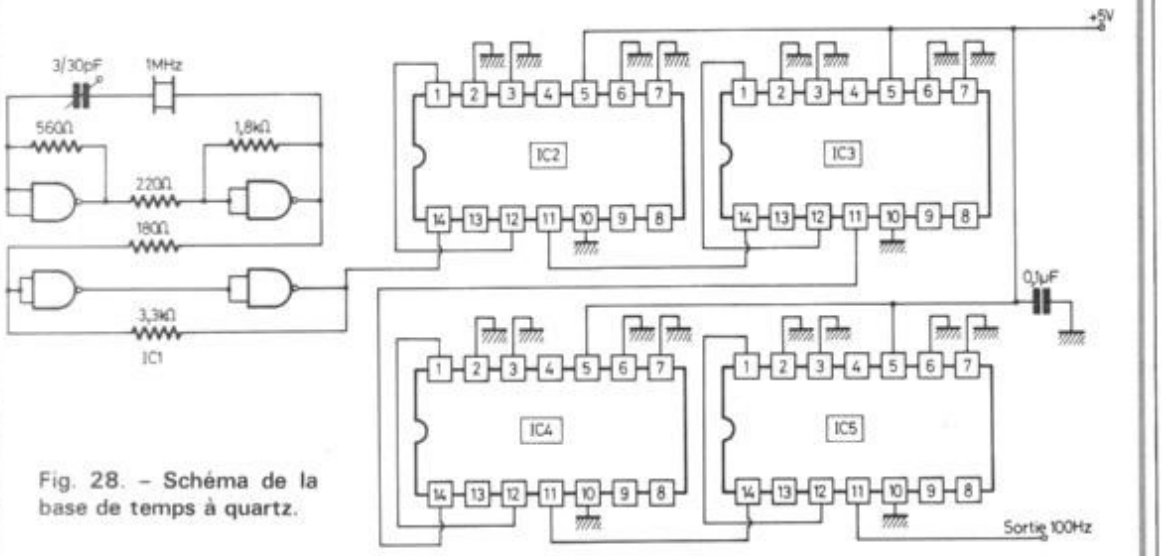


Fig. 28. – Schéma de la base de temps à quartz.

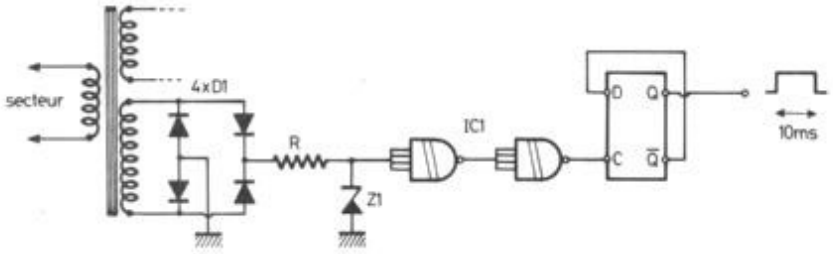


Fig. 29. – Base de temps simplifiée.

charge donc de fabriquer des carrés dont la largeur d'une demi période est constante et égale à 10 ms ; de ce fait la bascule D N° 1 de la figure 25 n'est plus nécessaire ce qui accroît encore la simplicité du montage.

Le mois prochain nous terminerons l'étude de cet affichage digital et nous commencerons la réalisation pratique des 3 modules de base :

– tête HF, amplis FI, démodulateur,
– alimentation et AFC,
– décodeur stéréo.

Nous étudierons également la mise au point de ces modules ce qui vous permettra de faire fonctionner le tuner (sans affichage évidemment) « sur table » tout en continuant sa réalisation pratique.

... à suivre ...

C. TAVERNIER

COMMANDE OPTIQUE DE TRIAC (suite de la page 40)

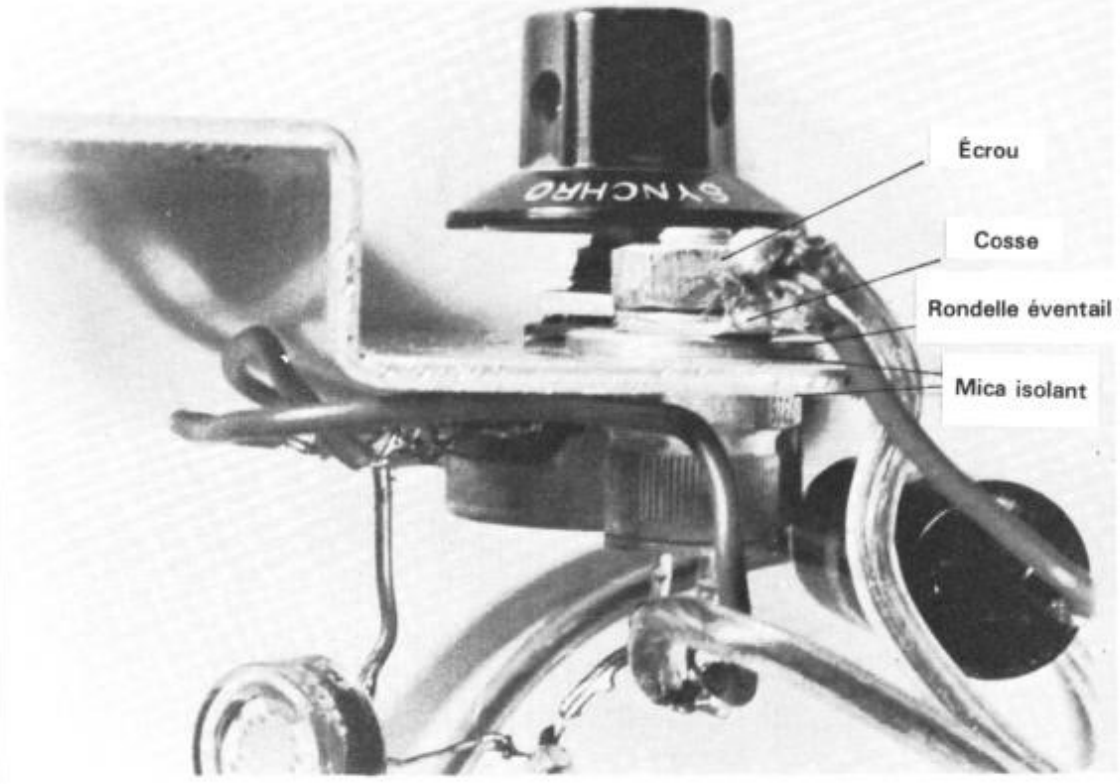


Photo 3. – Gros plan sur la fixation du triac.

En pleine lumière la tension aux bornes du néon tombe à 9V moy. Aux bornes de la photorésistance elle est pratiquement nulle et le triac conduit.

Le montage se prête à merveille à une expérience de bistable optoélectronique. Il suffit, pour cela de brancher une ampoule parmi les charges du triac et de placer la photorésistance dans son champ de lumière.

Une étincelle ou un petit coup de lumière amorceront le triac et l'ampoule maintiendra le tout dans l'état allumé.

Pour passer dans l'autre état il faut couper pendant un instant la voie lumineuse. L'obscurité reviendra.

A.D.

LA NOUVELLE TECHNOLOGIE des composants électroniques

LES ISOLANTS

PROGRÈS ET TRANSFORMATIONS

LES composants électroniques comportent souvent des matériaux isolants utilisés pour établir leurs différents éléments de fonctionnement, ou pour assurer leur protection contre les agents extérieurs de toutes sortes. Ils ont donc une très grande importance et leurs progrès permettent des perfectionnements des fabrications et des performances.

Il n'y a pas toujours de limites définies entre les matériaux conducteurs et isolants ; la différence essentielle réside dans la réduction de leur conductivité, qui est nulle ou pratiquement très faible. Un isolant peut être défini comme un matériau qui offre une résistance relativement élevée au passage du courant électrique, les diélectriques sont également des isolants dans lesquels peut exister un champ électrique à l'état permanent.

Le tableau I donne, à titre d'exemples, des valeurs de résistivités électriques ou résistances spécifiques, c'est-à-dire de résistances mesurées sur les faces opposées d'un cube de dimensions correspondant à l'unité du matériau, à une température donnée.

Les conducteurs, qui sont pratiquement tous les métaux, peuvent être présentés sous des formes très différentes, de fils, par exemple, de bandes, de plaques, de barreaux, de pièces moulées etc. Les matériaux isolants, de leur côté, ont des natures et des formes très diverses : gazeuse, liquide ou solide, organique et inorganique, naturelle, raffinée, obtenues par traitements ou synthèse.

La gamme est très étendue depuis l'air, matériau abondant dans tout l'univers, jusqu'à des minerais coûteux et rares, tels que le mica, dont les dimensions et les formes sont limitées. Cette gamme des matériaux organiques isolants s'étend depuis le bois, utilisé à l'état sec, jusqu'aux produits les plus complexes, tels que la rayonne et d'autres entièrement synthétiques, tels que les résines.

Les isolants offrent ainsi une importance essentielle pour la fabrication des composants électroniques, de même que pour la construction et l'utilisation des montages.

Leurs qualités ont une influence directe sur la fiabilité et la durée de service des com-

posants, en particulier, des conducteurs isolés. Dans ce domaine, comme dans beaucoup d'autres, leurs qualités nécessaires doivent être déterminées en tenant compte des conditions d'utilisation, de l'augmentation très fréquente de la tension appliquée, de la puissance, et de la fréquence des courants électriques, et en même temps, d'une diminution des dimensions utilisables sinon d'une miniaturisation.

Le nombre de plus en plus grand des isolants, les conditions diverses et sévères de leurs utilisations rendent parfois leur choix difficile. Il faut envisager, non seulement des facteurs mécaniques, magnétiques, et électriques, mais, en même temps, des propriétés industrielles et physiques : facilité d'usinage, conductibilité thermique, rapidité de vieillissement, encombrement et, bien entendu, prix de revient.

L'isolant idéal devrait avoir, à la fois, les qualités de souplesse, de facilité d'usinage et d'économie que l'on trouve généralement dans les premiers isolants organiques qui ont été utilisés, mais ils devraient avoir aussi souvent une résistance mécanique logue à celle de l'acier, une conductibilité thermique voisine de celle du cuivre, offrir une grande résistance aux températures très basses ou très élevées et, bien entendu, posséder une grande rigidité diélectrique, déterminer des pertes très réduites, comme celles du mica.

Malgré les progrès obtenus constamment, un tel ensemble de propriétés ne peut encore être possédé par un seul matériau. Il n'y a donc pas d'isolant universel ; suivant les conditions d'utilisation et les applications envisagées, il faut choisir un isolant comportant le plus de qualités possible, en correspondance avec les caractéristiques utiles nécessaires.

Tableau 1

Matériaux isolants	Résistivité en ohms/cm	Rigidité électrique à 20 °C en kV/mm
Papier bakélisé	10^6	15
Film de cellulose		5
Coton sec		0,5
Coton imprégné		2
Ebonite	10^{14}	50
Verre flint	10^{15}	6
Verre crown	10^{15}	6
Verre pyrex	10^{15}	9
Guttapercha	10^{10}	
Marbre	10^{15}	2
Mica (1er groupe)	10^{17}	40
Mica (2e groupe)	10^{13}	40
Micanite	10^{15}	15
Quartz (fondu)	10^9	7
Quartz (cristallin)	10^{15}	
Porcelaine	10^{15}	13
Caoutchouc pur	10^{15}	15
Caoutchouc vulcanisé	10^{15}	18
Soie		10
Silice fondue	10^9	11
Stéatite	10^9	14
Ardoise	10^8	0,6
Amiante	10^5	14
Paraffine	10^{16}	2
Eau distillée	10^6	12
Ivoire	10^8	
Fibre rouge	10^{10}	
Papier imprégné	10^{10}	15
Cire d'abeilles	10^{15}	8

LES PROPRIETES DES ISOLANTS

Les propriétés des matériaux isolants peuvent être physiques, mécaniques, électriques, et chimiques. Les propriétés électriques sont évidemment essentielles pour la constitution des composants électroniques, mais elles ne sont pas les seules considérées.

Il faut bien souvent connaître les qualités thermiques et chimiques, telles que la résistance thermique, la résistance aux produits chimiques, la résistance aux efforts mécaniques et, en particulier, aux vibrations, les propriétés d'adhérence de la pièce à isoler, la résistance à l'humidité et aux moisissures, les conditions de vieillissement à la température de service.

LES PROPRIETES PHYSIQUES DES ISOLANTS

La densité présente de l'importance dans le cas des vernis, des huiles, et autres liquides isolants. La densité des isolants solides varie beaucoup, depuis 0,6 pour certains papiers jusqu'à 3 pour le mica ; dans certains cas, elle peut déterminer la qualité relative d'un matériau.

L'absorption d'humidité, c'est-à-dire la résistance à l'humidité, a évidemment une grande importance, en ce qui concerne les propriétés électrique, particulièrement dans le cas des huiles et des matériaux fibreux. Le gonflement, la déformation, la corrosion et d'autres phénomènes gênants, sont dus souvent à l'absorption de l'humidité.

Dans des conditions défavorables, dans certains climats, l'humidité peut ainsi produire des altérations graves ; par exemple, pour les couches de vernis on peut constater la formation des moisissures et de l'électrolyse.

La qualité des matériaux solides, sous ce rapport, est généralement déterminée en étudiant la quantité d'eau absorbée par un échantillon standard plongé pendant une durée de 24 heures à 7 jours dans l'eau à 20 °C.

Les effets thermiques ont souvent une influence importante sur le choix et l'application des isolants. Les principales caractéristiques, sous ce rapport, sont le point de fusion, en particulier, pour les cires, la température d'amollissement ou de plastification. On considère également la température maximale qui peut être supportée par le matériau sans altération importante de ses propriétés essentielles, mécaniques et électriques.

On considère également le point d'amorçage des liquides, l'inflammabilité, la résistance aux arcs électriques, le danger de carbonisation, la possibilité d'auto-extinction, la chaleur spécifique, la résistivité thermique et, s'il y a lieu, certaines autres propriétés thermiques, telles que le coefficient de dilatation et le point de congélation.

Il y a, d'ailleurs, d'autres propriétés physiques présentant des importances diverses selon le type de matériau. Il y a, par exemple, la viscosité des liquides et des composés fondus, tels que les produits bitumineux, la quantité d'humidité contenue, pour le bois, en particulier, l'uniformité de l'épaisseur, la porosité pour les papiers, procelaines, et les céramiques, et la présence de perforations minuscules dans les couches d'émail.

LES PROPRIETES MECANIQUES DES ISOLANTS

Les propriétés mécaniques habituelles des matériaux solides ont des importances diverses dans le cas des matériaux isolants, la résistance à la tension, la résistance aux déchirements, à la compression, sont souvent définis. Le défaut relatif d'élasticité de beaucoup d'isolants solides et leur fragi-

lité doivent attirer fréquemment l'attention. Il en est donc de même pour la compressibilité, la déformation sans les efforts de torsion, la résistance aux chocs et l'extensibilité.

La résistance au déchirement et la possibilité d'être pliés sans inconvénient sont des propriétés importantes des isolants réalisés sous forme de feuilles, de plaques plus ou moins minces, tels que le papier et les revêtements vernis.

LES PROPRIETES CHIMIQUES

Les propriétés chimiques des matériaux isolants présentant une importance pour leurs emplois peuvent être classées de la manière suivante :

1) Résistance aux effets chimiques extérieurs.

2) Effets sur les autres matériaux.

3) Changements chimiques du matériau isolant lui-même.

Dans le premier domaine, on peut considérer la résistance aux matières huileuses, telles que celles des contacteurs ou des huiles de graissage, et l'effet des solvants des vernis employés pour l'imprégnation, l'enrobage et la finition.

On peut aussi tenir compte de l'attaque par les acides et les alcalis, c'est-à-dire l'acide nitrique résultant de l'effet Corona, les vapeurs acides et alcalines, les pulvérisations qui peuvent se produire dans les appareils destinés à des traitements chimiques et, enfin, les dépôts salins dans les montages exposés aux climats maritimes.

Il y a évidemment les oxydations, l'hydrolyse, et l'influence des autres agents atmosphériques, spécialement dans les conditions particulières d'humidité, et sous l'action de la lumière solaire directe.

Pour les effets de la seconde catégorie, il faut envisager, de même, l'action directe des solvants, c'est-à-dire, par exemple, des huiles ou des essences contenus dans les vernis, dans les matières bitumineuses ou caoutchouteuses, la corrosion des métaux en contact avec des pièces isolantes et l'attaque d'autres matériaux par les acides et les alcalis contenus dans les matériaux isolants à l'état libre.

Le troisième groupe concerne les phénomènes tels que l'oxydation résultant des produits siccatifs contenus dans les vernis, les atlérations dues à l'acidité des huiles, des papiers et des produits fibreux l'instabilité chimique des résines synthétiques, l'auto-polymérisation des composés synthétiques, et la vulcanisation des mélanges de caoutchouc et de soufre.

R.S.

(à suivre)

● OUVERT EN AOUT ●

TOUS LES JOURS (sauf dimanche et jours fériés)

COMPTOIR RADIO ELECTRIQUE

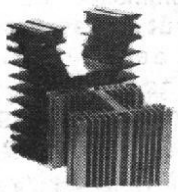
243, rue LA FAYETTE - 75010 PARIS

(Parking assuré)

Métro : Jaurès, Louis-Blanc ou Stalingrad

Téléphone | 607-47-88 607-57-98

VOIR NOS PRECEDENTES PUBLICITES, toujours valables



DISSIPATEURS RADIATEURS

de forte puissance en alu. Prix incroyables.

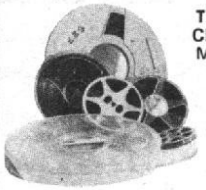
10 F le Kg

Autres modèles, prix suivant dimensions.

DES TONNES DE FILS ET CABLES DE TOUTES SORTES ! ! !

rigoureusement neufs, en simple, blindés, émaillés fins, multiconducteurs (de 2 à 65 fils), en ruban (de 6 à 30 fils) extra-souple pour cordons, COAX normal et faible perte, etc., en couronnes, sur bobines, en tourets de 100 à 500 m.

Fils fins, le m de 0,07 à 0,50 F
Fils ordinaires, le kg ..... 10 F
Fils blindés, le kg ..... 15 F
Multiconduct., le m ..... 1 à 6 F
etc., etc.



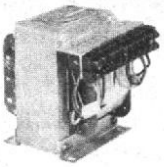
TRES GRAND CHOIX de BANDES MAGNETIQUES

— Pour magnéto du Ø 90 à 270.
Bobines vides de

0,80 à 18F

Pour ordinateur.

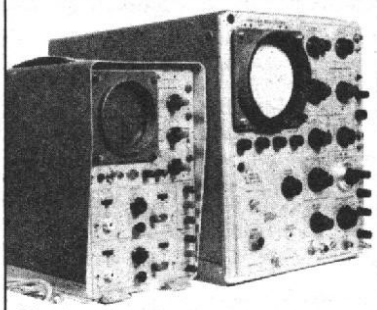
Instrumentation ou vidéo, en 1/2 - 1 pouce, de 10 F à 200 F. Neuves ou réemploi.



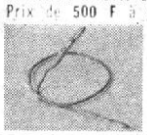
TRANSFO 110/220 V
10, 25, 35 V
Matériel exceptionnel
50 F.
Non repère : le kg 40 F.
220 - 2 x 8 V - 5 V
20 F et 25 F.

PORTE-FUSIBLES NEUFS
6 A - 3 F
10 A - 5 F

TRES BEAU LOT D'OSCILLOS

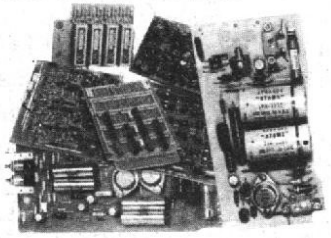


Très beau lot d'Oscillos Tektronix, Philips, CRC, Ribet, etc. Etat impeccable. En simple et double traces. de 3 à 90 MHz.
Prix de 500 F à 4.000 F.



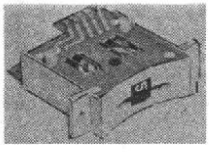
FICHES DE CONNEXION
Pour tableaux ou appareil de mesure.
Ø 4 - le kg : 70 F.

ET TOUJOURS...
NOS CIRCUITS IMPRIMES

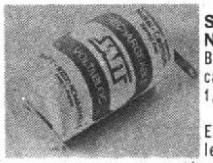


Circuits imprimés avec composants divers miniaturisés de très haute technicité et rigoureuses tolérances, comprenant : Diodes, Transistors, Résistances, Condos, Selfs, circuits intégrés, Potentiomètres, Relais Mercure, etc. Chaque lot de 1 kg comprend environ 7 à 800 éléments.
Circuits simples : le kg 10 F.
Circuits spéciaux : prix suivant composition.

ROUES CODEUSES



Enfin, des roues codeuses à la portée de tous (Sélect-position) neuf montées par groupe de 3, avec boîtier et cache. En décimal.
Les 3 : 40 F.
Pièce : 15 F.
(Par quantité, nous consulter)



SUPER AFFAIRE NEUVE
Batteries cadmium-nickel.
1,2 V - 4 A 35 F.
7 A 50 F.
En réemploi :
le kg : 50 F.

Connecteur Souriau neuf 52 broches ... 10 F

DERNIERE MINUTE...

TESTEUR/ COMPARATEUR

Testeur/comparateur de circuits intégrés ou logiques en coffret plastique - Hewlet - Packard. Valeur : 3.400 F. Notre prix incroyable : 800 F (quantité limitée).

DES MILLIERS DE DIODES...
neuves en bandes d'origine - 1N4154 - 1N4148 etc., à partir de 0,50 F (prix spéciaux par grosse quantité.).

ET ENCORE :
— Contacteurs 7 t. neuf : 5 F, par mille 3 F
— Potar Trimmer 4,7 K - 1 F, par 500 : 0,50 F
— Epoxy simple et double face, le kg : 50 F
— Bakélite, 63 x 43 : 25 F.
— Relais, très nombreux mod. de 5 F à 50 F
— Modern - 600 - 12.000 bandes
— Compresseur à piston à palettes ou turbine de 0,15 F
— Résist. de 1,4 w et + à part. de 0,15 F
(Par quantité, nous consulter)

● TOUS NOS PRIX SONT H.T. (taux réduit de 10 % en plus)

Ets DELZONGLE 20, RUE DE BELFORT, 94300 VINCENNES
TÉL. : 374.64.01 - 328.77.25

MAGASIN OUVERT DE 8 H 30 A 12 H 30 ET DE 14 H A 18 H DU LUNDI MATIN AU SAMEDI MATIN (FERME LE SAMEDI APRES-MIDI)

PAS DE CATALOGUE, PAS D'EXPEDITION, TOUT NOTRE MATERIEL EST A PRENDRE SUR PLACE

CONTRÔLE ÉLECTRONIQUE DU GAIN D'UN AMPLIFICATEUR B.F.

PRINCIPE

LE but poursuivi consiste à doser le gain d'un amplificateur au moyen d'une tension continue, opération qui permet la commande à distance d'un paramètre et, en application, diverses possibilités d'asservissement du gain.

Exemples : contrôle automatique de gain BF, compresseur de niveau, asservissement de puissance en fonction de l'ambiance, régulation de niveau d'oscillation, etc.

Le montage de base proposé est celui – fort élémentaire – de la figure 1. Un amplificateur opérationnel branché en montage non-inverseur comporte une boucle de contre réaction dont une des résistances est constituée par un transistor à effet de champ, ce dernier, étant alimenté par une tension moyenne faible, voit sa résistance équivalente R_{DS} varier avec la polarisation – V_{gs} : voir figure 2 ; les faisceaux donnés par cette figure correspondant aux débuts des caractéristiques I_d / U_{DS} ; R_{DS} se déduit de leur pente, à bas niveau et l'on démontre que la variation suit la loi :

$$R_{DS} = \frac{R_o}{1 - V_{go}/V_p}$$

R_o constitue la résistance présentée par le TEC pour $V_{gs} = 0$ V ; Vp est la tension de pincement définie pour la coupure du courant drain. Les faisceaux de la figure 2 donnent, pour un transistor donné, $R_0 = 150\ \Omega$. En application, la loi précédente conduit à une courbe évoluant très rapidement pour $-V_{gs} > -2{,}5$ V si $V_p = -3{,}5$ V. Le gain qui répond à l'expression du montage non-inverseur : $G = 1 + R_2/R_{DS}$ devient linéaire décroissant puisque R_{DS} se retrouve au dénominateur de la fraction. En fait, la pratique montrerait une non-linéarité de la courbe de contrôle du gain dès qu'on s'approche du « cut-off » de la caractéristique I_D / V_{gs} : la distorsion harmonique croît très vite car le TEC n'est plus linéaire pour V_{gs} V_p. En utilisant un transistor 2 N 5245, les mesures donnent, en effet, $d \geqslant 2$ % pour $V_{gs} \geqslant 2{,}5$ V (fig. 3). Pour les mêmes raisons, il n'est pas conseillé d'attaquer avec une tension trop élevée ($Ve \leqslant 100$ mV) car la distorsion dépasse les 2 % si $V_e > V_{gs}/10$.

Enfin, le gain ne peut être trop élevé en valeur absolue car les microcircuits présentent, en général, des produits «gain-bande passante » assez faibles ($f_T \leqslant 1$ MHz) : la bande passante peut descendre à des valeurs inacceptables si l'on accroît par trop le gain. Déjà pour $f_T = 1$ MHz, avec G = 100, la bande passante tombe à $B_p = f_T/G = 10$ kHz (fig. 4). On entrevoit donc un défaut au système : la bande passante varie beaucoup trop avec la commande de gain. Ceci conduit au choix d'un micro-circuit présentant une grande bande passante en fonctionnement normal ($f_T > 1$ MHz ; 10 MHz conviendrait mais le micro-circuit devient, alors, ou rare, ou fragile, ou coûteux).

APPLICATIONS

1) Préamplificateur AF à gain commandé. Si l'on observe les lois de variation de la figure 3, on remarque qu'il faut rester en dessous de - 2 V pour la commande de V_{gs} **si l'on veut préserver la linéarité de l'étage.** Il paraît donc difficile de dépasser un rapport de gain $G_{max}/G_{min} \geqslant 5$ puisque le montage proposé varie, en gain, de 30 à 150 pour V_{gs} évoluant de - 2,8 V à OV. La commande de gain peut être jugée insuffisante pour les applications courantes ; aussi, il est conseillé de faire suivre deux étages identiques (fig. 5) et, pour lesquels, la résistance R_2 a été réduite à 10 kΩ. Les portes des TEC sont ramenées, via une cellule de découplage à une ligne de longueur quelcon-

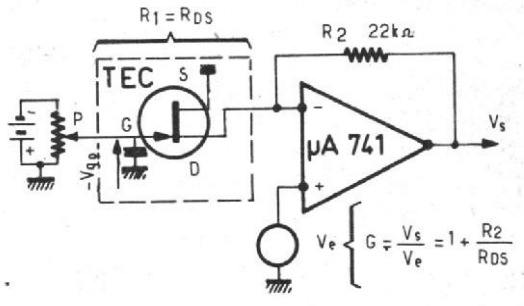


Fig. 1. – Montage amplificateur à contrôle de gain par transistor à effet de champ.

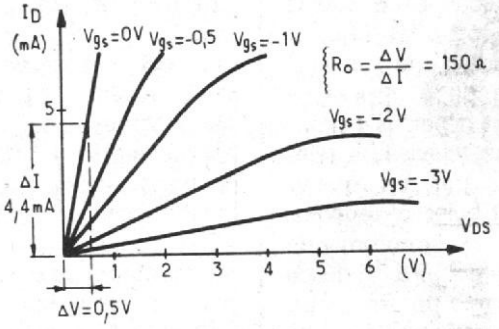


Fig. 2. – Régions « R_{DS} » d'un transistor à effet de champ sous alimenté ($V_{DS} < 1$ V).

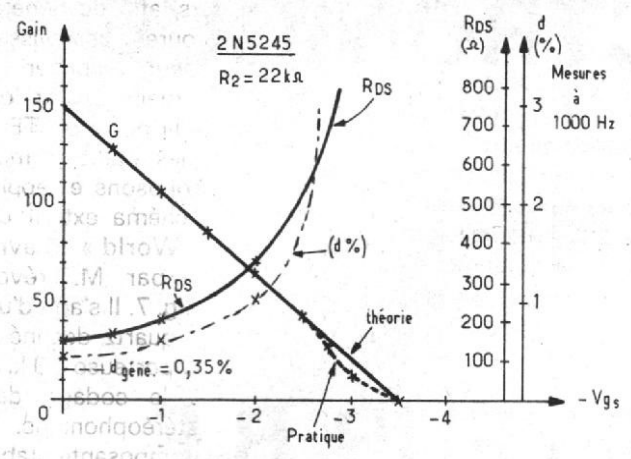


Fig. 3. – Comportement du montage à gain variable au niveau du gain et de la distorsion.

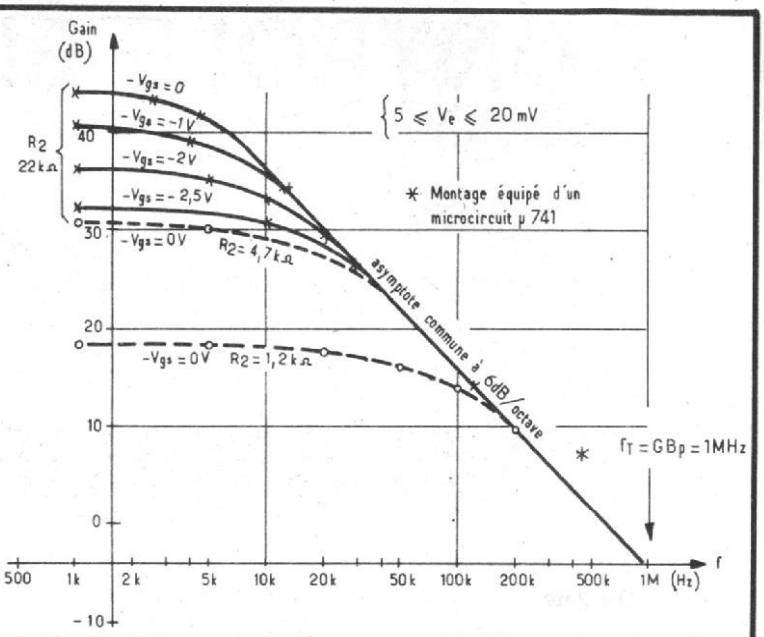


Fig. 4. – Bande passante de l'étage selon le gain commandé par le TEC (2N5245).

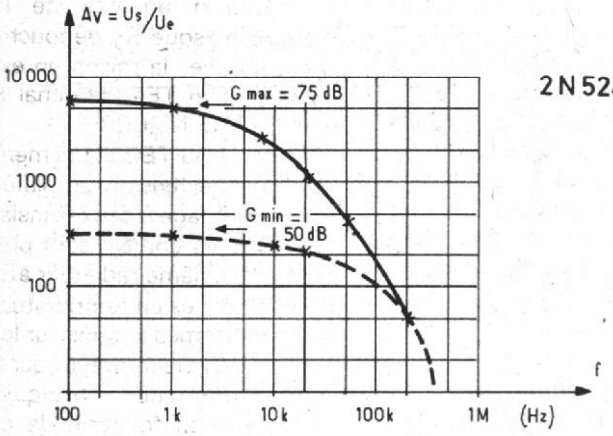


Fig. 5 b. – Essais réels du montage en fonction de la fréquence (la pente assez faible de l'asymptote au début de la courbe provient de ce que les micro-circuits ne sont pas identiques).

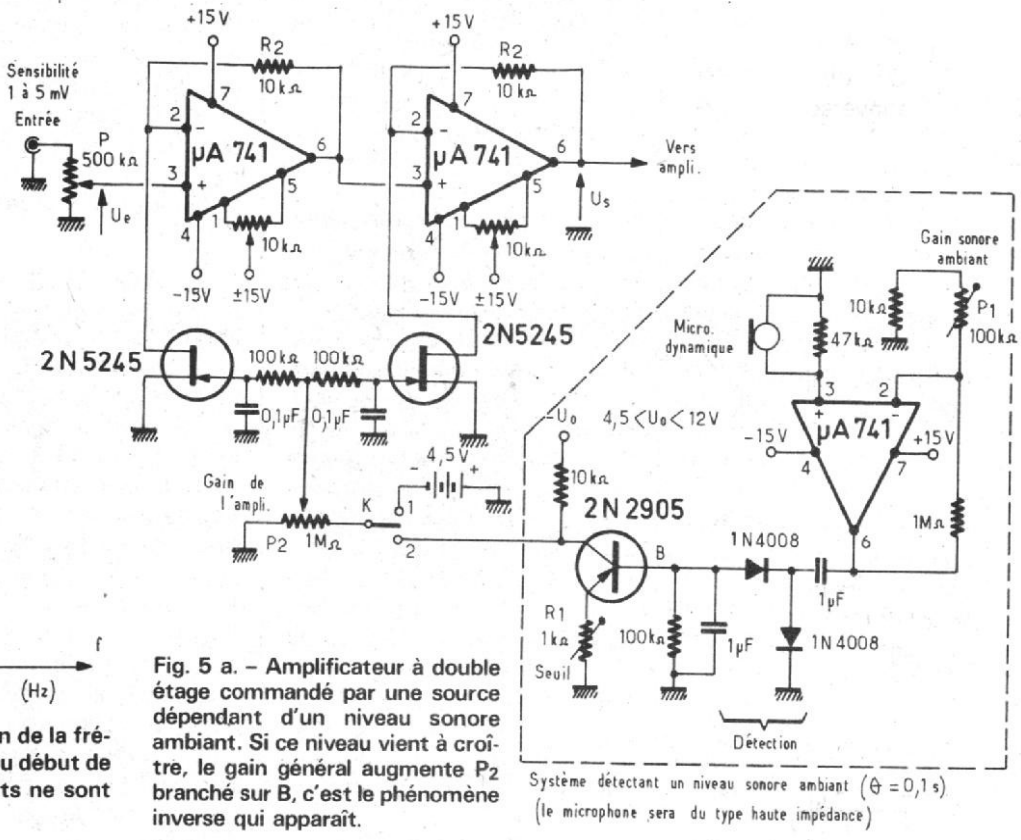


Fig. 5 a. – Amplificateur à double étage commandé par une source dépendant d'un niveau sonore ambiant. Si ce niveau vient à croître, le gain général augmente P_2 branché sur B, c'est le phénomène inverse qui apparaît.

que puis véhiculant du continu. Rien n'empêche à ce que la commande soit effectuée par l'intermédiaire d'une liaison à Infra-rouges ou à ultra-sons, comme il est désormais pratiqué avec les téléviseurs télécommandés par un boîtier muni d'un clavier à touches. Traduite en dB, la commande de gain varie de 50 à 75 dB ce qui autorise, de fait, un contrôle de 25 dB dans la dynamique. Etant données les réserves énoncées ci-dessus l'admissibilité reste faible, notamment pour un gain important : 1 à 5 mV pour G_{max} = 75 dB ; ces tensions d'attaque peuvent être multipliées par 20 pour le cas où le gain est minimal (d = 1 %). Quant à la bande passante, elle ne tombe pas en dessous de 10 kHz pour G_{max} = 75 dB. Un tel montage peut s'employer pour commander le niveau d'une cellule de lecture phonographique à bas niveau de sortie (dans ce cas, K se trouve placé sur 1). On peut aussi imaginer une commande au moyen d'une détection alimentée par le signal, amplifié, fourni par un microphone d'ambiance (fig. 5). Ce procédé peut être utilisé pour relever la prise de son d'un orateur lorsque le bruit ambiant vient à croître. La commande s'oppose à la source de repos v_o et réduit, de fait, la polarisation générale.

La source sonore est amplifiée (gain ajustable par P_1) puis détectée par un redresseur crête à crête de 0,1 s de constante temps. Sans attaque, le transistor 2 N 2905 est bloqué et V_o arrive intégralement au potentiomètre P_2 ; attaqué en force, le microphone délivre une information qui dépend du niveau sonore ambiant ; détecté, ce niveau rend conducteur le transistor 2 N 2905, ce qui réduit la tension disponible sur le collecteur et renouvelle le gain général. Le microphone d'ambiance

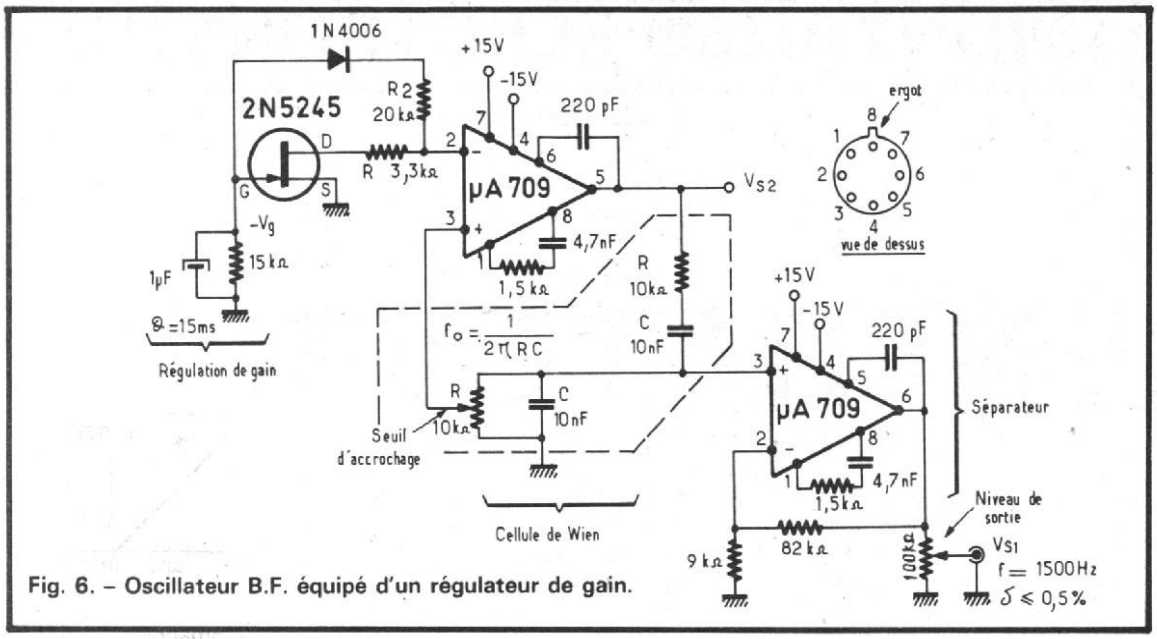


Fig. 6. – Oscillateur B.F. équipé d'un régulateur de gain.

doit évidemment être placé loin de l'orateur. R_1 enfin, crée un délai dans l'action du contrôle. On obtiendrait le phénomène inverse si P_2 était branché sur B.

2) Oscillateur régulé au niveau de sortie.

Il est souvent difficile de rendre stable le niveau de sortie d'un oscillateur ; l'accrochage de cette oscillation paraît aléatoire et la moindre perturbation du côté de l'alimentation entraîne une dérive notable de la tension délivrée.

Le montage préconisé en début de texte assure un asservissement suffisant dans l'oscillateur de la figure 6. Le TEC est toujours placé dans la boucle de contre-réaction mais une résistance R est placée en série afin de réduire le gain en boucle fermée de l'étage.

La porte est soumise à une tension qui provient de la détection du signal de sortie V_s. La constante de temps de détection est choisie en rapport avec la fréquence oscillante et résulte d'un compromis temps / réponse de l'asservissement d'amplitude.

Le réseau sélectif est une cellule de Wien. La condition limite d'accrochage s'ajuste au moyen de P. Cette condition étant atteinte R est ajusté pour que la tension V_{gs} du TEC cadre avec le milieu de la courbe du gain de la figure 3. On aboutit à $2,2 < R < 4,7\ k\Omega$ (3,3 kΩ convient). Alors, le taux de distorsion de l'oscillation n'excède pas 0,5 % pour $V_s \leqslant 1,5$ V eff. De plus la condition d'oscillation est plus souple à obtenir.

La tension de sortie est prélevée sur le réseau de Wien, afin de bénéficier de sa sélectivité propre. La distorsion du signal tombe alors à des valeurs très faibles (0,1 à 0,3 %).

Afin de séparer la sortie de la cellule, ce qui risquerait d'entraîner une dérive de la fréquence d'oscillation, un amplificateur prélève la tension en A. Son gain peut être fixé à 10, ce qui permet d'espérer plusieurs volts à la sortie de ce petit générateur.

En agissant sur les capacités, la fréquence d'oscillation peut monter jusqu'à 20 ou 30 kHz. Ensuite, l'oscillation devient difficile à ceux de la limitation de bande passante des micro-circuits.

3) Oscillateur à quartz régulé en température.

On peut espérer une certaine régulation du niveau d'oscillation d'un système bouclé grâce à la présence du TEC. En effet, si la dérive en température crée un changement quelconque dans l'amplitude du signal délivré par le micro-circuit (voir fig. 6), la boucle de CR compense, par le TEC, le gain de l'ensemble jusqu'à ce que ladite amplitude revienne à sa valeur initiale.

Toutefois, cette compensation ne peut être efficace que dans la mesure où les éléments qui régissent la contre-réaction ne dérivent pas eux-mêmes en fonction de la température. Ceci impose le choix d'un TEC qui dérive peu avec la température et des composants sélectionnés.

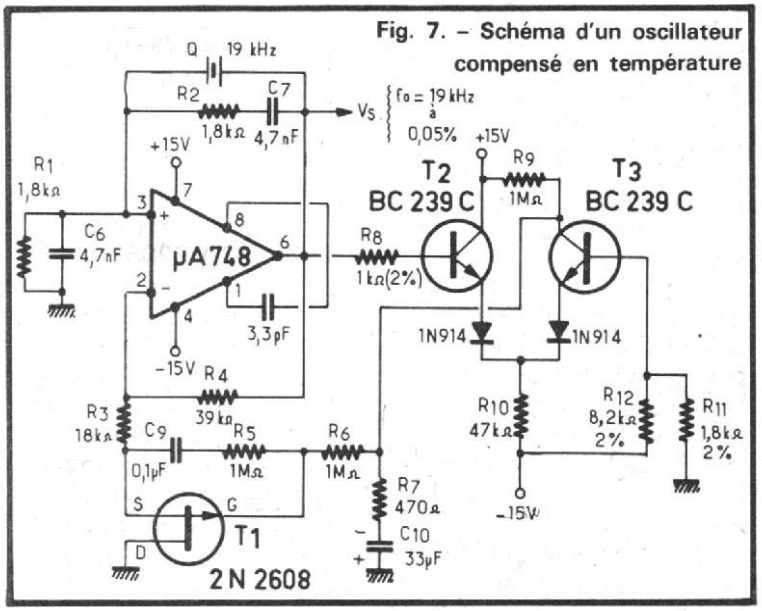


Fig. 7. – Schéma d'un oscillateur compensé en température

Par ailleurs, afin de bénéficier d'un vigoureux asservissement, on peut amplifier la dérive éventuelle avant de l'appliquer à la porte du TEC. Les remarques étant formulées, nous proposons, en application, un schéma extrait de « Wireless World » d'avril 1977 écrit par M. Trévor Brook : voir fig. 7. Il s'agit d'un oscillateur à quartz destiné à créer la sous porteuse 19 kHz utilisé dans le codage des émissions stéréophonique. Il délivre une composante stable dans la plage de + 10 à 40 °C avec un taux harmonique très réduit : 0,05 %.

Nous trouvons dans le retour vers l'entrée non-inverseuse (boucle de réaction) une cellule de Wien sensiblement centrée sur 19 kHz ; un quartz placé en parallèle sur R_2 et C_7 stabilise toutefois la fréquence.

La boucle de contre-réaction comporte un pont « R_4 / R_3 + TEC » analogue, dans le principe, à celui exposé précédemment. Néanmoins, le branchement du TEC est inversé par rapport au cas de la figure 6 puisque R_3 débouche sur la source ; la raison en est l'emploi d'un TEC de canal P (Exemple : 2 N 2608).

La porte du TEC est alimentée par une tension amplifiée par un montage à deux transistors dont les boîtiers sont placés sur un même radiateur afin que les dérives en température aient les mêmes actions sur les courants. Cette structure quasi différentielle rend symétriques les écarts, en fonction de ce paramètre, au niveau des fonctions «base-émetteur. » La base de T_3 supporte un pont R_{11} / R_{12} définissant le niveau de construction de T_2. C'est l'ensemble T_2 / T_3 qui détecte donc le signal et le filtrage est assuré par R_7 et C_{10}. D_9 et D_{10} n'orientent que les alternances positives.

Le réseau constitué par R_5 / R_6 et C_9 linéaire, selon l'auteur, le fonctionnement de l'oscillation en minimisant, de ce fait, le taux de distorsion. Ceci justifie le résultat de 0,05 % proposé à 19 kHz.

Roger Ch. HOUZE

Professeur à l'ECE

GÉNÉRATEUR DE 12 NOTES MO 87

PROPOSÉ PAR SGS-ATES, le circuit intégré MO 87 permet d'obtenir à ses sorties, 12 signaux à fréquence élevée, dont le rapport des fréquences est égal à la racine douzième de 2. De ce fait, les douze « notes » sont écartées d'un demi-ton tempéré.

Le CI doit recevoir un signal HF produit par un oscillateur utilisant un ou plusieurs transistors.

A la figure 1 on donne le schéma simplifié du montage intérieur du boîtier. On y trouve le point (ou broche) 2 auquel on appliquera le signal HF d'horloge. Ce signal est transmis au générateur de phase qui fournit un signal appliqué aux douze diviseurs de fréquence D_1 à D_{12} dont le rapport diviseur est indiqué sur la figure.

Par exemple, soit un oscillateur d'horloge accordé sur une fréquence f_o = 2000,24 kHz valeur maximum admissible pour l'emploi de ce CI.

Le diviseur D_1 divisera f_o par 239 ce qui donnera,

$$f_1 = \frac{2000,24}{239} = 8,369205 \text{ kHz}$$

Le diviseur D_2 donnera,

$$f_2 = \frac{2000,24}{253} = 7,90608 \text{ kHz}$$

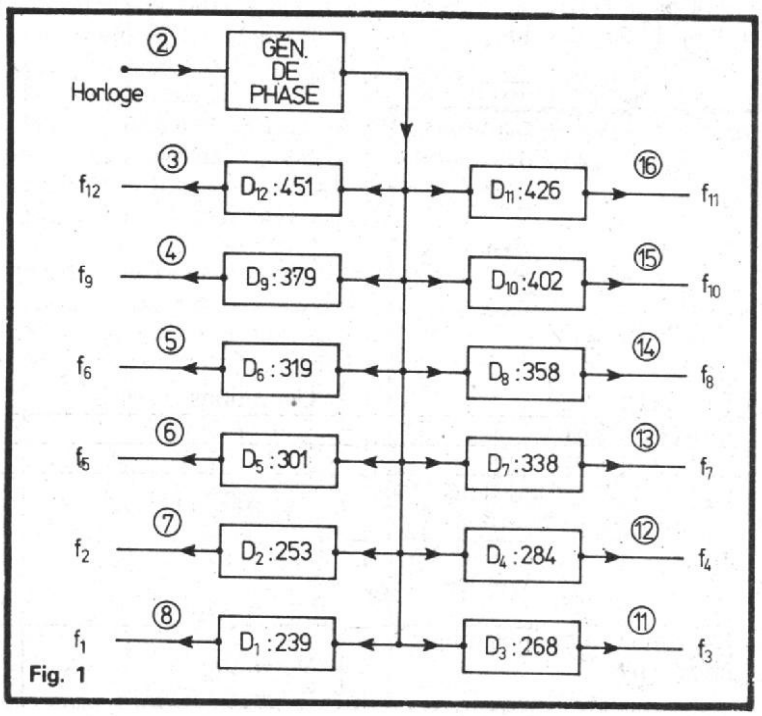


Fig. 1

Prouvons que les notes correspondant à f_1 et f_2 ont un intervalle de 1/2 ton. Pour cela divisons les deux fréquences f_1 et f_2.

On a,

$$\frac{f_1}{f_2} = \frac{8,369205}{7,90608} = 1,058577405$$

Ce rapport diffère peu de la racine douzième de 2 qui est égale à 1,059463094. Déterminons l'erreur.

On a,

$$\frac{1,059463094}{1,058577405} = 1,000836679$$

L'erreur est donc de 0,0836 %. Elle est très inférieure à celle admise dans la gamme tempérée. En fait, le fabricant indique une erreur de ± 0,011 % dans le cas le plus défavorable, donc rapports diviseurs plus précis.

Au point de vue musical, les résultats sont excellents. On peut voir que la fréquence la plus élevée pouvant être obtenue est f_1 = 8369,2 Hz. La plus basse sera celle obtenue à la sortie du diviseur D_{12}. Elle est,

$$f_{12} = \frac{2000,24}{451} = 4,43512 \text{ kHz} = 4435,12 \text{ Hz}$$

Il est évident que f_1 à f_{12} doivent correspondre à des notes de fréquence normalisée. De ce fait, on procèdera en sens inverse en donnant à f_1 à f_{12} les

valeurs exactes adoptées en musique et en déterminant f_o.

Considérons que les fréquences f_1 à f_{12} sont celles de la gamme des 12 notes les plus aiguës.

On désire que f_{12} soit un DO dièse et f_1 un DO. De ce fait on aura le tableau I suivant.

TABLEAU I

f_1 DO f_2 SI	f_7 FA dièse f_8 FA
f_3 LA dièse f_4 La	f_9 MI f_{10} RE dièse
f_5 SOL dièse f_6 SOL	f_{11} RE f_{12} DO dièse

Il n'est pas nécessaire d'avoir recours au tableau des fréquences des notes musicales. En effet, on sait que le LA 3 est à la fréquence de 440 Hz. Il suffira de chercher le multiple de 440 compris entre 4 000 et 8 000 Hz environ.

On a les valeurs suivantes : 440, 880, 1760, 3520, 7040...

La valeur qui convient est le LA à 7040 Hz.

Le LA doit être obtenu avec le diviseur D_4 donc, f_4 = 7040 Hz. De ce fait, comme f_4 = f/284, il vient,

$f_o = f_4.284 = 7040.284 = 1999360$ Hz,

ou encore

f_o = 1,999360 MHz.

Pratiquement on pourra baser les calculs sur f_o = 2 MHz. Plus pratiquement encore, on accordera l'horloge d'une manière approximative sur 2 MHz et on règlera ensuite la fréquence obtenue en actionnant une touche LA quelconque, par exemple celle du LA 3 à 440 Hz, pour obtenir le son requis.

Ce travail peut être effectué avec un générateur BF étalonné ou un excellent diapason de musicien ou par comparaison avec les notes d'un autre instrument, bien accordé évidemment.

Si une seule note est exacte, toutes les autres le seront aussi.

Bien entendu, pour obtenir les notes des gammes de fréquence inférieure à celle fournie directement par le CI M087, on aura recours à 12 diviseurs de fréquence binaires, un pour chaque nom de note.

Par exemple le diviseur binaire du LA donnera à partir du LA à 7040 Hz, les LA suivants : 3520, 1760, 880, 440, 220, 110, 55 Hz et la suite, vers les basses, selon le nombre des étages du diviseur binaire.

Le plus souvent celui-ci est à sept étages ; on aura par conséquent huit LA, depuis le LA à 7040 Hz jusqu'au LA à 55 Hz.

Il existe aussi des diviseurs binaires à 8 étages et plus encore. On peut d'ailleurs monter en cascade plusieurs diviseurs binaires.

CARACTERISTIQUES GENERALES

Ce CI se caractérise par sa compatibilité avec les circuits TTL, par la précision de ses diviseurs de fréquence intérieurs, par la faible impédance de ses sorties, qui sont en push-pull, par sa dissipation de puissance inférieure à 400 mW. Son entrée est protégée contre les charges statiques et la distorsion d'intermodulation est réduite.

Le M087 a été étudié pour les orgues électroniques, mais il peut être utilisé avec le même succès dans d'autres instruments : accordéon électronique, synthétiseur polyphonique, harpe électronique etc.

Voici les caractéristiques **maxima absolues :**

V_{GG} = Tension de source = - 20 à 0,3 V

V_i = Tension d'entrée = - 20 à 0,3 V

I_o = Courant de sortie à une broche = 3 mA

T_{stg} = Température de stockage = - 65 à + 150 °C

T_{op} = Température de fonctionnement = 0 à 70 °C

Les tensions sont évaluées par rapport à V_{ss}, tension de la broche 1. On a adopté pour ce CI, le boîtier **dual in line** plastique à 2 fois 8 broches, voir figure 2.

Sur la figure 1 on a indiqué également les numéros des broches.

On donne à la figure 3 la forme et les dimensions du boîtier de ce CI, en millimètres.

Il est indispensable de connaître également les caractéristiques électriques de fonctionnement. On les trouvera dans les deux tableaux II et III ci-après.

CARACTERISTIQUES STATIQUES

Le CI fonctionne en logique positive. Les conditions des mesures sont : $V_{GG} = V_{ss}$ - (16 à 18,75 V) ; $V_{DD} = V_{ss}$ - (9 à 10 V) V_{ss} = 4,75 à 5,25 V, T_{amb} = 0 à 70 °C sauf mention différente.

TABLEAU II

Paramètres	Conditions d'essais	Min.	Typ.	Max.	Unité
Entrée horloge					
V_{IH} tension élevée V_{IL} tension basse		V_{ss} - 0,5 V_{ss} - 6		V_{ss} V_{ss} - 4,5	V V
Sorties					
V_{OL} tension basse V_{OH} tension haute I_{LO} courant de fuite	I_L = 0 mA I_L = 1 mA $V_o = V_{ss}$ - 10 V T_{amb} = 25 °C	V_{DO} V_{ss} - 0,5		 V_{ss} 10	V V µA
Dissipation de puissance I_{GG} courant d'alimentation I_{DO} courant d'alimentation	T_{amb} = 25 °C t_{amb} = 25 °C		 11 13	 13 16	 mA mA

Caractéristiques dynamiques

Logique positive. Voir les conditions des caractéristiques statiques.

TABLEAU III

Paramètre	Conditions d'essais	Min.	Typ.	Max.	Unité
Entrée horloge					
f Fréquence horloge		15		2000.24	kHz
t_{pw} durée des impulsions (haut t_{pw} durée des impulsions (bas)	f = 200.24 kHz	170 150			ns ns
Sorties					
R_{DH} Impédance dynamique niveau élevé	$V_O = V_{ss}$ - 0,5 V		1		kΩ
R_{DL} Impédance dynamique niveau bas	$V_o = V_{DD}$		1		kΩ

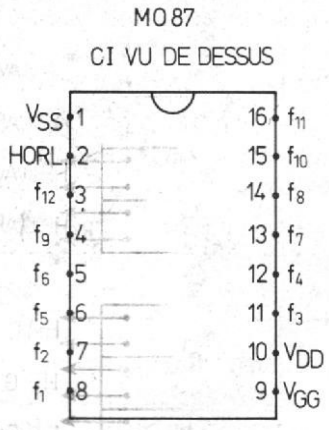


Fig. 2

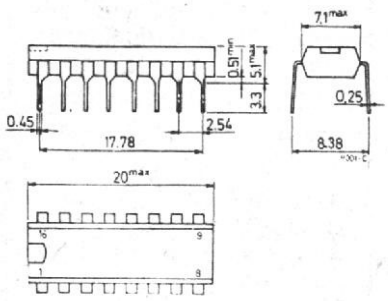


Fig. 3.

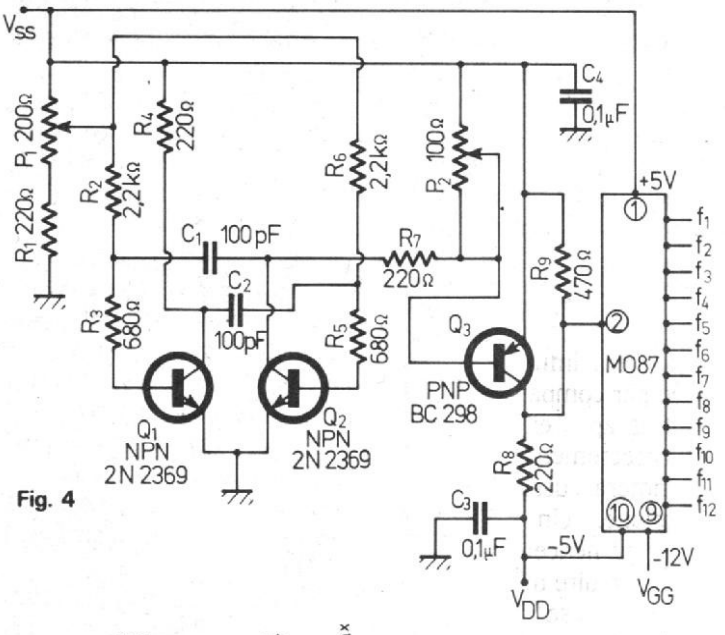


Fig. 4

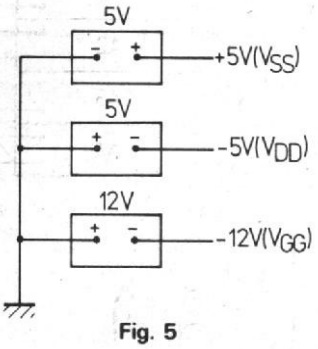


Fig. 5

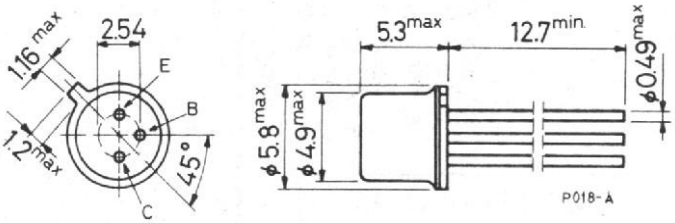


Fig. 6

SCHEMA DE L'OSCILLATEUR D'HORLOGE

On donne à la figure 4 un schéma pratique d'oscillateur d'horloge pouvant fournir des signaux dont la fréquence est de 2 MHz réglable de part et d'autre de cette valeur.

Les signaux fournis sont rectangulaires. Deux réglages sont prévus. L'un à potentiomètre P_1, agit sur la fréquence et l'autre, à potentiomètre P_2, agit sur le rapport cyclique. Cet oscillateur est alimenté sur les mêmes sources sur le circuit intégré M087.

Analysons rapidement le schéma de la figure 4.

L'oscillateur utilise deux transistors NPN, Q_1 et Q_2 du type 2N2369 montés en multivibrateur astable. Cela est indiqué par le couplage croisé effectué par les condensateurs C_1 et C_2 de 100 pF.

La fréquence dépend de la résistance en service de P_1, de 200 Ω. Le transistor PNP, Q_3, du type BC298, est monté en émetteur commun. Le signal de sortie est transmis du collecteur de ce transistor à l'entrée 2 du CI qui est prévu pour recevoir le signal à la fréquence f_o de 2 MHz environ. En ce qui concerne l'alimentation, les indications des tensions sont données par rapport à la masse, donc :

$V_{ss} = + 5$ V

$V_{DD} = - 5$ V

$V_{GG} = - 12$ V

ce qui conduit à l'emploi de trois alimentations, une positive de 5 V, une négative de 5 V, une négative de 12 V. Les trois alimentations peuvent être combinées en un seul montage. A la figure 5 on montre le branchement de l'alimentation du CI et de l'oscillateur d'horloge.

Il est évident qu'en vue d'éviter toute dérive de la fréquence f_o et de celles qui lui sont liées par des rapports invariables, il est nécessaire de prévoir des alimentations stabilisées.

A la figure 6 on donne le brochage des transistors Q_1, Q_2 et Q_3. Dans Q_1 et Q_2 (2N 2369), le boîtier métallique est connecté au fil du collecteur. Les transistors sont vus de dessous.

A noter que le M087 fonctionne avec une fréquence d'horloge f_o, dont la valeur la plus basse est de 15 kHz. Cela permettrait de concevoir d'autres applications intéressantes en musique et autres domaines.

AMPLIFICATION BF DE GRANDE PUISSANCE

Il est possible d'établir des amplificateurs dont la puissance peut atteindre 180 W et plus sans avoir recours à des dispositifs compliqués nécessitant des composants professionnels spéciaux, difficiles à trouver dans le commerce.

On partira d'un circuit intégré TDA 2020 SGS-ATES, qui donne normalement 20 W modulés. En utilisant deux CI de ce genre pour réaliser deux amplificateurs identiques, on obtiendra un montage stéréo à deux canaux, soit 40 W en tout, ou deux amplificateurs monophoniques, donnant ensemble 40 W également.

Le même procédé appliqué à la tétrastéréophonie (ou tétraphonie...) permettra d'obtenir 80 W en associant les quatre amplificateurs en parallèle (monophonie) en parallèle - stéréo (deux canaux stéréo) ou en tétraphonie (4 canaux) (voir figure 7).

On voit immédiatement l'avantage offert par cette conception. On peut en effet :

1) Utiliser l'ensemble pour le maximum de puissance en un seul emplacement, donc obtenir l'équivalent d'un seul appareil de très grande puissance.

2) Cet ensemble peut être utilisé partiellement selon les exigences de chaque cas particulier. Les parties non utilisées pourront alors servir d'appareil de remplacement

en cas de panne, précaution indispensable de la part d'un organisateur consciencieux de sonorisation.

3) Ne jamais être complètement démuni d'un appareil en état de marche, les possibilités de panne étant diminuées par la possession de plusieurs appareils identiques.

4) Grâce à cette identité nominale, la défaillance d'un appareil sera immédiatement décelée par comparaison avec les autres appareils fonctionnant correctement.

On notera aussi le facteur économique. Un utilisateur pourra commencer par acquérir ou construire un seul canal et par la suite se procurer les autres.

En prenant comme élément de base le TDA 2020, il est également possible de réaliser des amplificateurs de puissance supérieure à 20 W (par exemple jusqu'à 180 W et plus) en associant à ce CI, des transistors de sortie de très grande puissance. Dans ce cas le CI servira de driver (étage de commande).

Avec un seul CI et deux transistors BDW 51 et BDW 52 on pourra atteindre la puissance de 90 W à l'aide d'un montage très simple mais de construction très soignée.

Avec deux CI et quatre transistors comme ceux indiqués plus haut, on obtiendra 180 W, selon un schéma en pont. Commençons par le montage le plus simple, de 20 W, avec un seul TDA 2020.

AMPLIFICATEUR 20 W

Les appareils dits amplificateurs ou amplificateurs de puissance, sont en principe, à gain linéaire en fonction de la fréquence. Ils doivent recevoir à leur entrée une tension de l'ordre de plusieurs dixièmes de volt, ce qui implique l'emploi de préamplificateurs de toutes sortes, car la plupart des sources de signaux BF donnent des tensions de l'ordre de plusieurs dizaines de millivolts, donc environ 10 fois moins que la tension nécessaire à l'entrée d'un amplificateur de puissance. De plus, des corrections et compensations, fixes et variables sont indispensables.

Font exception les signaux radio (ou son TV) qui, à la sortie d'un détecteur, sont de niveau élevé, donc pouvant être appliqués par l'intermédiaire d'un réglage de volume, à l'entrée d'un amplificateur. Il en est de même d'un PU piézoélectrique ou céramique.

Dans ces cas toutefois, des circuits de correction et de tonalité peuvent être également utiles pour obtenir une bonne qualité de son et une bonne fidélité.

A la figure 8 on donne la forme et les dimensions en millimètres des boîtiers du TDA 2020. Il est absolument indispensable de monter ce CI avec un radiateur spécial comme on l'indiquera plus loin. Tout montage sans radiateur ou avec un radiateur insuffisant ou mal ajusté aura comme conséquence la détérioration du CI et même, sa destruction.

La figure 9 donne le branchement des 14 broches du boîtiers. Un montage d'essais, extrêmement utile avant le montage de plusieurs amplificateurs, est indiqué à la figure 10.

Ce montage est très proche de celui proposé pour la réalisation d'un amplificateur de 20 W et peut aussi être adopté comme montage définitif.

ANALYSE DU MONTAGE DE MESURES (fig. 10)

Le signal à amplifier préalablement amplifié et corrigé, doit être appliqué à l'entrée, V_i étant la tension en ce point, par rapport à la masse.

C_1 transmet le signal à la broche d'entrée 7 qui est une entrée non inverseuse, marquée + .

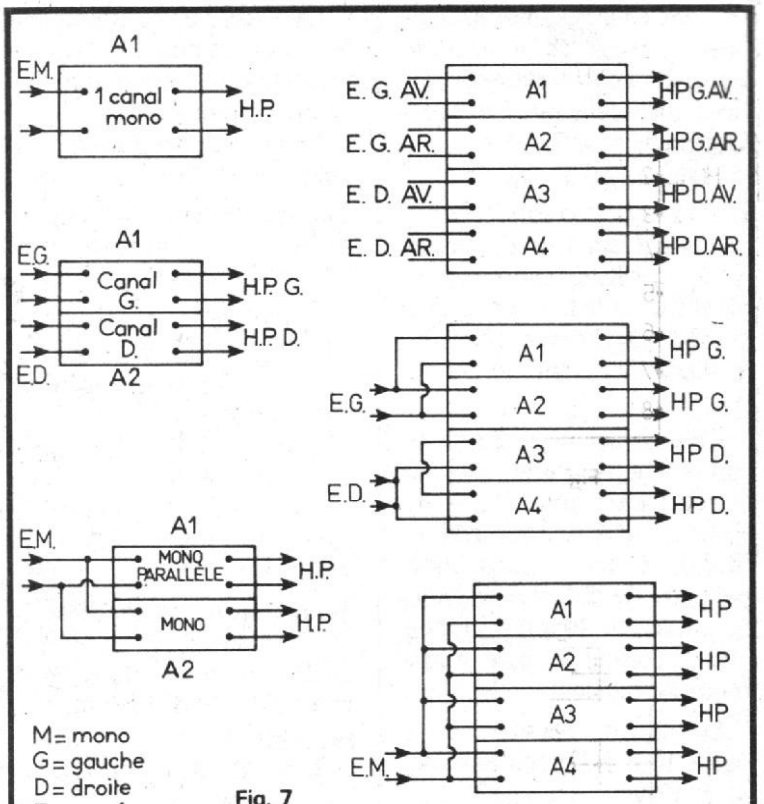
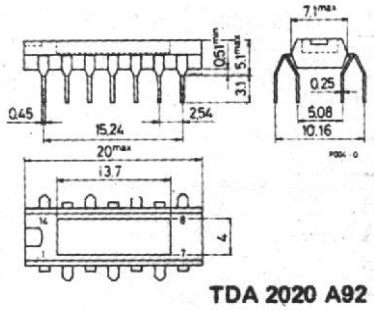
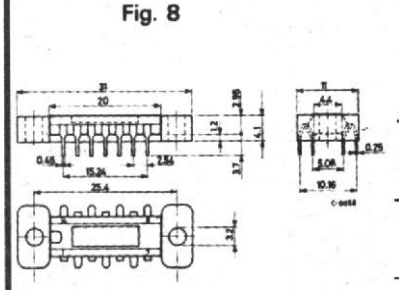


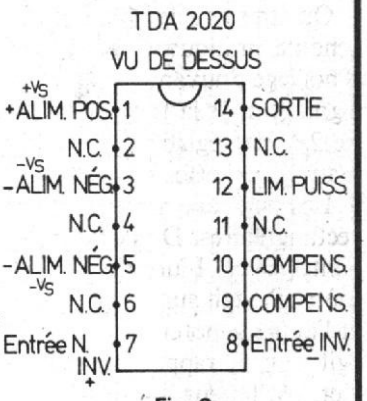
Fig. 7



TDA 2020 A92

Fig. 8





TDA 2020 AD2

Fig. 9

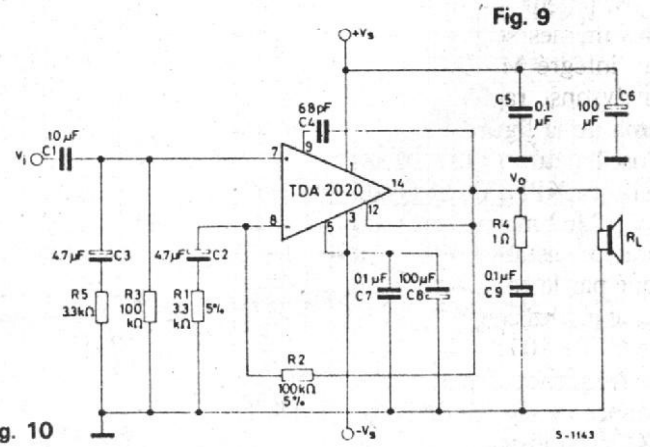


Fig. 10

L'entrée inverseuse 8, marquée –, reçoit de la sortie le signal de contre-réaction, par une boucle sélective à condensateurs et résistances.

La sortie est au point 14. Le HP de 8 Ω est connecté entre ce point et la masse. Un circuit correcteur R_4 C_9 est monté en parallèle sur le haut-parleur et la diode D_2 du type 1N 4002, la diode D_1 étant du même type.

Ce montage nécessite deux alimentations, l'une positive V_s et l'autre négative – V_s (points 1 et 5 + 3 respectivement). Cette alimentation peut être de ± 5 V à ± 22 V, la puissance la plus grande étant obtenue avec le maximum de tension.

Le circuit d'essais de la figure 10 a été établi pour V_s = ± 17 V.

On remarquera sur ce schéma les diodes de protection et les découplages effectués vers la masse à partir des points + V_s et – V_s.

La masse est évidemment le point commun du – de l'alimentation positive et du + de l'alimentation négative.

Voici quelques caractéristiques importantes.

Courant de repos 60 mA avec V_s = ± 22 V. **Puissance** avec 1 % de distorsion :

V_s = ± 17 V R_L = 4 Ω
P = 15 à 18,5 W,
V_s = ± 18 V R_L = 4 Ω
P = 20 W,
V_s = ± 18 V R_L = 8 Ω
P = 16,5 W.

Avec ces montages, la bande passante est de 40 à 15 000 Hz.

Température de boîtier ⩽ 70 °C. Gain de tension G_v = 30 dB. On peut obtenir 24 W avec 10 % de distorsion.

Sensibilité :
G_v = 30 dB, f = 1 kHz,
P = 15 W,
V_s = ± 17 V, R_L = 4 Ω,
V_m = 260 mV,
V_s = ± 18 V, R_L = 8 Ω,
V_{in} = 380 mV,
donc, la sensibilité qui se caractérise par la tension d'entrée nécessaire pour obtenir la puissance P requise, est meilleure avec R_L = 4 Ω qu'avec R_L = 8 Ω.

Distorsion P = 150 mW, R_L = 4 Ω, T boîtier ⩽ 70 °C, f = 1 kHz : 0,2 % ; f = 40 à 15 000 Hz, d = 0,3 % à 1 %.
Courant de drain (électrode de sortie) :
P = 18,5 W R_L = 4 Ω I = 1 A
P = 16,5 W R_L = 8 Ω
V_s = ± 18 V, I = 0,7 A.

Voici quelques courbes complétant les indications données plus haut.

Courbes. A la figure 11 on donne :

en (A), la puissance de sortie en fonction de la tension d'alimentation ± V_s avec C_v = 30 dB et R_L = 4 Ω ou 8 Ω,

en (B) la puissance de sortie avec d = 10 % en fonction de ± V_s, avec R_L = 4 Ω ou R_L = 8 Ω,

en (C) sensibilité (V_i) en mV, en fonction de la puissance en W pour G_v = 3 dB et G_v = 40 dB, R_L = 4 Ω,

en (D) sensibilité avec R_L = 8 Ω.

A la figure 12 :

en (A) distorsion en fonction de la fréquence avec V_s = ± 17 V et V_s = ± 18 V.

R_L = 4 Ω ; P = 15 W ; G_v = 30 dB,

en (B) puissance en fonction de la fréquence avec V_s = ± 17 V R_L = 4 Ω ou V_s = ± 18 V R_L = 8 Ω.

Distorsion d = 1 % gain G_v = 30 dB.

CONSTRUCTION

Dans les cas de l'amplificateur de 20 W, on adoptera le schéma de la figure 13.

Ce montage peut être effectué sur une platine imprimée comme celle présentée à la figure 14.

La platine est vue avec la face supérieure (opposée aux connexions imprimées), vers

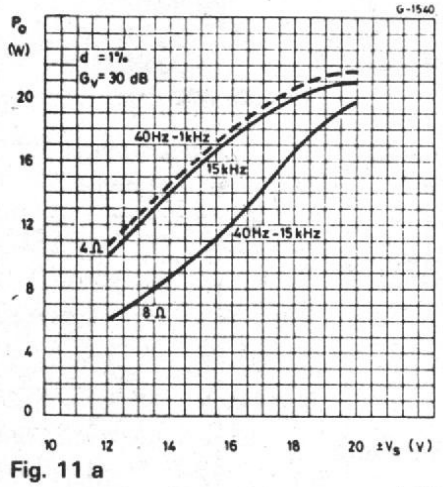


Fig. 11 a

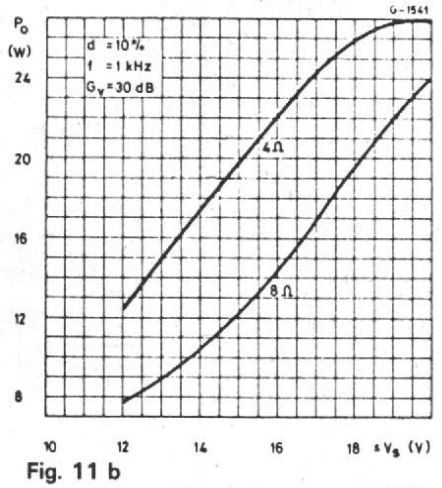


Fig. 11 b

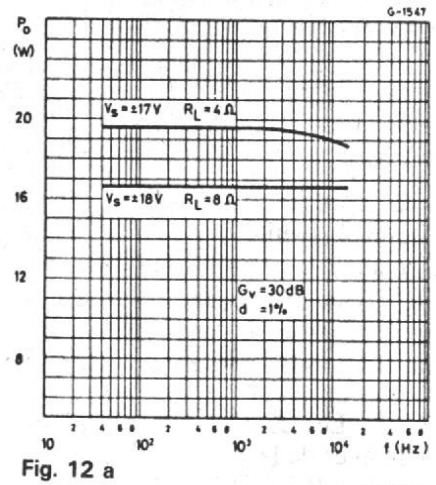


Fig. 12 a

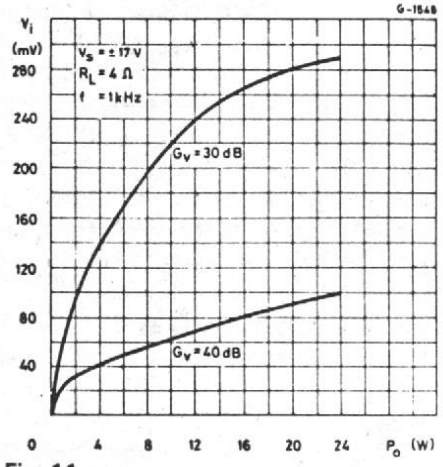


Fig. 11 c

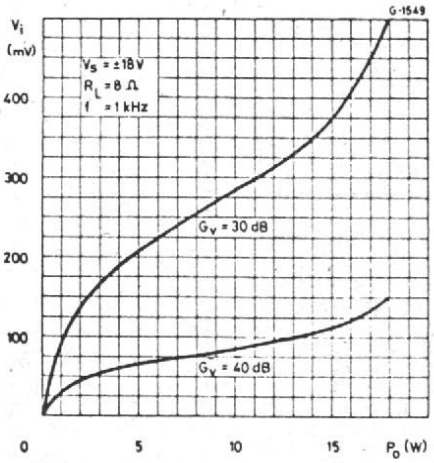


Fig. 11 d

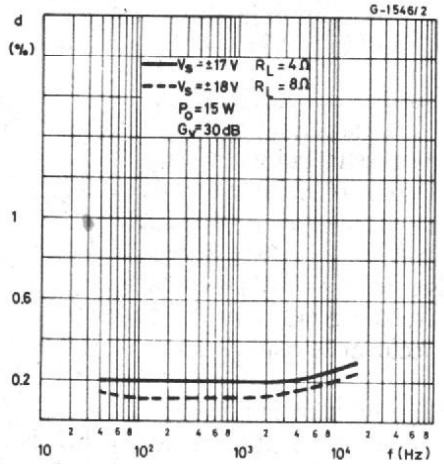


Fig. 12 b

l'observateur. De ce fait, le CI est vu de dessus, avec le point 1 en haut et à gauche du repère.

En haut, on remarquera les diodes D_1 et D_2, les condensateurs C_2 et C_5, C_3, C_6 et C_8 et la résistance R_4. A l'extrême gauche, les bornes de branchement R_L = Haut-parleur + V_s, masse (GVD), - V_s. A droite du CI, C_4 ensuite R_2, C_2, R_1, R_3, C_1 et les bornes masse (GND) et V_i = entrée du signal à amplifier.

Les connexions imprimées sont vues par transparence.

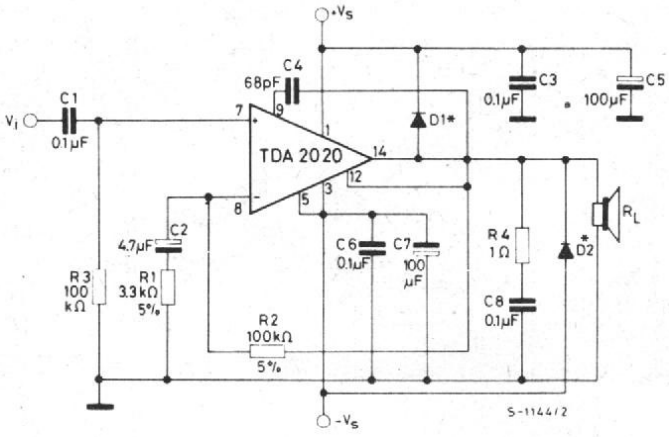


Fig. 13

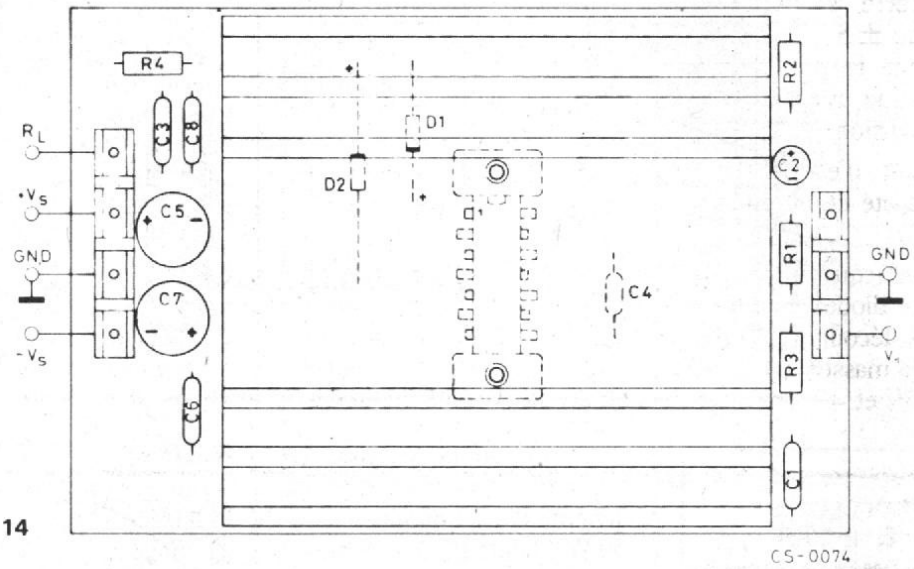


Fig. 14

DISSIPATION DE CHALEUR

Comme on l'a dit maintes fois, l'opération la plus importante, pour la réussite de l'appareil est celle du choix et du montage correct du radiateur.

A la figure 15 on indique les diverses parties qui composent l'ensemble CI + radiateur + pièces de montage. En haut, le radiateur. La résistance thermique est,

R_{th} = 2 à 8 °C/W,

la valeur la plus petite, 2 °C, correspondant à la puissance la plus grande de l'amplificateur.

Au-dessous, à droite : le boîtier du CI avec la plaquette métallique de contact avec le radiateur. Le contact sera amélioré avec de la graisse au silicone, R_{th} = 0,5 °C/W.

Au-dessous : l'espaceur sur lequel sera placé le CI à cheval. Au-dessous de l'espaceur la partie de la platine imprimée vue de dessus, qui recevra les broches du CI, on a prévu deux trous pour les vis qui maintiendront bien serrés (mais sans abus) les pièces de l'ensemble : le radiateur, le CI, l'espaceur et la platine imprimée.

A gauche et en bas, on montre l'ensemble monté avec les pièces que nous venons de mentionner.

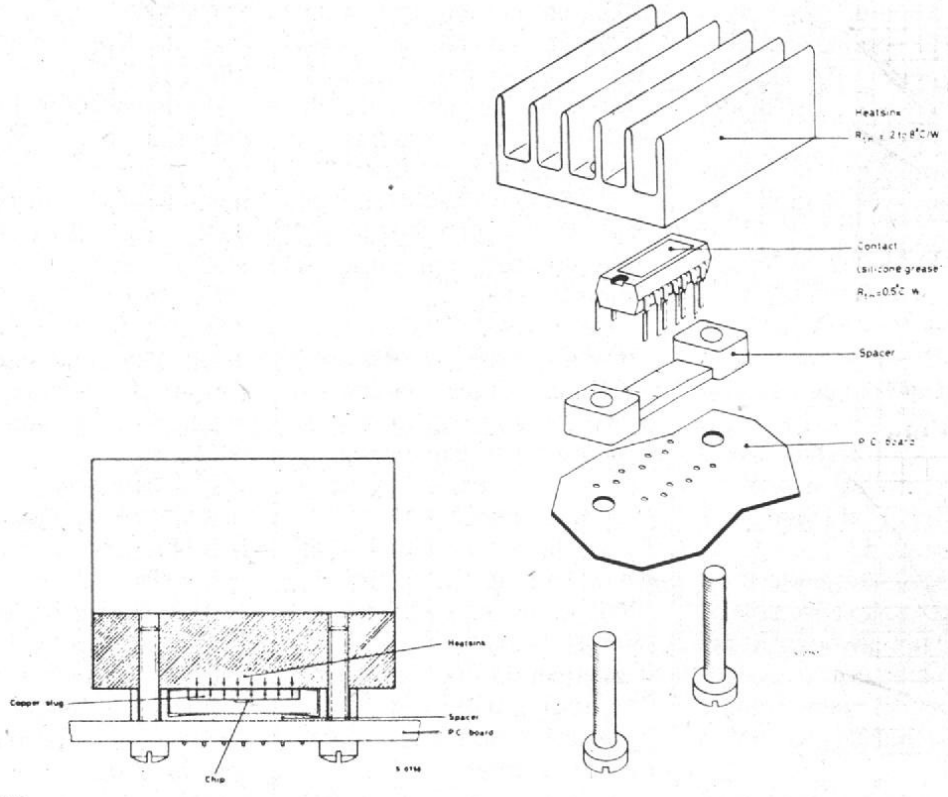


Fig. 15

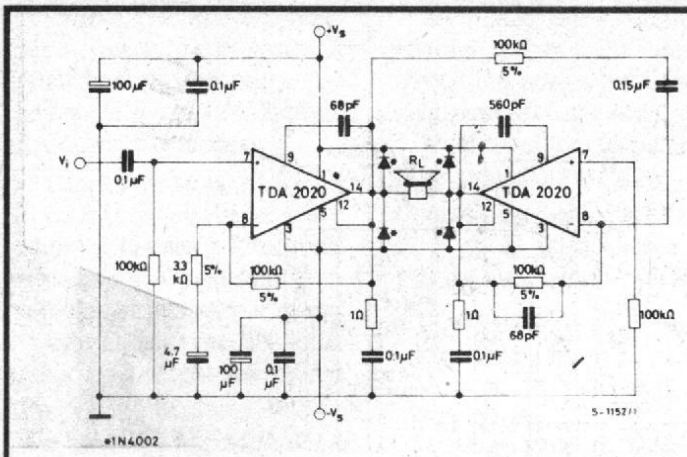


Fig. 16

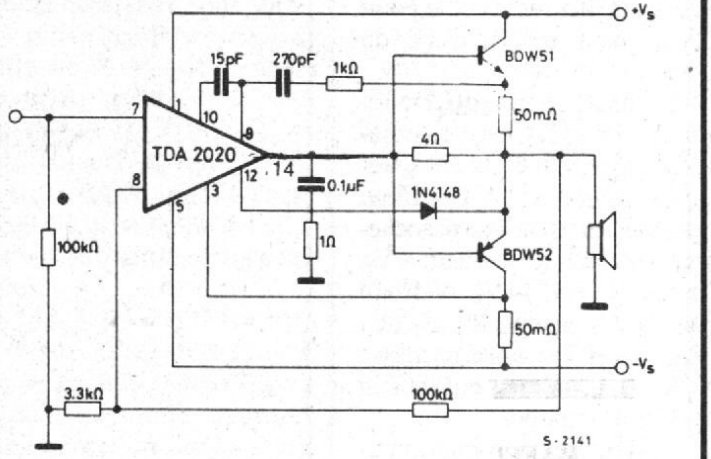


Fig. 17

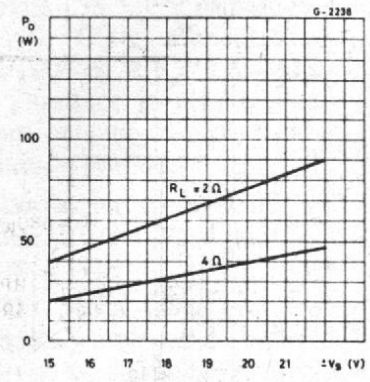


Fig. 18 a

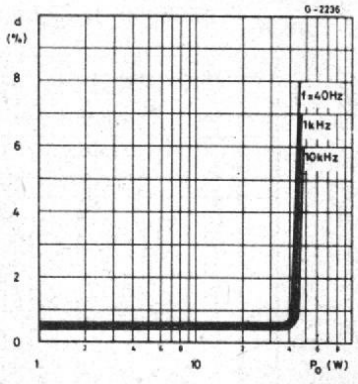


Fig. 18 b

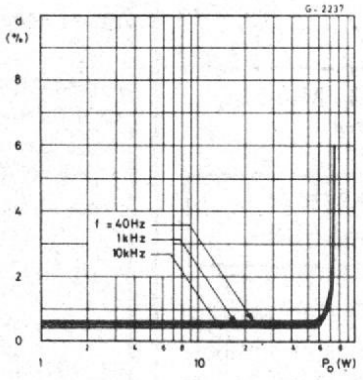


Fig. 18 c

AUTRES MONTAGES A TDA 2020

Tout d'abord, voici à la figure 16 un schéma d'amplificateur à deux TDA 2020 en montage en pont. Les diodes sont des 1N 4002.

Cet amplificateur fonctionne dans les conditions suivantes :

HP = R_L = 8 Ω, distorsion d ⩽ 1 %, P = 20 W avec V_s = ± 14 V, et P = 30 W avec V_s = ± 17 V.

On notera les deux avantages suivants :

1) on peut obtenir 20 W avec V_s = ± 14 V seulement,

2) on peut obtenir 30 W avec V_s = ± 17 V,

3) un seul haut-parleur est nécessaire (ou un ensemble de haut-parleurs associés à des filtres séparateurs).

Chaque CI sera monté selon les indications de la figure 13.

D'autres montages peuvent être réalisés en ayant recours à des transistors de puissance.

Voici à la figure 17, le schéma d'un amplificateur de 90 W à haute fidélité. L'entrée est représentée à gauche et aboutit à la broche 7 du TDA 2020, entrée non inverseuse. L'entrée inverseuse 8 est connecté à la masse qui est le point commun des deux alimentations ± V_s comme dans les montages précédents.

On retrouve les points 5 et 3 à - V_s, le 1 au + V_s, la compensation par 15 pF entre les points 10 et 9.

Les deux transistors BDW 51 (NPN) et BDW 52 (PNP) constituent un étage à symétrie complémentaire. Ils reçoivent sur leurs bases le même signal provenant de la broche 14 du CI.

Au point de réunion de l'émetteur de ce transistor PNP et de la résistance de 50 mΩ (50 milliohms), reliée à l'émetteur du PNP se branche le haut-parleur qui est connecté à son autre extrémité à la masse.

Il faut prévoir évidemment un haut-parleur de grande puissance, 100 W au minimum ou un groupement de plusieurs haut-parleurs en montage série, parallèle ou série-parallèle, dont la somme des puissances est de 100 W et l'impédance résultante, soit celle du HP unique, c'est-à-dire 2 Ω ou 4 Ω.

On donne à la figure 18A, la puissance de sortie P_o en fonction de la tension ± V_s d'alimentation, pour deux valeurs de R_L (c'est-à-dire de haut-parleur) 2 Ω et 4 Ω.

On peut voir que le HP de 2 Ω permettra d'obtenir plus de puissance que celui de 4 Ω. On pourra atteindre, avec V_s = ± 23 V, une puissance de 90 W.

Des puissances « intéressantes » en pratique pourront être obtenues avec des moindres valeurs de V_s.

Ainsi avec ± 20 V et R_L = 2 Ω, P_o sera égale à 75 W et avec V_s ± 16,5, P = 50 W.

A la figure 18B, on donne la distorsion d en ordonnées, en fonction de la puissance P_o, en bascisses, avec R_L = 4 Ω, V_s = ± 20 V. On y trouve trois courbes, relevées aux fréquences suivantes : 40 Hz, 1 kHz et 10 kHz. Il est clair que tant que P_o ne dépasse pas 40 W environ, la distorsion reste inférieure ou égale à 0,5 %. Elle augmente ensuite rapidement pour atteindre 5 à 8 % pour P_o = 45 W, valeur à ne pas dépasser si l'appareil fonctionne dans les conditions indiquées.

A la figure 18 c, on donne la distorsion en fonction de P_o, pour trois fréquences, 40 Hz, 1 kHz, 10 kHz avec R_L = 2 Ω et V_s = ± 20 V.

La distorsion est toujours de 0,5 % environ mais cette valeur se maintient jusqu'à P_o = 70 W, ce qui est particulièrement avantageux.

Les transistors de cet appareil sont des darlingtons. Cet amplificateur mérite bien le qualificatif de Hi-Fi. Les résistances de protection sont de 50 mΩ et protègent le TDA 2020 et les deux transistors contre les court-circuits.

F. JUSTER

NOTRE COURRIER TECHNIQUE

par R.-A. RAFFIN

RR - 05.34-F - M. Roland CHABRY, 13 Marignane, désire connaître les caractéristiques et le brochage du circuit intégré SFC 4175 E de la Sescosem.

SFC 4175 E : bascules type D avec remise à zéro. Gamme de température ambiante de fonctionnement = 0 °C à 70 °C ; Vcc = 4,75 V min. ; 5,25 V max. Tension d'entrée maximale = 5,5 V ; tension maximale d'entrée état bas = 0,8 V. Sortance, état bas = 10 ; état haut = 20. Facteur de charge, toutes entrées = 1. Boîtier type MP - 117 ; brochage : voir figure RR-05.34.

Le circuit intégré SFC 4175 E comporte des bascules changeant d'état sur un flanc posifif. Ce circuit a une remise à zéro asynchrone et il permet de disposer des sorties complémentaires pour chaque bascule.

L'information aux entrées D satisfaisant aux conditions de pré-établissement et de maintien est transférée aux sorties Q sur le flanc positif de l'horloge. La commande par l'horloge est effective à un certain niveau de tension et ne dépend pas directement de la valeur du flanc positif de l'impulsion. Lorsque l'horloge est haute ou basse, l'entrée D est sans influence sur la sortie.

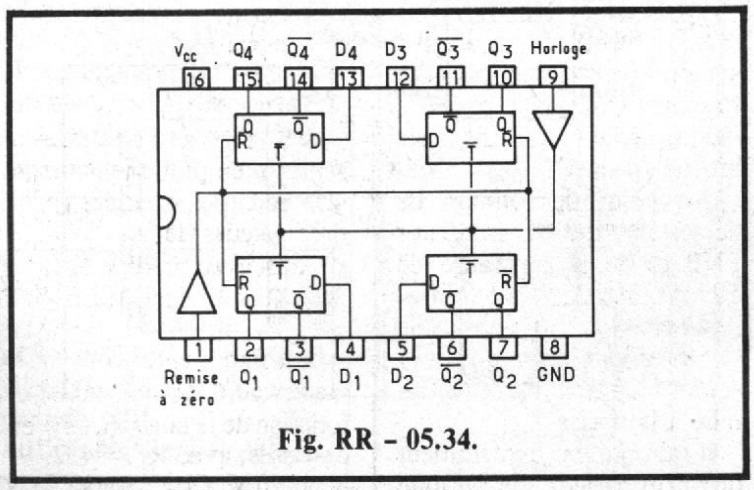


Fig. RR - 05.34.

RR - 05.38-F - M. Jacques JONARD, 18 Bourges, nous demande :

1) Comment prévoir une prise d'antenne « voiture » sur un petit récepteur de radio destiné à être utilisé sur automobile ;

2) Le schéma d'un convertisseur d'alimentation 12 V continus-220 V alternatifs - 200 VA ;

3) Un schéma d'utilisation du circuit intégré TDA1004.

1) Vous pouvez enrouler une dizaine de tours de fil isolé sur l'antenne-cadre-ferrite incorporée dans votre radio-récepteur, par dessus les bobinages existants. L'une des extrémités de cet enroulement auxiliaire sera connectée à la masse de l'appareil ; l'autre extrémité aboutira à une prise femelle « antenne - voiture ».

2) Nous ne disposons pas de schéma de convertisseur d'alimentation de 200 VA. Un modèle de 100 VA a été décrit à la page 239 du N° 1379.

3) La figure RR-05.38 représente l'utilisation pratique du circuit intégré TDA1004 en amplificateur BF. Les « pattes » non chiffrées n'ont pas à être utilisées exception faite pour la patte 2 où l'on pourrait connecter un petit condensateur aboutissant à la masse (patte 1) apportant ainsi une correction vers 2 000 à 3 000 Hz.

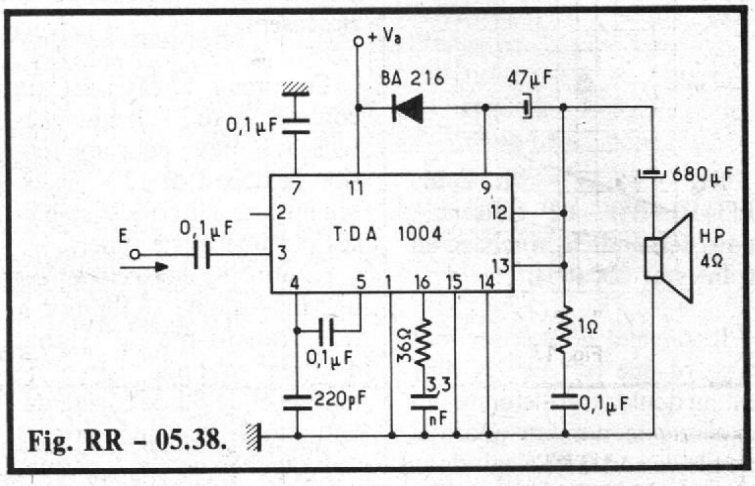


Fig. RR - 05.38.

RR - 05.41 - M. Gérard ROUET, 06 Saint-Laurent-du-Var, nous soumet une fraction de schéma d'un amplificateur BF (réglage du volume sonore) et nous demande comment y ajouter un correcteur physiologique (Loudness).

La solution de votre problème a été exposée dans la réponse RR-5.71-F, page 359, du N° 1521.

Bien entendu, dans votre cas (potentiomètre de volume de 2 MΩ), les valeurs sont à modifier comme suit :
1 nF devient 25 pF ;
0,2 µF devient 5 nF ;
1,2 kΩ devient 47 kΩ.

RR - 05.42 - M. Roland SERVAJEAN, 01 Oyonnax, possède deux talkies-walkies du type « jouet » d'une portée de l'ordre de 30 à 40 m et nous demande conseil pour augmenter la puissance et la portée de ces appareils.

Aucun dispositif extérieur n'apportera une amélioration quant à la puissance et à la portée de vos appareils. A la vérité, il n'y a aucune solution ! Ce ne sont que des talkies-Walkies « jouets » et aucun bricolage, quel qu'il soit, ne pourra les transformer en véritables radiotéléphones.

●

RR - 05.43 - M. Louis LOMBARD, 02 Soissons, nous demande le brochage du transistor 2N 4084.

Il convient de préciser tout d'abord que le type 2N 4084 est un double transistor, ce qui explique le nombre anormal de fils de sortie ! Il s'agit donc d'un double transistor à effet de champ, silicium, canal N, présenté en boîtier TO71 avec 6 sorties utilisées.

Vu de dessous, en tournant dans le sens des aiguilles d'une montre, le brochage est le suivant :
1 = source ; 2 = drain ; 3 = gate (pour le premier transistor).
5 = source ; 6 = drain ; 7 = gate (pour le second transistor).

●

RR - 05.44 - M. Pierre Prost, 07 Privas, a été intéressé par l'alimenttation stabilisée réglable décrite à la page 343 du N° 15526 et nous demande comment réaliser une alimentation symétrique du même genre.

Pour réaliser une alimentation conforme à celle de la page 343, du N° 1526, mais en tension symétrique avec « zéro » à la masse, il suffit de construire deux fois le montage proposé, le « moins » de l'un étant reliée au « plus » de l'autre et constituant ainsi le point « zéro ».

●

RR - 05.45-F - M. Michel RUFFET, 73 Chambery, nous demande les caractéristiques et le brochage du circuit intégré SAK135 de la Sescosem.

Ce circuit intégré est un convertisseur « fréquence-tension » prévu pour une tension de départ de 12 V, abaissée ensuite à 7 ou 9 V stabilisés par une diode zéner.

Le principe de ce circuit est un monostable « flip-flop » qui transforme le signal d'entrée en onde carrée de tension et de durée constante. Un simple galvanomètre à cadre mobile de 8 mA permet la mesure de la fréquence du signal d'entrée. Cette fréquence peut être proportionnelle, par exemple, à la vitesse de rotation d'un moteur.

Une diode placée en parallèle sur l'entrée (entre les broches 2 et 3) protège le montage contre les déclenchements par impulsions parasites négatives.

Tension d'alimentation = 7,5 à 8 V ; fréquence maximale des impulsions d'entrée = 10 kHz ; courant d'alimentation au repos = 20 mA ; tension d'entrée de déclenchement = 1,5 V.

Brochage et exemple d'utilisation : voir figure RR-05.45.
Pour C = 0,47 µF — 25 à 250 Hz.
Pour C = 0,047 µF — 250 à 2 500 Hz.
Pour C = 0,012 µF — 1 à 19 kHz, avec erreur de linéarité inférieure à 2 %.

●

RR - 05.46 - M. Michel GRUMEL, 19 Brive, nous demande conseil pour la mise au point d'un ensemble Hi-Fi en cours d'installation.

1) Tout dépannage ou mise au point à distance est pratiquement impossible, faute de pouvoir examiner les appareils. Nous ne pouvons donc formuler que des suggestions.

Les ronflements sont généralement dus aux causes suivantes :
Filtrage d'alimentation insuffisant, notamment pour les étages préamplificateurs ;
Mauvaise efficacité des blindages des fils de liaison des « sources » ;
Induction provoquée par un ou plusieurs transformateurs d'alimentation ;
Masses disparates (cas fréquent dans les ensembles comportant de nombreux appareils séparés) ; les chaînes compactes que l'on fait maintenant ne présentent évidemment pas ces inconvénients.

2) Le souffle est généralement provoqué par les préamplificateurs : mauvaise qualité des résistances et des transistors utilisés. Cela peut se vérifier aisément en déconnectant la sortie des préamplificateurs des entrées de l'amplificateur faisant suite ; si le souffle disparaît, ils sont donc bien en cause.

3) Les « vu-mètres » peuvent être branchés comme vous l'indiquez... s'ils sont suffisamment sensibles ; vous ne nous en indiquez pas les caractéristiques ! Dans le cas contraire, il faut utiliser des « Vu-mètres » à amplificateur (un étage amplificateur à transistor pour chaque appareil) ; voir page 289, N° 1535.

●

RR - 05.47 - M. Robert BONNEFOY, 23 Gueret, nous demande conseil pour l'achat d'un récepteur de trafic OC pour l'écoute des radioamateurs.

1) Nous ne pouvons malheureusement pas prendre

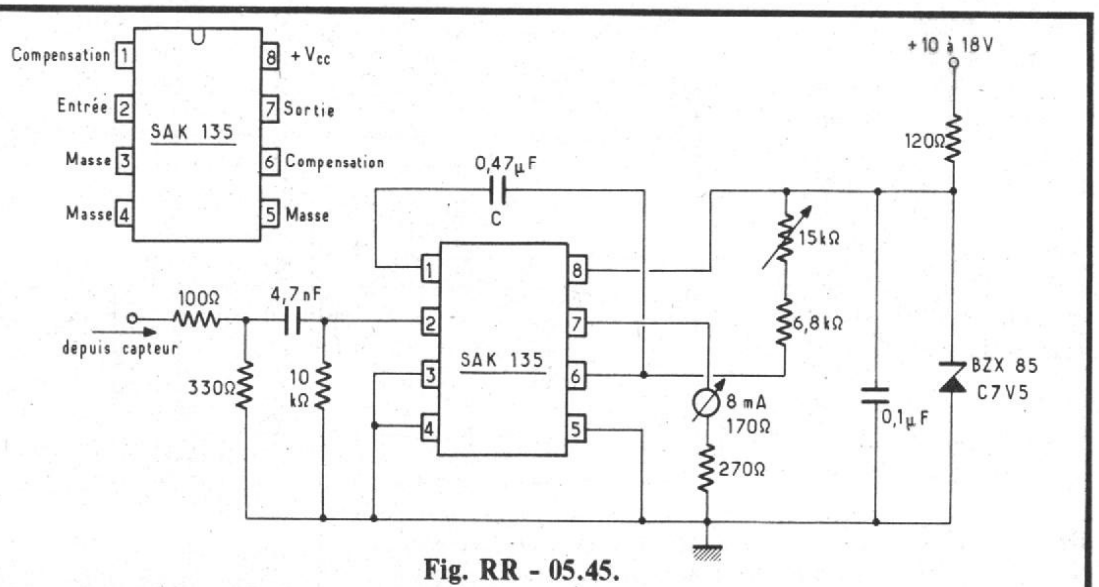


Fig. RR - 05.45.

position concernant le choix que vous nous demandez de faire, ni dans le cadre de la présente rubrique, ni par lettre, certains considérant de telles indications ou de tels choix comme de la publicité... ou de la contre-publicité, selon le cas !

2) Nous vous confirmons : avec tous les radiorécepteurs 100 % transistorisés, il convient d'être extrêmement modestes et prudents quant à la longueur de l'antenne utilisée ; faute de quoi, les phénomènes d'intermodulation et de transmodulation deviennent particulièrement gênants.

●

RR - 05.48 - M. Gérard MOUTTET, 22 Saint-Brieuc, nous demande :

1) Comment réaliser un récepteur uniquement pour le « son » TV deuxième et troisième chaînes ;

2) La raison du claquage fréquent des diodes à la sortie de l'alternateur sur une automobile.

1) On peut réaliser un récepteur « son » TV en utilisant un tuner UHF (qui n'est pas une construction à la portée de l'amateur) et en le faisant suivre par les étages MF, détecteur et BF habituels.

2) Le claquage des diodes à la sortie d'un alternateur automobile peut être dû à un court-circuit accidentel ou intermittent (durant la charge évidemment) ou à un mauvais réglage du régulateur. Naturellement, nous supposons que les diodes employées présentent des caractéristiques (tension inverse et intensité directe) correspondant à leur condition d'utilisation.

●

RR - 05.49 - M. Patrick BILLARD, 40 Mont-de-Marsan, nous demande le schéma d'un variateur de vitesse adaptable à un moteur triphasé.

Puisque vous êtes abonné depuis plusieurs années à notre revue (ce dont nous vous remercions), vous avez dû lire que les variateurs de vitesse pour moteurs (nous en avons publié de nombreux montages) ne conviennent bien qu'aux moteurs du type « universel » ; pour des moteurs dits à induction, les résultats sont décevants. Un montage beaucoup plus complexe devient alors nécessaire ; veuillez vous reporter à notre article publié dans le N° 1521, page 318. Bien entendu, dans le cas du triphasé, le montage serait à réaliser trois fois et avec des commandes jumelées !

●

RR - 06.01 — RECTIFICATIF à la réponse RR-04.07, pages 196 et 197 du n° 1602, pour M. Alain FOUERE 78 La Verrière.

Il faut lire :
2) dB = décibel (et non pas db)
4) $Z_c = \sqrt{L/C}$
(le radical a été omis).

●

RR - 06.02 — M. Raymond CHAMPIER, 63 Clermond-Ferrand, nous demande l'adresse d'un constructeur de pH - mètre.

Voici une adresse : Etablissements PRUD'HOMME, 25, Chemin d'Aubervilliers, 93202 Saint-Denis Cedex 1

●

RR - 06.03-F — M. Henri DUPOND, 06 Cannes, nous demande s'il est possible d'utiliser des diodes luminescentes comme témoins, soit alimentées par diverses tensions continues, soit par le courant du secteur.

1) Les diodes LED peuvent effectivement s'utiliser comme témoins. En courant continu, il suffit de prévoir une résistance en série qui dépend des caractéristiques propres de la diode employée (tension et intensité) et de la tension d'alimentation (simple application de la loi d'Ohm).

Prenons le cas d'une diode CQY 24 A (2 V - 20 mA). Pour une tension d'alimentation de 12 V, il faut donc chuter 10 V sous 20 mA, soit résistance en série de 10 : 0,02 = 500Ω (0,25 W).

Pour 24 V, on aurait 22 V à chuter, d'où résistance en série de 22 : 0,02 = 1100 Ω (0,5 W).

Pour toute autre LED de caractéristiques différentes en tension et en intensité, le calcul reste le même... Il ne s'agit que d'une élémentaire application de la classique loi d'Ohm.

Lors du montage de la diode, bien respecter sa polarité par rapport à celle du courant d'alimentation.

2) Dans le cas d'une alimentation sur secteur alternatif, vous pouvez employer l'un des deux montages représentés sur la figure RR-06.03. Dans les deux cas, la diode de protection de tension inverse est du type BAY 61 et les montages sont établis pour des LED d'une intensité de 20 mA.

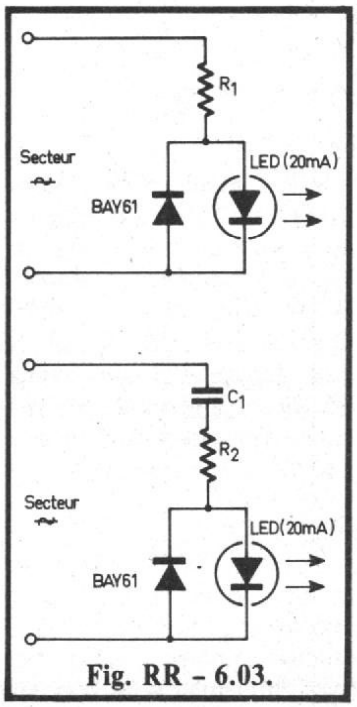


Fig. RR - 6.03.

Dans le premier montage, la chute de tension nécessaire est apportée par la résistance R1 ; cette résistance a pour valeur 5 kΩ/10 W pour un secteur de 220 V et 2,5 k Ω/5 W pour un secteur de 110 V. Comme l'on peut s'en douter, on a ici une dissipation importante de chaleur inévitable, et cela peut être un inconvénient.

Il est alors possible d'utiliser le second montage dans lequel la chute de tension requise est obtenue par la capacitance du condensateur C1 ; sa capacité doit être de 0,68 μF pour 220 V et de 1,5 μF pour 110 V.

La résistance R2 est nécessaire pour la limitation de l'intensité lors de la mise sous tension ; on a R2 = 470 Ω/1 W pour 220 V et R2 = 270 Ω/0,5 W pour 110 V.

●

RR - 06.04 — Suite à la demande de M. Charles TONNELLET, 14 Caen (RR-03.58), l'un de nos fidèles lecteurs M. Daniel RIVAUX 62 Puisieux, nous communique l'information suivante :

Les établissements « MICS - RADIO » commercialisent un nouveau récepteur VHF, le type VR 35 (marine, aviation, mobiles).

Ses caractéristiques essentielles sont les suivantes :

4 gammes : 31 à 41 MHz - 67 à 88 MHz — 108 à 140 MHz — 140 à 175 MHz.

Réception AM ou FM - calibrateur 5 MHz et 1 MHz - squelch à seuil réglable - commande d'accord par diodes varicap - fonctionne sur antenne extérieure - S-mètre - alimentation 220 V ou 110 V secteur - jack pour alimentation extérieure 12 V courant continu - haut-parleur en façade.

RR - 06.55 — M. Michel BALEDENT, Tour de Nedon Bat. A1 13800, Istres, recherche la documentation technique, le schéma et le « code de perforation » des cartes se repportant au lampemètre PHILIPS, type « Cartomatic III » - GM 7633.

●

RR - 06.06 - M. Mohamed TOUIHRI à Tunis, nous demande s'il est possible de recevoir le programme français de télévision A2 à Tunis.

1) Nous ne pouvons absolument pas vous garantir de telles réceptions, et si elles sont possible, il ne s'agira vraisemblablement que de réceptions épisodiques ou sporadiques.

En tout état de cause, l'essai peut être tenté en utilisant un téléviseur très sensible et une antenne à grand gain (grand nombre d'éléments) dimensionnée pour le canal à recevoir et munie d'un préamplificateur installé au sommet du mât.

2) Le schéma de votre téléviseur doit pouvoir vous être procuré par le vendeur qui vous a fourni votre appareil (les constructeurs ne délivrent pas leurs schémas directement aux particuliers).

●

RR - 06.07 - M. Alain Peretti, 93 Bagnolet, nous demande des renseignements concernant un très ancien récepteur.

Présentement, votre appareil ne peut être considéré que comme une « pièce de musée »...

La lampe bigrille effectuait le changement de fréquence pour une valeur MF de 55 kHz ; les autres lampes étaient les amplificatrices MF, la détectrice et les amplificatrices BF.

Ces lampes fonctionnaient avec un chauffage direct de 4 V (courant continu) et avec une haute tension de 80 à 120 V.

Ces lampes datant des années 20, nous ne pensons pas qu'il vous soit possible d'en acquérir actuellement (même d'occasion).

●

RR - 06.08-F - M. Yves BREGEON, 49 Sainte-Gemmes-sur-Loire, désire connaître les caractéristiques et les brochages des tubes QQE 04/20 et QQE 06/40, et nous demande si nous avons publié un schéma d'amplificateur linéaire pour la bande 144 MHz utilisant le tube QQE 04/20.

1) Nous avons publié le schéma d'un amplificateur linéaire 144 MHz à tube QQE 06/40 dans notre numéro 1486 (page 301), mais nous n'avons rien publié dans ce domaine avec le tube QQE 04/20.

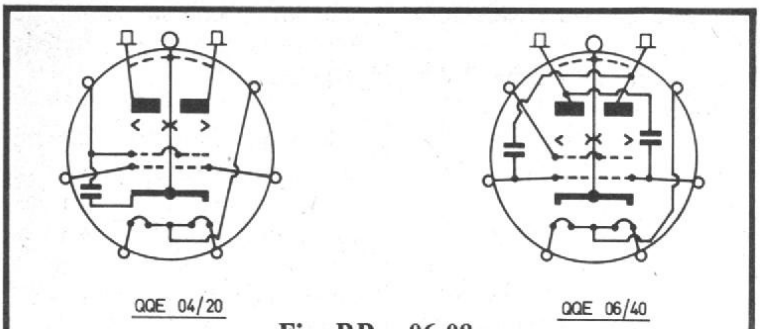


Fig. RR - 06.08.

Voici les caractéristiques demandées :

QQE 04/20 (832 A) : chauffage = 12,6 V, 0,8 A (ou 6,3 V 1,6 A) ; Va = 750 V ; Vg2 = 250 V ; S = 3 mA/V ; Wa = 10 W ; Fmax = 200 MHz.

Amplificateur HF classe C, modulation plaques et écrans : Va = 600 V ; Vg1 = − 70 V ; Vg2 = 200 V ; Ia = 60 mA ; Ig2 = 20 mA ; Ig1 = 3 mA ; Wg1 = 0,2 W − HF ; Po = 26 W − HF.

QQE 06/40 : chauffage = 12,6 V 0,9 A (ou 6,3 V 1,8 A) ; Va = 750 V ; Vg2 = 250 V ; S = 4,5 mA/V ; Wa = 22,5 W ; F max = 250 MHz.

Amplificateur HF classe C, modulation plaques et écrans : Va = 600 V ; Vg1 = −80 V ; Vg2 = 250 V ; Ia = 164 mA ; Ig2 = 16 mA ; Ig1 = 3,4 mA ; Po = 71 W − HF.

Amplificateur HF linéaire classe AB1 : Va = 750 V ; Vg2 = 216 V ; Vg1 = − 33 V ; Ia (sans signal) = 10 mA ; Ia crête (avec signal) = 210 mA.

Les brochages de ces deux tubes sont représentés sur la figure RR-06.08.

●

RR - 06.09 - M. Jean-Paul SIMOND, 27 Vernon, nous demande des conseils au sujet de la construction d'appareils BF.

1) Nous avons déjà publié de très nombreux montages d'amplificateurs BF stéréophoniques (pouvant évidemment fonctionner aussi en monophonie) auxquels nous vous demandons de bien vouloir vous reporter et parmi lesquels vous pourrez faire votre choix. Veuillez consulter nos tables des matières publiées chaque année en août.

2) L'assemblage des deux électrophones que vous projetez ne donnerait rien de valable, ni en stéréophonie, ni en qualité.

●

RR - 06.10 - M. Charles CELLART, 974 Saint-Denis-de-la-Réunion, nous demande les caractéristiques de divers semiconducteurs.

Caractéristiques maximales :

2N 2907 : PNP silicium (BF) ; Vcb = 60 V ; Vce = 40 V ; Veb = 5 V ; Ic = 600 mA ; Pd = 400 mW ; h fe = 50 à 100 pour Ic = 1 mA.

BC 109 : NPN silicium (BF ; Vcb = 30 V ; Vce = 20 V ; Veb = 5 V ; Ic = 100 mA ; Pd = 300 mW ; h fe = 330 à Ic = 2 mA.

SFT 237 (AC 125) : PNP germanium (BF) ; Vcb = 32 V ; Vce = 18 V ; Veb = 10 V ; Ic = 200 mA ; Pd = 220 mW ; h fe = 135 à Ic = 50 mA.

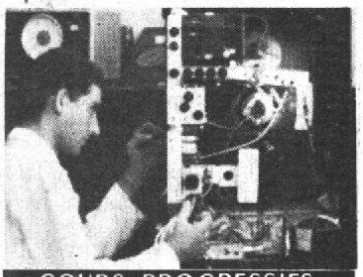
BF 257 : NPN silicium (HF) ; Vcb = 160 V ; Vce = 160 V ; Veb = 5 V ; Ic = 100 mA ; Pd = 5 W ; h fe = 25 à Ic = 30 mA.

ASZ 18 : PNP germanium (BF) ; Vcb = 100 V ; Vce = 32 V ; Ic = 8 A ; Pd = 30 W ; h fe = 20 à 65 pour Ic × 6 A.

2N 2193 : NPN silicium ; Vcb = 80 V ; Vce = 50 V ; Veb = 8 V ; Ic = 1 A ; Pd = 800 mW ; h fe = 40 à 120 pour Ic = 150 mA.

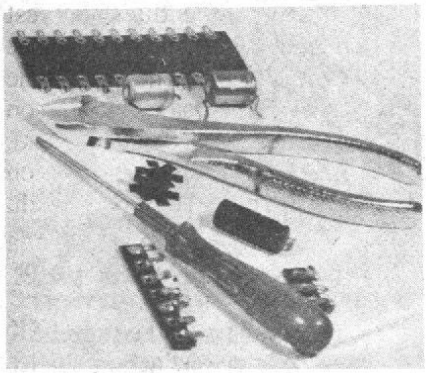
(suite page 91)

MAITRISE DE L'ELECTRONIQUE



COURS PROGRESSIFS
PAR CORRESPONDANCE
L'INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE
24, rue Jean-Mermoz - Paris (8e)
Ecole privée d'enseignement à distance
FORME l'élite DES
RADIO-ÉLECTRONICIENS
MONTEUR • CHEF MONTEUR
SOUS-INGÉNIEUR • INGÉNIEUR
TRAVAUX PRATIQUES
PRÉPARATION AUX EXAMENS DE L'ÉTAT
(FORMATION THÉORIQUE)
PLACEMENT
Documentation sur demande HRB
infra

BON à découper, ou à recopier, Veuillez m'adresser sans engagement la documentation gratuite (Ci-joint 4 timbres pour frais d'envoi) HRB23
Degré choisi
NOM
ADRESSE
infra
AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT : Dessin Industriel. Aviation. Automobile



ABC de L'ELECTRONIQUE

GÉNÉRATEURS DE FONCTIONS

GENERALITES

LES générateurs de fonctions sont en réalité des générateurs de signaux périodiques. La plupart permettent d'obtenir à une seule sortie, ou à des sorties distinctes, des signaux de formes différentes. On trouve le plus souvent des générateurs de fonctions donnant des signaux sinusoïdaux, triangulaires, rectangulaires, en dents de scie, à impulsions.

Comme les oscillateurs, qui ne sont que des générateurs d'une seule forme de signal (modifiable, d'ailleurs), les signaux fournis par les générateurs de fonctions peuvent être modulés par des signaux de fréquence inférieure à celle des signaux porteurs considérés. Les signaux de modulation peuvent, eux aussi, être de formes diverses, comme par exemple, celles des signaux porteurs.

En ne comptant que cinq sortes de formes de signaux, on obtient 5 . 5 = 25 combinaisons de signaux modulés, par exemple, un signal sinusoïdal modulé par un signal sinusoïdal, un signal en dents de scie modulé par un signal rectangulaire etc., etc.

Bien entendu, à ces possibilités s'ajoutent le choix du mode de modulation, principalement la modulation de fréquence et la modulation d'amplitude (FM et AM), ce qui augmente de deux fois encore le nombre de formes différentes de signaux modulés.

En réalité, ces formes peuvent être variées à l'infini à cause des autres paramètres : profondeur de modulation, rapport entre les deux fréquences, valeurs de ces fréquences, modification des formes disponibles en d'autres points, par des filtres, des circuits différentiateurs, des circuits intégrateurs, des circuits RC, LC, RL, RCL de toutes sortes (formants).

La modulation des signaux fournis par un générateur de fonctions peut s'effectuer à l'aide d'un autre générateur de fonctions, identique au premier ou différent.

Nous n'avons mentionné que les principales possibilités des générateurs de fonctions. Il en existe d'autres dont certaines seront indiquées par la suite. Quoi qu'il en soit, la possession d'un ou deux générateurs de fonctions, permettra aux expérimentateurs les plus « blasés » de s'occuper de la manière la plus distractive et la plus utile.

Les signaux obtenus devront être bien entendu, représentés d'une manière quelconque, en général visuelle (par oscilloscope) ou auditive (en haut-parleur) si la fréquence du signal porteur reste dans le domaine de la BF.

On notera que les fréquences limites des signaux produits par les générateurs de fonctions peuvent être extrêmement basses, par exemple une petite fraction de seconde, et extrêmement élevées, par exemple 10 MHz et plus.

Les générateurs de fonctions peuvent être acquis sous

forme d'appareils commerciaux, ou être réalisés par les expérimentateurs, à l'aide de composants actifs et passifs. Actuellement, il existe de nombreux circuits intégrés spécialement étudiés pour constituer l'élément principal (le « processeur ») d'un générateur de fonctions. Certains d'entre eux ont pratiquement une fréquence limite supérieure de l'ordre du mégahertz ou de la centaine de kilohertz.

En diminuant la valeur de la fréquence limite supérieure, il a été possible aux fabricants de CI, de proposer des CI économiques possédant d'excellentes qualités de fiabilité, de stabilité, de précision et à commandes pratiques de la fréquence de l'amplitude.

De faibles distorsions sont obtenues.

Nous avons décrit dans cette revue des générateurs de fonctions dont certains sont encore valables et d'autres qui sont maintenant remplaçables par de meilleurs !

Dans quelques articles, nous donnerons des indications détaillées sur des générateurs de fonctions réalisables avec des circuits intégrés.

Le premier CI considéré est fabriqué par EXAR, marque bien connue de nos lecteurs, représentée en France par TEKELEC. Il s'agit des CI suivants : XR 2206 et XR 2207. Le premier est plus connu des spécialistes en raison de ses multiples possibilités. On verra que le second est aussi intéressant que le premier et qu'il permet d'obtenir des signaux de forme originale, en plus des signaux fondamentaux mentionnés.

LE XR 2206

Voici à la figure 1, le brochage du CI, XR 2206 avec la représentation simplifiée de ses éléments intérieurs. Le boîtier est de forme habituelle, DUAL IN LINE, à 16 broches. Il est vu de dessus sur la figure 1.

A = amplificateur tampon, gain 1, non inverseur,

B = multiplicateur et écrêteur pour obtenir des signaux sinusoïdaux,

C = VCO = oscillateur commandé par une tension,

D = commutateurs de courant,

E = transistor de sortie.

L'oscillateur VCO fonctionne à une fréquence f_o réglable avec la résistance R montée entre la masse et un point 7 ou 8. Cette fréquence est déterminée aussi par la capacité montée entre les points (ou broches) 5 et 6.

On pourra calculer f à l'aide de la formule,

$$f_o = \frac{1}{R\,C}\ \text{Hz} \quad (1)$$

avec R en ohms, C en farads et f_o en hertz, ou plus pratiquement, R en mégohms, C en microfarads et f_o en hertz.

En général C est fixe ou commutable et R est réalisée avec un potentiomètre monté en résistance variable.

Exemple : R = 50 kΩ = 0,05 MΩ, C = 0,1 μF.

La valeur de f_o est 1/(0,005 . 0,1) = 1/0,005 = 200 Hz.

Le circuit B est un multiplicateur analogique et un écrêteur. Il permet :

(a) la modulation d'amplitude du signal engendré par le CI, par un signal appliqué à l'entrée AM point 1 du CI,

(b) l'écrêtage du signal triangulaire, permettant d'obtenir un signal sinusoïdal d'excellente qualité.

Le signal sinusoïdal se règle avec une résistance, fixe ou variable, montée entre les points 16 et 15 (symétrie) et une autre montée entre les points 13 et 14 (distorsion).

(c) le signal obtenu est transmis au circuit A et le signal de sortie, sinusoïdale à la forme triangulaire.

Une sortie de signal rectangulaire peut être réalisée au point 11.

L'amplitude du signal est réglable avec, une résistance variable R_L montée entre le point 3 et le point 4 comme on le montrera en détail plus loin. En résumé, avec ce CI, on peut régler : la fréquence du signal, son amplitude, sa forme, sa symétrie, sa distorsion.

De plus, il y a l'entrée FSK qui permet une action sur les commutateurs D en réalisant ainsi, un « effet spécial » qui sera commenté par la suite

CARACTERISTIQUES GENERALES

A la figure 2 on donne le schéma pratique du montage de mesures qui peut aussi servir de point de départ pour un montage pratique d'application.

Les mesures ont été effectuées dans les conditions suivantes :

V + de 12 V, avec le négatif à la masse. T_A = 25 °C, C = 10 nF, R_7 = 100 kΩ, R_8 = 10 kΩ, R_3 = 25 kΩ (sauf mentions différentes), S_1 ouvert pour signal triangulaire, fermé pour signal sinusoïdal. On donne ici les résultats effectués sur les modèles XR 2206 et XR 2206 M.

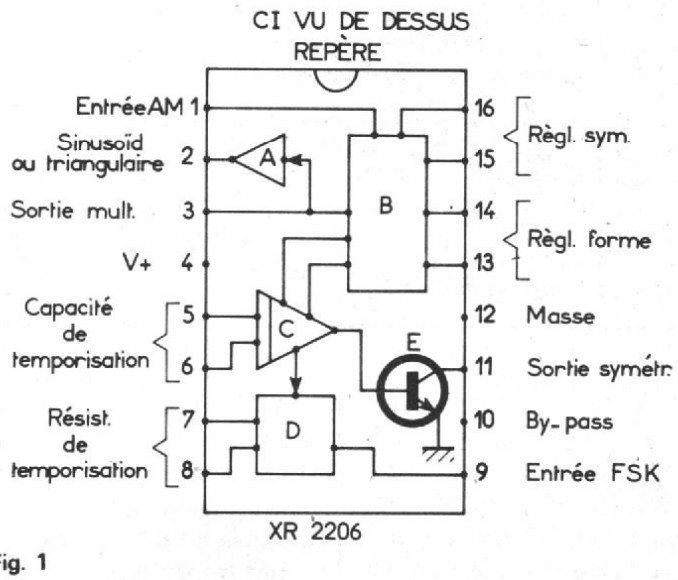


Fig. 1

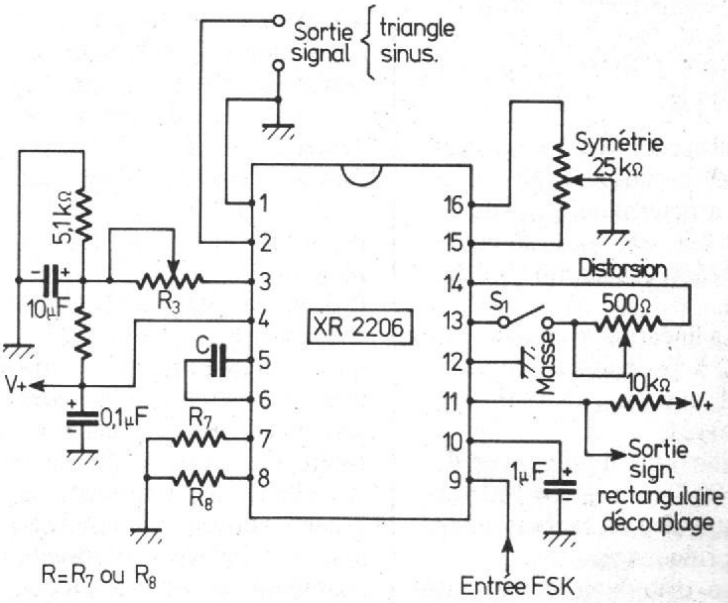


Fig. 2 R=R7 ou R8

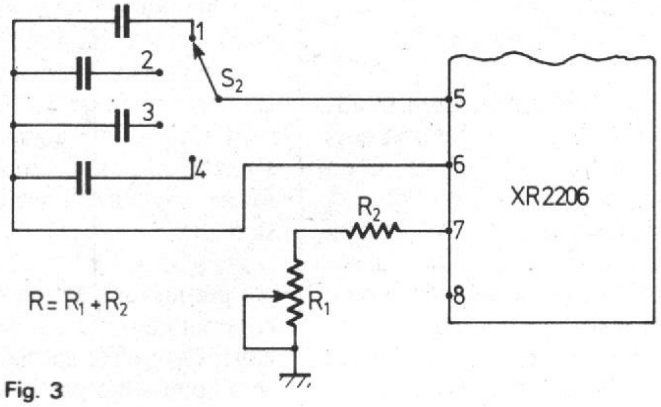


Fig. 3

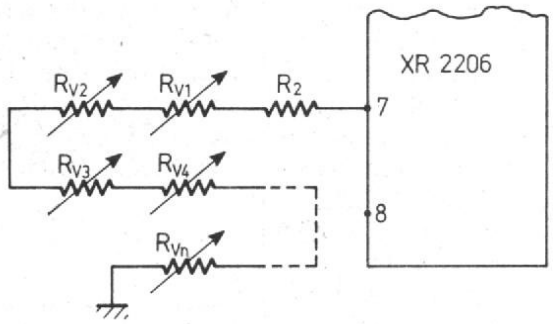


Fig. 4

(a) Tension d'alimentation. Limites 10 à 26 V, valeur typique 12 V. On peut aussi adopter une alimentation double : ± 5 V à ± 13 V,
Courant d'alimentation 12 mA (typique) 17 mA max. Mesures effectuées avec $R_1 \geqslant 10\ k\Omega$.

(b) Oscillateur. On a obtenu : f_{max} = 0,5 à 1 MHz avec C = 1000 pF, $R_1 = 1\ k\Omega$.
f_{min} = 0,01 Hz avec C = 50 μF, $R_1 = 2\ M\Omega$.
Précision : ± 1 % à ± 4 %, en pourcentage de $f_o = 1/(R_1C)$, donc cette formule peut produire des erreurs de 1 % à 4 % maximum.

Stabilité de température ± 10 (min.) ± 50 (max.) en unité ppm/°C (ppm signifie partie par million). La température a varié entre 0 °C et 75 °C, avec $R_7 = R_8 = 20\ \Omega$.

La sensibilité par rapport à la température est de 0,01 à 0,1 % V. On a fait varier V + de 10 V à 20 V avec $R_7 = R_8 = 20\ k\Omega$.

(c) Rapport des fréquences : 1000/1 (min) à 2000/1 (max). On a déterminé f_{max}, avec $R_7 = 1\ k\Omega$ et, f_{min} avec $R_7 = 2\ M\Omega$, la capacité C restant fixe.

La linéarité de déviation est de 2 % pour une déviation de 10/1 avec $f_{min} = 1$ kHz, $f_{max} = 10$ kHz.

Elle atteint 8 % avec $f_{min} = 100$ Hz, $f_{max} = 100$ kHz, c'est-à-dire un rapport 1000/1 des fréquences.

La distorsion de modulation de fréquence est 0,1 % lorsqu'il y a déviation de f de ± 10 %.

Composants recommandés : capacité 1 nF à 100 μF ; résistances R_1 et R_2 : 1 kΩ à 2 MΩ.
(d) Signal triangulaire, 160 mV par kΩ.
Signal sinusoïdal, 40 à 80 mV par kΩ.
Impédance de sortie, 600 Ω.
Linéarité en triangulaire, 1 %.
Stabilité en amplitude, 0,5 dB pour une déviation de 1000/1 de la fréquence,
(e) distorsion en signaux sinusoïdaux 2,5 % avec un montage simplifié, 0,4 % avec réglage,
(f) modulation d'amplitude. L'impédance d'entrée au point 1 est de 50 à 100 kΩ. La modulation peut varier de 50 à 100 %. La suppression de la porteuse est de 55 dB et la linéarité de 2 % pour une modulation de 95 %.
(g) signal rectangulaire. Amplitude 12 V crête à crête, temps de montée (avec C_L = 10 pF), 250 ns, temps de descente 50 ns, tension de saturation 0,2 à 0,4 V, courant de fuite 0,1 à 20 μA avec V_{11} = tension au point 11, de 26 V.
(h) niveau de verrouillage FSK (point 9) 0,8 à 2,4 V.

Ces données peuvent sembler fastidieuses mais elles sont indispensables à ceux qui désirent essayer un montage en pleine connaissance de cause, l'étudier soigneusement et choisir les composants possédant les caractéristiques requises

FREQUENCE DES SIGNAUX

En se reportant au schéma de la figure 2 on calculera f_o d'après la formule

$$f_0 = \frac{1}{R\,C} \quad (1)$$

où R = R_7 ou R_8, mais pas les deux en même temps. La broche non utilisée par exemple la 8 restera en l'air.

La capacité C peut être, avantageusement, commutée comme on le montre à la figure 3.

S_2 permettra de mettre en circuit quatre valeurs différentes de C, par exemple 1 μF, 0,1 μF, 10 nF, tandis que $R_3 = R_1 + R_2$ se composera de $R_2 = 10\ k\Omega$ fixe et $R_1 = 100\ k\Omega$ variable.

On aura quatre gammes comme indiqué au tableau I ci-après.

TABLEAU I

Gamme	C	R = 10 kΩ	R = 100 kΩ	R = 110 kΩ
1	1 µF	f = 100 Hz	f = 10 Hz	f = 9 Hz
2	0,1 µF	f = 1 kHz	f = 100 Hz	f = 90 Hz
3	10 nF	f = 10 kHz	f = 1 kHz	f = 900 Hz
4	1 nF	f = 100 kHz	f = 10 kHz	f = 9 kHz

Il y aura recouvrement grâce à R_2. Les gammes seront alors 9 à 100 Hz, 90 à 1 000 Hz, 900 à 10 000 Hz, 9 000 à 100 000 Hz.

Si un cadran doit être prévu, il faudrait que les quatre capacités soient en progression **exacte** par décade pour avoir une seule échelle.

Pour une bonne stabilité en température, observer les conditions suivantes :

$$200\ k\Omega > R > 4\ k\Omega.$$

Une gamme 0,9 Hz à 10 Hz est possible avec C = 100 pF, mais la précision n'est pas garantie. D'autre part avec C = 100 μF on obtiendra une gamme 0,09 Hz à 0,1 Hz, donc de très basse fréquence, précision non garantie.

On vient d'indiquer la manière d'obtenir des signaux, à fréquence variable d'une manière continue.

On pourra désirer un montage à fréquences fixes. Dans ce cas, R_1 sera remplacée par un certain nombre de résistances ajustables montées en série. Ce procédé est indiqué à la figure 4.

Le nombre n de résistances ajustables est égal à celui des fréquences fixes requises.

Soit par exemple la gamme 9 à 100 Hz. On désire obtenir

ces signaux aux fréquences fixes suivantes : 10, 20, 40, 80 Hz.

Utilisons la formule donnée plus haut écrite sous la forme,

$$R = \frac{1}{f\,C}\ M\Omega \quad (1)$$

avec f en Hz et C en μF. Dans le cas de cette gamme, C = 1 μF donc la formule en apparence non homogène, s'écrit.

$$R = 1/f\ M\Omega \text{ avec f en hertz.}$$

Si :
f = 10 Hz, R = 0,1 MΩ = 100 kΩ
f = 20 Hz, R = 0,05 MΩ = 50 kΩ
f = 40 Hz, R = 0,025 MΩ = 25 kΩ
f = 80 Hz, R = 0,015 MΩ = 12,5 kΩ

Déterminons les valeurs exactes des quatre résistances, après réglage, R_{v1}, R_{v2}, R_{v3} et R_{v4}.

Pour f = 80 Hz, R = 12,5 kΩ donc R_{v1} = 12,5 - 10 = 2,5 kΩ, car la résistance R_2 = 10 kΩ subsiste.

Pour f = 40 Hz, R = 25 kΩ donc R_{v1} = 25 - 12,5 = 12,5 kΩ.

En effet, on a bien $R = R_{v2} + R_{v1} + R_2 = 25$ kΩ.

De même on trouvera R_{v3} = 25 kΩ et R_{v4} = 50 kΩ. Ces valeurs étant exactes, il sera nécessaire d'utiliser des résistances ajustables pour obtenir les valeurs exactes requises. On prendra, par conséquent, des valeurs d'ajustables, supérieures à celles indiquées, par exemple R_{v1} = 5 kΩ, R_{v2} = 25 kΩ, R_{v3} = 50 kΩ et R_{v4} = 100 kΩ, comme on l'indique à la figure 5 sur laquelle on trouve le commutateur S_4 omis sur la figure précédente.

Le réglage s'effectuera comme suit,

1° Placer S_4 en position 1. Seule R_{v1} sera en circuit. La régler vers 2,5 kΩ pour obtenir f = 80 Hz.

2° Ne plus toucher à R_{v1}. Placer S_4 en position 2 et régler R_{v2} vers 12,5 kΩ pour obtenir f = 40 Hz.

3° Placer S_4 en position 3 et régler R_{v3} vers 25 kΩ pour obtenir f = 20 Hz.

4° Placer S_4 en position 4. Toutes les résistances R_{v1} à R_{v4} seront en circuit. Régler R_{v4} vers 50 kΩ pour obtenir 10 Hz.

Vérification. La formule exige que R soit égale à 100 kΩ lorsque f = 10 Hz. La valeur de R est égale à la somme suivante,

$$R = R_2 + R_{v1} + R_{v2} = R_{v3} + R_{v4} =$$

$$10 + 2{,}5 + 12{,}5 + 25 + 50 = 100\ k\Omega,$$

ce qui est la valeur exacte.

La mesure s'effectue pratiquement avec un oscilloscope, selon le schéma de la figure 6. On devra disposer d'un générateur BF - HF et d'un oscilloscope à entrée EV (déviation verticale) et EH (déviation horizontale). La base de temps sera hors circuit. Soit f la fréquence sur laquelle on voudra régler le générateur de fonctions GF.

Brancher la sortie du GF à l'entrée EV.

Brancher G à l'entrée EH.

Régler G sur f.

Régler R_v sur la valeur convenable correspondant à f, ce qui sera obtenu lorsque l'oscillogramme sera un cercle ou une ellipse **immobile.** Il faut toutefois que les deux générateurs soient stables pendant la durée de l'opération.

Si le générateur de fonctions doit servir comme élément de **synthétiseur musical,** les valeurs des capacités C et des résistances R_v seront modifiées car les fréquences des notes musicales se suivent dans le rapport,

$$x = \sqrt[12]{2} = 1{,}059\,463\,094 \quad (2)$$

donc la valeur de R croîtra d'une position à la suivante de x foix.

Le calcul s'effectuera comme indiqué précédemment. D'autre part, les valeurs de C ne seront pas en progression géométriques de RAISON 10 mais celle-ci sera 2 ou une puissance de 2. En effet, si le clavier est à 4 intervalles d'octaves, par exemple,

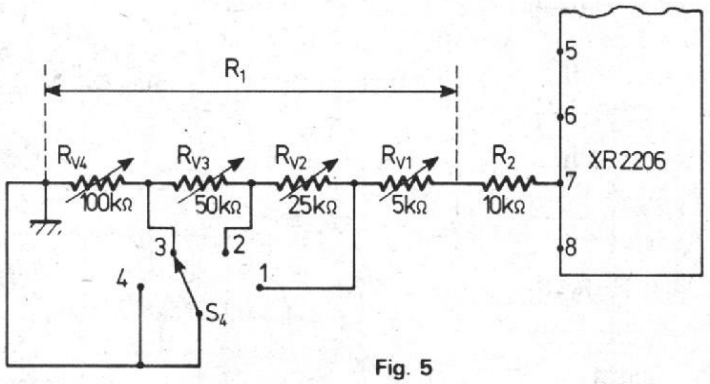


Fig. 5

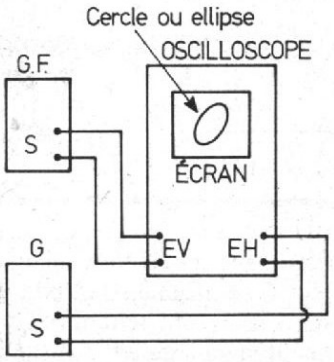


Fig. 6

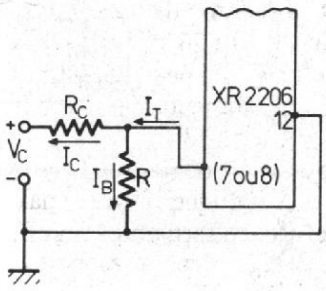


Fig. 8

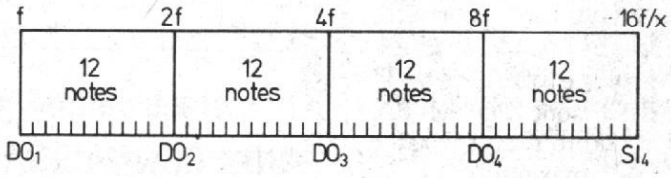


Fig. 7

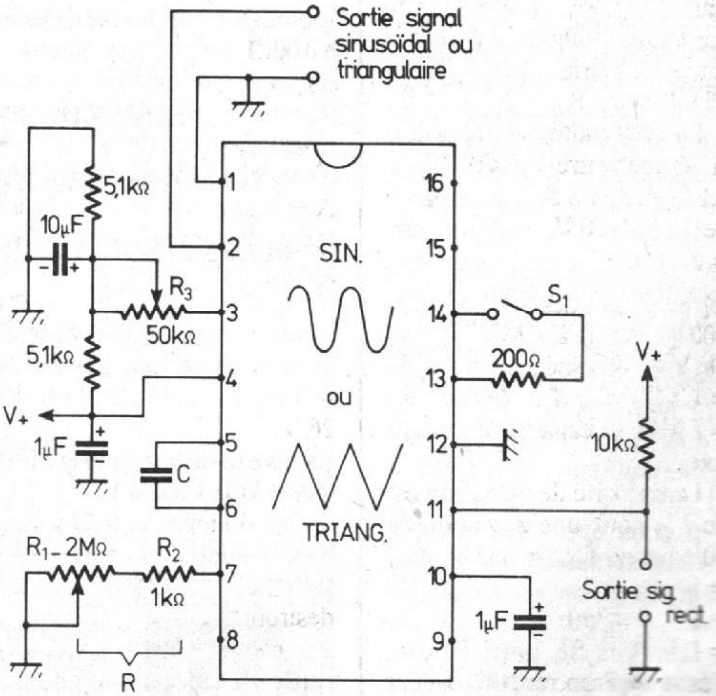


Fig. 9

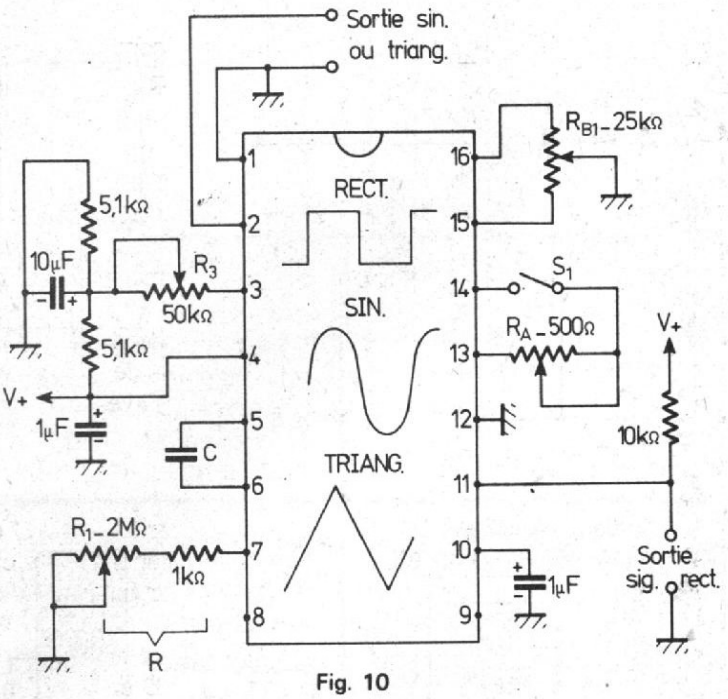


Fig. 10

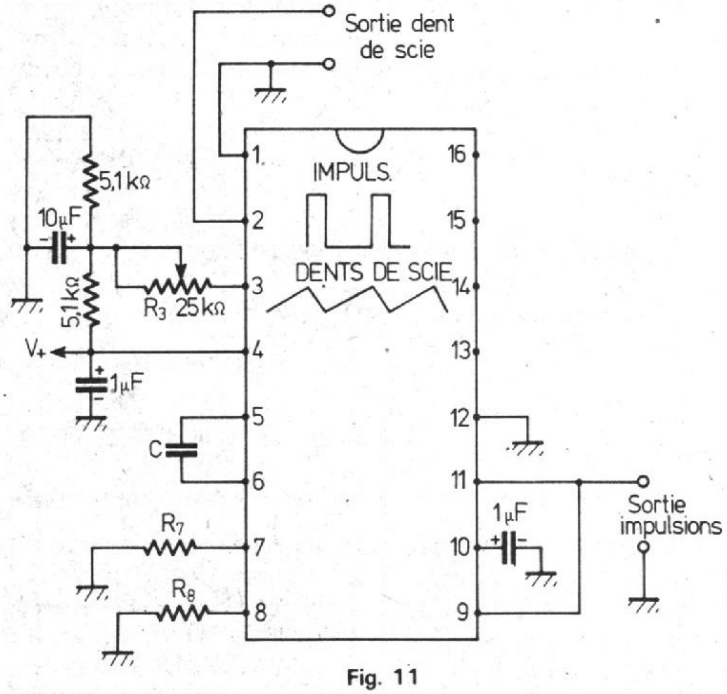


Fig. 11

les fréquences limites seront f_{min} et f_{max}, dans le rapport,

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = 2^4 = 16$$

et, d'une manière générale, s'il y a n octaves, le rapport sera 2^n.

Vérifions cela à l'aide de la figure 7 qui représente d'une manière simplifiée un clavier à 4 **intervalles** d'octave.

La première note est par exemple DO_4 (8 f) et la 48e est SI_4 (8f/x) et non DO_5 à moins qu'il y ait une 49e touche qui donnerait DO_5 (16 f).

Le problème est de savoir quelles seront les notes de la position suivante du commutateur de C, obtenu avec la touche 1 du même clavier.

Si c'est le DO_5, il est évident que la valeur du C suivant sera divisée par 16. DANS CE CAS, LES DO seront DO_5, DO_6, DO_7, DO_8 et SI_8 correspondant aux fréquences 16 f, 32 f 64 f, 128 f et 256 f/x.

Les valeurs des résistances R seront dans le rapport x = 1,059...

A noter que le synthétiseur musical sera monodique : il ne donnera qu'une seule note à la fois.

Dès lors se pose le problème suivant : faut-il réaliser un synthétiseur monodique ou un synthétiseur polyphonique ? Chaque catégorie a ses avantages et inconvénients. Nous en discuterons par la suite mais on peut dire dès maintenant, qu'un synthétiseur polyphonique (plusieurs notes à la fois) **n'est rien d'autre qu'un orgue électronique.**

Revenons maintenant au générateur de fonctions.

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

DEVIATION DE FREQUENCE (OU FM)

Il s'agit de la variation de fréquence qui se produit lorsque la tension appliquée au point 7 (ou au point 8) varie. Le schéma de montage est donné à la figure 8.

Indiquons d'abord que la fréquence est donnée par la formule générale :

$$f = \frac{1}{R\,C}\left[1 + \frac{R}{R_c}\left(1 - \frac{V_c}{3}\right)\right] \text{ Hertz}$$

avec V_c en volts, R en ohms et C en farads, ou V_c en volts, R en mégohms et C en microfarads.

On voit immédiatement que si $V_c = 0$ et si R_c est supprimée, ce qui revient à écrire que R_c = infini, la formule se simplifie et prend la forme donnée précédemment.

$$f = \frac{1}{R\,C} \quad (1)$$

Remarquons aussi que si $V_c = 3$ V, on retrouve encore la formule simplifiée.

Si l'on prend comme variable indépendante le courant total I_T qui passe par le point 8 (ou 7), voir figure 8, la fré-

quence est donnée par la formule :

$$f = \frac{320 I_T}{C} \text{ Hz} \quad (4)$$

avec C en μF et I_T en mA.

Le courant total I_T est la somme de I_c passant par R_c et de I_B passant par R.

On notera que le point 7 (ou 8) est polarisé, par un circuit intérieur à + 3 V par rapport au point 12 (masse) du CI. L'impédance entre masse et les points 7 ou 8 est faible. Lorsque I_T varie entre 1 μA et 3 mA, la fréquence varie proportionnellement à ce courant.

Pour faire varier I_T, on peut appliquer une tension de commande V_c aux bornes + et - de la figure 8. On pourra alors remplacer la variable I_T par la variable V_c et on utilisera la formule (3) donnée plus haut.

En prenant la dérivée de f par rapport à V_c et en la désignant par k on obtient, à partir de (3),

$$k = -\frac{0{,}333}{CR_c} \quad \text{Hz/V}$$

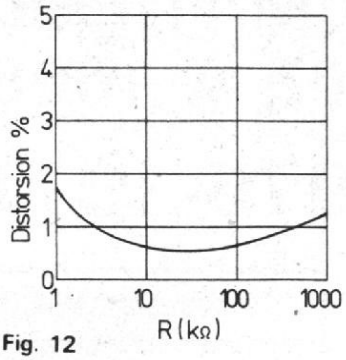


Fig. 12

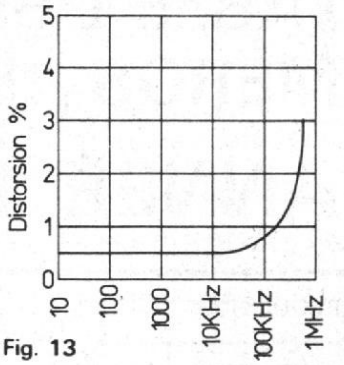


Fig. 13

Le gain de conversion, tension à fréquence, est égal à k.

Le courant I_T doit être limité supérieurement à 3 mA.

MONTAGES D'APPLICATION

Voici d'abord à la figure 9 un schéma pratique de générateur. La fréquence est donnée par la formule (1), ou $R = R_1 + R_2$. La variation de fréquence maximum est 2 000 000/1 000 = 2 000 fois. Il est toutefois préférable de prendre R_2 = 10 kΩ et R_1 =100 kΩ et de commuter C pour obtenir plusieurs gammes, jusqu'à six.

L'amplitude se règle avec R_3. Le signal sinusoïdal est obtenu au point 2 lorsque S_1 est fermé. On a alors D = 2,5 %.

Si S_1 est ouvert, le signal est triangulaire.

Au point 11 on disposera d'un signal rectangulaire. Un montage meilleur est celui de la figure 10. La distorsion n'est plus que 0,5 % environ après réglage avec R_{B1}.

Avec R_A on réglera la symétrie.

Procéder comme suit :

1° Régler R_{B1} en position médiane et régler R_A pour le minimum de distorsion (réglage à effectuer avec un distorsiomètre).

2° Régler ensuite R_{B1} pour la meilleure symétrie et régler à nouveau R_A.

Des impulsions et des tensions en dents de scie peuvent être obtenues avec le montage de la figure 11.

Grâce aux valeurs différentes de R_7 et R_8, on obtiendra à la sortie « triangulaire » des signaux en dents de scie et, à la sortie « rectangulaire » des impulsions.

Voici encore à la figure 12, la distorsion D en fonction de la valeur de R et à la figure 13 D en fonction de f.

On voit qu'il est préférable de ne pas dépasser 100 kHz, ce qui est largement suffisant en BF et ultra-sons. Les autres circuits seront étudiés dans un autre article. **F. JUSTER**

NOTRE COURRIER TECHNIQUE

(suite de la page 84)

2N 1671 : transistor unijonction ; Pt = 450 mW ; Rbb = 9,1 k ; Iv = 8 mA ; Ip = 6 uA.

OA 95 : diode de signal germanium ; V inv = 115 V ; I crête = 150 mA ; Io max = 50 mA.

●

RR - 06.11 - M. Pierre FOROT, 93 Montreuil.

Votre lettre n'est pas très explicite vis-à-vis de ce que vous souhaitez faire ou obtenir...

Si nous en avons bien saisi le sens, c'est le dispositif convertisseur « tension/fréquence » qui vous préoccupe. Dans ce cas, nous vous signalons les études publiées sur ce sujet dans les revues suivantes :

Radio-Plans N° 346 (page 66)

Haut-Parleur N° 1567 (page 337) et N° 1604 (page 136).

Notez également que des convertisseurs « tension/fréquence » et « fréquence/tension » existent tous prêts sous forme de modules chez Tekelec-Airtronic, par exemple.

●

RR - 06.13 - M. Marc TRONCY, 79 Niort, nous demande conseil pour l'amélioration de ses réceptions de radio.

Il est bien évident que des stations telles que Europe 1 ou R.T.L. ne doivent pas arriver avec un champ tout particulièrement puissant dans votre région. De plus, l'écoute effectuée avec l'antenne-cadre incorporée du récepteur n'arrange rien dans le cas d'un bâtiment en béton armé.

Si votre récepteur possède une prise pour antenne auxiliaire extérieure, vous pourriez essayer d'en connecter une ; quelques mètres de fil suffisent.

Quant aux parasites, une prise de terre reliée au récepteur alimenté par le secteur pourrait également apporter une amélioration dans ce domaine. De toute manière, pour la part des parasites provoqués lors du fonctionnement de l'ascenseur, il conviendrait de faire vérifier ce dernier, car cela n'est pas du tout normal.

RECTIFICATIF

LA LOGIQUE MISE EN BOITE

Plusieurs schémas de la réalisation : « La logique mise en boîte », pages 137 à 146, de notre numéro 1608 du 14 juillet, comportent quelques erreurs qui nuisent à la bonne marche de l'ensemble modulaire décrit.

Figure 3 (implantation en bas à droite). Le circuit intégré SFC 400 E doit être décalé d'une ligne vers le bas pour qu'il y ait continuité des circuits.

Figure 5 (implantation en haut à droite). Les pontets hg9, fg10 et ed10 sont à supprimer et à remplacer par des pontets fg9, ef10 et cd10. Par ailleurs la résistance de 1 kΩ aboutit au point C9 (et non pas d9).

Nous prions nos lecteurs de bien vouloir nous excuser de ces erreurs.

TABLE DES MATIÈRES DES NUMÉROS 1563 A 1608 INCLUS

ANNÉE 1976-1977

ALIMENTATION - REGULATION

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
— Une alimentation stabilisée en tension et en courant 0 à 30 V/1 A **(réalisation)**	août	1563	55
— Commutateur régulateur électronique de charge de batterie **(réalisation)**	septembre	1567	222
— Schémas d'applications pratiques : convertisseurs élévateurs continu/continu-6/12 V	novembre	1575	443
— Alimentation stabilisée régulée en tension et en courant à un thyristor **(réalisation)**	décembre	1579	314
— Une alimentation régulée 0 à 50 V/1 A **(réalisation)**	janvier	1583	226

B.F. TECHNIQUE GENERALE

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
— Analyse et synthèse des signaux B.F. (2e partie)	septembre	1567	296
— Correction acoustique d'un local par correcteur paramètrique	décembre A	1581	74
— Compensation en température des étages B.F. complémentaires	janvier	1583	176
— Application de l'amplificateur basse fréquence TDA 1037	février	1587	260
— Les égaliseurs graphiques	mars	1591	176
— Egaliseurs graphiques paramètriques	avril	1596	173
— La protection des enceintes acoustiques	avril A	1598	137
— Les connecteurs pour matériels B.F.	avril A	1598	139
— Nouveaux montages B.F. Hi Fi à circuits intégrés	mai	1600	136
— Egaliseurs graphiques	mai	1600	160
— Qu'est-ce que le Dolby ?	juin	1604	127
— Egaliseurs graphiques	juin	1604	156
— Haut-parleurs de luxe pour voiture JENSEN TRIAXIAL, PIONEER 165	juin A	1606	23
— Etude et réalisation d'amplificateurs mono-stéréo à CI	juin A	1606	49
— La correction acoustique par bande d'octave : analyseur en temps réel SHURE M 615 AS — Correcteur par octave SHURE SR 107	juin A	1606	121
— Circuits de préamplification B.F.	juillet	1608	125

B.F. REALISATIONS

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
— Réalisez cet amplificateur HiFi (2e partie)	août	1563	74
— Réalisez cet amplificateur HiFi (3e partie)	septembre	1567	195
— Réalisez cet amplificateur HiFi (4e partie)	octobre	1570	235
— Un coffret pour diffusion musicale	octobre	1570	257
— Réalisez un amplificateur stéréo 2 X 25 W/8 Ω	octobre	1570	291
— Applications des CMOS : table de mixage — Vox — Préampli RIAA	octobre	1570	309
— Un amplificateur B.F. à circuit intégré TBA 800 C	octobre	1570	319
— Amplificateurs en C-Mos	novembre	1575	229
— Réalisez cet amplificateur HiFi (5e partie)	novembre	1875	296
— Simulateur spatial à ligne à retard analogique pour casque et autres applications	novembre	1575	301
— Réalisez un amplificateur 2 X 100 W avec des modules I.L.P.	novembre A	1577	111
— Préampli-correcteur pour cellule magnétique	décembre	1579	234
— Réalisez cet amplificateur HiFi (6e partie)	décembre	1579	291
— Crêtemètre audio : indicateur de saturation pour enregistrement magnétique, enceinte acoustique ou ampli	décembre	1579	296
— Un amplificateur de 45 W **(Kit)**	février A	1589	159
— L'égaliseur Audio HEATHKIT AD 1305 **(Kit)**	février A	1589	235
— Naissance d'une enceinte acoustique et les mesures s'y rapportant	avril A	1598	71
— Asservissement pour enceinte acoustique	avril A	1598	113
— Réalisez un compresseur de modulation	avril A	1598	168
— Naissance d'une enceinte acoustique (2e partie)	mai A	1602	67
— Un automélangeur « Fadder »	mai A	1602	136
— Un préamplificateur correcteur stéréo	mai A	1602	140
— Etude et réalisation d'un vu-mètre à diodes LED	mai A	1602	154
— Réalisez ce correcteur de tonalité Baxandall à ampli Op	juillet	1608	89

BANCS D'ESSAI

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
— L'amplificateur **OPTONICA SM 3000**	août	1563	42
— La caméra électronique **AGFA MOVEXZOOM 10 MOS**	août	1563	79
— Le magnétophone à cassette SANYO RD 5500	août	1563	121
— Le préamplificateur correcteur graphique SOUNDCRAFTSMEN PE 2217	septembre	1567	171
— Le magnétophone à cassette **600** et la console préamplificatrice **610 NAKAMICHI**	octobre	1570	181
— L'amplificateur **KA 7300** et le tuner **KT 8300 KENWOOD**	octobre	1570	194
— L'ensemble de transmission Infrarouge **SENNHEISER 406**	octobre A	1572	79

 Note : A = Edition Haut-Parleur Argus.

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
— Le radioréveil **SHARP FY 70 CH**	octobre A	1572	83
— La chaîne compacte **GRUNDIG STUDIO 3010**	octobre A	1572	87
— L'interphone secteur à modulation de fréquence **BST-R3F**	octobre A	1572	92
— La table de lecture à changeur **PHILIPS GA 406**	octobre A	1572	97
— La table de lecture **MICRO-DD 5**	octobre A	1572	101
— Un autoradio de poche — **LE VOXSON TANGA**	octobre A	1572	105
— Le magnetocassette **AKAI GXC 740 D**	octobre A	1572	109
— Le projecteur **MAGNON SD 800**	octobre	1572	164
— Le radiocassette **RADIOLA 22 R 454**	octobre A	1572	170
— Le tuner-amplificateur **BEOMASTER 1900**	novembre	1575	184
— Le « radiorecorder » **GRUNDIG C 6200**	novembre	1575	197
— L'ensemble pour voiture **PIONEER HIFI PACK 12**	novembre A	1577	152
— La machine à dicter **GRUNDIG Sténorette 2050**	novembre A	1577	157
— Le tuner amplificateur **ROTEL RX 402**	novembre A	1577	161
— Le préamplificateur **MARK LEVINSON LNP 2**	novembre A	1577	166
— La table de lecture **CONNOISSEUR BD 3**	novembre A	1577	171
— L'interphone secteur **FW 402 S CLAIRVOX**	novembre A	1577	175
— Le répondeur téléphonique **ZETTLER ALIBICORD** :	novembre A	1577	182
— Le préamplificateur **SU 9200** et l'amplificateur **SE 9200 TECHNICS**	novembre A	1577	193
— Le radiocassette **SHARP GF 6000 H**	novembre A	1577	199
— Le projecteur sonore **FUJICASCOPE SH 30**	novembre A	1577	203
— Le magnétophone **ELCASET EL 5 SONY**	décembre	1579	150
— Le tuner-amplificateur **ONKYO 4500**	décembre	1579	158
— Le tuner-amplificateur **SONY STR 6800**	décembre	1579	178
— Le répondeur téléphonique **A-ZET**	décembre	1579	398
— Le correcteur universel **TECHNICS SH 9090**	décembre A	1581	58
— L'enceinte acoustique asservie **KM 30 SERVO-SOUND**	décembre A	1581	78
— Le magnétophone à cassette **CD 250 — TELETON**	décembre A	1581	83
— Le répondeur téléphonique **DISCOPHONE 380**	décembre A	1581	132
— La chaîne compacte **DUAL KA 215**	décembre A	1581	136
— Le radiocassette **SANKYO STR 500 FL**	décembre A	1581	140
— Le projecteur Super 8 Sonore **KODAK EKTASOUND 245 BL**	décembre A	1581	143
— L'autoradio **BLAUPUNKT-ESSEN CR**	décembre A	1581	147
— Le tuner-amplificateur **SCOTT 316 L**	décembre A	1581	151
— L'enceinte acoustique asservie **PHILIPS RH 545**	janvier	1583	269
— Le tuner **LUXMAN « T 33 »**	janvier	1583	282
— La table de lecture **BIC 960**	janvier A	1585	43
— L'amplificateur **AKAI AM 2600**	janvier A	1585	48
— Les têtes de lecture **SHURE M 70 B et M 95 ED**	janvier A	1585	53
— Les enceintes acoustiques **ADS 2002**	janvier A	1585	60
— Les radioréveils **Continental Edison 5770 et 5672**	janvier A	1585	64
— L'ampli Booster Stéréo **SETTON BS 40**	janvier A	1585	119
— La chaîne compacte **SHARP SG 400 H**	janvier A	1585	123
— Le tuner amplificateur **PIONEER SX 550**	janvier A	1585	128
— L'amplificateur **BST IC 150**	janvier A	1585	123
— Le magnétophone portatif **NAGRA E**	février	1587	120
— La chaîne compacte **GRUNDIG RPC 500**	février	1587	244
— La chaîne **SAE MK XXX — XXX1 B et XVII**	février A	1589	98
— Le magnétocassette **TECHNICS RS 630 AUS**	février A	1589	103
— La table de lecture **BRAUN PS 550**	février A	1589	106
— Le tuner amplificateur **TECTRONIC SR 400 E**	février A	1589	110
— Les tuner-amplificateurs **KENWOOD KR 2600 et KR 9600**	février A	1589	149
— L'enceinte asservie **ANDANTE 3 A**	février A	1589	180
— La chaîne compacte **DUAL KA 12**	février A	1589	196
— Compresseur et expanseur de dynamyque **DBX 119** — Réducteur de bruit de fond **DBX 124**	mars	1591	229
— La table de lecture **PHILIPS GA 437**	mars	1591	242
— Le tuner **YAMAHA CT 410**	mars A	1594	115
— Le magnétophone à cassette **SANYO RD 5150**	mars A	1594	120
— Les magnétophones à cassette **NAKAMICHI 350 et 250**	mars A	1594	125
— La table de lecture **BARTHE ROTOFLUID PRO AA**	mars A	1594	132
— Electronique et photographie : le **CANON AE 1**	mars A	1594	147
— La chaîne compacte **NATIONAL PANASONIC SG 3090 L**	mars A	1594	165
— Le tuner-amplificateur **SABA S 1000**	avril	1596	95
— La chambre de réverbération **AUDIO PULSE MODEL ONE**	avril	1596	105
— Le magnétophone **UHER SG 630 LOGIC**	avril	1598	47
— La table de lecture **MICRO DD 20**	avril A	1598	53
— La table de lecture **TECHNICS SL 23**	avril A	1598	60
— Les phonocapteurs **PHILIPS Série MK II**	avril A	1598	66
— La chaîne compacte **PHILIPS 22 AH 963**	avril A	1598	120
— Le tuner-amplificateur **SANSUI 551**	avril A	1598	155
— Le magnétocassette **PIONEER CTF 6060**	avril A	1598	161
— Le casque à infrarouges **SENNHEISER HD 434 et l'émetteur SI 434**	mai	1600	74
— Le tuner-amplificateur **SETTON RS 440**	mai	1600	87
— Le magnétophone à cassettes **TANDBERG TCD 310 MKII**	mai A	1602	38
— Le tuner-amplificateur **BRAUN 550**	mai A	1602	55
— Le combiné radio cassette stéréo **CONTINENTAL EDISON**	mai A	1602	89
— L'autoradio **PIONEER KP 9'00**	mai A	1602	165
— Le magnétophone **RADIOLA EW 5506**	juin	1604	69
— L'amplificateur **SA 800 E** et le tuner **ST 800 TECTRONIC**	juin	1604	197
— L'autoradio **PHILIPS AC 860**	juin A	1606	26
— La table de lecture **LENCO 830 DD**	juin A	1606	141
— La table de lecture **TECHNICS SL 1000 MKII**	juillet	1608	54

RADIO TELEVISION

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
— Qu'est-ce qu'un téléviseur ?	août	1563	48
— Etude d'une chaîne Vidéo évolutive	août	1563	138

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
— Qu'est-ce qu'un téléviseur ?	septembre	1567	152
— Etages séparateurs à transistor bipolaire en vidéo fréquance	septembre	1576	155
— Le téléviseur **COMIX - RUBIN 710**	septembre	1567	312
— La déviation des faisceaux auto convergents dans le nouveau tube HITACHI 47 cm	octobre	1570	252
— Le tube PIL Vidéocolor	octobre A	1572	211
— Etude d'une platine FI-FM à circuits intégrés	novembre	1575	255
— Qu'est-ce qu'un téléviseur ?	novembre	1575	351
— La réception de la FM et de la télévision	novembre A	1577	97
— Qu'est-ce qu'un téléviseur ?	décembre	1579	332
— La réception de la FM et de la télévision (2e partie)	décembre A	1581	48
— Qu'est-ce qu'un téléviseur ?	janvier	1583	252
— Largeur de bande optimale des récepteurs MF Stéréo	janvier	1583	258
— La réception de la FM et de la télévision (3e partie)	janvier A	1585	31
— Les transitions colorées et l'origine du papillotement dans les récepteurs SECAM	janvier A	1585	57
— Les tubes images couleur à canons en ligne	janvier A	1585	139
— Le téléviseur couleur **HITACHI CES 188**	janvier A	1585	17
— Qu'est-ce qu'un téléviseur ?	février	1587	232
— La télédistribution : les villes câblées	février A	1589	231
— Téléviseur SECAM-PAL à reconnaissance automatique des standards	février A	1589	246
— Dépannage : pannes de rotacteur VHF	mars	1591	153
— Qu'est-ce qu'un téléviseur ?	mars	1591	171
— L'origine du moirage dans les récepteurs SECAM	mars A	1594	158
— La télédistribution : la câblo-diffusion	mars A	1594	162
— Qu'est-ce qu'un téléviseur ?	avril	1596	169
— Le récepteur spécial marine **RADIO OCEAN RO 1000**	avril A	1598	131
— Elimination des brouillages par couplage d'antennes en TV et FM	avril A	1598	134
— Le bénéfice de la duplication : un seul ampli FI image pour la réception SECAM-PAL	avril A	1598	142
— La télédistribution : les réseaux	avril A	1598	164
— Recherche des pannes sur un microcircuit vidéo TV	mai A	1602	172
— La télédistribution : la fibro-diffusion	mai A	1602	178
— Qu'est-ce qu'un téléviseur ?	juin	1604	94
— Récepteur ondes courtes pour passionnés (3,3 à 30 MHz) **(réalisation)**	juin	1604	120
— Récepteur de contrôle pour émissions de signaux horaire **(réalisation)**	juin A	1606	46
— La télédistribution : les ISSAMBRES	juin A	1606	140
— Mesures et vérifications des tuners FM	juin A	1606	145
— Qu'est-ce qu'un téléviseur ?	juillet	1608	122

ELECTRONIQUE TECHNIQUE GENERALE

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
— Les capteurs de déplacement et de commande et leurs transformations	août	1563	83
— Les décodeurs et leurs applications	août	1563	114
— Comprenez le fonctionnement des circuits intégrés logiques	août	1463	148
— Bobinages et condensateurs en courant alternatif	septembre	1567	162
— Les capteurs capacitifs et leurs transformations	septembre	1567	227
— Qu'est-ce que : l'effet Döppler ?	septembre	1567	303
— Techniques étrangères	septembre	1567	307
— Montages optoélectroniques à décodeurs	septembre	1567	321
— Schémas d'applications pratiques : convertisseurs tension/fréquence	septembre	1567	337
— Comprenez le fonctionnement des circuits intégrés logiques	octobre	1570	211
— Les capteurs capacitifs et leurs transformations	octobre	1570	212
— Datathèque du transistor : — transistors de faible puissance	octobre	1570	260
— Montages optoélectroniques	octobre	1570	283
— Presse électronique étrangère	octobre	1570	323
— Les détecteurs synchrones	octobre	1570	329
— Le remplacement des transistors : équivalence ou universalité	octobre	1570	333
— Appareil à lecture directe de la fréquence des battements du cœur	octobre	1570	345
— Les filtres actifs	octobre	1570	350
— A propos de l'amélioration du 6 et du 9 des afficheurs à 7 segments pilotés par un 7447	octobre	1570	353
— Petit moteur à régulation électronique de vitesse	octobre A	1572	121
— L'électronique au service de la photo et du cinéma	novembre	1575	243
— Anatomie d'un laser	novembre	1575	250
— Datathèque du transistor : transistors de faible puissance	novembre	1575	260
— Presse technique étrangère	novembre	1575	269
— Comprenez le fonctionnement des circuits intégrés logiques	novembre	1575	310
— Gradateur de lumière manuel ou automatique	novembre	1575	317
— Les dossiers « secrets » de la superréaction	novembre	1575	323
— Communications par infrarouges	novembre	1575	328
— Détermination des éléments utilisés dans les montages	novembre	1575	345
— Le remplacement des transistors : faut-il respecter les valeurs des schémas ?	novembre	1575	355
— « Le Wrapping » ou comment échapper au circuit imprimé dans vos prototypes	novembre	1575	360
— Détermination des éléments utilisés dans les montages	décembre	1579	192
— Les séparateurs à TEC	décembre	1579	203
— Nouvelle technologie des composants électroniques	décembre	1579	243
— Communications par infrarouges	décembre	1579	257
— Datathèque des transistor (transistors de faible puissance)	décembre	1579	262
— Les diodes modernes et leurs applications	décembre	1579	267
— Comprenez le fonctionnement des circuits intégrés logiques	décembre	1579	341
— Cinémascope et télécinéma ou la télévision à mauvaise définition	décembre A	1581	67
— Les liaisons par courants porteurs	décembre A	1581	71
— Nouvelle technologie des composants électroniques	janvier	1583	163
— Etude des diodes	janvier	1583	183
— Datathèque du transistor : transistors de puissance	janvier	1583	188
— La nouvelle technologie des composants	février	1587	147
— Datathèque du transistor — Transistors de puissance	février	1587	152
— Tonaliseurs — égaliseurs graphiques — synthétiseurs	février	1587	173
— Petits montages électroniques	février	1587	235

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
— L'asservissement des enceintes acoustiques en vitesse et en pression	février A	1589	186
— Vers l'utilisation pratique des circuits intégrés	février A	1589	241
— La nouvelle technologie des composants	mars	1591	149
— Datathèque du transistor : transistors de puissance	mars	1591	157
— Les séparateurs à charges réparties	mars	1591	165
— Les microprocesseurs	mars	1591	245
— Presse étrangère ; filtre actif passe-bande, à Q faible et gain élevé	mars A	1594	170
— L'électronique au service de la photo et du cinéma	mars A	1594	193
— Les microprocesseurs (2e partie) les mémoires	avril	1596	132
— La nouvelle technologie des composants électroniques	avril	1596	147
— Datathèque du transistor : transistors de puissance	avril	1596	159
— Le dispositif d'alarme **LOG ALARM CU 12**	avril A	1598	150
— Contrôle qualitatif de l'intermodulation	mai	1600	69
— La nouvelle technologie des composants électroniques	mai	1600	131
— Datathèque du transistor — Transistors à effet de champ	mai	1600	143
— Les microprocesseurs (3e partie) l'unité centrale	mai	1600	149
— Une technique de réalisation des façades	mai A	1602	281
— L'électronique au service de la photo et du cinéma	mai A	1602	189
— Utilisation pratique des circuits intégrés : les décades et les circuits associés	juin	1604	82
— La nouvelle technologie des composants électroniques	juin	1604	131
— Presse étrangère : convertisseur tension/fréquence à régulateur linéaire	juin	1604	136
— Utilisation des transistors en interrupteurs	juin	1604	148
— TEXAS INSTRUMENTS, vers la calculatrice du futur	juin A	1606	20
— Détermination des éléments utilisés dans les montages	juin A	1606	62
— La distorsion d'intermodulation transitoire	juin A	1606	109
— Pour en savoir plus sur la contre-réaction et la stabilité	juin A	1606	111
— Presse technique étrangère	juillet	1608	49
— Les microprocesseurs	juillet	1608	78
— La nouvelle technologie des composants	juillet	1608	99
— Détermination des éléments utilisés dans les montages	juillet	1608	108
— Réalisez une horloge électronique digitale	octobre	1570	222
— La montre chronomètre pour auto **HEATHKIT GC 1093 F (Kit)**	octobre A	1572	115
— Le thermomètre à affichage digital **OK 64 (Kit)**	octobre A	1572	124
— Le chenillard 3 voies **MK 16 (Kit)**	octobre A	1572	128
— Le convertisseur 27 MHz **IMD KN 20 (Kit)**	octobre A	1572	176
— Un fondu enchaîné logique	novembre	1575	211
— Réalisez cette sirène pour car de police miniature	novembre	1575	223
— Un compte tours expérimental à base de TTL	novembre	1575	235
— Le cochon-tirelire : commutateur à télécommande optique	novembre	1575	238
— L'arbre de Noël et le registre à thyristors	novembre	1575	291
— Temporisateur électronique d'essuie-glace	novembre	1575	319
— Le chenillard psychédélique B.H. électronique **(Kit)**	novembre A	1577	107
— Visualisation sur téléviseur : générateur de signaux de synchronisation 625 l	décembre	1579	222
— Sélecteur télécommandé à 10 voies	décembre	1579	307
— Allumage électronique à décharge capacitive **EURELEC AEM 065 (Kit)**	décembre A	1581	88
— Base de temps à quartz pour horloge électronique **(Kit)**	décembre A	1581	92
— Radioréception à grande distance : antenne active à ferrite	janvier	1583	134
— Source ultrasonore : les ultrasons par piézoxydes	janvier	1583	218
— Visualisation sur téléviseur : générateur de caractères (2e partie)	janvier	1583	233
— Le vox Control **OK 62 (Kit)**	janvier A	1585	109
— Réalisez une chambre d'écho	février	1587	129
— Un disjoncteur automatique universel	février	1587	138
— Un allumage électronique à transistors pour moteur à essence	février	1587	142
— Visualisation sur téléviseur : mémoires pour générateurs de caractères	février	1587	203
— Un affichage multiplex sans multiplexeur avec des CI TTL	février	1587	220
— Réalisez une chambre d'écho	mars	1591	107
— Visualisation sur téléviseur : ensemble d'adressage A 2 (2e partie)	mars	1591	219
— Un temporisateur pour photo et autres applications	mars A	1594	76
— Réalisez une roulette électronique	mars A	1594	80
— Réalisation d'un modulateur UHF pour jeux TV et autres applications	avril	1596	127
— Une mini centrale de sécurité pour automobile	avril	1596	2211
— Visualisation sur téléviseur : ensemble d'adressage A 2 **(3e partie)**	avril	1596	220
— Un détecteur de métaux à boucle de phase	avril A	1598	107
— Pendulette commandée par émetteurs de signaux horaires	avril A	1598	192
— Temporisation programmable par CI CMOS TMS 3879 NC	mai	1600	110
— Mini centrale de sécurité pour automobile (suite)	mai	1600	121
— Visualisation sur téléviseur : circuits d'interface (4e partie)	juin	1600	193
— Réalisez un flash électronique asservi	mai A	1602	77
— Le tuner amplificateur **AMTRON UK 188 (Kit)**	mai A	1602	8
— Visualisation sur téléviseur : traducteur de signaux morse (5e partie)	juin	1604	106

ELECTRONIQUE REALISATIONS

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
— Commande temporisée d'essuie-glace	août	1563	70
— Une serrure à combinaison de résistances	août	1563	136
— Chenillard extensible à thyristors et triacs	septembre	1567	213
— Onduleur 220 V pour voiture	septembre	1567	275
— Un détecteur universel à haute sensibilité commandé par : la chaleur, la lumière, un contact manuel, le bruit etc...	septembre	1567	281

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
— Retour sur la chambre d'écho (n° 1587 et 1591)	juin	1604	153
— Pédale d'effets très spéciaux — Double trémolo et modulateur en anneau	juin A	1606	40
— Chenillard programmable et indéfiniment extensible	juin A	1606	99
— Un fondu enchaîné à modulation de fréquence (1re partie)	juillet	1608	40
— Réalisez un tuner FM à affichage digital (1re partie)	juillet	1608	67
— Sélecteur d'entrée à commutation statique pour ampli HiFi	juillet	1608	131
— Réalisez un thermomètre électronique	juillet	1608	150

MESURE SERVICE

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
— Un capacimètre linéaire à affichage direct **(réalisation)**	août	1563	64
— Mesure en lecture directe de la capacité d'un condensateur **(Réalisation)**	septembre	1567	206
— Fréquencemètre analogique à circuit intégré **(réalisation)**	septembre	1567	218
— Vérifier le fonctionnement dynamique de vos montages à CI linéaires avec le TTL — TEST — EN — DIL **(réalisation)**	septembre	1567	290
— Retour sur l'adaptateur pour oscilloscope TTL — TEST — O — SCOPE	septembre	1567	295
— Un transistormètre pour FET **(réalisation)**	octobre	1570	228
— Protégez vos montages en expérimentation avec le blocalim III	octobre	1570	249
— Wobulateur à diode Varicap	octobre	1570	355
— Les essais en signaux carrés	octobre A	1572	20
— Sachons utiliser notre oscilloscope	novembre	1575	333
— L'oscilloscope **D 65 TELEQUIPMENT**	décembre	1579	171
— Un capacimètre inductancemètre à lecture directe **(réalisation)**	décembre	1579	211
— Une base de temps de précision pour fréquencemètre, pilotée par le quartz de France Inter **(réalisation)**	décembre	1579	249
— Sachons utiliser notre oscilloscope **(2e partie)**	décembre	1579	324
— Le multimètre numérique **DIGIVOC**	décembre	1579	336
— Réalisez un mini laboratoire intégré **(1e partie)**	janvier	1583	141
— Le millivoltmètre alternatif HEATHKIT IM 5230 **(Kit)**	janvier	1583	155
— Préamplificateur bas bruit pour oscilloscope **(réalisation)**	janvier	1583	161
— Testeur de circuits intégrés DIL **(réalisation)**	janvier	1583	169
— Un multimètre numérique original et économique **(réalisation)**	janvier	1583	211
— Sachons utiliser notre oscilloscope **(3e partie)**	janvier	1583	243
— Le multimètre numérique **MULTI 1000 AOIP**	février	1587	161
— Le testeur mesureur de circuits intégrés METRIX TX 910 A	février	1587	166
— Un multimètre numérique original et économique **(réalisation) (2e partie**	février	1587	195
— Réalisez un mini-laboratoire **(2e partie)**	février	1587	211
— Sachons utiliser notre oscilloscope **(4e partie)**	février	1587	227
— Un générateur BF sinusoïdal à affichage direct **(réalisation)**	mars	1591	128
— Réalisation d'un fréquencemètre 10 Hz à 100 kHz	mars	1591	143
— Un multimètre numérique original et économique **(3e partie)**	mars	1591	197
— Réalisez un mini-laboratoire **(3e partie)**	mars	1591	212
— Le voltmètre électronique **B et ORV 10**	mars A	1594	138
— Un générateur de signaux carrés **(réalisation)**	avril	1596	185
— Réalisation d'un ensemble modulaire pour tests digitaux	avril	1596	119
— L'oscilloscope **LEADER LBO-506**	avril	1596	140
— Un multimètre numérique original et économique **(4e partie)**	avril	1596	195
— Réalisez un mini-laboratoire **(4e partie)**	avril	1596	204
— Analyseur d'intermodulation **HEATHKIT IM 5248 (Kit)**	avril A	1598	123
— Sachons utiliser notre oscilloscope **(5e partie)**	mai	1600	80
— Réalisation d'un ensemble modulaire pour tests digitaux **(2e)**	mai	1600	188
— Un multimètre numérique original et économique **(5e partie)**	mai	1600	179
— Un mini-laboratoire **(5e partie)**	mai	1600	188
— Réalisation d'un impédancemètre à générateur de bruit (3 à 40 MHz)	mai A	1602	95
— Un multitesteur audiovisuel à CI TTL — Un générateur d'alarme à deux tons à CI TTL	mai A	1602	131
— Vérification et mesure des bobinages	mai A	1602	161
— Utilisation de l'échelle dB des contrôleurs universels	mai A	1602	187
— Le générateur de fonctions **WAVETEK 30**	juin	1604	89
— Réalisez ce transiscope	juin	1604	99
— Réalisation de sondes pour multimètre numérique	juin	1604	189
— Mesure des capacités par les phénomènes de charge des condensateurs.	juin A	1606	58
— Réalisez le plus simple des contrôleurs de circuits	juin A	1606	105
— Pour vos montages alimentés par piles : un testeur de décharge	juin A	1606	107
— Le distorsiomètre harmonique **HEATHKIT IM 5258**	juin A	1606	114
— Ensemble modulaire pour tests digitaux **(réalisation)**	juillet	1608	137
— Mesure digitale des capacités **(réalisation)**	juillet	1608	147
— Un générateur de signaux carrés et triangulaires **(réalisation)**	juillet	1608	154

RADIOCOMMANDE

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
— Réalisez le Mississipi Boat	Sp.Radioc.	1573	15
— La radiocommande démystifiée	Sp. Radioc.	1573	30
— Un ensemble tout ou rien à filtres BF actifs	Sp Radioc.	1573	36
— Un ensemble émetteur récepteur à onde porteuse 27,12 MHz	Sp. Radioc.	1573	44

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
— L'ensemble de télécommande Prolink Saturne 4 voies en Kit	Sp. Radioc.	1573	50
— Construisez vos ensembles de radiocommande : retour sur le TF 6/76	Sp. Radioc.	1573	59
— Un mesureur de champ sensible et universel	Sp. Radioc.	1573	66
— Chasse photographique aux engins radiocommandés	Sp. Radioc.	1573	71
— En direct du Japon : voitures radiocommandées économiques	Sp. Radioc.	1573	75
— Servomoteur Radiopilote	Sp. Radioc.	1573	78
— La télévision au service de la radiocommande	Sp. Radioc.	1573	79
— Ensemble proportionnel LEXTRONIC FM 2001 à modulation de fréquence	Sp. Radioc.	1573	81
— Sélection radiocommande 77	Sp. Radioc.	1573	84
— Eclairage permanent des trains modèle réduit	novembre	1575	232

AUDIOVISUEL

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
— Procédés d'adaptation d'un magnétoscope sur un téléviseur du commerce	octobre	1570	339
— Branchement d'un magnétoscope sur un téléviseur (additif)	décembre	1579	240
— Sonorisez vos montages audiovisuels, films diapositives en utilisant un chenillard électronique : l'audiotop-logique	janvier	1583	150
— L'audiovisuel au centre Georges Pompidou	Sp. Audiovis.	1593	8
— Le 5e Salon international audiovisuel et communications	Sp. Audiovis.	1593	17
— Le magnétoscope couleur à montage électronique **AKAI VTS 150**	Sp. Audiovis.	1593	24
— Technique vidéo 1/2 pouce	Sp. Audiovis.	1593	27
— Applications de l'infrarouge dans les techniques audiovisuelles	Sp. Audiovis.	1593	32
— Systèmes vidéo spéciaux	Sp. Audiovis.	1593	37
— Le projecteur sonore **ELMO ST 1200**	Sp. Audiovis.	1593	47
— Connaissance et usages des techniques vidéo	Sp. Audiovis.	1593	57
— Les méthodes audiovisuelles et l'enseignement	Sp. Audiovis.	1593	67
— Panorama des appareils audiovisuels	Sp. Audiovis.	1593	73
— Systèmes de transmission téléphonique des images : télécopie et visiophonie	juin A	1606	131

SONORISATION — MUSIQUE

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
— Le pupitre discothèque **POWER MPK 705**	septembre	1567	177
— La console de mixage **MF 12 MAGNETIC-FRANCE**	octobre	1570	205
— Instrument électronique — Magnétic France — Piano-synthétiseur — Clavecin	décembre	1579	197
— Nouveaux circuits intégrés pour orgues et pour musique électronique	janvier	1583	273
— La batterie électronique **AMTRON UK 262 (Kit)**	janvier A	1585	111
— Le stylophone **3505 DÜBREQ**	mars	1591	138

JOURNAL DES OM — EMISSION/RECEPTION

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
— Un générateur de tonalité de début et de fin de transmission	août	1563	160
— Emission : connaissance de la classe C	septembre	1567	349
— Emission : connaissance de la classe C **(2e partie)**	octobre	1570	362
— Emetteur SSB 144 MHz à verrouillage de phase	octobre	1570	370
— L'écoute des ondes courtes	octobre A	1572	225
— Emetteur SSB 144 MHz à verrouillage de phase **(2e partie)**	novembre	1575	371
— Le radiotéléphone portatif **ELPHORA PACE BI 125**	novembre A	1577	190
— Le récepteur de trafic **SOMMERKAMP FRG 7**	décembre	1579	337
— Réalisation d'un décodeur RTTY à filtres actifs : le SST 6	janvier	1583	301
— Les radio amateurs et la réglementation	janvier A	1585	192
— Une antenne directive 3 éléments — 3 bandes (14-21-28 MHz en Kit)	février	1587	275
— Les radio amateurs et la règlementation **(2e partie)**	février A	1589	261
— Réalisez un calibrateur de fréquence	mars	1591	264
— Quelques antennes d'émission O.C. : l'antenne multibandes « G 5 RV ».	avril	1596	235
— Orientation variable des champs d'émission	avril	1596	238
— Dip mètre à MOSFET	mai	1600	209
— Un aérien multibande à gain élevé : l'antenne logarithmique	juin	1604	209
— Un générateur de test pour radiotélétypes	juillet	1608	158

DIVERS

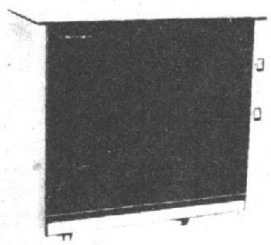
TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
— Table des matières des N° 1513 à 1561 — Année 1975 — 1976	août	1563	120
— La navigation de plaisance : communications	août	1563	142
— « Le Haut-Parleur » chez B et O	septembre	1567	168
— La navigation de plaisance : instrumentation	septembre	1567	329
— Le Salon international de la musique et de la Hi Fi à Milan	octobre A	1572	71
— GRUNDIG à CREUTZWALD — 1000 téléviseurs par jour	octobre A	1572	75
— Le Ve Vidcom	octobre A	1572	215
— Le Festival haute fidélité de Strasbourg	novembre A	1577	92
— Bose 901 MK 3 ou la Hi Fi à l'américaine	novembre A	1577	94

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
— La photographie des images télévisées	novembre A	1577	103
— L'électronique au service de la photographie et du cinéma	décembre	1579	252
— Les lasers : les circuits intégrés optiques	décembre	1579	320
— Le pressage des disques à l'usine CIDIS de Louviers	décembre A	1581	41
— Le Haut-Parleur en visite chez Célestion	décembre A	1581	46
— Contrôle oscilloscopique des obturateurs photographiques	décembre A	1581	53
— Les lasers : optoliaisons : la réception	janvier	1583	291
— La 66e exposition de physique	janvier A	1585	168
— les lasers : optoliaisons — Les modulateurs intégrés	février	1587	240
— Les Français et la Hi Fi une enquête **IFOP — HAUT PARLEUR**	février A	1589	85
— Le 16e Salon de la navigation de plaisance	février A	1589	93
— L'electronique au service de la photographie et du cinéma	février A	1589	251
— Le 19e Festival du son	mars A	1594	56
— Les enceintes acoustiques au Festival du son	mars A	1594	63
— En marge du 56e Congrès de l'AES : la radiodiffusion de demain	mars A	1594	66
— L'électronique et le jouet : le 16e Salon international du jouet de Paris	mars A	1594	71
— En visite au centre RADIOTECHNIQUE D'EVREUX	avril	1596	89
— Economie d'énergie : un éclairage gradué-commandé par radar	avril A	1598	58
— BASF ; bande magnétique et Hi Fi.	avril A	1598	145
— Salon des composants 77 : les circuits intégrés pour l'industrie « grand public »	mai	1600	96
— Les appareils de mesure pour les amateurs au salon des composants	mai	1600	99
— Radioguidage automobile	mai A	1602	47
— LUXOR : indépendance dans la TV et l'audio	mai A	1602	183
— Boîte d'expérimentation électronique **PHILIPS EE 2003**	juin A	1606	137

CHAUFFAGE ELECTRIQUE

VENDEUR AGREE PAR EDF

ACCUMULATION
GRANDES MARQUES



2 KW	**1 449 F**	au lieu de	**1 746 F**
2,5 KW	**1 801 F**	au lieu de	**2 170 F**
3 KW	**1 861 F**	au lieu de	**2 243 F**
4 KW	**2 114 F**	au lieu de	**2 548 F**
4,5 KW	**2 173 F**	au lieu de	**2 619 F**
5 KW	**2 422 F**	au lieu de	**2 919 F**
6 KW	**2 489 F**	au lieu de	**2 999 F**
7 KW	**3 099 F**	au lieu de	**3 734 F**
8 KW	**3 211 F**	au lieu de	**3 869 F**

GARANTIE 2 ANS

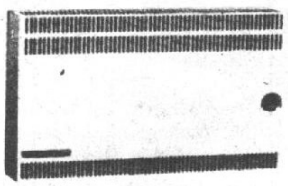
ACCUMULATEUR GRANDE MARQUE

— Résistances blindées
— Isolation renforcée
— Briques magnésiques
— Double SECURITE thermostatique

2 kW	**2 029 F**	au lieu de	**2 416 F**
3 kW	**2 121 F**	au lieu de	**2 525 F**
4,5 kW	**2 353 F**	au lieu de	**2 802 F**
6 kW	**2 653 F**	au lieu de	**3 159 F**
8 kW	**3 416 F**	au lieu de	**4 067 F**
9 kW	**3 779 F**	au lieu de	**4 499 F**

CONVECTEURS muraux, très grande marque
Thermostat pour chauffage intégré

PRIX DE GROS



0,5 KW	Prix net	**223 F**
0,75 KW	Prix net	**231 F**
1,0 KW	Prix net	**249 F**
1,25 KW	Prix net	**257 F**
1,5 KW	Prix net	**264 F**
1,75 KW	Prix net	**268 F**
2,00 KW	Prix net	**293 F**
2,5 KW	Prix net	**302 F**
3,0 KW	Prix net	**317 F**

CHAUFFE EAU ELECTRIQUE
TRÈS GRANDE MARQUE FRANÇAISE
de 15 litres à 500 litres

PRIX DE GROS

FILTROCAL, 194, rue Lafayette 75010 PARIS
R.C. PARIS 68 B 3412 - Tél. 607.32 05
Métro Louis-Blanc, Gare du Nord
Photos et dessins non contractuels
Documentation contre 4 F en timbres

Mr .....

EXPEDITION DANS TOUTE LA FRANCE

15-8-77

POUR COMPLÉTER VOTRE OSCILLOSCOPE :

UNE SONDE DÉTECTRICE H.F.

L'examen du fonctionnement des premiers étages, dans un récepteur radio n'est souvent pas directement accessible à l'oscilloscope, à cause de l'ordre de grandeur des fréquences mises en jeu. Il est alors commode d'injecter, sur l'antenne, une porteuse modulée en amplitude, et de n'observer que la composante de modulation, à basse fréquence.

Cette méthode implique l'utilisation d'une sonde démodulatrice, qui peut être réalisée très simplement.

I. - SCHÉMA DE LA SONDE

On le trouvera à la figure 1. Le condensateur d'entrée C_1, de 220 pF, isole la diode de détection d'une éventuelle composante continue au point examiné. Une diode D, au silicium, assure la détection : son choix n'est pas critique, et n'importe quelle diode de signal, supportant une tension inverse de quelques dizaines de volts, peut convenir (16 P 2, 1 N 457, etc).

La résistance R_1 de 100 kΩ, qui charge la diode, est suivie d'un filtre passe-bas très simple, puisque constitué d'un réseau intégrateur R_2 C_2. Les valeurs de ces deux composants doivent être choisies pour éliminer au maximum la composante HF, tout en n'apportant qu'une atténuation négligeable pour la fréquence de modulation.

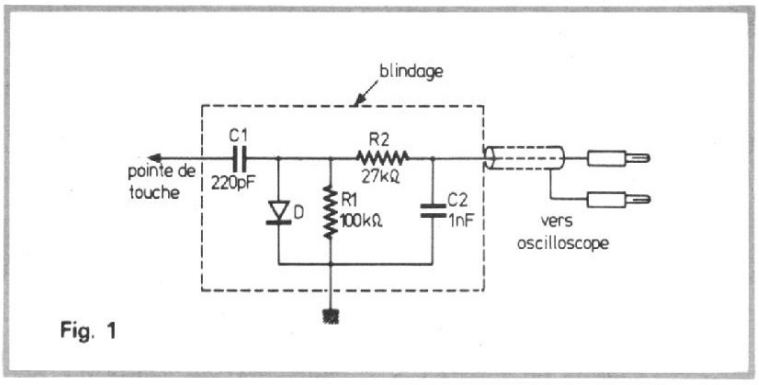


Fig. 1

Pour que, seule, la tension détectée parvienne à l'entrée de l'oscilloscope, il est indispensable de blinder la sonde, et d'effectuer la liaison, vers l'amplificateur vertical, à travers un câble coaxial.

II. – LA RÉALISATION PRATIQUE

A titre d'exemple, et sans vouloir faire de publicité, nous avons trouvé très commode de monter la sonde dans un tube d'aspirine UPSA : le corps du tube, en aluminium, réalise le blindage nécessaire ; son couvercle en plastique, donc isolant, permet l'installation facile d'une pointe de touche.

On pourra, éventuellement, dessiner un petit circuit imprimé. Nous avons préféré l'emploi d'une plaquette VERO (référence M 17), qu'il faudra scier pour ramener sa largeur à 23 mm, afin qu'elle pénètre dans le tube. Ceci correspond à la suppression d'une des languettes de cuivre, et il n'en subsiste alors que six. La longueur est réduite à 5 cm.

La figure 2 montre, vu du côté des composants, le câblage adopté. Aucune coupure des languettes de cuivre n'est nécessaire.

Enfin, la figure 3 illustre le montage final. La fiche banane, qui traverse le bouchon, peut recevoir une pointe de touche, garantissant un meilleur accès aux circuits testés. Pour obtenir un bon contact électrique entre le blindage et la masse, on a retourné, sur la plaquette de circuit imprimé, les fils de masse de la diode, et du condensateur C_2, qui prennent alors appui contre la paroi interne du tube. ■

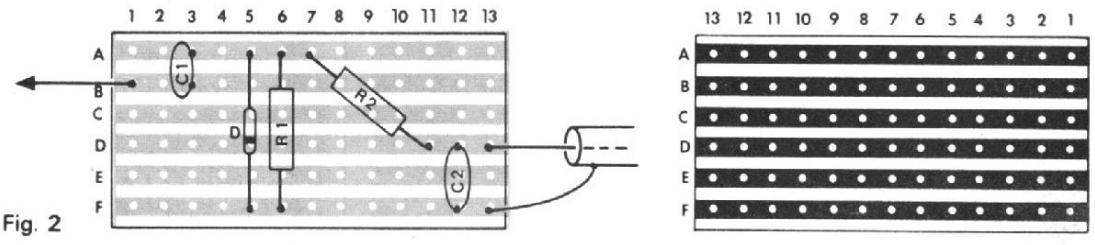
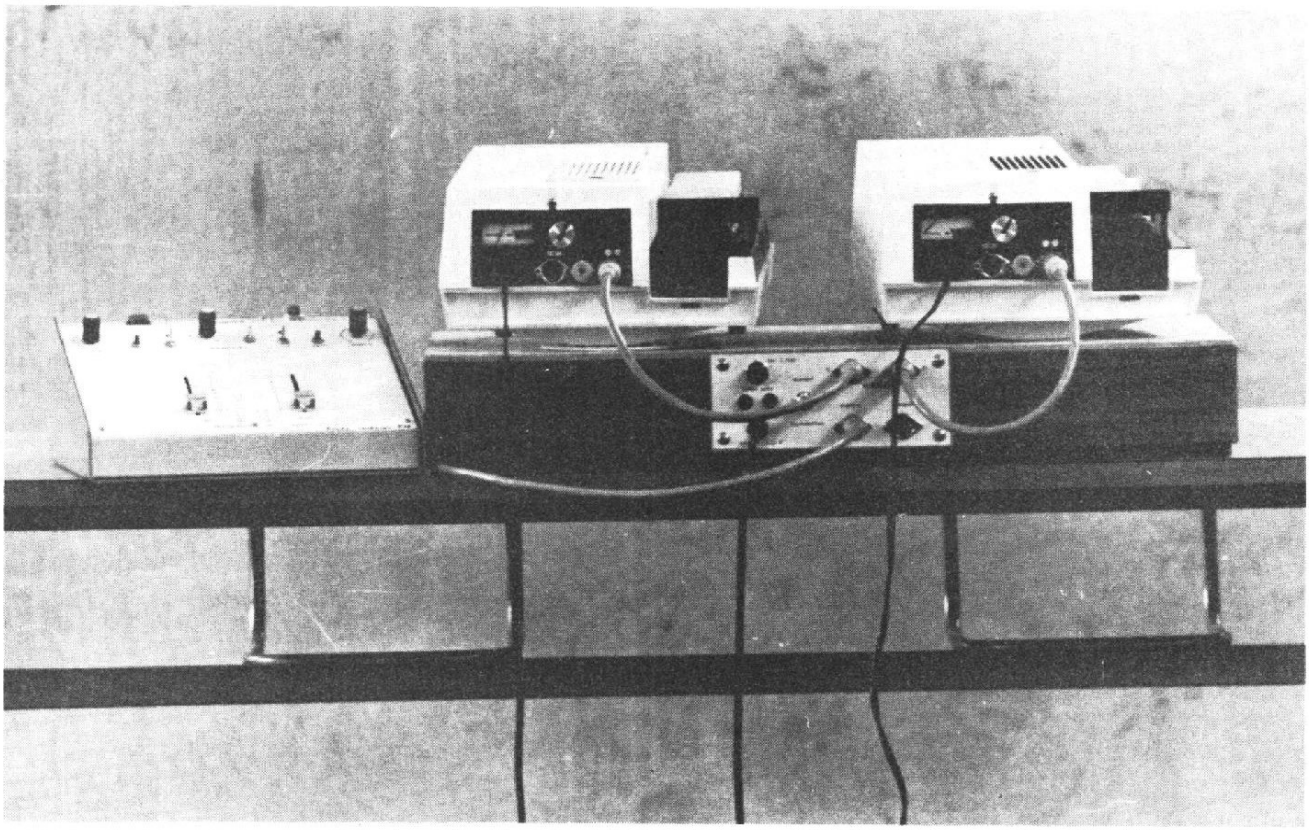


Fig. 2

UN FONDU ENCHAINE



A MODULATION DE FREQUENCE

(suite – voir N° 1608)

RÉALISATION

Elle comprend quatre plaques de cablâge imprimé (plus deux pour le chronomètre éventuel).

Cette limitation du nombre des plaques permet une simplification extrême du câblage interplans travail fastidieux et source d'erreurs.

Les fonctions auxiliaires, commutation automatique et allumage de salle sont réalisées séparément, car elles sont facultatives.

Dans la même ligne de conduite, nous n'avons utilisé que des composants prévus pour être montés sur câblage imprimé.

Le Plan n° 1 donne le câblage de la platine principale et le plan n° 2 l'implantation des composants.

Il n'y a aucune difficulté particulière lors du montage, si ce n'est qu'il faut disposer d'une plaque de câblage imprimé exempte de défauts (coupures, court circuits). L'on pourra aussi s'aider de la photo n° 1.

La platine du pupitre est un peu plus élaborée (Photo 2). Nous avons voulu en effet que tous les composants soient fixés sur la plaque de câblage imprimé, or tous n'ont pas la même hauteur, notamment les potentiomètres à curseur. C'est pourquoi nous les avons monté sur deux petites plaquettes intermédiaires maintenues écartées de la plaque pupitre au moyen de 5 entretoises en matière isolante. (Plan n°5 et 6). Le potentiomètre est monté côté cuivre. De ce fait les soudures sont un peu délicates à exécuter, mais c'est le seul moyen d'assurer la solidité du montage sans recourir au câblage imprimé double face.

La platine est percée aux centres des emplacements des potentiomètres ajustables afin d'en permettre la retouche éventuelle après que la platine ait été fixée dans le pupitre.

Les interrupteurs à poussoir X_4 et X_6 seront un peu surélevés comme l'indique le plan n° 7.

Tous ces interrupteurs seront soudés bien d'aplomb

afin d'éviter toute contrainte mécanique sur les soudures lors de l'assemblage sur la face avant du pupitre. De telles contraintes amèneraient inéluctablement le décollage des pastilles à plus ou moins brève échéance.

Les languettes (plan n° 8) seront assemblées avec la platine en respectant le plan 9. La vis de 3 x 10 est bloquée sur l'entretoise. Il n'y a donc pas de risque d'usure et d'ovalisation du trou dans la plaque de câblage imprimé.

Le perçage de la partie supérieure du pupitre ne s'effectuera que si l'on désire monter un chronomètre électrique tel qu'il a été décrit dans le numéro 1539 du 12.2.76. Pour le reste le plan n° 10 donne toutes les indications nécessaires pour un coffret tout fait et peint type 623 de chez Opelec. Bien entendu, rien ne vous empêche de le fabriquer vous-même si vous êtes outillé pour cela.

Les réglages effectués, la platine sera montée sous la face avant du pupitre. La partie supérieure de la carte est maintenue par les interrupteurs, la partie inférieure par 3 vis laiton de 3 x 25 avec 3 entretoises de H = 19 mm ou 3 contre écrous (photo 3).

Si les boutons des potentiomètres sont enfoncés à force, maintenir la plaque de câblage imprimé par dessous avec la main pendant cette opération.

La face avant, rapportée et collée donnera outre les indications nécessaires à l'utilisation, un aspect professionnel. Elle masquera aussi les inévitables rayures de la peinture lors du perçage (photo 4).

Le plan n° 11 correspond à la face avant et au repérage des prises arrière. Elle sera avantageusement réalisée en scotchcal plastique autocollant.

Le plan n° 12 donne le brochage des fiches DIN situées à l'arrière du pupitre.

La fabrication des plaquettes auxiliaires, commutation automatique et allumage de salle ne pose aucun problème. Les précautions d'usage seront prises pour monter l'élément résistif R_{205} qui dissipe 7 watts.

Les plans 13 à 16 donnent les typons et implantation de ces deux plaquettes, lesquelles, comme la platine principale sont logées dans un coffret en bois servant aussi de support aux projecteurs.

Le plan n° 17 donne les renseignements nécessaires à sa

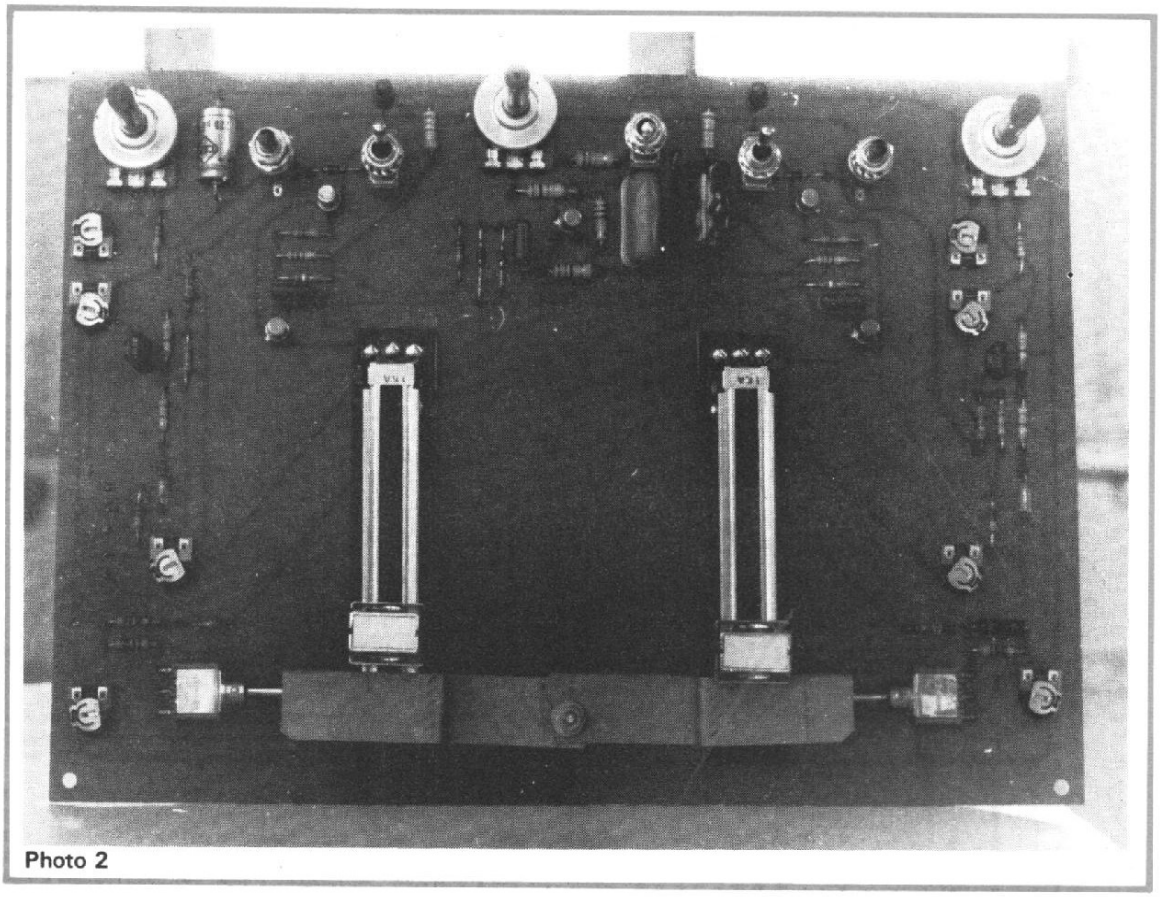


Photo 2

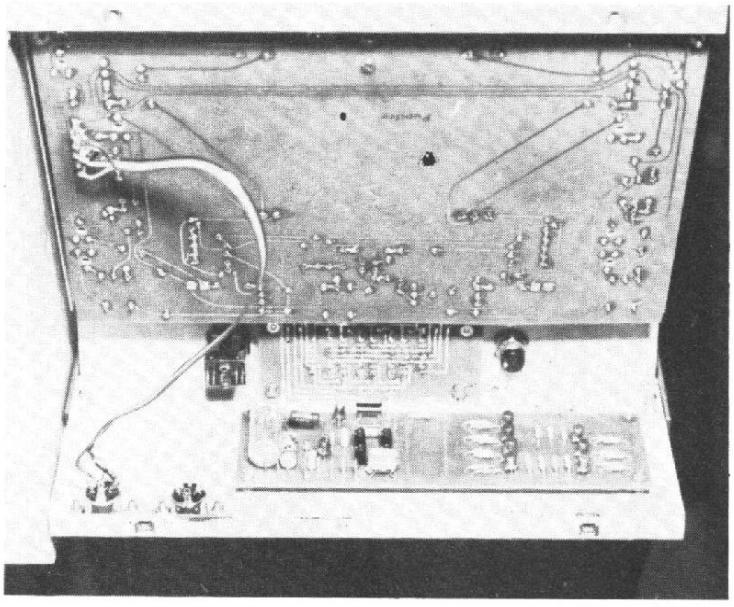


Photo 3. – Intérieur du pupitre en cours de câblage. Comparez avec le premier prototype (photo 3 bis) qui était assez embrouillé.

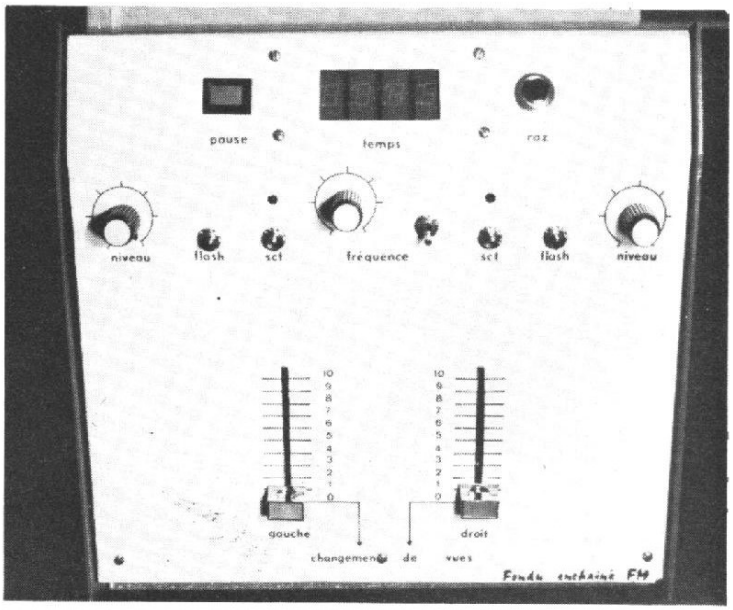
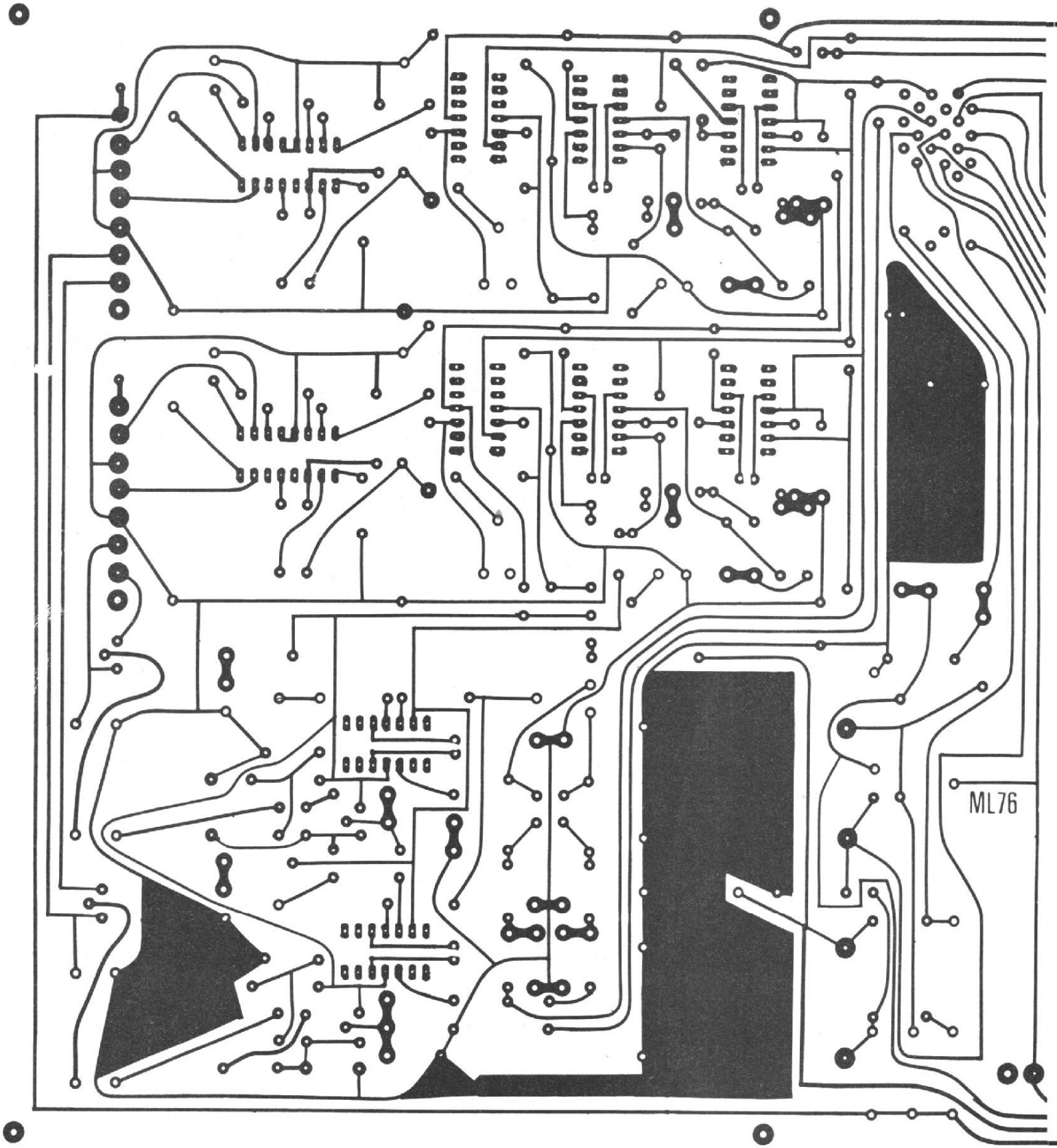
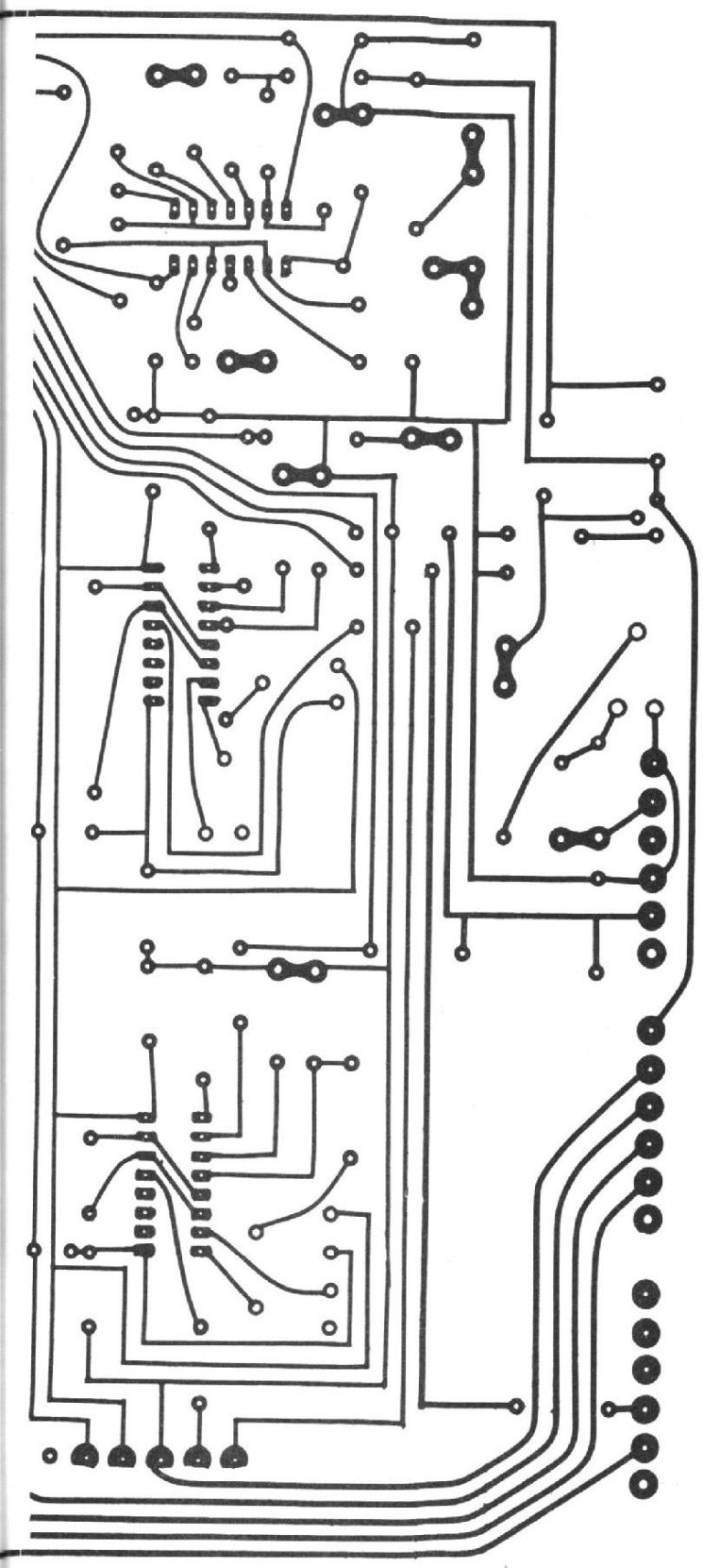


Photo 4



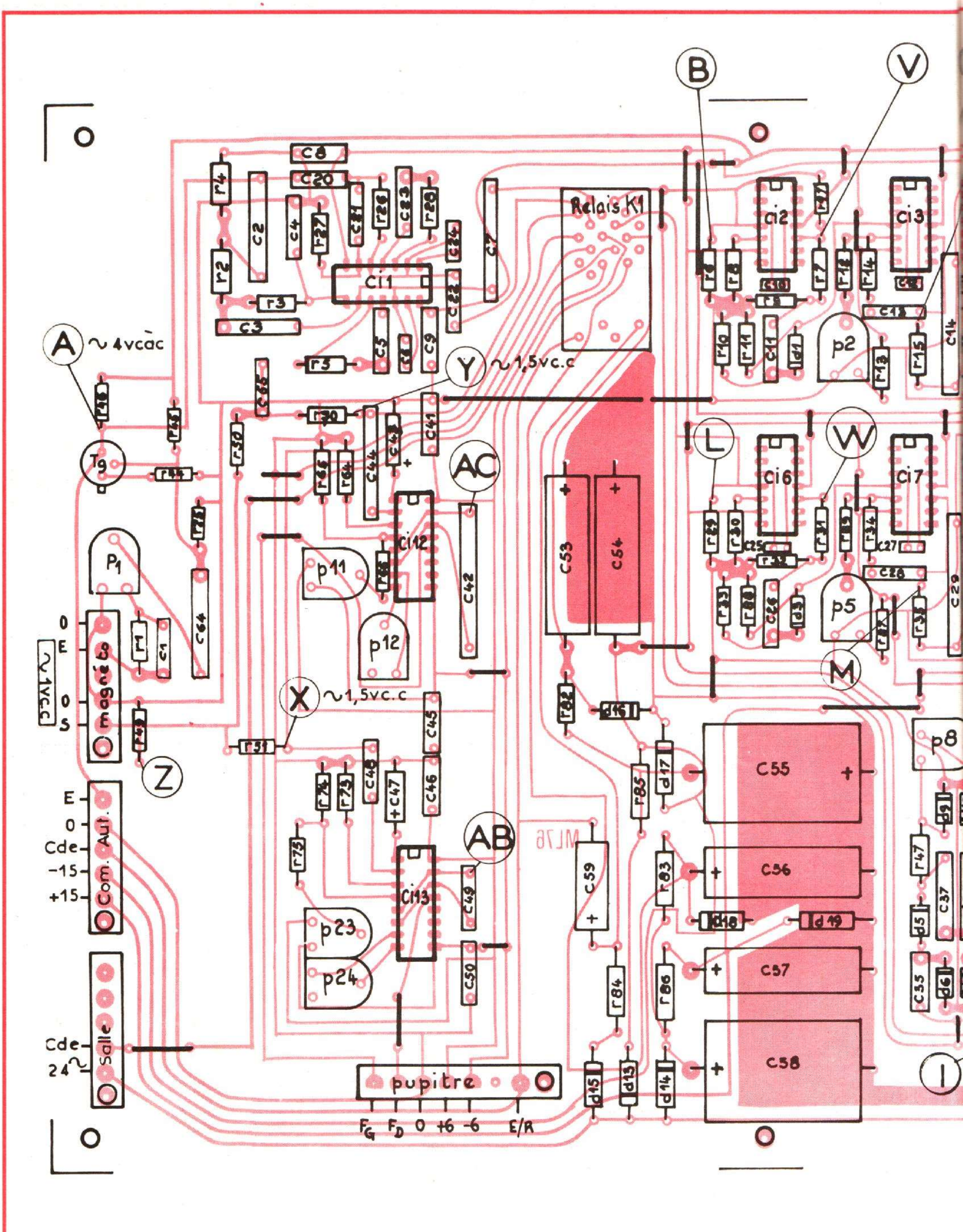
PLAN N° 1



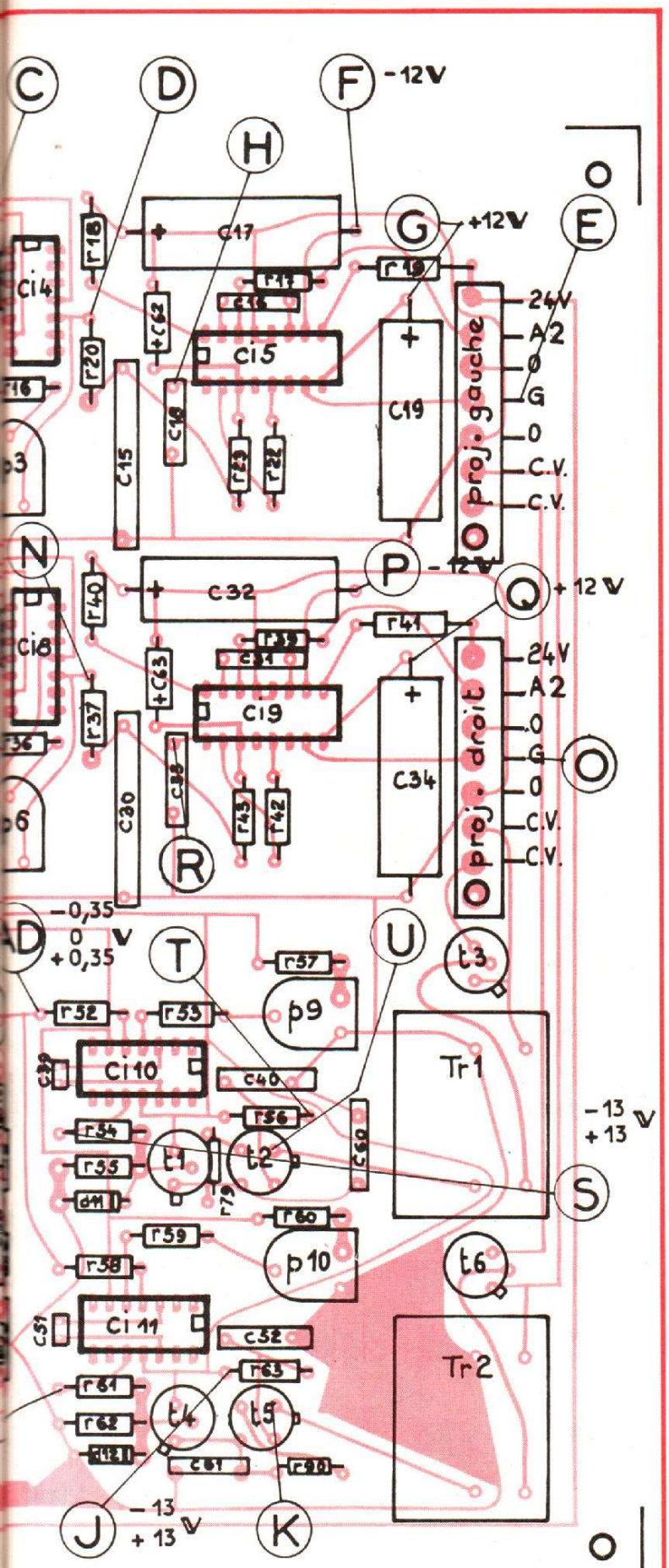
Platine principale et pupitre. Nomenclature électrique

ÉLÉMENTS RÉSISTIFS
Tolérance : **± 10 % sauf spécification contraire**

R 1 :	47 kΩ	à couche	1/4 W		COGECO CR 25
R 2 :	12 kΩ	"	"	5 %	"
R 3 :	12 kΩ	"	"	5 %	"
R 4 :	100 kΩ	"	"	5 %	"
R 5 :	1 500Ω	"	"		"
R 6 :	10 kΩ	"	"		"
R 7 :	22 kΩ	"	"		"
R 8 :	10 kΩ	"	"		"
R 9 :	100 kΩ	"	"		"
R10 :	10 kΩ	"	"		"
R11 :	10 kΩ	"	"		"
R12 :	10 kΩ	"	"		"
R13 :	10 kΩ	"	"		"
R14 :	47 kΩ	"	"		"
R15 :	10 kΩ	"	"		"
R16 :	10 kΩ	"	"		"
R17 :	100 kΩ	"	"		"
R18 :	100 kΩ	"	"		"
R19 :	330Ω	bobinée	4 W		SFERNICE
R20 :	10 kΩ	à couche	1/4 W		COGECO CR 25
R21 :	150Ω	"	"		"
R22 :	10 kΩ	"	"		"
R23 :	10 kΩ	"	"		"
R24 :	10 kΩ	"	"		"
R25 :	10 kΩ	"	"		"
R26 :	3,3 kΩ	"	"	5 %	"
R27 :	27 kΩ	"	"	5 %	"
R28 :	1,5 kΩ	"	"		"
R29 :	10 kΩ	"	"		"
R30 :	10 kΩ	"	"		"
R31 :	22 kΩ	"	"		"
R32 :	100 kΩ	"	"		"
R33 :	10 kΩ	"	"		"
R34 :	47 kΩ	"	"		"
R35 :	10 kΩ	"	"		"
R36 :	10 kΩ	"	"		"
R37 :	10 kΩ	"	"		"
R38 :	10 kΩ	"	"		"
R39 :	100 kΩ	"	"		"
R40 :	100 kΩ	"	"		"
R41 :	330Ω	bobinée	4 W		SFERNICE
R42 :	10 kΩ	à couche	1/4 W		COGECO CR 25
R43 :	10 kΩ	"	"		"
R44 :	1 kΩ	"	"		"
R45 :	100 kΩ	"	"		"
R46 :	10 kΩ	"	"		"
R47 :	15 kΩ	"	"		"
R48 :	15 kΩ	"	"		"
R49 :	150 kΩ	"	"		"
R50 :	47 kΩ	"	"		"
R51 :	82 kΩ	"	"		"
R52 :	10 kΩ	"	"		"
R53 :	10 kΩ	"	"		"
R54 :	22 kΩ	"	"		"
R55 :	22 kΩ	"	"		"
R56 :	150 kΩ	"	"		"
R57 :	220 kΩ	"	"		"
R58 :	10 kΩ	"	"		"
R59 :	10 kΩ	"	"		"


B
V
A
~4vcàc
Y
~1,5vc.c
X
~1,5vc.c
AC
AB
L
W
M
Z
Relais K1
ci1
ci2
ci3
ci6
ci7
ci12
ci13
C53
C54
C55
C56
C57
C58
C59
p1
p2
p5
p8
p11
p12
p23
p24
T9
magnéto
~1vc.c
O
E
O
S
E
O
Cde
-15
+15
Com. Aut.
salle
Cde
24~
pupitre
FG FD 0 +6 -6 E/R

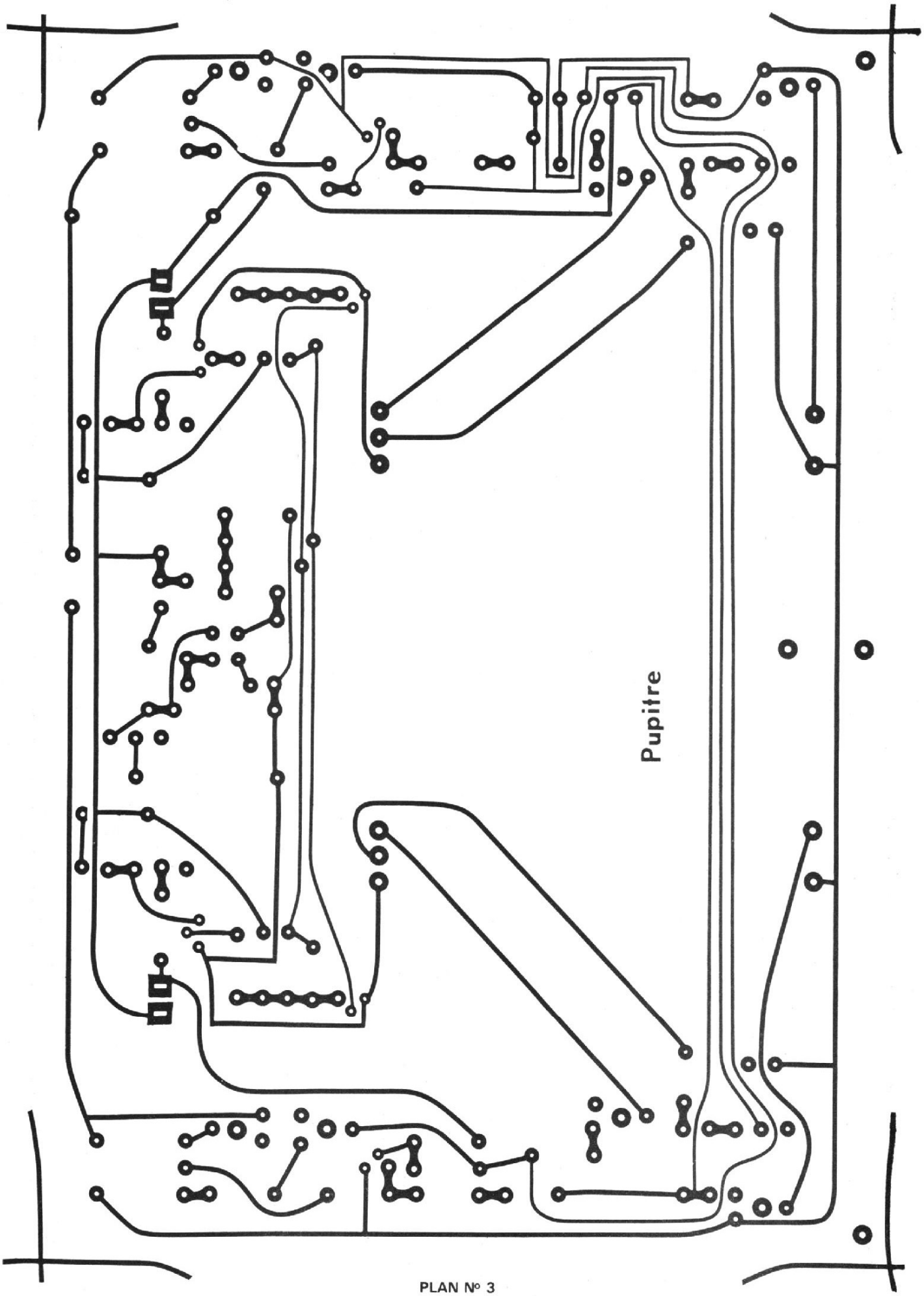
PLAN N° 2



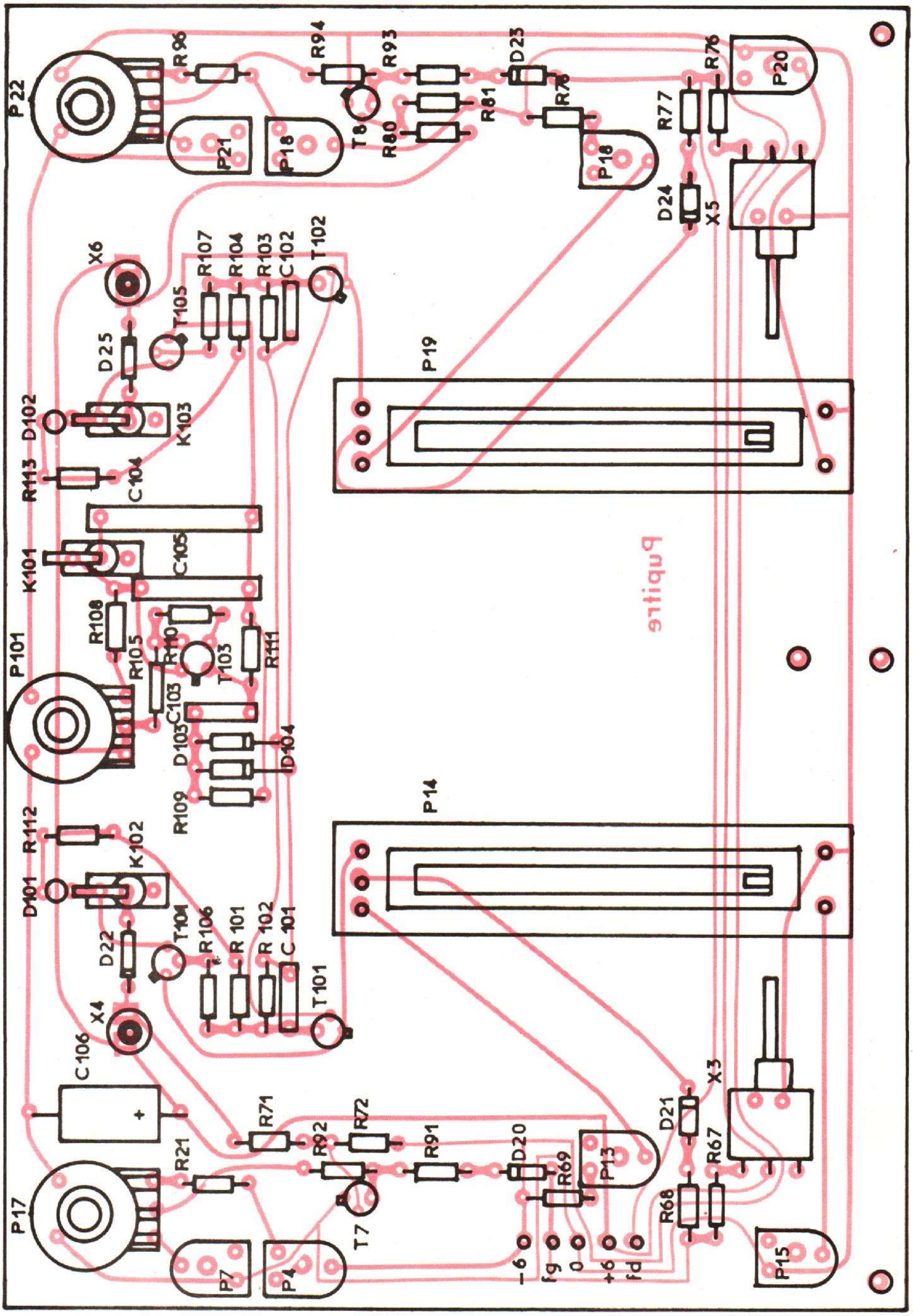
R60 :	220 kΩ	”	”	”
R61 :	22 kΩ	”	”	”
R62 :	22 kΩ	”	”	”
R63 :	150 kΩ	”	”	”
R64 :	4,7 kΩ	”	”	”
R65 :	4,7 kΩ	”	”	”
R66 :	10 kΩ	”	”	”
R67 :	1 kΩ	”	”	”
R68 :	1 kΩ	”	”	”
R69 :	150Ω	”	”	”
R70 :	47 kΩ	”	”	”
R71 :	4,7 kΩ	”	”	”
R72 :	18 kΩ	”	”	”
R73 :	4,7 kΩ	”	”	”
R74 :	4,7 kΩ	”	”	”
R75 :	10 kΩ	”	”	”
R76 :	1 kΩ	”	”	”
R77 :	1 kΩ	”	”	”
R78 :	150Ω	”	”	”
R79 :	1 MΩ	”	”	”
R80 :	8,2 kΩ	”	”	”
R81 :	18 kΩ	”	”	”
R82 :	560Ω	bobinée	4 W	SFERNICE
R83 :	560Ω	”	”	”
R84 :	100Ω	à couche	1 W	COGECO CR 52
R85 :	330Ω	bobinée	4 W	SFERNICE
R86 :	330Ω	”	”	”
R87 :	10 kΩ	à couche	1/W	COGECO CR 25
R88 :	10 kΩ	”	”	”
R89 :	10 kΩ	”	”	”
R90 :	1 MΩ	”	”	”
R91 :	470Ω	”	”	”
R92 :	470Ω	”	”	”
R93 :	470Ω	”	”	”
R94 :	470Ω	”	”	”
R95 :	150Ω	”	”	”
R96 :	150Ω	”	”	”
R97 :	1 MΩ	”	”	”

POTENTIOMETRES

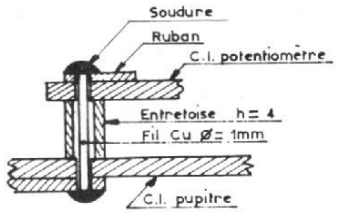
P 1 :	10 kΩ	ajustable miniature pour CI à plat
P 2 :	1 kΩ	” ” ” ” ” ”
P 3 :	10 kΩ	” ” ” ” ” ”
P 4 :	2,2 kΩ	” ” ” ” ” ”
P 5 :	1 kΩ	” ” ” ” ” ”
P 6 :	10 kΩ	” ” ” ” ” ”
P 7 :	1 kΩ	” ” ” ” ” ”
P 8 :	100 kΩ	” ” ” ” ” ”
P 9 :	22 kΩ	” ” ” ” ” ”
P10 :	22 kΩ	” ” ” ” ” ”
P11 :	50 kΩ	” ” ” ” ” ”
P12 :	2,2 kΩ	” ” ” ” ” ”
P13 :	2,2 kΩ	” ” ” ” ” ”
P14 :	1 kΩ	Rectiligne linéaire CI PGR 58 Radiohm
P15 :	1 kΩ	Ajustable miniature CI plat
P16 :	2,2 kΩ	” ” ” ” ” ”
P17 :	1 kΩ	de réglage linéraire EP20 Radiohm
P18 :	2,2 kΩ	Ajustable miniature CI plat
P19 :	1 kΩ	Rectiligne linéaire CI PGR 58 Radiohm
P20 :	1 kΩ	Ajustable miniature CI plat
P21 :	1,7 kΩ	” ” ” ” ” ”
P22 :	10 kΩ	de réglage linéaire EP 20, Radiohm
P23 :	50 kΩ	Ajustable miniature CI plat
P24 :	2,2 kΩ	” ” ” ” ” ”



PLAN Nº 3

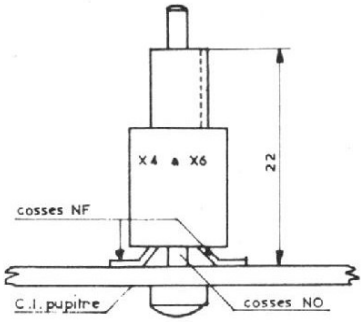

P 22
R 96
R94
R93
D23
R76
P20
P21
P18
T8
R80
R81
R78
R77
D24
X5
X6
R107
R104
R103
C102
T102
T105
D25
D102
K103
R113
C104
P19
K101
C105
R108
P101
R105
R110
T103
R111
C103
D103
D104
R109
P14
R112
K102
D101
T104
R106
R 101
R 102
C 101
D22
X4
T101
C106
R71
R72
R92
R91
D20
R69
P13
D21
X3
R67
R68
R21
P17
T7
P7
P4
-6
fg
0
+6
fd
P15

PLAN N° 4

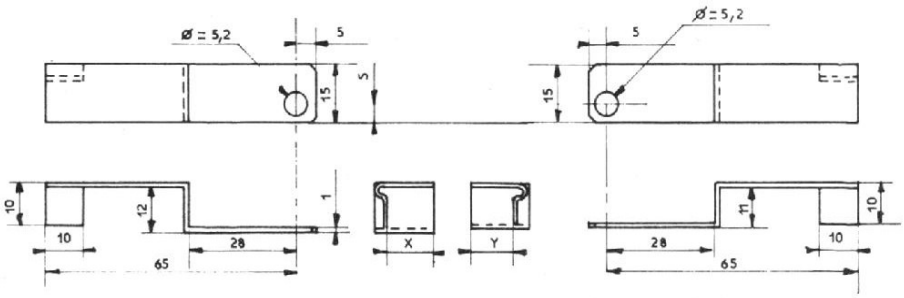


PLAN N° 5

PLAN N° 6



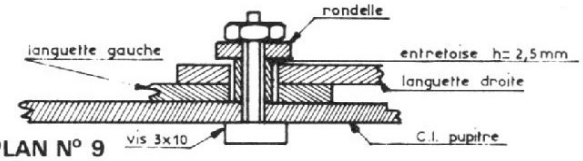
PLAN N° 7



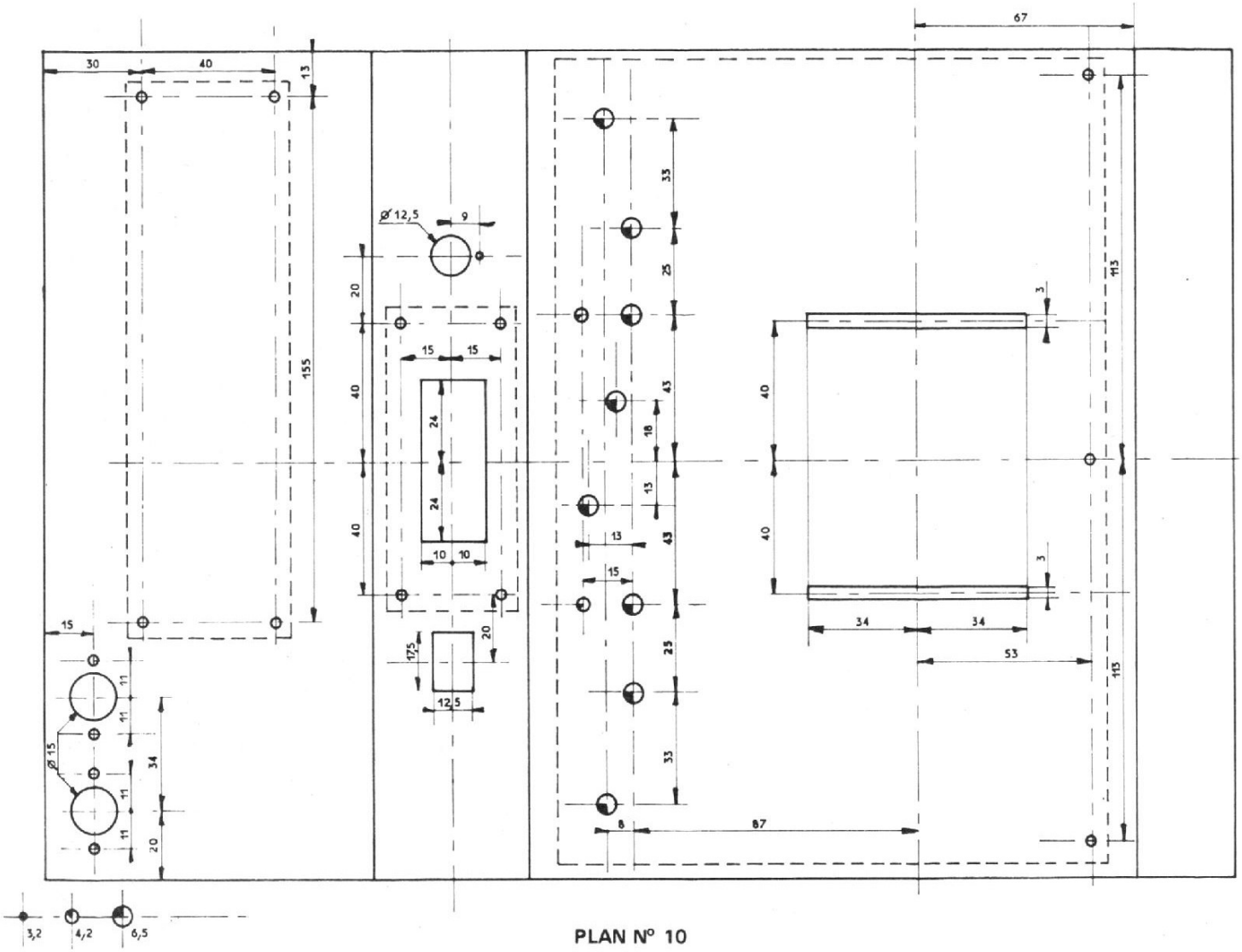
Languette gauche — Languette droite

X à Y à ajuster pour déclencher X3 à X5 en fin de course de P14 à P19

PLAN N° 8



PLAN N° 9



PLAN N° 10

magnéto fondu

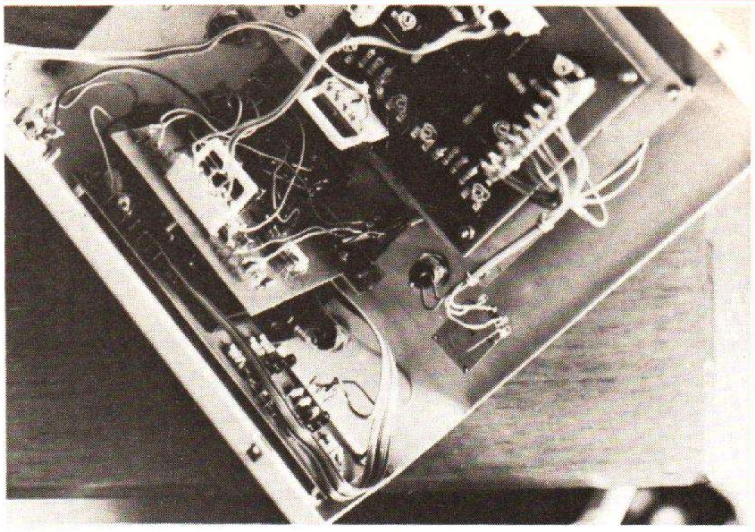
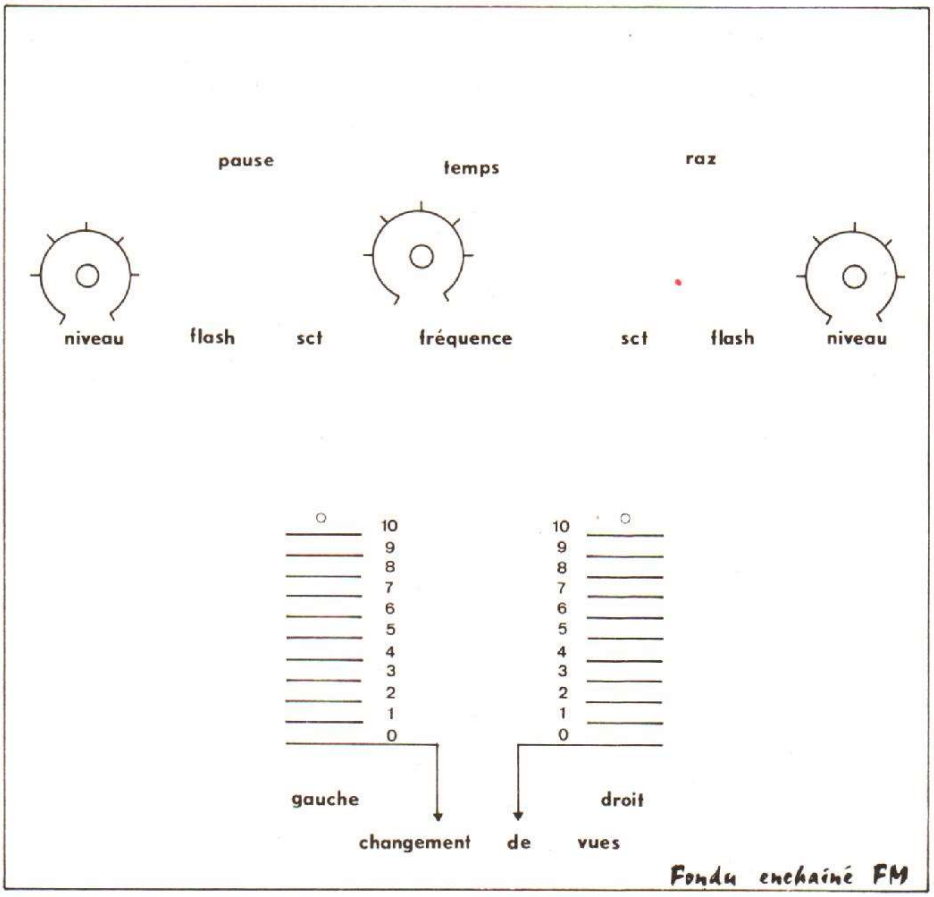
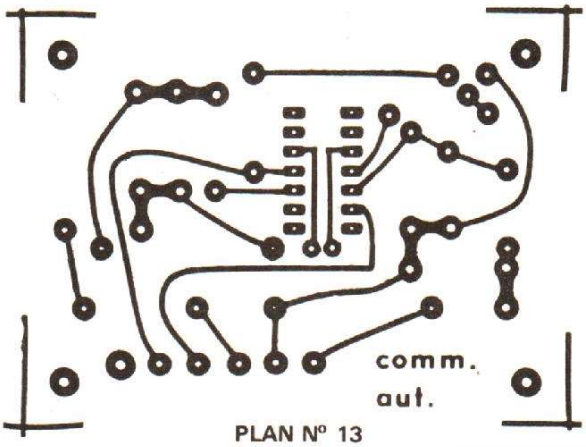


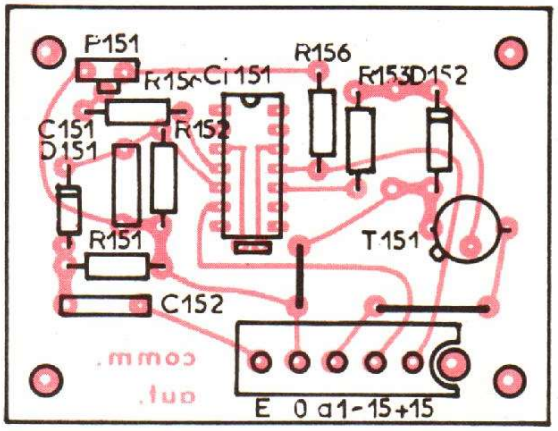
Photo 3 bis



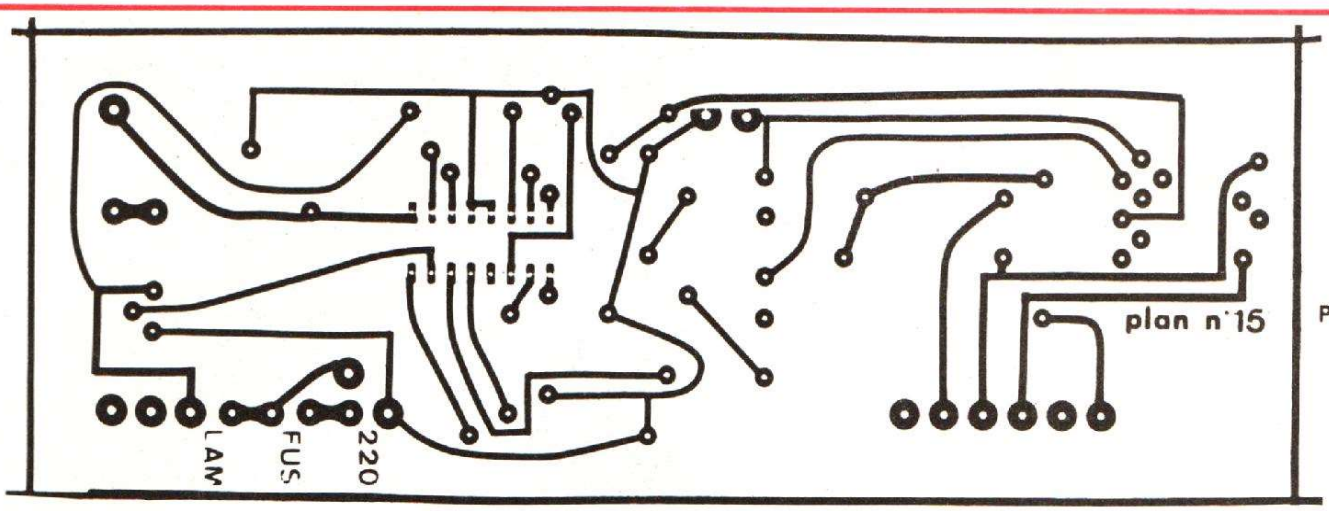
PLAN N° 12



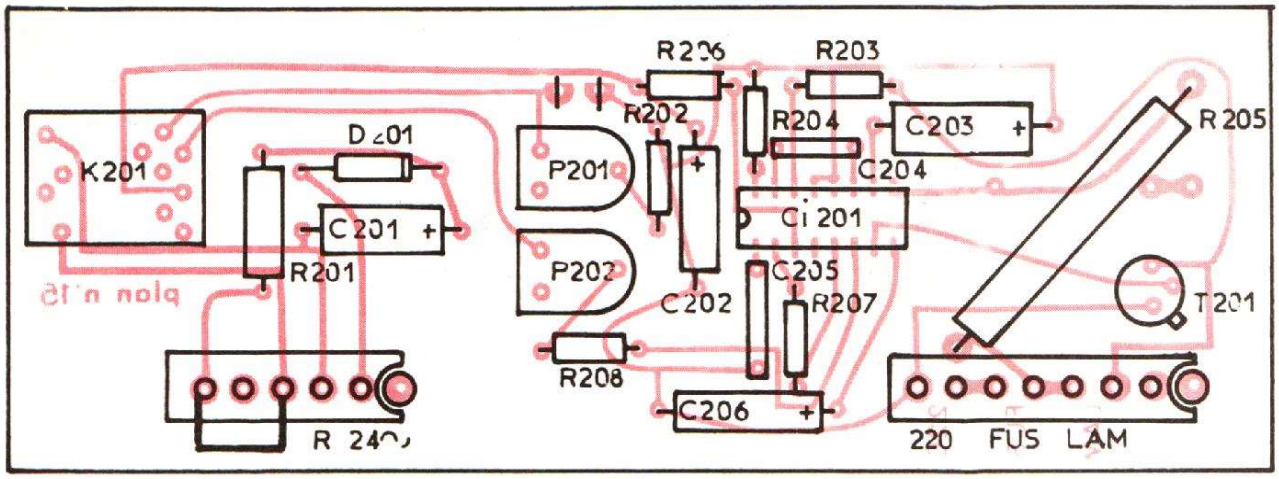
PLAN N° 13



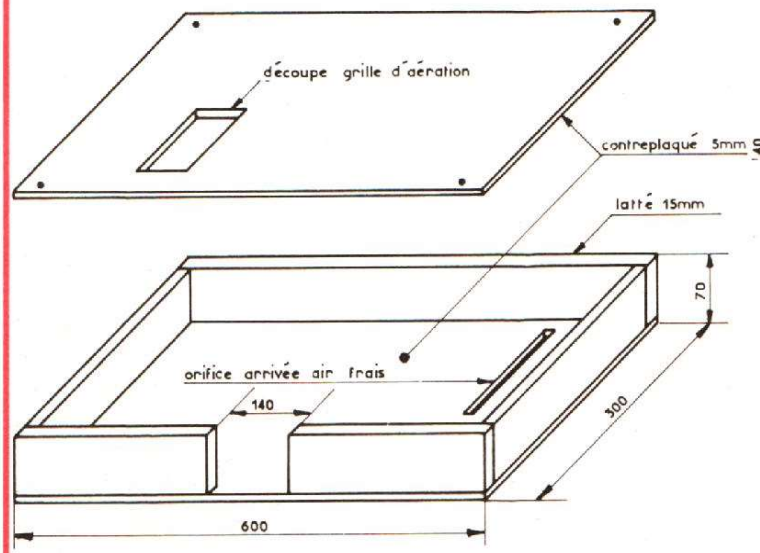
PLAN N° 14



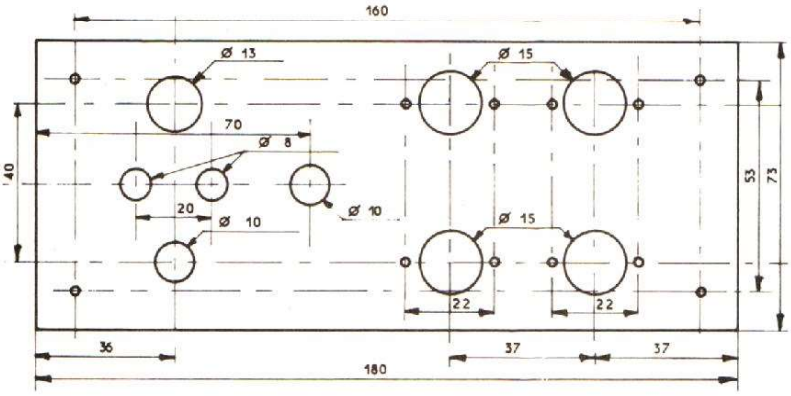
PLAN N° 15



PLAN N° 16

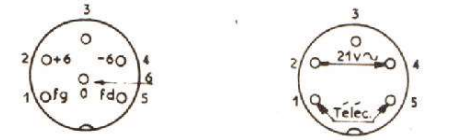


PLAN N° 17



PLAN N° 18

tôle zincor 1mm

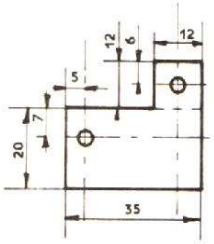


raccordement fondu

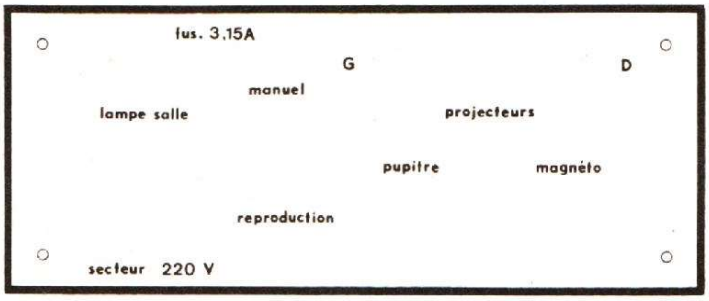
raccordement magnéto

socles vus coté fiche

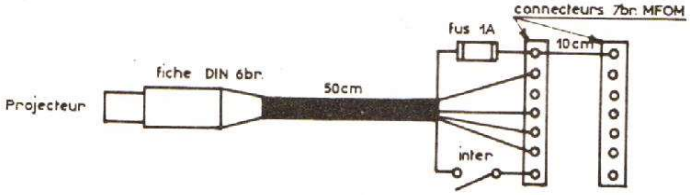
PLAN N° 20



PLAN N° 21



PLAN N° 19



PLAN N° 22

C 1 :	0,1 µF	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C 2 :	0,47	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C 3 :	22 nF	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C 4 :	22 nF	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C 5 :	4,7 nF	± 10 %	céramique plaquette	COGECO	C332	100 Vcc
C 6 :	220 pF	± 10 %	céramique plaquette	COGECO	C655	500 Vcc
C 7 :	0,47	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C 8 :	0,1	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C 9 :	0,1	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C10 :	10 pF	± 10 %	céramique plaquette	COGECO	C333	63 Vcc
C11 :	10 nF	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C12 :	10 pF	± 10 %	céramique plaquette	COGECO	C333	63 Vcc
C13 :	15 nF	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C14 :	1 µF	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C15 :	1 µF	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C16 :	10 nF	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C17 :	220 µF	−10 + 50 %	électrochimique	COGECO	FITCO	25 V
C18 :	0,1	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C19 :	220 µF	− 10 + 50 %	électrochimique	COGECO	FITCO	25 V
C20 :	4,7 nF	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C21 :	4,7 nf	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C22 :	0,1	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C23 :	4,7 nF	± 10 %	céramique plaquette	COGECO	C332	100 Vcc
C24 :	220 pF	± 10 %	céramique plaquette	COGECO	C655	500 Vcc
C25 :	10 pF	± 10 %	céramique plaquette	COGECO	C333	63 Vcc
C26 :	1 nF	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250Vcc
C27 :	10 pF	± 10 %	céramique plaquette	COGECO	C333	63 Vcc
C28 :	1 nF	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C29 :	1 µF	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C30 :	1 µF	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C31 :	10 nF	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C32 :	220 µF	− 10 + 50 %	électrochimique	COGECO	FITCO	25 Vcc
C33 :	0,1 µF	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C34 :	220 µF	− 10 + 50 %	électrochimique	COGECO	FITCO	25 Vcc
C35 :	1 µF	- 10 + 50 %	électrochimique	COGECO	FITCO	63 Vcc
C36 :	47 nF	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C37 :	1,6 µF	− 10 + 50 %	électrochimique	COGECO	FITCO	63 Vcc
C38 :	1,6 µF	− 10 + 50 %	électrochimique	COGECO	FITCO	63 Vcc
C39 :	10 pF	− 10 + 50 %	céramique plaquette	COGECO	C333	63 Vcc
C40 :	10 nF	− 10 + 50 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C41 :	0,1	−10 + 50 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C42 :	1 µF	− 10 + 50 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C43 :	10 µF	− 10 + 50 %	électrochimique	COGECO	FITCO	25 Vcc
C44 :	0,47 µF	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C45 :	0,1 µF	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C46 :	0,1 µF	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C47 :	10 µF	− 10 + 50 %	électrochimique	COGECO	FITCO	25 Vcc
C48 :	0,1 µF	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C49 :	0,1 µF	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C50 :	0,1 µF	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C51 :	10 pF	± 10 %	céramique plaquette	COGECO	C333	63 Vcc
C52 :	10 µF	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C53 :	220 µF	− 10 + 50 %	électrochimique	COGECO	FITCO	10 Vcc
C54 :	220 µF	− 10 + 50 %	électrochimique	COGECO	FITCO	10 Vcc
C55 :	680 µF	− 10 + 50 %	électrochimique	COGECO	C025	40 Vcc
C56 :	220 µF	− 10 + 50 %	électrochimique	COGECO	FITCO	10 Vcc
C57 :	220 µF	− 10 + 50 %	électrochimique	COGECO	FITCO	25 Vcc
C58 :	680 µF	−10 + 50 %	électrochimique	COGECO	C025	40 Vcc
C59 :	47 µF	−10 + 50 %	électrochimique	COGECO	FITCO	63 Vcc
C60 :	10 nF	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C61 :	10 nF	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C62 :	1 µF	− 10 + 50 %	électrochimique	COGECO	FITCO	10 Vcc
C63 :	1 µF	− 10 + 50 %	électrochimique	COGECO	FITCO	10 Vcc
C64 :	0,47 µF	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc
C65 :	2,7 nf	± 10 %	plastique plat	COGECO	C280	250 Vcc

fabrication et on pourra l'habiller de skaï ou de vénilia adhésif. Respecter les ventilations prévues. La dissipation de chaleur n'est pas très élevée, mais dans une enceinte close le thermomètre a vite fait de monter.

Ce coffret est fermé par une plaque arrière sur laquelle sont fixés les différents socles DIN et autres (plan n°18). Elle est recouverte de scocthcal photogravé (plan n° 19).

Le câblage interplan s'effectuera très simplement au moyen de conducteurs en nappe (plan n° 20) (photo 7).

Comme dans les réalisations précédentes, les triacs sont fixés à l'intérieur des projecteurs, au mieux des possibilités de chaque modèle, si possible dans la veine d'aspiration d'air de la turbine. La photo montre comment le monter dans un projecteur Prestinox au moyen d'une petite équerre (plan n° 21). Il est impératif d'employer des triacs TXAL 228 B ou TXAL 2210 B, ou encore TXAL 228 C ou TXAL 2210 C Silec. Bien entendu des modèles identiques d'autres fabricants peuvent convenir. Mais attention, identique n'est pas similaire, et ces types sont les seuls garantis spécifiés dans les quatre quadrants.

Confectionner soigneusement les cordons de liaison, sans mauvais contact ni court circuit latent.

Tout ceci terminé et vérifié plutôt deux fois, qu'une, nous sommes prêts pour les réglages. Attention : tant pendant les réglages qu'en utilisation normale, ne jamais connecter ou déconnecter un projecteur sous tension, il y a risque de destruction du circuit intégré L_{120}.

M. LABRE

FONDU ENCHAINE FM
Oscillateur de scintillement

ELEMENTS RESISTIFS

R101 : 1,2 kΩ 10 % à couche 1/2 W
R102 : 39 kΩ 10 % à couche 1/2 W
R103 : 39 kΩ 10 % à couche 1/2 W
R104 : 1,2 kΩ 10 % à couche 1/2 W
R105 : 10 kΩ 10 % à couche 1/2 W
R106 : 15 kΩ 10 % à couche 1/2 W
R107 : 15 kΩ 10 % à couche 1/2 W
R108 : 150 kΩ 10 % à couche 1/2 W
R109 : 22 kΩ 10 % à couche 1/2 W
R110 : 1 MΩ 10 % à couche 1/2 W
R111 : 22 Ω 10 % à couche 1/2 W
R112 : 560 Ω 10 % à couche 1/2 W
R113 : 560 Ω 10 % à couche 1/2 W

C101 : 0,1 µF 10 % plastique plat 250 VsC280 COGECO
C102 : 0,1 µF 10 % plastique plat 250 VsC280 COGECO
C103 : 0,1 µF 10 % plastique plat 250 VsC280 COGECO
C104 : 1 µF 10 % plastique plat 250 VsC280 COGECO
C105 : 0,33 µF 10 % plastique plat 250 VsC280 COGECO
C106 : 220 µF – 10 % + 50 %électrochimique 10 Vs FITCO COGECO

D101 : diode électroluminescente rouge
D102 : diode électroluminescente rouge
D103 : diode BAX13 RTC
D104 : diode BAX13 RTC

P101 : potentiomètre de réglage 250 kΩ linéaire EP20 Radiohm

K101 : interrupteur miniature un contact à fermeture 32 23201 21 SECME
K102 : interrupteur miniature un contact à fermeture 32 23201 21 SECME
K103 : interrupteur miniature un contact à fermeture 32 23201 21 SECME
K103 : interrupteur miniature un contact à fermeture 32 23201 21 SECME
T101 : transistor BC 108 RTC
T102 : transistor BC 108 RTC
T103 : transistor BRY 39 RTC
T104 : transistor BC 108 RTC
T105 : transistor BC 108 RTC

DIVERS

Ci 1 : circuit intégré linéaire MC 1437 MOTOROLA
Ci 2 : circuit intégré linéaire 7709 DIL SGS
Ci 3 : circuit intégré linéaire 7709 DIL SGS
Ci 4 : circuit intégré linéaire L 141 B1 SGS
Ci 5 : circuit intégré linéaire L 120 SGS
Ci 6 : circuit intégré linéaire 7709 DIL SGS
Ci 7 : circuit intégré linéaire 7709 DIL SGS
Ci 8 : circuit intégré linéaire L 141 B1 SGS
Ci 9 : circuit intégré linéaire L 120 SGS
Ci10 : circuit intégré linéaire 7709 DIL SGS
Ci11 : circuit intégré linéaire 7709 DIL SGS
Ci12 : circuit intégré linéaire XR 205 TEKELEC
Ci13 : circuit intégré linéaire XR 205 TEKELEC
K 1 : relais V6C26R avec support pour CI Varley

T 1 : transistor BC 147 RTC
T 2 : binistor BRY 39 RTC
T 3 : triac TDAL 223 B Silec
T 4 : transistor BC 147 RTC
T 5 : binistor BRY 39 RTC
T 6 : triac TDAL 223 B Silec
T 7 : transistor BC 157 RTC
T 8 : transistor BC 157 RTC
T 9 : transistor BC 148 RTC
T10 : triac TXAL 2208 B Silec
T11 : triac TXAL 2208 B Silec
Tr1 et Tr2 : transformateur d'impulsions 1010-2001 Myrra Hi-G

D 1 : diode au silicium BAX13 RTC
D 2 : diode au silicium BAX13 RTC
D 3 : diode au silicium BAX13 RTC
D 4 : diode au silicium BAX13 RTC
D 5 : diode au germanium OA90 RTC
D 6 : diode au germanium OA90 RTC
D 7 : diode au germanium OA90 RTC
D 8 : diode au germanium OA90 RTC
D 9 : diode au silicium BAX13 RTC
D10 : diode au silicium BAX13 RTC
D11 : diode au silicium BAX13 RTC
D12 : diode au silicium BAX13 RTC
D13 : diode au silicium BY127 RTC
D14 : diode au silicium BY127 RTC
D15 : diode au silicium BY127 RTC
D16 : diode stabilisatrice BZY 88/C6V2RTC
D17 : diode stabilisatrice BZY 95/C15 RTC
D18 : diode stabilisatrice BZY 88/C6V2RTC
D19 : diode stabilisatrice BZY 95/C15 RTC

COMPOSANTS MONTES DANS LES PROJECTEURS

T10 : triac TXAL 228B Silec
T11 : triac TXAL 228B Silec

DIVERS

K2 : interrupteur 01 17001 21 SECME
X3 : interrupteur 33 26321 21 SECME
X4 : interrupteur 35 23511 01 SECME
X5 : interrupteur 33 26321 21 SECME
X6 : interrupteur 35 23511 01 SECME
3 : connecteurs 3640/5 + 3639/01/5 MFOM
3 : connecteurs 3640/7 + 3639/01/7 MFOM
4 : connecteurs 879/06 6 pôles à 60° DIN MFOM
1 : connecteurs 870/01 5 pôles à 45° DIN MFOM
1 : connecteurs 879/01 5 pôles à 60° DIN MFOM
6 : fiches 871/04 6 pôles à 60° DIN MFOM
2 : fiches 871/03 5 pôles à 60° DIN MFOM
4 : pieds caoutchouc (pour coffret bois)

FONDU ENCHAINÉ FM
Commutation automatique E.M/R

NOMENCLATURE ÉLECTRIQUE
Eléments résistifs tolérance 10 %

R151 : 47 kΩ à couche 1/4 W COGECO CR 25
R152 : 10 kΩ " " " "
R153 : 4,7 kΩ " " " "
R155 : 10 kΩ " " " "
R156 : 220 kΩ " " " "
P151 : 22 kΩ potentiomètre ajustable miniature pour CI vertical

CONDENSATEURS

C151 : 4,7 µF - 10 + 50 % électrochimique BT 63 Vcc
C152 : 0,22 µF ± 10 % plastique plat COGECO C280 250 Vcc
C153 : 10 pF " céramique plaquette COGECO C333 63 Vcc

DIVERS

T151 : Transistor 2N2219
D151 : Diode de commutation BAX13
D152 : Diode de commutation BAX13
Ci151 : Circuit intégré 7709 SGS
1 Connecteur 3640/5 + 3639/01/5 MFOM

FONDU ENCHAINE FM
Allumage-extinction salle

R201 : 100 Ω 10 % à couche 1 W
R202 : 100 kΩ 10 % à couche 1/2 W
R203 : 100 kΩ 10 % à couche "
R204 : 100 kΩ 10 % à couche "
R205 : 5,6 kΩ 10 % bobinée 7 W
R206 : 10 kΩ 10 % à couche 1/2 W
R207 : 10 kΩ 10 % à couche "
R208 : 100 kΩ 10 % à couche "
P201 : potentiomètre miniature montage à plat 1M
P202 : potentiomètre miniature montage à plat 1M
C201 : électrochimique 47 µF - 20 % + 50 % 63 Vs
C202 : électrochimique 4,7 µF - 20 % + 50 % 10 Vs
C203 : électrochimique 220 µF - 20 % + 50 % 16 Vs
C204 : plastique plat 10 nF 10 % 250 Vs
C205 : plastique plat 0,1 µF 10 % 250 Vs
C206 : électrochimique 220 µF - 20 % + 50 % 16 Vs
Ci201 : circuit intégré L 120 SGS
D201 : diode BY 126 RTC
T201 : triac TDAL 223 B SILEC
K201 : relais 1 contact RT bobine 540 Ω avec support CI, rigidité diélectrique enroulement contacts : 1500 V eff.
1 connecteur 3640/5 + 3639/01/05 MFOM
1 connecteur 3640/7 + 3639/01/7 MFOM
1 porte fusible 3306
1 fusible tubulaire 5x20 3,15 A
2 douilles isolées Ø 4
1 cordon secteur fiche mâle
1 passe fil Ø 10

LEXTRONIC S.A.R.L.

33-39, avenue des Pinsons, 93370 MONTFERMEIL
Tél. 936-10-01 - C.C.P. LA SOURCE 30.576.22
Magasin ouvert tous les jours, sauf dimanche et lundi de 9 h à 12 h et de 13 h 30 à 18 h 30
ENTREE LIBRE. OUVERT EN JUILLET ET AOUT. 500 m2 D'EXPOSITION ET DE VENTE DE MATERIEL ELECTRONIQUE ET DE MODELISME

Extrait de notre catalogue : Appareils de mesure - Antennes - Boîtiers - Circuits imprimés - Condensateurs - Diodes - Zeners - Transistors - Circuits intégrés - Leds - Transformateurs - Alimentation - Transfos HF et MF - Vu-Mètres - Filtres BF et céramique - Quartz - Connecteurs - Outillage électronique - Perceuses miniatures, etc.

BATTERIES AU CADMIUM NICKEL (SAFT)
(Charge normale au 1/10 de la capacité en 14 H)

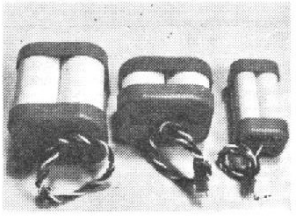
1,2 V, 300 mAH.	7.80	6 V, 300 mAH.	54,90	9,6 V, 600 mAH.	118,00
1,2 V, 600 mAH.	11,80	6 V, 600 mAH.	73,00	12 V, 300 mAH.	98,00
4,8 V, 600 mAH.	56,80	8,4 V, 600 mAH.	104,00	12 V, 600 mAH.	134,20

SPECIALE CHARGE RAPIDE OU NORMALE

1,2 V, 450 mAH.	13,40	1,2 V, 1 200 mAH.	21,50	1,2 V, 7 AH	68,60
1,2 V, 500 mAH.	12,00	1,2 V, 2 000 mAH.	25,00	1,2 V, 10 AH	118,00
1,2 V, 700 mAH.	19,80	1,2 V, 4 AH	39,80		

POWER-PACK SPECIAUX
à charge rapide, ou normale montés avec cordon et prise 3 broches

4,8 V, 450 mAH	68,40
4,8 V, 500 mAH	80,40
4,8 V, 600 mAH (charge norm.)	67,60
4,8 V, 700 mAH	92,00
4,8 V, 1 200 mAH	102,00
4,8 V, 2 AH	118,00



BATTERIES AU PLOMB ENTIEREMENT ETANCHES
(quelques prix...)

2 V, 5 AH, dimensions 95 x 50 x 32 mm.	38,10
6 V, 1 AH, dimensions 96 x 50 x 25 mm.	49,90
6 V, 5 AH, dimensions 100 x 95 x 50 mm.	90,90
12 V, 1 AH, dimensions 96 x 50 x 50 mm.	92,70

ET TOUS LES KITS DE RADIOCOMMANDE « LEXTRONIC » du simple EMETTEUR/RECEPTEUR MONOCANAL à l'ensemble DIGITAL FM

BON POUR UN CATALOGUE GENERAL (contre 10 F en chèque)

Nom ..... Prénom .....
Adresse ..... HP
.....

Le son incomparable de l'ORGUE électronique

Dr. Böhm

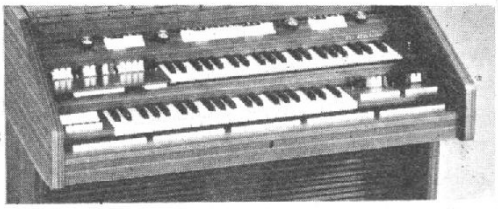
continue d'enchanter nos clients

Ne rêvez plus à votre grand orgue à 3 claviers avec pédalier d'église ou à votre instrument portatif.

Réalisez-le vous-même à un prix intéressant avec notre matériel de qualité et nos notices de montage accessibles à tous.

Huit modèles au choix et nombreux compléments : percussion, sustain, vibrato, effet Hawaï, ouah-ouah, Leslie, boîte de rythmes, accompagnement automatique, piano électrique, etc.

Dr. Böhm
CENTRE COMMERCIAL DE LA VERBOISE
71, rue de Suresnes
92380 GARCHES
Tél. : 970-64-33
et 460-84-76



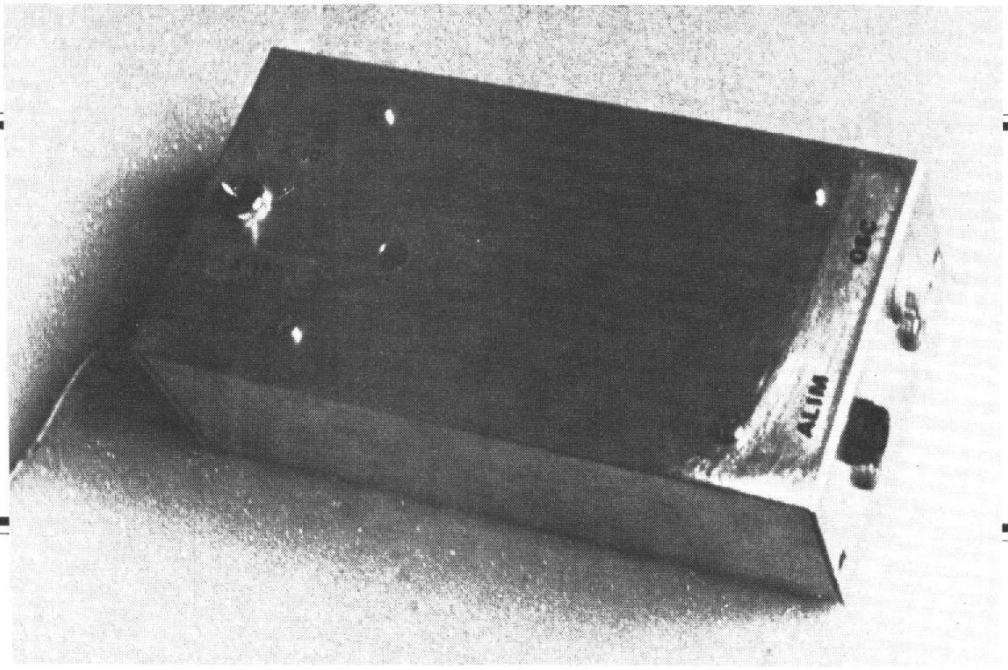
Bon pour un catalogue gratuit 100 pages des orgues Dr. Böhm
Joindre 5 F en timbres français, coupon de réponse, ou mandat
BON A DECOUPER OU A RECOPIER ET A RETOURNER A
Dr. BÖHM - Service catalogue - 71, rue de Suresnes - 92380 GARCHES

NOM .....
Adresse .....

Je désire recevoir 1 de vos disques de démonstration (30 cm, 33 t., stéréo, hi-fi).
☐ *Musiques classiques.*
☐ *Variétés ou hits avec batterie et accompagnement automatique.*
Je vous joins 45,00 F (les 2 disques ensemble 80,00 F) pour envoi franco.

HPV78

PRÉ-AMPLIFICATEUR BASSES FRÉQUENCES



POUR OSCILLOSCOPES

Résumé des caractéristiques

Impédance d'entrée : 1 MΩ / 10 pF
Protection contre les surtensions : jusqu'à ± 400 volts
Bande passante : de 5 Hz à 300 kHz à 3 dB
Gain : x 100 ou x 10 (deux positions)
Tension maximale de sortie avant écrêtage :
Impédance de sortie : 200 Ω environ
Alimentation : de 6,5 volts à 12 volts en alternatif ; de 9 volts à 15 volts en continu

SEULS les plus récents oscilloscopes de service accèdent à des sensibilités verticales d'une dizaine de millivolts, ou de quelques millivolts par division. Pour des appareils âgés de quelques années, la sensibilité la plus courante s'établit à 100 m V / division. Suffisante pour beaucoup de mesures, elle se révèle inexploitable dans le cas de l'observation des faibles signaux BF, au niveau des étages préamplificateurs.

Dans ce domaine des basses fréquences, la sonde proposée multiplie par 10, ou par 100, la sensibilité de l'oscilloscope qu'elle précède. L'alimentation n'est pas incorporée, et peut être fournie par une source extérieure de caractéristiques très souples, puisque la sonde accepte soit des tensions alternatives de 6,5 volts à 12 volts efficaces, soit des tensions continues de 9 volts à 15 volts, avec de plus une protection contre les inversions accidentelles de polarité !

I – SCHEMA DE PRINCIPE DE LA SONDE

On le trouvera à la figure 1. Appliqués à travers le condensateur C_1 qui élimine une éventuelle composante continue, les signaux parviennent sur un diviseur de tension, constitué des résistances R_1 et R_2. Le condensateur ajustable CV, avec C_2, assure la compensation en fréquence.

Par le commutateur K, on peut choisir soit la transmission directe, qui donne un gain

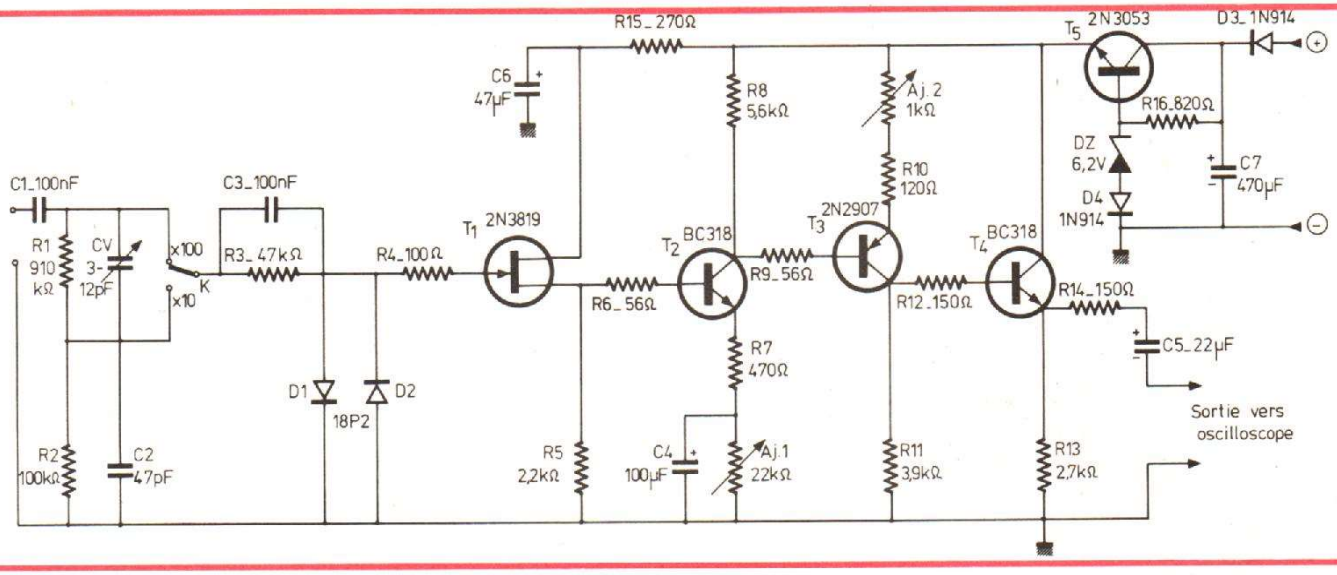


Fig. 1

de 100, soit la transmission atténuée, pour laquelle le gain tombe à 10. La protection contre les surtensions d'entrée met en jeu la résistance R_3, associée aux diodes D_1 et D_2 : celles-ci, en effet, limitent l'excursion à 500 m V sur la grille de T_1. Afin que cette résistance R_3 n'entraîne pas une atténuation des fréquences élevées, elle est shuntée par le condensateur C_3. La résistance R_4, enfin, compense l'impédance d'entrée négative de T_1 en haute fréquence, qui pourrait entraîner une auto-oscillation du montage.

T_1 est un transistor à effet de champ qui, travaillant en drain commun, fournit un gain de tension inférieur à l'unité, mais sert d'adaptateur d'impédances. Recueillis sur sa

LISTE DES COMPOSANTS

Résistances, 5 watt 5 %
- R_1 : 910 kΩ
- R_2 : 100 kΩ
- R_3 : 47 kΩ
- R_4 : 100 Ω
- R_5 : 2,2 kΩ
- R_6 : 56 Ω
- R_7 : 470 Ω
- R_8 : 5,6 kΩ
- R_9 : 56 Ω
- R_{10} : 120 Ω
- R_{11} : 3,9 kΩ
- R_{12} : 150 Ω
- R_{13} : 2,7 kΩ
- R_{14} : 150 Ω
- R_{15} : 270 Ω
- R_{16} : 820 Ω

Résistances ajustables : AJ_1 : 22 kΩ ; AJ_2 : 1 kΩ.

Condensateurs à films plastiques : C_1 : 100 nF ; C_2 : 47 nF ; C_3 : 100 nF.

Condensateurs électrochimiques (25 volts). C_4 : 100µF ; C_5 : 22 µF ; C_6 : 47 µF ; C_7 : 470 µF.

Condensateur ajustable : 3 à 12 pF.

Semiconducteurs : D_1 et D_2 : 18 P2 ; D_3 et D_4 : 1N914 ; Dz : zéner 6,2 volts (400 mW). T_1 : 2N3819 ; T_2 et T_4 : BC318 ; T_3 : 2N2907 ou 2N2905 ; T_5 : 2N3053 ou 2 N1893.

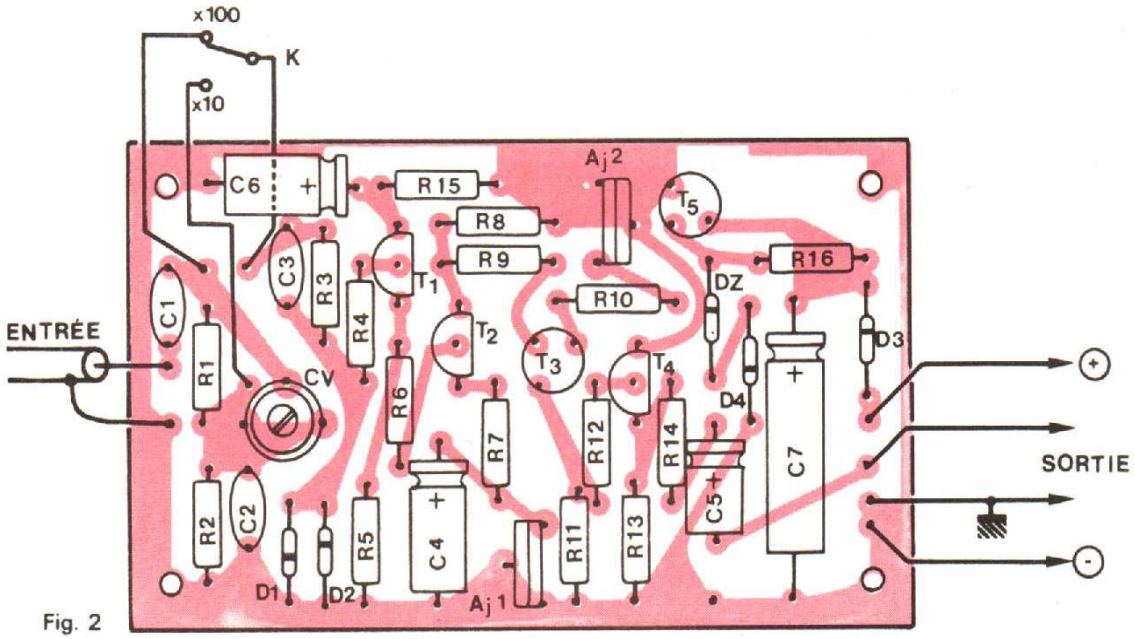


Fig. 2

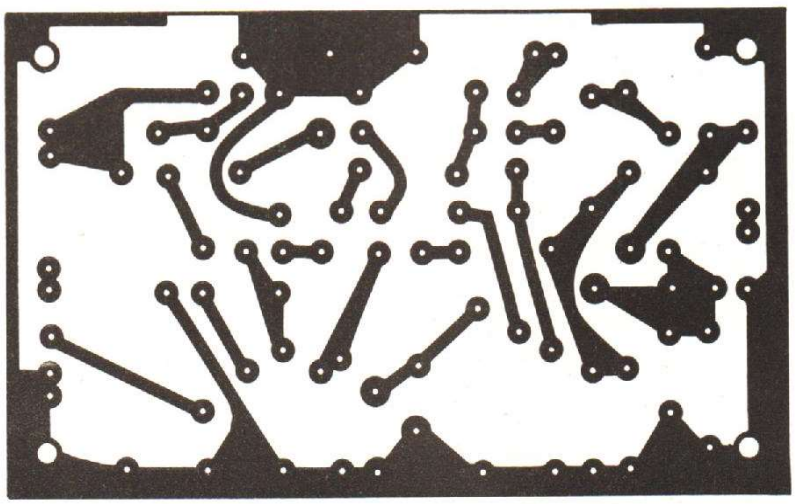


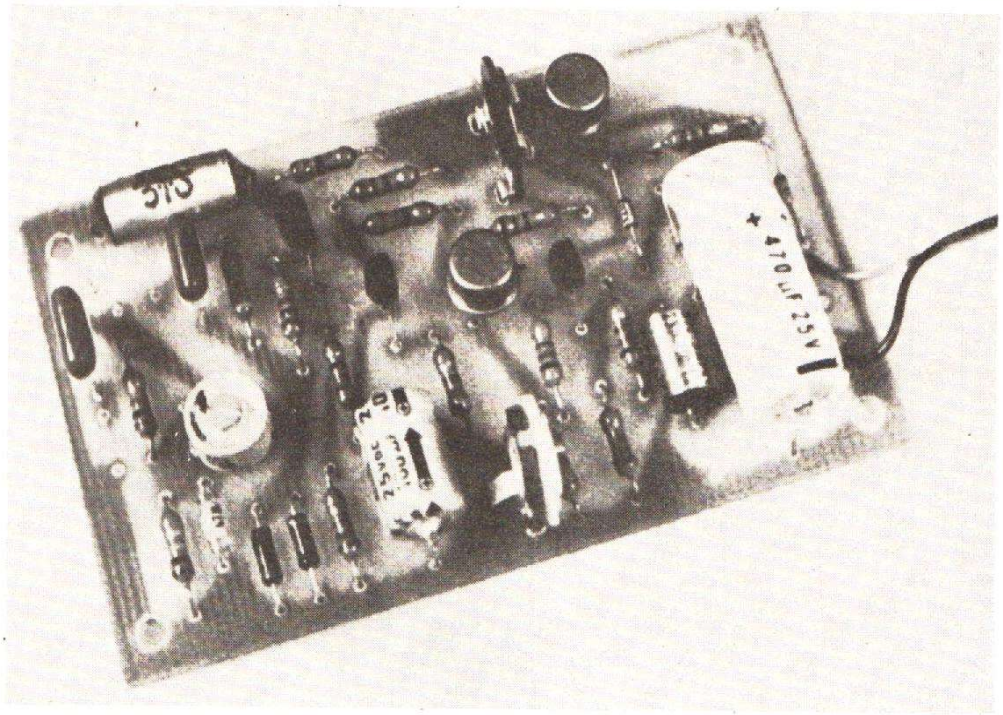
Fig. 3

source, aux bornes de la résistance R_5, les signaux, à travers R_6, attaquent la base du premier transistor amplificateur.

Celui-ci est un NPN de type universel, par exemple un BC 318. Le gain, en alternatif, dépend du rapport des résistances R_7 et R_8. La résistance ajustable AJ_1, découplée par le condensateur C_4, sert à régler le courant de repos, donc la polarisation, non seulement de T_2, mais de tout le reste de l'amplificateur.

La liaison s'effectue directement entre T_2 et T_3, de type PNP. Le gain de ce dernier étage peut être réglé par la résistance ajustable d'émetteur, AJ_2. Les signaux du collecteur de T_3 sont repris à basse impédance par le NPN T_4, travaillant en collecteur commun. A la sortie, le condensateur C_5 élimine la composante continue, tandis que R_{14} protège contre les conséquences d'un éventuel court-circuit.

La sonde est prévue pour fonctionner sous une tension continue d'environ 6,2 volts, et



stabilisée, dont on dispose sur l'émetteur de T_5 ; la base de T_5, polarisée par la diode zéner Dz montée en série avec la diode D_4 qui compense la chute de tension base-émetteur, est maintenue à 6,6 volts environ.

En avant, la diode D_3 transmet les tensions continues d'alimentation (si elles sont connectées dans le bon sens), on redresse les tensions alternatives qui, dans ce cas, sont filtrées par C_7. La résistance R_{16} polarise alors l'ensemble Dz, D_4, et l'espace émetteur-collecteur de T_5 encaisse,

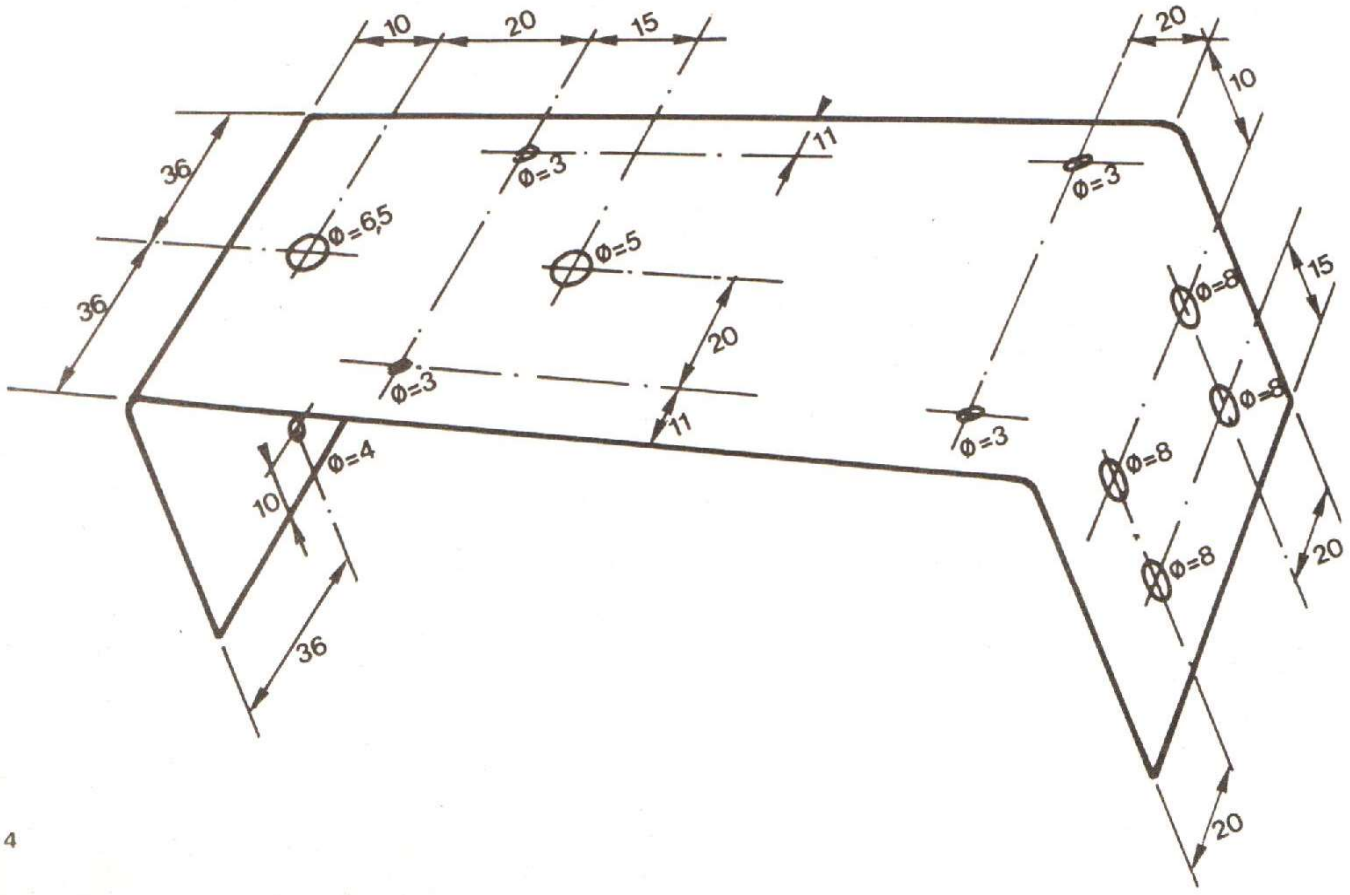
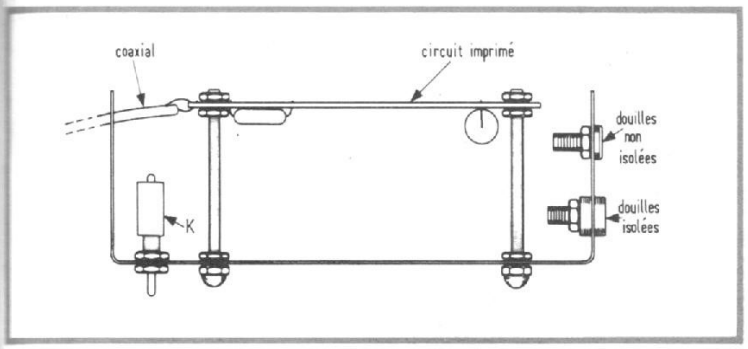


Fig. 4



dans les limites indiquées à notre tableau de caractéristiques, les différences de potentiel entre la tension stabilisée, et la tension amont.

II – LE CIRCUIT IMPRIME

La sonde est entièrement câblée sur un circuit imprimé dont on trouvera, à la figure 2, le dessin vu à l'échelle 1, par la face cuivrée du stratifié. Le schéma d'implantation de la figure 3, et la photographie du circuit terminé, donnent toutes les indications nécessaires pour le câblage.

III – LA MISE EN COFFRET

Le montage est effectué dans un boîtier en aluminium TEKO (référence 4/b). Le « U » supérieur, formant couvercle, reçoit tous les composants : circuit imprimé, commutateur de sensibilité, bornes de sortie et d'alimentation. L'entrée s'effectue sur un câble coaxial fin et souple, d'environ 50 cm de longueur, et dont l'extrémité libre pourra être raccordée à des grippe-fils, ou à des petites pinces crocodile.

On trouvera, dans la figure 4, les cotes de perçage de ce couvercle. Le trou situé à l'intérieur de l'emplacement du circuit imprimé, sert au passage d'un tourne-vis, pour le réglage du condensateur ajustable CV servant à la compensation en fréquence.

Enfin, la figure 5 indique comment sont montés les divers constituants, à l'intérieur du coffret. Pour la fixation du circuit imprimé, on utilisera des vis de 40 mm de longueur. On interposera des rondelles éventail, afin d'assurer un bon contact électrique avec la tôle du coffret, qui sert de blindage.

IV – LES REGLAGES

Ils concernent trois points : la polarisation (résistance ajustable AJ_1), le gain (AJ_2), et la compensation en fréquence du diviseur d'entrée (condensateur ajustable CV).

On règlera d'abord AJ_1 en l'absence de signal d'entrée, de manière à relever une tension continue de 2,5 volts sur l'émetteur de T_4. Ensuite, on appliquera, à l'entrée, un signal sinusoïdal de 10 mV crête à crête, à une fréquence de 1 000 Hz environ, en plaçant le commutateur K dans la position « x 100 ». La sortie du préamplificateur étant reliée à l'oscilloscope, on règlera AJ_2 pour obtenir, sur l'écran, une sinusoïde de 1 volt crête à crête.

On augmentera alors l'amplitude du signal d'entrée jusqu'à observer l'écrêtage. Si celui-ci apparaissait dissymétriquement, soit sur les crêtes positives, soit sur les crêtes négatives, il faudrait retoucher légèrement AJ_1.

Le réglage du condensateur CV s'effectue en appliquant, sur l'entrée, des créneaux 100 mV d'amplitude, à une fréquence de l'ordre de 1 000 Hz. Le commutateur K est placé dans la position « x 10 ». A l'aide d'un tournevis non métallique, on règle CV pour que les créneaux de sortie aient le temps de montée le plus court possible, sans dépassement.

R.R.

ETSF EDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES

GUIDE RADIO-TELE

TOUTES LES LONGUEURS D'ONDES

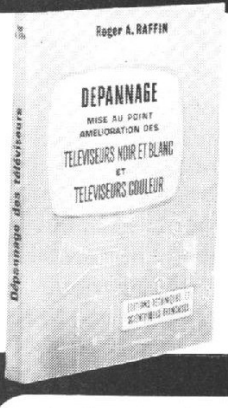
par B. FIGHIERA **3e EDITION**

Voici enfin le guide tant attendu par tous les téléspectateurs et auditeurs qui jusqu'à présent ne pouvaient trouver réunis dans un seul ouvrage tous les renseignements dont ils avaient besoin pour recevoir, dans de bonnes conditions, les émissions de leur choix. Le but de ce guide est de fournir aux usagers les caractéristiques des émetteurs recevables français, européens et mondiaux.
Une large place est également réservée à la télévision avec les cartes d'implantation des principaux émetteurs TF1 - A2 et FR3.
Ce guide rendra également aux auditeurs le goût de la réception des émissions très lointaines s'effectuant en ondes courtes. Ce livre intéresse aussi bien les auditeurs que tous les techniciens qui s'occupent de radio et de télévision.
Un ouvrage broché, format 11,5 × 21 de 80 pages et 6 hors-texte. Prix : 22 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)

ETSF EDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES



DEPANNAGE
MISE AU POINT
AMELIORATION DES
TELEVISEURS
NOIR ET BLANC
ET TELEVISEURS COULEUR
par Roger A. RAFFIN (F3AV)

7e Edition revue et corrigée

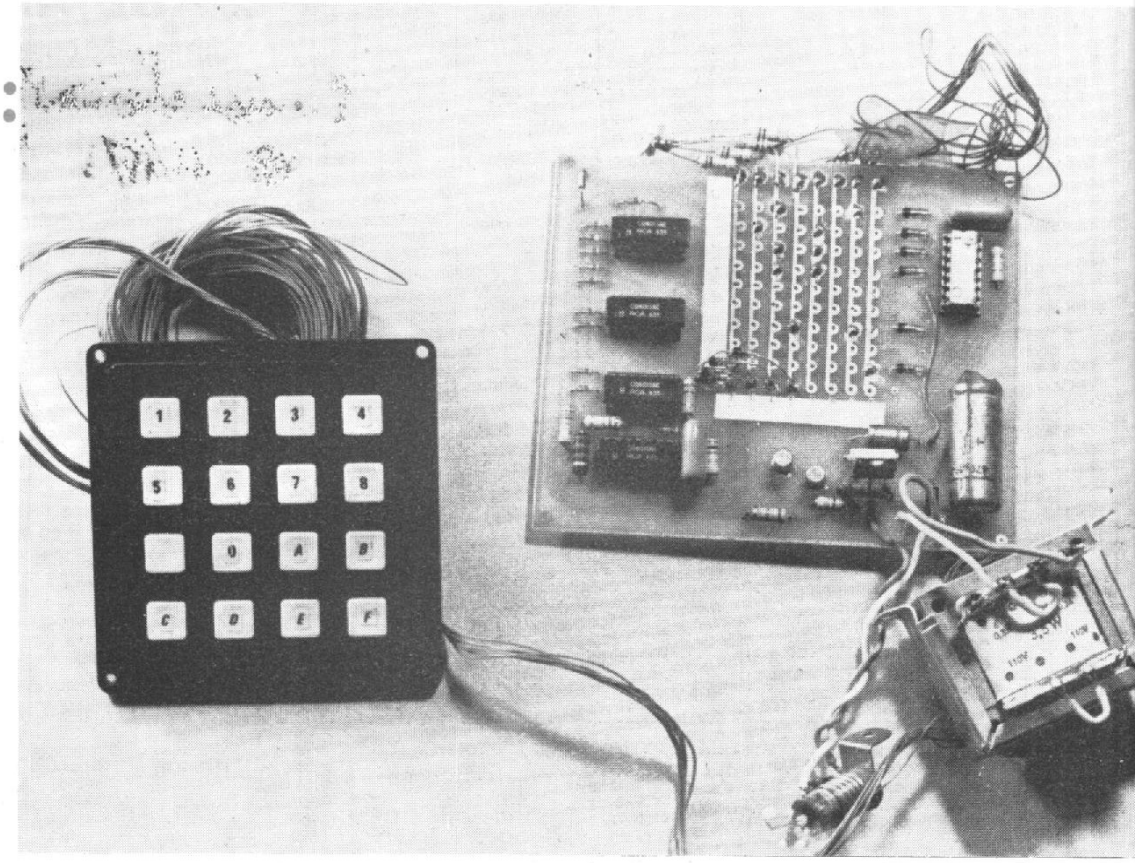
Le présent ouvrage n'a pas d'autre but que d'aider le technicien et l'amateur radio à devenir un bon dépanneur de télévision en les guidant dans leur nouveau travail. Il est essentiellement et volontairement une documentation pratique, un guide sûr, un véritable instrument de travail, les pannes étudiées 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 × 21. Prix : 70 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)

NE SOYEZ PAS CAMBRIOLABLE :

RÉALISEZ :



UNE SERRURE ELECTRONIQUE A CODE MOBILE

LES « temps modernes », outre les bienfaits que montre le film de Chaplin, nous ont fait profiter d'une telle recrudescence de cambriolages et de violences de toutes sortes, qu'une industrie « anti-vol » est née. Le dispositif que voici est une serrure à combinaison, capable de commander une ou plusieurs gâches électriques.

GÂCHE ELECTRIQUE OU SERRURE MECANIQUE ?

Comme il ne s'agit pas forcément d'une gâche d'entrée d'immeuble, mais de l'installation d'une ou plusieurs gâches électriques à la porte de son appartement, cela demande réflexion. La gâche, malgré sa constitution électrique relativement simple, voit son prix augmenter à cause d'une mécanique fine qui se veut robuste et fiable. Son prix varie de nos jours, entre 100 et 300 F. Vendue en grande série, il est certain qu'il diminuerait. Pour un seul point d'ancrage, une serrure purement mécanique est la plus avantageuse. Une serrure à plusieurs points forts purement mécanique représente, en revanche, une dépense importante en matériel et installation. Elle peut enfin être remplacée, pour son prix, par plusieurs gâches électriques commandées en commun, étant entendu que la porte n'est pas blindée par une grosse plaque en métal. Seuls comptent alors les points de résistance marginaux.

L'avantage de l'utilisation d'une serrure électronique à ouverture par gâche est évident : pas besoin d'un nombre de clés égal au nombre d'utilisateurs. On ne change pas une clé de serrure à points forts tous les jours, mais, en électronique, on peut en changer. Il n'y a qu'un seul ennui : les pannes de courant qui demandent une batterie de réserve encombrante et des soins périodiques.

Malgré tout, à en croire un de nos amis architecte, le nombre de gens se promenant avec un «551» ou un «3A 2» dans la tête, plutôt qu'avec une clé dans la poche, augmente tous les jours.

PRINCIPE

Notre serrure fonctionne avec un nombre variable (de 1 à 9) de chiffres ou signes choisis parmi les 16 touches d'un clavier. Dans l'électronique de ces dernières années, tout est codes et décisions. Les télécommunications ou les automates industriels ou domestiques sont passés dans le monde du numérique et du code. Cette serrure est construite en logique câblée. Les solutions logiques demandent infiniment moins de réglages,

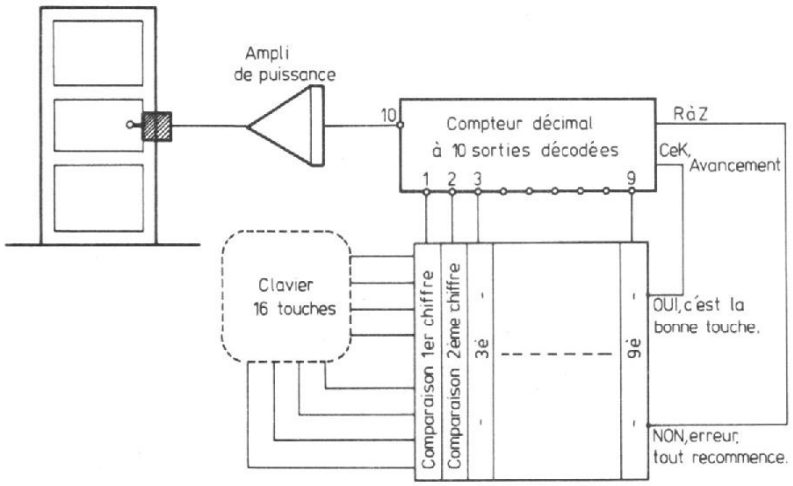


Fig. 1. – Schéma de principe.

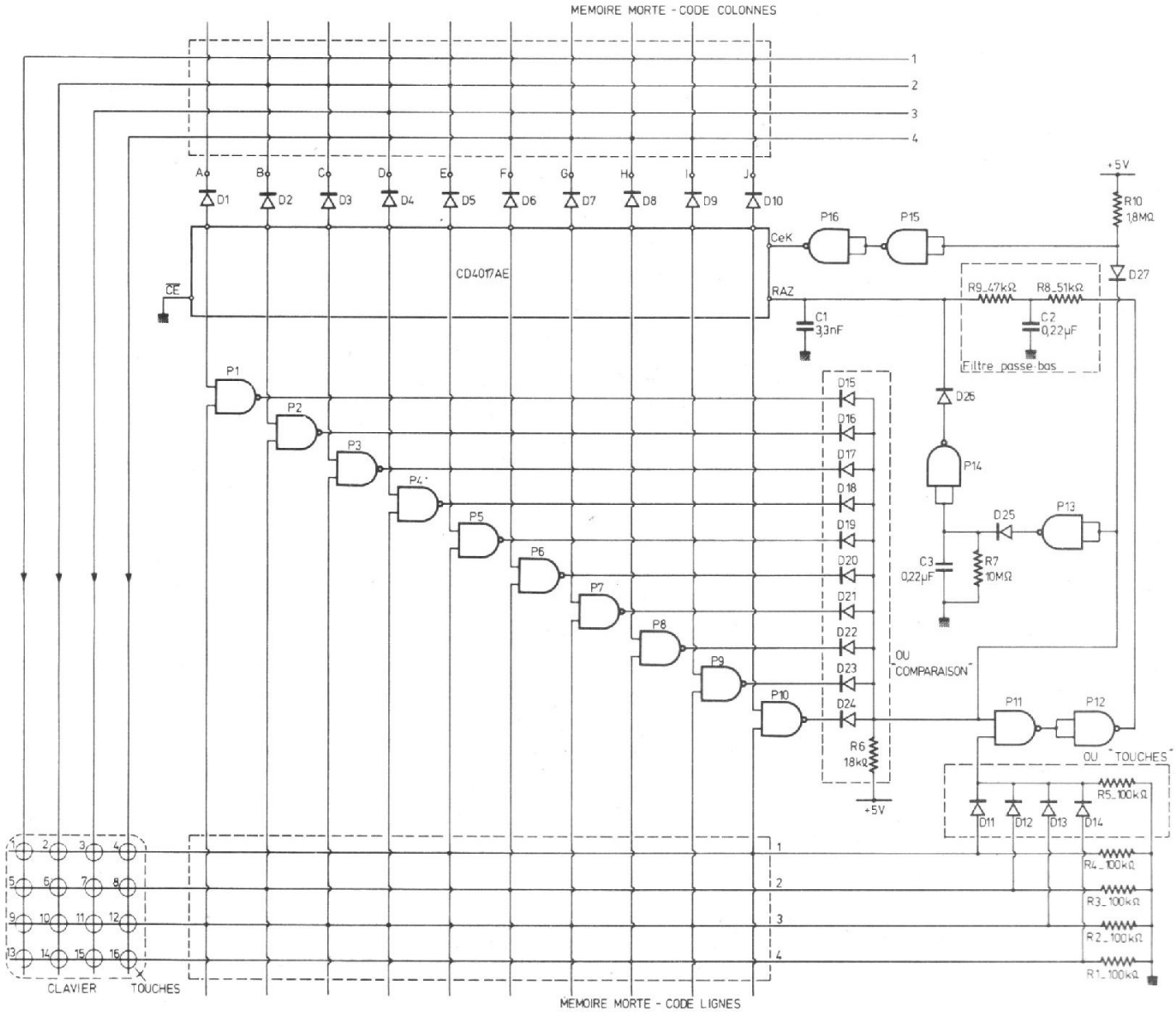


Fig. 2 a. – Schéma général : partie codage-décodage.

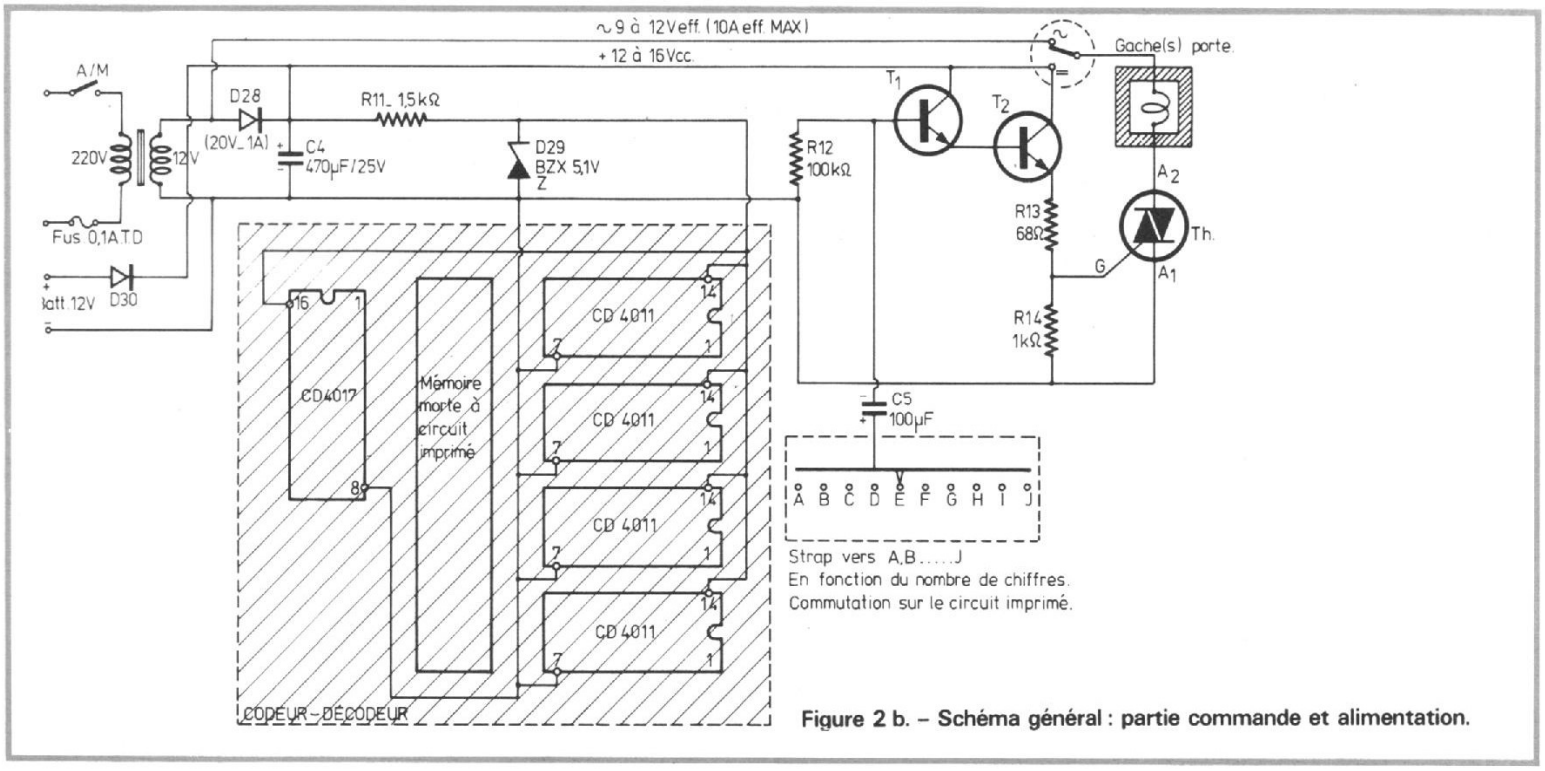


Figure 2 b. – Schéma général : partie commande et alimentation.

mises au point et services après-vente, que les solutions analogiques. Elles prennent le pas sur l'analogique, même dans les alimentations stabilisées ou autres asservissements réputés continus.

Il est question de reconnaître une séquence, prévue d'avance, qui constituerait la clé de la serrure. Cette séquence s'obtiendrait en appuyant un certain nombre de fois sur l'une ou l'autre des touches d'une matrice de 16 points d'un clavier de calculatrice. A chaque fausse manœuvre, on remettrait le tout à zéro, de sorte qu'il n'y ait pas d'avancement vers la solution finale en tâtonnant. Arrivés au dernier pas sans erreur, il y aurait déclenchement d'un commutateur de puissance, un triac en l'occurrence, qui actionnerait la gâche électrique.

Les mêmes opérations, exceptée la puissance, peuvent être effectuées par un microprocesseur qui gérerait, en même temps, le budget familial, le répondeur téléphonique, l'interphone de la maison, etc. Ce n'est pas un rêve, mais une réalité qui sera décrite, pour la comparaison, dans un prochain article. La même serrure, à microprocesseur, n'a plus que deux circuits intégrés et la commande en puissance.

Le principe de fonctionnement est décrit par la figure 1. Chaque fois qu'une touche est actionnée, une impulsion apparaît à la sortie d'un comparateur. Si la comparaison est bonne, cela fait avancer d'un pas un compteur par 10. Si elle est mauvaise, tout est remis à zéro et le comparateur se branche à nouveau sur le premier chiffre. A la fin d'une séquence bien exécutée, le compteur déborde et actionne la charge électrique

DESCRIPTION ET FONCTIONNEMENT

Le cœur du système est une décade à sorties décimales décodées, en logique CMOS. Le schéma d'ensemble a été partagé en deux parties, qu'illustrent les figures 2 a et 2 b. La première représente le traitement logique. La seconde montre l'alimentation et la commande en puissance.

Au repos, ou après une remise à zéro due à une fausse manœuvre, le circuit se trouve à l'état « 0 ». Parmi les 10 sorties, auxquelles se trouvent attachées les diodes D_1 - D_{10}, seule la sortie de l'état « 0 » de la décade est au niveau haut (« 1 » logique). Les autres sorties sont à zéro. Comme nous pouvons le constater sur le diagramme des temps de la figure 3, une première impulsion d'horloge (clock) ferait avancer d'un pas le « 1 » logique, une deuxième de deux pas et ainsi de suite. La dernière impulsion, correspondant au dernier chiffre de la combinaison, actionne le triac qui commande la porte. Si la combinaison choisie s'arrêtait, par exemple, à 5 chiffres, l'impulsion vers le triac sortirait au point F ou par l'anode de la diode D_6 qui deviendrait inutile. A chaque fois que l'on appuie sur une touche, le problème se ramène à diriger une impulsion, ainsi produite, soit vers l'entrée d'avancement du compteur, soit vers l'entrée de remise à zéro, comme nous l'énoncions d'ailleurs pour le principe de fonctionnement.

PARTIE LOGIQUE

Prenons l'exemple du code figé dans les mémoires de lignes et de colonnes de la figure 2 a. En partant du point A, nous passons par un point de soudure, sur le fil menant à la quatrième colonne du clavier, contenant les touches 4, 8, 12 et 16. Le retour se fait par la touche N° 12. Le comparateur du premier chiffre est P_1 — porte NAND qui fournit un « 1 » à la sortie si la touche actionnée n'est pas la bonne — ou un « 0 » logique si ses entrées sont à « 1 » toutes les deux. Quand le compteur est à zéro, P_1 reçoit, par le haut, le « 1 » issu du compteur et, par le bas, un «1» si l'on actionne la touche 12 du clavier. Pour une autre touche, située sur la même colonne, un « OU » logique à diodes et résistances, D_{11}, D_{12}, D_{13}, D_{14} et R_1, R_2, R_3, R_4, R_5, fournissant une impulsion à chaque touche appuyée, verra passer cette impulsion vers l'entrée de remise à zéro du compteur. En effet, si l'on se trompe de touche, à l'entrée de la porte P_{11} se présentent : d'une part, un « 1 » issu du circuit « OU » des comparateurs, prouvant qu'il n'y a pas de reconnaissance de touche, et, d'autre part, un « 1 » issu du « OU » des touches. Un zéro apparaît donc à sa sortie et un « 1 », à la sortie de P_{12}. Le front montant « 0 » - « 1 », de P_{12},

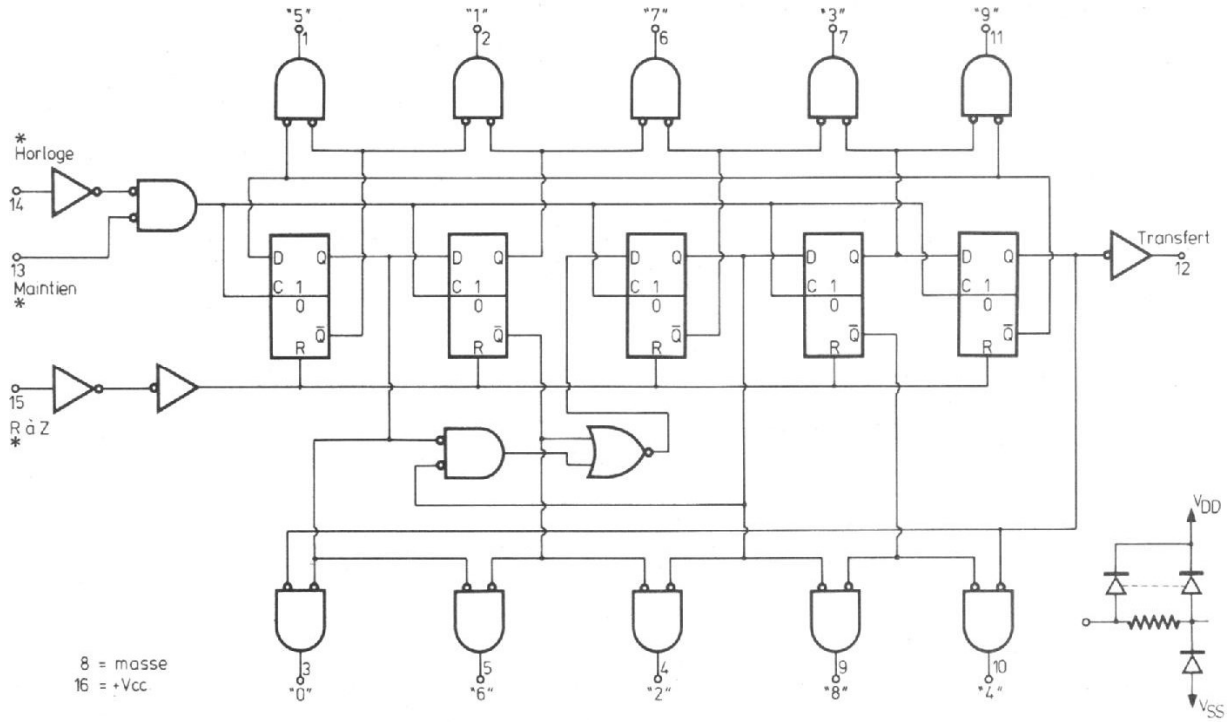


Fig. 3 a.

attaque l'entrée de remise à zéro du compteur après la traversée d'un filtre passe-bas anti-rebondissements. Placé où il se trouve, ce filtre traite les rebondissements de toutes les touches, en nous épargnant de nous occuper de chacune d'elles.

A ce propos, il faut mentionner que les contacts électriques des divers claviers vendus dans le commerce diffèrent. Le temps de rebondissement, fonction de l'élasticité des lamelles de contact ou même de leur état de surface, varie d'un clavier à l'autre. Pour un même clavier, il peut se modifier en fonction du vieillissement. Si, par exemple, les contacts s'oxydent, le temps mis par la vibration mécanique pour laisser en contact deux îlots non-oxydés, situés sur une pointe de frottement, sera plus long. Si les contacts de votre clavier ne sont pas nickelés-dorés, même le plus étanche des claviers finira par s'oxyder un jour et par ne plus faire de contact. En tout état de cause, si votre clavier est mauvais, augmentez C_2 ou C_1.

Prenons à présent le cas d'une bonne action. Si la touche « 12 » est pressée, nous avons vu que P_1 passait à zéro en sortie. Le « OU » de la comparaison laisse passer ce « 0 », qui bloque P_{11}. Il y a, bien entendu, bataille entre le «1» qui arrive par le « OU » des touches et le « 0 » du « OU » des comparateurs. Pour éviter qu'un léger décalage, dans les temps d'arrivée de ces deux signaux, produise une R.A.Z intempestive, un monostable, formé par P_{13}, D_{25}, R_7, C_3 et P_{14}, se charge de maintenir à zéro l'entrée de remise à zéro du compteur. Un deuxième monostable, D_{27}, R_{10}, P_{15}, fournit l'impulsion d'avancement au compteur. Le « 1 » disparaît de la sortie « A » et apparaît en « B ». Si l'on réappuie sur la touche 12, ou si les rebondissements étaient mal traités, il se produirait une remise à zéro parasite.

La touche correcte, correspondant à la deuxième position du compteur, est, maintenant la touche Nr. 6. Elle se trouve être, en effet, à la confluence de la colonne 2 (point de soudure de la sortie B) et de la ligne 2. C'est la seule touche qui ne produise pas de remise à zéro, mais l'avancement du compteur. Sur 10 chiffres, la combinaison à établir est donc : 12, 6, 10, 11, 2, 8, 12, 16, 12, 1. En réalité la démarche est inversée : On

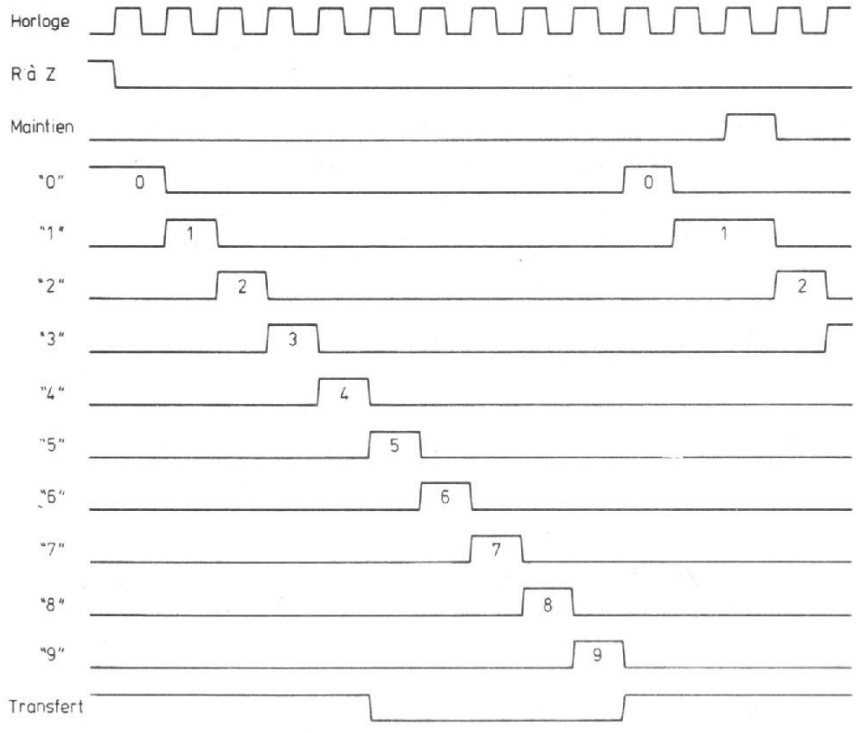


Figure 3. – Diagramme des temps du compteur diviseur.

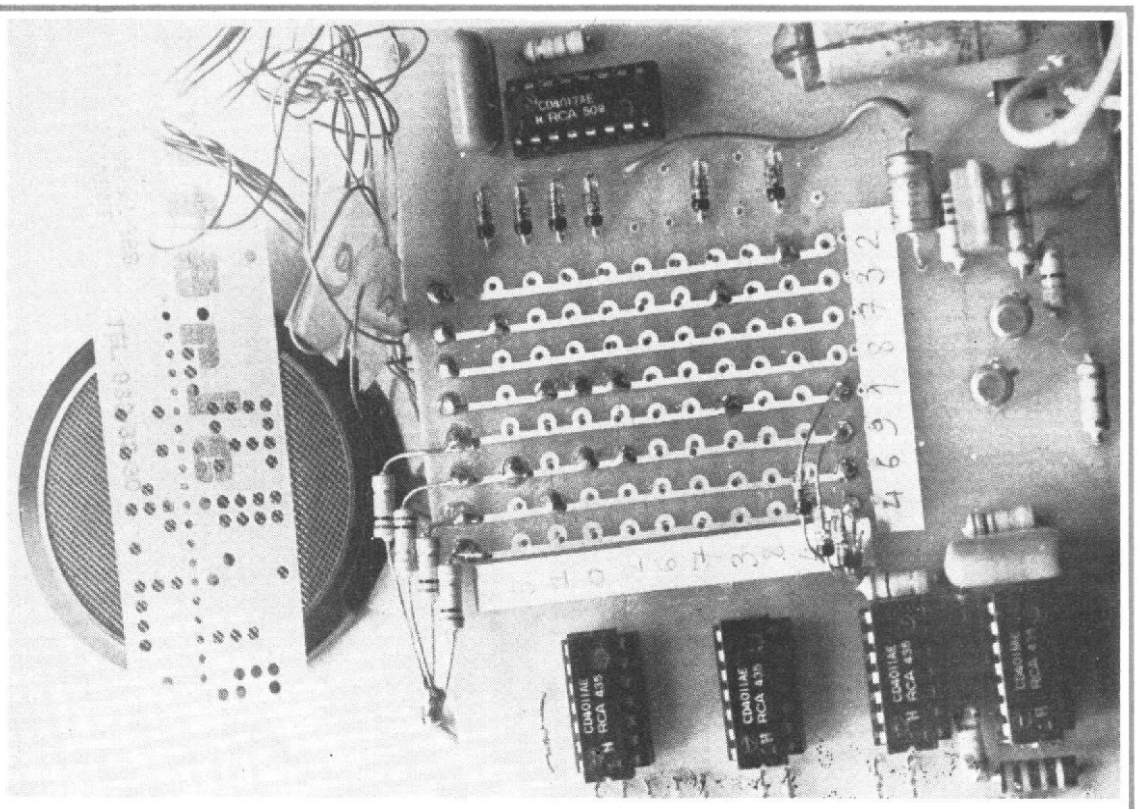


Photo 1. – Mémoire morte à ruban perforé et à circuit imprimé double face.

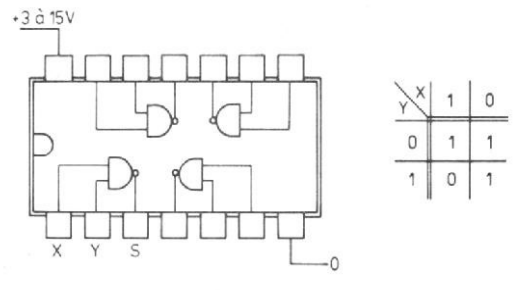
commence par graver en chiffres, lettres ou signes cabalistiques le clavier ; à partir d'une combinaison choisie on trouve où placer les points de soudure. En regardant une configuration des points soudés on peut, bien entendu, déduire le code comme nous l'avons fait plus haut.

La combinaison peut s'arrêter à un nombre de chiffres quelconque. Il suffit d'actionner la porte par l'apparition du « 1 » à l'une des sorties A, B, C... J, comme le montre la figure 2 b. La figure 5 montre le fonctionnement d'un monostable à portes NAND-CMOS, dont vous trouverez le brochage et la table de vérité sur la figure 4. La sortie d'une porte NAND est à « 1 », au niveau haut de la tension d'alimentation, dans tous les cas sauf pour les deux entrées à « 1 », qui la font descendre à zéro. En reliant X et Y, comme nous l'avons fait pour la porte P_{12} par exemple, on obtient un inverseur. Le monostable de la figure 5 démarre à une impulsion de commande négative. Par rapport aux portes NAND-TTL, où l'on définissait une région de signaux « bas » et « haut » et une zone d'incertitude au milieu (exemple : 0 à 0,7 V et 3,5 à 5 V), la sortie d'une porte CMOS bascule pour l'entrée au dessous ou au dessus d'un niveau central, situé à mi-hauteur de la tension d'alimentation, appelé V-transition. Le fonctionnement en monostable utilise cette qualité. Au repos, la résistance R_G sur la figure 5, polarise à « 1 » l'entrée de la porte P_1. Sa sortie est à zéro et la diode D est bloquée. Par la résistance R, l'entrée de P_2 est à la masse et sa sortie au niveau haut. Une impulsion négative, arrivant par un condensateur C_G ou une simple mise à la masse par un bouton poussoir, font passer la sortie de P_1 au niveau haut. C se charge très rapidement à la tension d'alimentation et la sortie de P_2 rejoint la masse. A la disparition de l'impulsion d'entrée, commence la temporisation qui est fonction de la constante de temps de décharge du condensateur C. La diode D est bloquée. Quand la décharge de C atteint le niveau de la tension de transition, P_2 bascule dans l'autre sens.

La dérive thermique du seuil de basculement pourrait faire varier la temporisation. Or, cette dérive est la même que celle de la tension d'alimentation, en valeurs relatives et, par conséquent, il suffit d'une tension stabilisée d'alimentation pour garantir une excellente temporisation. Nous pouvons, d'autre part, nous passer de la porte P_1 et attaquer le groupe D, R, C par un signal logique calibré. C'est ce que nous faisons pour le monostable d'avancement de la figure 2 a. Le monostable d'inhibition de la remise à zéro est construit, en revanche, avec deux portes. C'est aussi une question d'économie en boîtiers NAND.

PARTIE DE COMMANDE

La partie de commande ne demande aucune connaissance spéciale. Sur la figure 2 b, la sortie correspondant au nombre de chiffres choisi attaque à travers C_5, un Darlington, formé par T_1 et T_2, qui commande à son tour un triac. Nous avons choisi un modèle 220 V/10 A, parce qu'il n'y a pratiquement pas de modèle de triac basse tension.



Y \ X	1	0
0	1	1
1	0	1

Fig. 4. – Correspondance interne des circuits du CD 4011 AE (quadruple porte) et table de vérité.

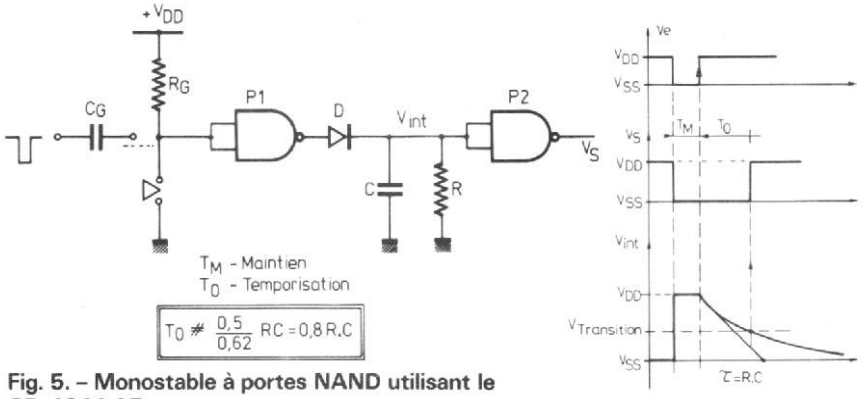


Fig. 5. – Monostable à portes NAND utilisant le CD 4011 AE.

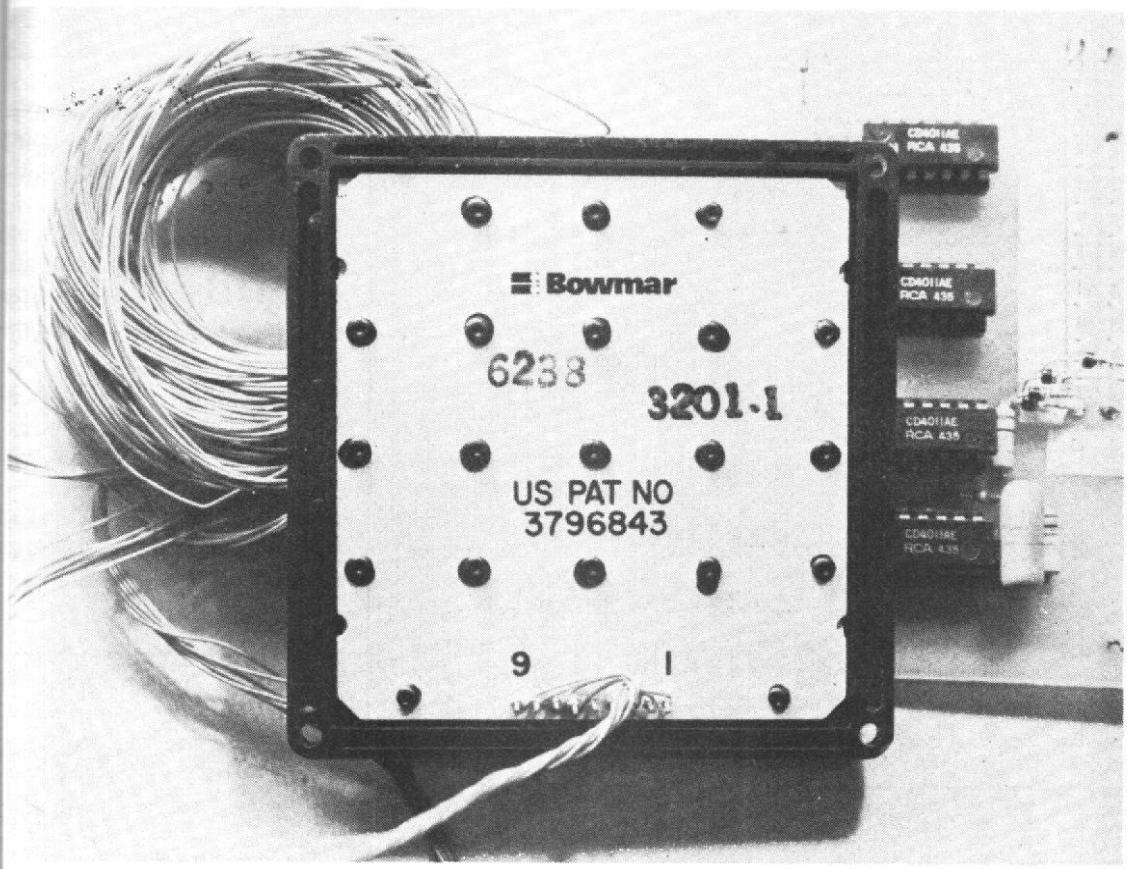


Photo 2. – Les chiffres de 1 à 9 indiquent les 4 lignes et 4 colonnes du clavier.

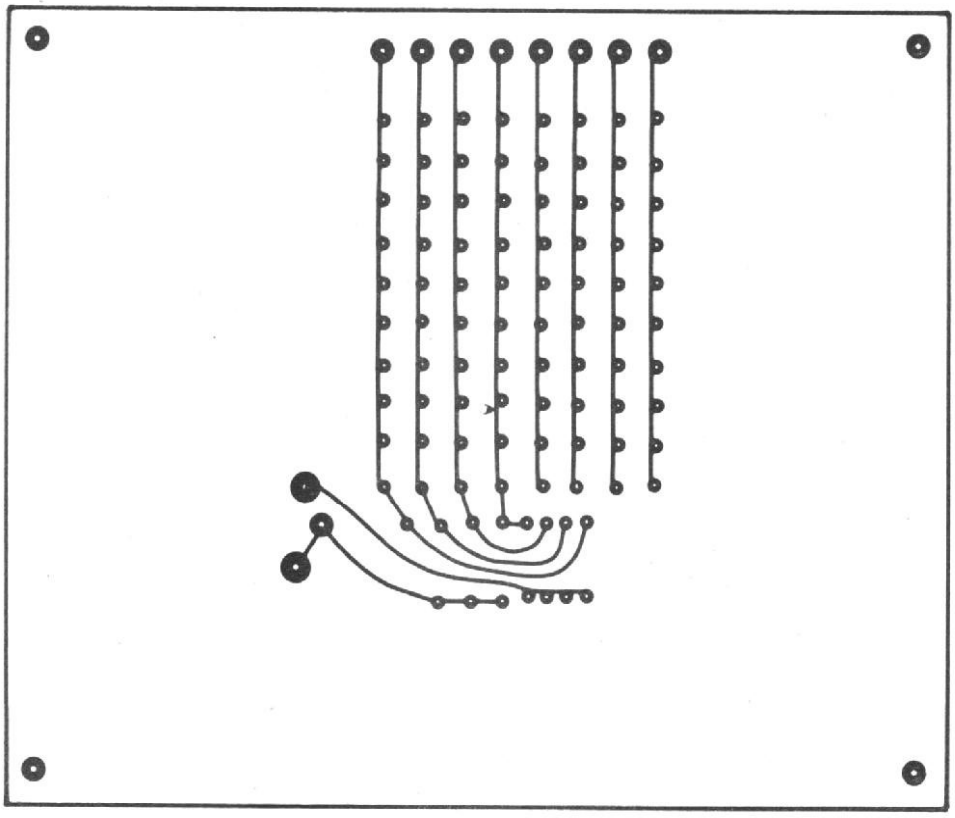


Fig. ig. 6. – Face 1 du circuit imprimé double face.

L'alimentation de la partie logique demande 5 V et quelques mA. Moins de 0,5 mA au repos. La faible consommation autorise une stabilisation par une diode zener de faible puissance de cette tension. Le redressement peut, lui aussi, être monoalternance. Le seul consommateur de courant, dans l'affaire, est le Darlington et la gachette du triac. En impulsion, cette consommation est de l'ordre de 120 mA. Elle a lieu à chaque ouverture de porte. Cette économie de puissance consommée intéresse le fonctionnement sur batterie. Seule une réalisation en logique CMOS pouvait garantir une si faible consommation. Les diodes D_{28} et D_{30}, ainsi qu'une tension alternative au secondaire judicieusement choisie, forment un ensemble de commutation automatique réseau/batterie, en cas de panne secteur : les diodes D_{28} et D_{30} forment un OU logique. D'autre part, on s'arrange pour que la tension redressée par D_{28} et stockée en C_4, lors du fonctionnement sur le réseau, soit légèrement supérieure à la tension-batterie. Compte tenu qu'une batterie-12 V, chargée à bloc, ne dépasse pas 14 V, on s'arrange pour avoir une tension-réseau redressée et filtrée par C_4, de 16 V. Ainsi, la batterie ne débite pas, laissant la main au transformateur-réseau.

En cas de panne du réseau, la diode D_{30} s'ouvre et D_8, bloquée par la tension inverse, empêche la batterie de débiter dans le secondaire du transformateur. La commutation automatique ne concerne pas l'alimentation de la gâche. Lors de l'utilisation de la gâche en courant continu (position « = » du commutateur de la figure 2 b), le triac reçoit une impulsion qui dure une fraction de seconde par la gâchette, mais il restera allumé par la suite, même après la disparition de l'impulsion de commande. La bobine restera alimentée en permanence et la batterie rendra l'âme au bout de quelques heures, sans parler de la porte,

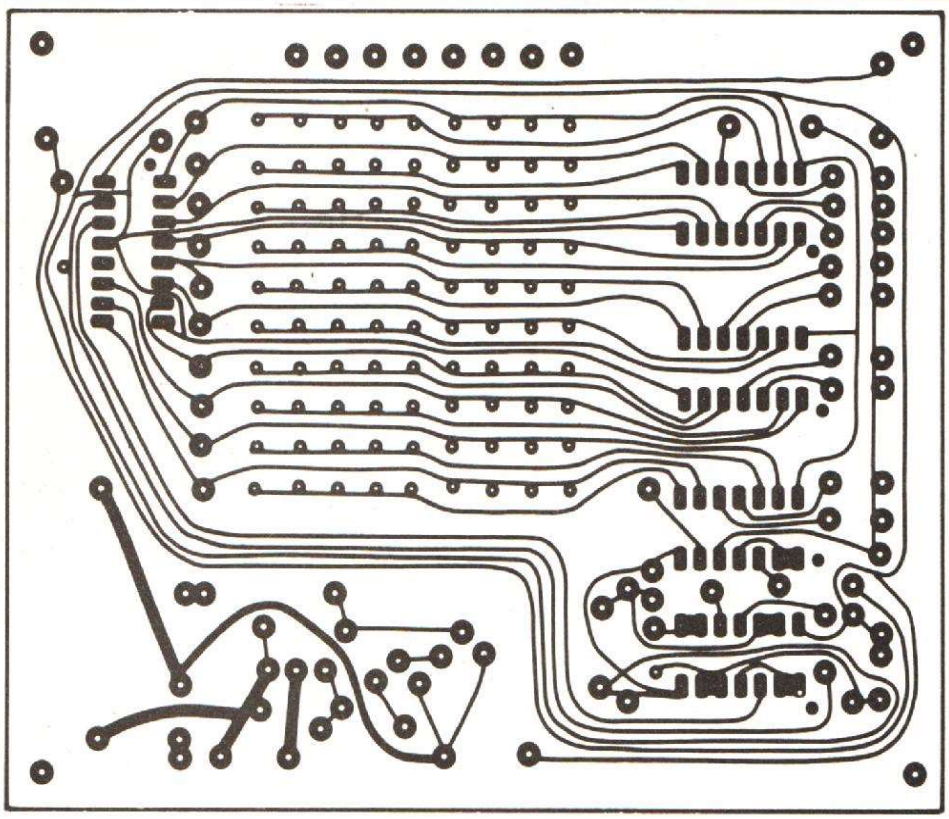


Fig. 7. – Face 2 du circuit imprimé double face.

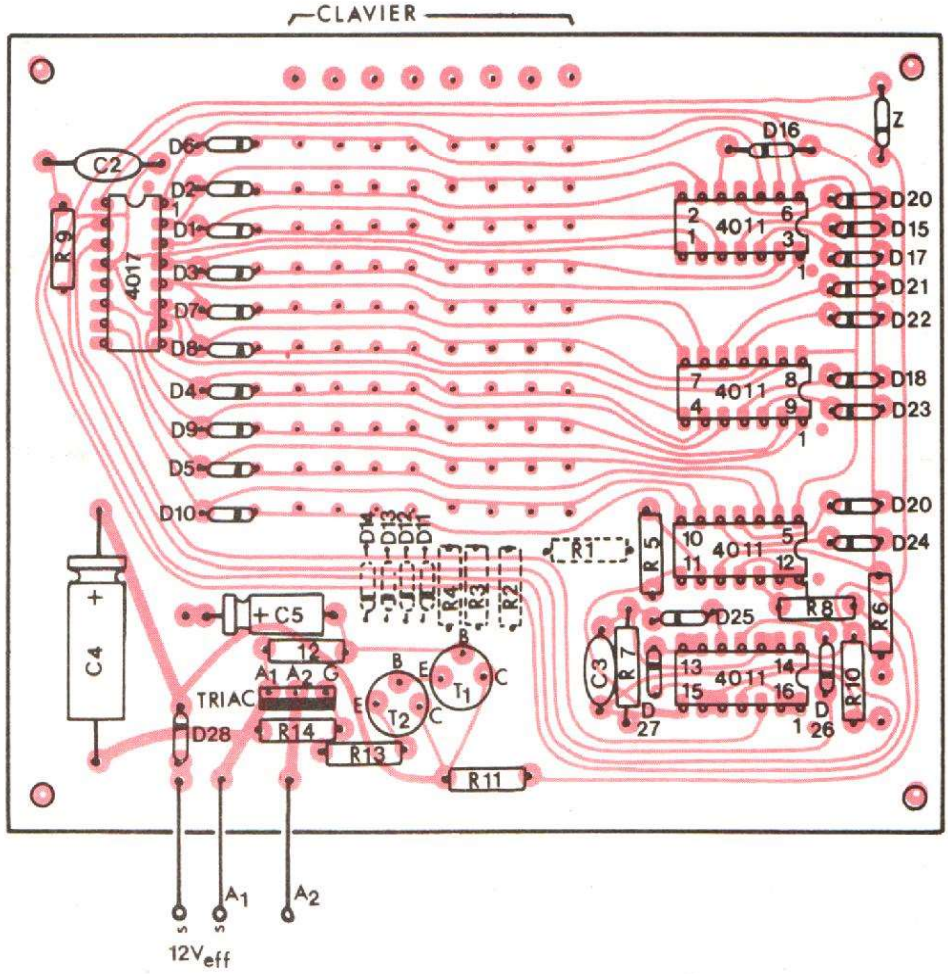


Fig. 8. – Implantation des composants : en pointillés, les composants de la face 1 ; en traits pleins, les composants de la face 2.

LISTE DES COMPOSANTS

Diodes

D_1... D_{10} : 1N914, on s'arrête au nombre de chiffres voulu (de 1 à 10)
D_{15}... D_{24} : 1N914, on s'arrête au nombre de chiffres voulu
D_{11}... D_{14} : 1N914, obligatoires
D_{25}, D_{26}, D_{27} : 1N914, obligatoires
D_{28} : 1 A/20 V ESK 1/10 ou équivalent
D_{29} : zéner 5V1 BZX 5 C1 ou équivalent
D_{30} : diode identique à D_{28}, en option bitension réseau/batterie.

Conducteurs

C_1 : 3,3 nF/10 V céramique
C_2 : 0,22 μF/10 V, papier ou autre
C_3 : 0,22 μF/10 V, mylar, plastique
C_4 : 470 μF/25 V, électrolytique
C_5 : 100 μF/10 V électrolytique.

Portes

Toutes CD 4011 AE (4 boîtiers).

Résistances

R_1, R_2, R_3, R_4, R_5 : 100 kΩ 10 % 1/2 W
R_6 : 18 kΩ 10 % 1/2 W
R_7 : 10 MΩ 5 % 1/2 W
R_8 : 51 kΩ 20 % 1/2 W
R_9 : 47 kΩ 20 % 1/2 W
R_{10} : 1,8 MΩ 10 % 1/2 W
R_{11} : 1,5 kΩ 10 % 1/2 W
R_{12} : 100 kΩ 10 % 1/2 W
R_{13} : 68 Ω 10 % 1/2 W
R_{14} : 1 kΩ 10 % 1/2 W.

Circuit intégré maître

CD 4017 AE (R.C.A.-Tekelec).

Transistors

T_1 : 2N2222
T_2 : 2N1711.

Clavier

De provenance U.S.A. Chercher un clavier à matrice 4 x 4 et code 2/8 (2 parmi 8).

Triac

SC 146 D General Electric ou équivalent : 40 V/10 A.

Gâche électrique

Tous modèles (bobine à basse tension et non sur 220 V≃).

restée ouverte. Indépendamment de la solution adoptée pour la série, nous conseillons à nos lecteurs l'installation d'un coupe circuit actionné par l'ouverture de la porte et situé dans le point marqué par une croix sur la figure 2 b. Quand la gâche est actionnée en courant alternatif ce problème du coupe-circuit ne se pose pas. En position « ≃ » du commutateur, le triac restera ouvert pendant un nombre de périodes-réseau correspondant à la largeur de l'impulsion de commande après quoi il s'éteindra de lui-même.

RÉALISATION

Ce dispositif est réalisé sur un circuit imprimé double face, sans trous métallisés. Les deux côtés doivent être gravés conformément aux plans que donnent les figures 6 et 7. Une figure unique explique l'implantation des composants, pour les deux faces. Lors de l'insolation une précaution toute particulière doit porter sur le bon alignement des deux mylars. On crée ainsi une matrice de programmation, et reprogrammation, des codes très commodes à l'emploi. Cette mémoire morte n'a rien à envier ni aux mémoires à semiconducteur, ni aux rubans perforés. Elle est « effaçable » et s'écrit à l'aide d'une petite pince plate et d'un fer à souder. Il suffit d'extraire le picot d'un trou et de le souder dans un autre, sans oublier de le souder des deux côtés de la plaque de circuit imprimé.

Les groupes de chiffres que l'on aperçoit sur la vue agrandie de la partie mémoire du câblage imprimé correspondent, en vertical aux sorties de la décade et au rang des signes du code. « o » correspond au premier chiffre à encoder, « 1 », au suivant, etc. Nous constatons qu'en « 6 » il n'y a ni point de soudure, ni diode. A la place de la diode (qui serait la D_7 sur la figure 2 a), il y a le strap qui mène à la commande du triac.

Les chiffres horizontaux correspondent aux huit fils de sortie du clavier, chiffrés de de 1 à 9 comme on le voit sur la photo de dos du clavier que nous avons utilisé. Le tableau 1 indique la correspondance entre chaque touche et les contacts obtenus entre ces bornes. Les numéros 4, 6, 9 et 1 correspondent aux lignes et 8, 7, 3, 2 aux colonnes, telles que nous les avons montrées sur la figure 2 a et numérotées, simplement de 1 à 4.

Pour tout autre clavier, il suffit de procéder avec méthode pour arriver à la bonne configuration de points de soudure en court-circuitant à partir d'un code préalablement choisi. Nous y reviendrons par un exemple.

Le prototype qui a été photographié diffère un peu du circuit imprimé que nous vous proposons, du moins pour la face 1. Sur la photo, cette face n'a servi qu'au matriçage. Les quelques composants supplémentaires peuvent être soudés au choix, d'un côté ou de l'autre de la plaque. Attention toutefois à la soudure des diodes : quand on soude une pièce du même côté d'un circuit imprimé, le fer à souder l'échauffe davantage. Maintenez vos diodes par une pince métallique en cours de soudure.

Sans vous tromper de sens, implantez les circuits intégrés et leurs supports. Le triac a un sens, lui aussi : métallisation vers l'extérieur du circuit imprimé. Les groupes de diodes D_1 à D_{10} et D_{15} à D_{24} seront câblés après un choix préalable de la longueur de la combinaison. Inutile d'en câbler plus que le nécessaire. Sur les photos la combinaison à 5 chiffres.

N.B. — En fonction du nombre de demandes la rédaction essaiera d'aider les lecteurs à se procurer ce circuit imprimé double face.

PROGRAMMATION

Aucune mise au point n'est possible sans un code préalablement choisi. Prenons un exemple :

333 16 25,

comme le montre la figure 9. C'est, évidemment, un numéro de téléphone à 7 chiffres. D'où l'idée de transformer la partie logique (figure 2 a) en discriminateur téléphonique. Si un « 19 » trop souvent fait sur votre appareil à clavier vous gêne, vous pouvez encoder « 19 » dans un tel dispositif et faire entrer en action une sonnette à chaque fois qu'un « 19 » est décodé.

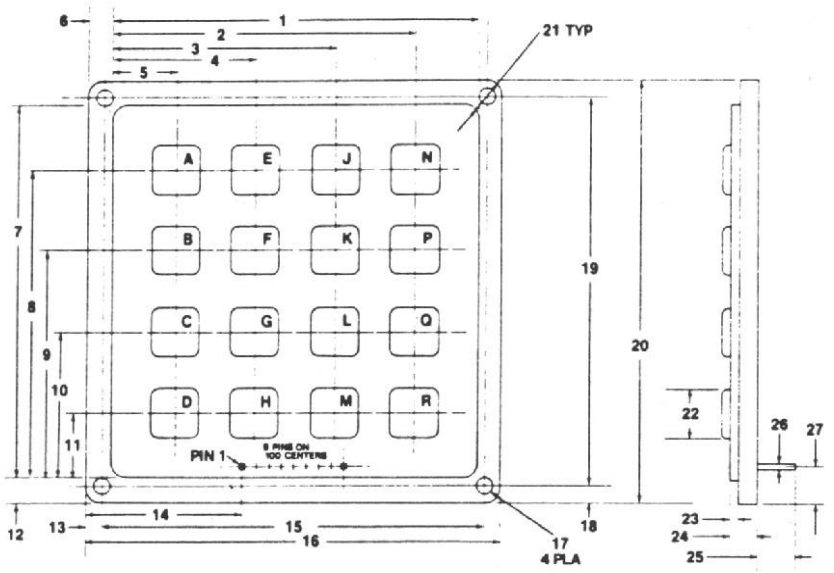
Sur la figure 9, le codage suit trois étapes : localisation de touche sur le clavier, fabrication du tableau d'encodage en lignes et colonnes et la soudure des picots sur la matrice.

MISE AU POINT

On commence par la vérification du bon câblage de chaque touche du clavier. Sur la

	1	2	3	4	5	6	7	8	9
A	x	x							
B		x							x
C		x				x			
D		x		x					
E	x		x						
F			x						x
G			x			x			
H			x	x					
J	x						x		
K							x		x
L						x	x		
M				x			x		
N	x							x	
P								x	x
Q						x		x	
R				x				x	

TABLEAU 1



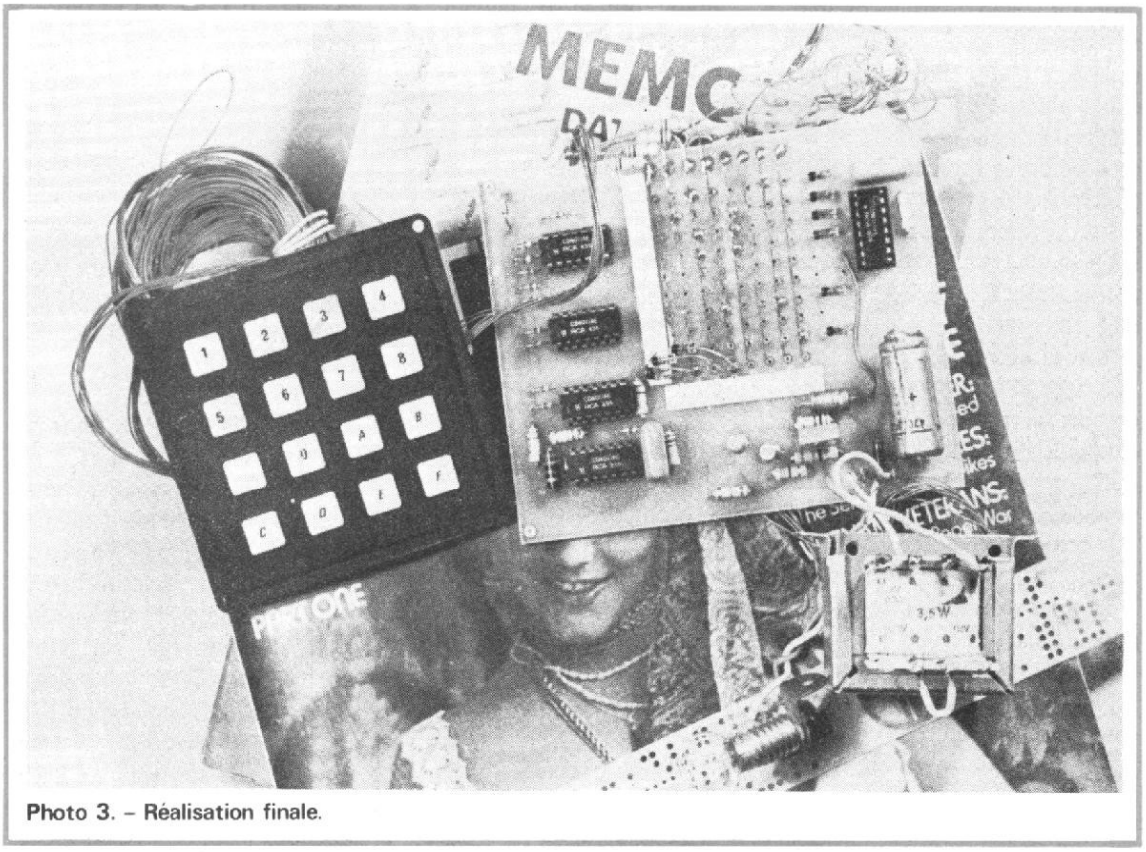


Photo 3. – Réalisation finale.

matrice en circuit imprimé, à l'aide d'un ohmmètre, il suffit de vérifier qu'en appuyant sur telle touche, correspondant à telle ligne et telle colonne, le contact s'établit correctement. On alimente alors le circuit, après s'être assuré qu'aucun circuit intégré n'a été branché à l'envers. A la place de la gâche, momentanément, on peut utiliser une ampoule de phare auto. Il faut commencer par vérifier le bon fonctionnement du « OU » des touches. Un « 1 », + 5 V doit apparaître aux bornes de R_5 quand on appuie sur une touche située sur la bonne colonne. En choisissant la bonne touche il faut maintenant vérifier le fonctionnement correct du «OU » de la comparaison. Un niveau « 0 » doit apparaître sur les anodes, en commun, de D_{15} à D_{24}, alors qu'au repos, la tension à ce point est de + 5 V.

La temporisation des deux monostables et le dimensionnement du filtre passe bas dépendent des temps de rebondissement du clavier que vous aurez choisi. Même les différences de câblage imprimé, si vous utilisiez le même clavier, peuvent amener des retards ou des oscillations parasites et nécessiter un réglage sur oscilloscope. Si votre montage est bien fait vous constaterez l'avancement du compteur à l'action de la bonne touche et sa remise à zéro dans le cas contraire. Arrivés là, toute erreur de fonctionnement ne proviendrait plus que d'une mauvaise relation entre le code choisi et le câblage du clavier. Une petite vérification et tout est règlé. Si vous n'obtenez pas l'avancement du compteur (voltmètre au point « B », après avoir vérifié qu'en « A » il y a bien + 5 V) en appuyant sur la première touche, et si les deux circuits OU sont bons, il y a un réglage à faire : les durés des monostables ne correspondent pas au temps de rebondissement de votre clavier. L'entrée de la porte P_{15} et du monostable d'avancement est temporisée par la capacité parasite de R_{10}, une résistance de forte valeur (1,8 MΩ). Une temporisation trop longue ferait avancer le compteur de plus d'un pas. Une temporisation trop courte fera avancer le compteur sur un rebondissement. Le rebondissement suivant, provenant toujours de la même touche, sera interprété comme une erreur et remettra le compteur à zéro.

Il y a, bien entendu, des cas particuliers où les rebondissements font bien les choses : si le code choisi est « 555 », par exemple, les rebondissements du premier 5 pourront être interprétés comme un deuxième 5, ou même un troisième et la serrure s'ouvrira quand on aura appuyé pour la première fois sur le 5.

Mais, il n'est pas question de laisser l'électronique faire comme elle veut, mais comme nous voulons. On peut, à la rigueur, brancher une petite capacité de 10 à 47 pF en parallèle sur R_{10}. Nous ne saurions assez vous recommander d'utiliser un clavier de qualité et, surtout, le même circuit imprimé, étant connu que les circuits CMOS oscillent parfois et sont extrêmement sensibles aux variations de capacités parasites à cause de leur énorme gain en courant.

Généralement ça marche du premier coup. Il est plus difficile, à notre avis, de bien installer une gâche sur la porte d'un appartement que de réaliser la partie électronique. Eternel problème du cerveau et des muscles ou du travail de « soft » et de « hard ». L'électronique fait figure de cerveau, ou d'intellectuel délicat et la mécanique de muscles et d'ossature.

A. D.

Code : 333 16 25

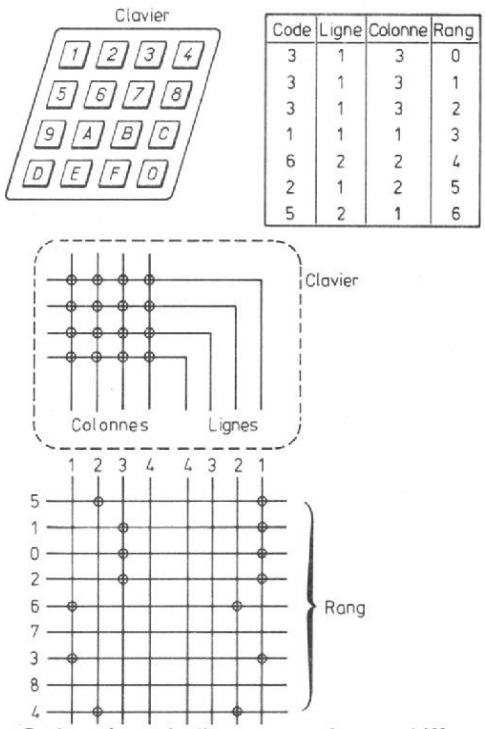
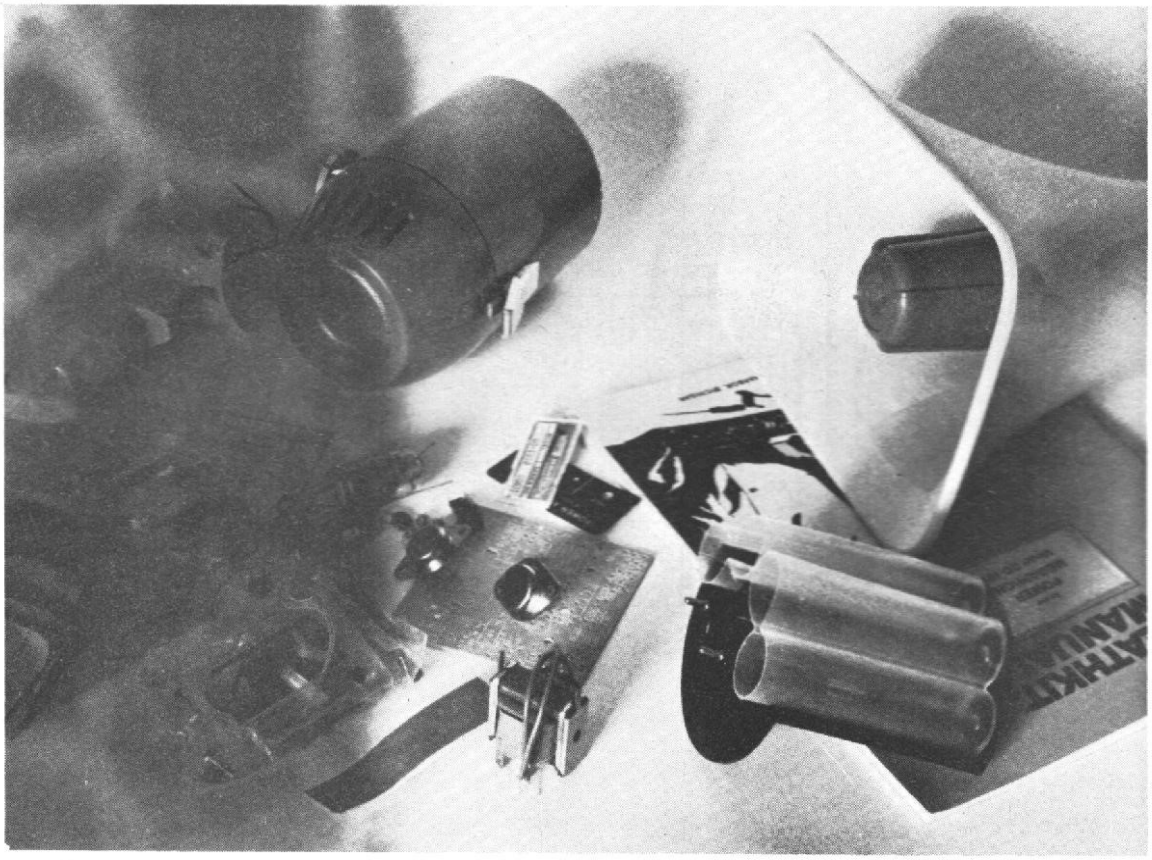


Fig. 9. – Codage à partir d'un nombre à sept chiffres : ici, le nombre 333 16 25.



LE MEGAPHONE HEATHKIT GD 1818

LE mégaphone est un petit appareil à piles destiné à ne pas passer inaperçu. Ses utilisations sont fort nombreuses mais, si vous vous promenez avec un de ces engins dans la main, la gent (de police) casquée, bottée ou plus simplement en képi ne vous regardera pas d'un bon œil, d'autant plus que vous pouvez vous procurer cet instrument dans le haut d'un boulevard qui a reçu son nom d'un archange : Saint Michel vous l'aurez reconnu.

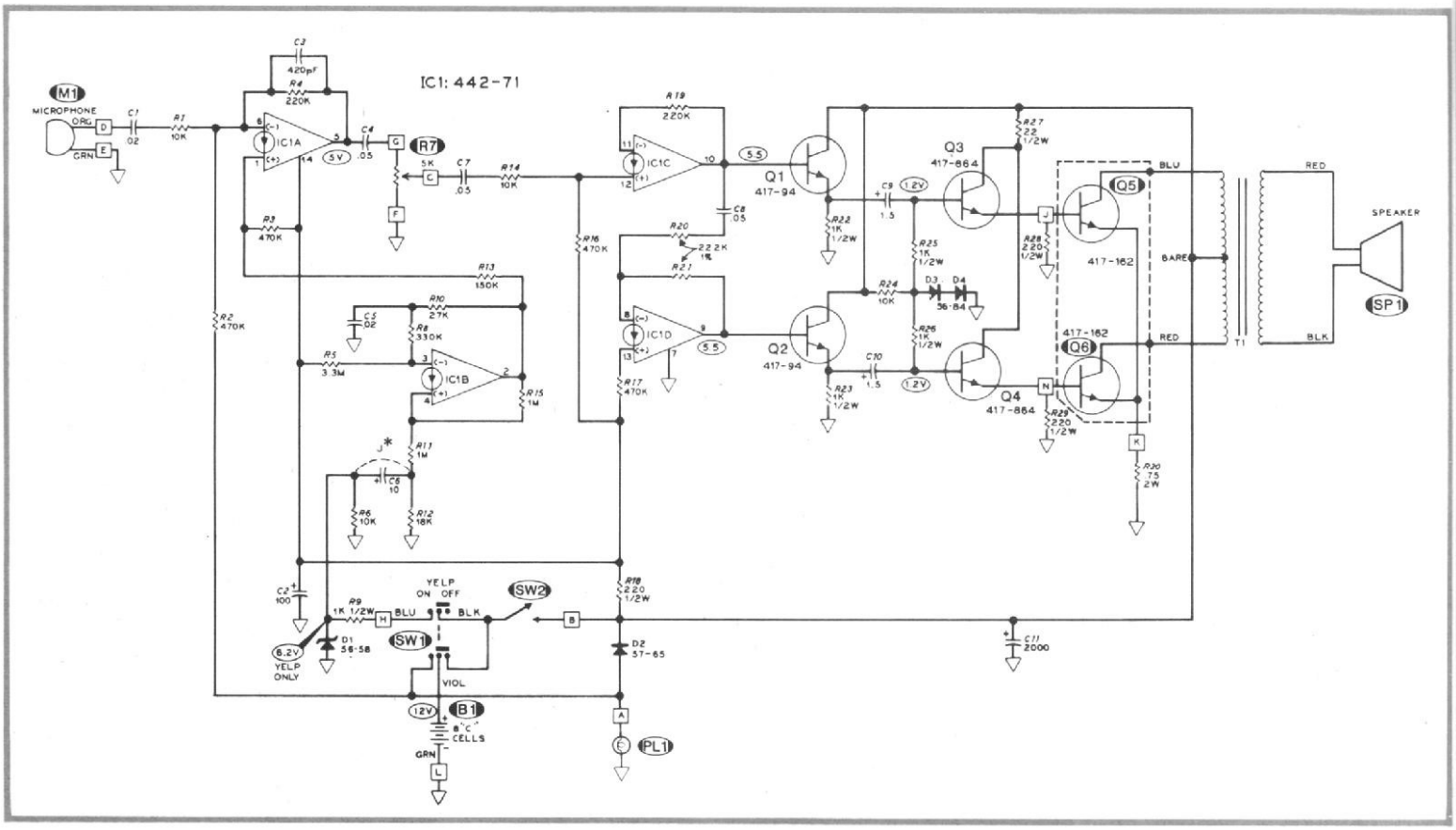
Voilà, le mégaphone, c'est fait pour avoir une « méga » voix, une voix qui s'entend de fort loin. Nous n'avons pas fait d'essais d'efficacité ou de portée en vraie grandeur, vous en trouverez la raison dans notre introduction (la crainte du gendarme). Le mégaphone n'est pas obligatoirement destiné aux jeteurs de troubles en tous genres. Le mégaphone dispose d'un potentiomètre qui modifie le volume sonore à débiter.

Le mégaphone se compose d'un amplificateur alimenté par une batterie de 8 piles de 1,5 volts ; et d'un haut parleur qui, pour porter loin, est à chambre de compression et est chargé par un pavillon. Ce pavillon genre exponentiel et replié est utilisé pour adapter les impédances de charge acoustique d'une membrane travaillant à forte pression mais ayant une surface faible, et de l'air ambiant. Le rôle de cette adaptation d'impédance est de disposer à la sortie du pavillon d'un volume sonore très élevé. Le rendement d'une telle chambre de compression et de son pavillon est de l'ordre de 10 %. La bande passante est limitée à celle nécessaire à la parole, pas de basses, mais du médium.

Il ne suffit pas de parler pour attirer l'attention des gens, si vous voulez qu'ils ne perdent pas les premiers mots de la conversation, vous disposerez sur le GD 1 818 d'un système « couineur » qui avertira, par un appel musical, que vous allez débuter votre message. Ce couineur sera aussi très utile pour brouiller les mégaphones de la concurrence.

A l'autre bout de l'embouchure, nous avons un micro anti larsen qui est installé derrière une grille de protection. Une poignée facilite la manipulation, c'est elle qui porte la gachette et le potentiomètre de volume, ce dernier se manœuvre du bout du pouce. Une ampoule signale que l'avertisseur sonore est en service et qu'on l'entendra dès l'enfoncement de la gâchette. L'avertisseur lumineux prévient la réception d'un excès de décibels dans les oreilles. La pression sonore est très forte et risque de créer quelques perturbations. Le seuil de la douleur peut être atteint.

L'instrument est étanche à la pluie (les manifestations ne se



déroulent pas toujours au mois de mai) mais pas à l'immersion.

Outre l'emploi que nous sous-entendons ci-dessus, le mégaphone peut servir sur les plages, dans des écoles, des établissements publics ou des lieux où sont rassemblées de nombreuses personnes. Le micro et l'électronique associés peuvent traiter toutes sortes de messages de détresse, d'avertissement ou autres.

L'appareil est réalisé en matière plastique moulée, légère et résistante ; poignée et pavillon sont de couleur beige clair, un élément du pavillon (c'est un pavillon replié) et le corps sont de couleur orange. Un anneau dans le bas de la poignée sert à suspendre l'instrument (ceinture par exemple).

Le changement des piles se fait après avoir fait basculer en arrière le microphone, une grenouillère installée dans le haut du boîtier est réservée à cet effet.

CONSTRUCTION

Le mégaphone Heathkit est présenté en kit. Le montage est très simple, la partie mécanique est simplifiée à l'extrême. Par exemple, la poignée est livrée avec son interrupteur installé ; il en est de même pour le corps de l'appareil qui se compose du corps proprement dit, de la partie arrière avec son micro, des contacts des piles qui sont entièrement installés. La construction mécanique est donc simple.

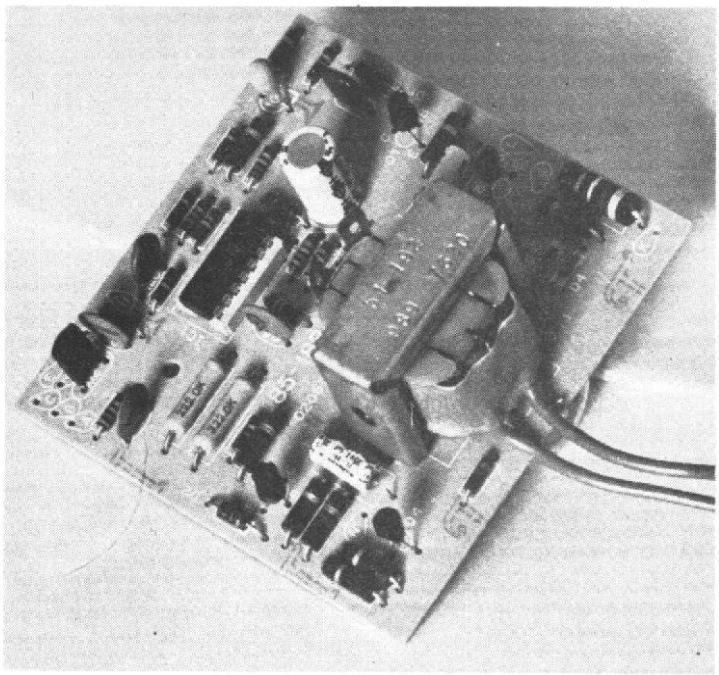


Photo 2. – Câblage du circuit imprimé, circuit intégré monté sur support. Composants classiques et subminiatures.

Nous avons réalisé l'appareil, comme les photos peuvent en témoigner, et, comme nous n'avons pas fait d'erreurs, tout a parfaitement fonctionné, du premier coup de gâchette.

Aucune pièce ne manquait à l'inventaire, quelques vis supplémentaires sont restées sur la table de travail. Certains montages mécaniques exigent de la dextérité, ainsi que quelques soudures qui se font à l'intérieur du capot.

ETUDE DU SCHEMA

Le signal du micro arrive sur l'entrée inverseuse du préamplificateur IC 1 A. Ce préamplificateur fait partie d'un quadruple amplificateur type LM 3 900. La polarisation est assurée par la tension de sortie de l'élément IC 1 B. Cet élément est monté en oscillateur. Pour que le montage oscille, il faut que l'entrée + soit convenablement polarisée. Pour ce faire, le condensateur C 6 envoie une tension positive qui décroît après l'appel. Cette

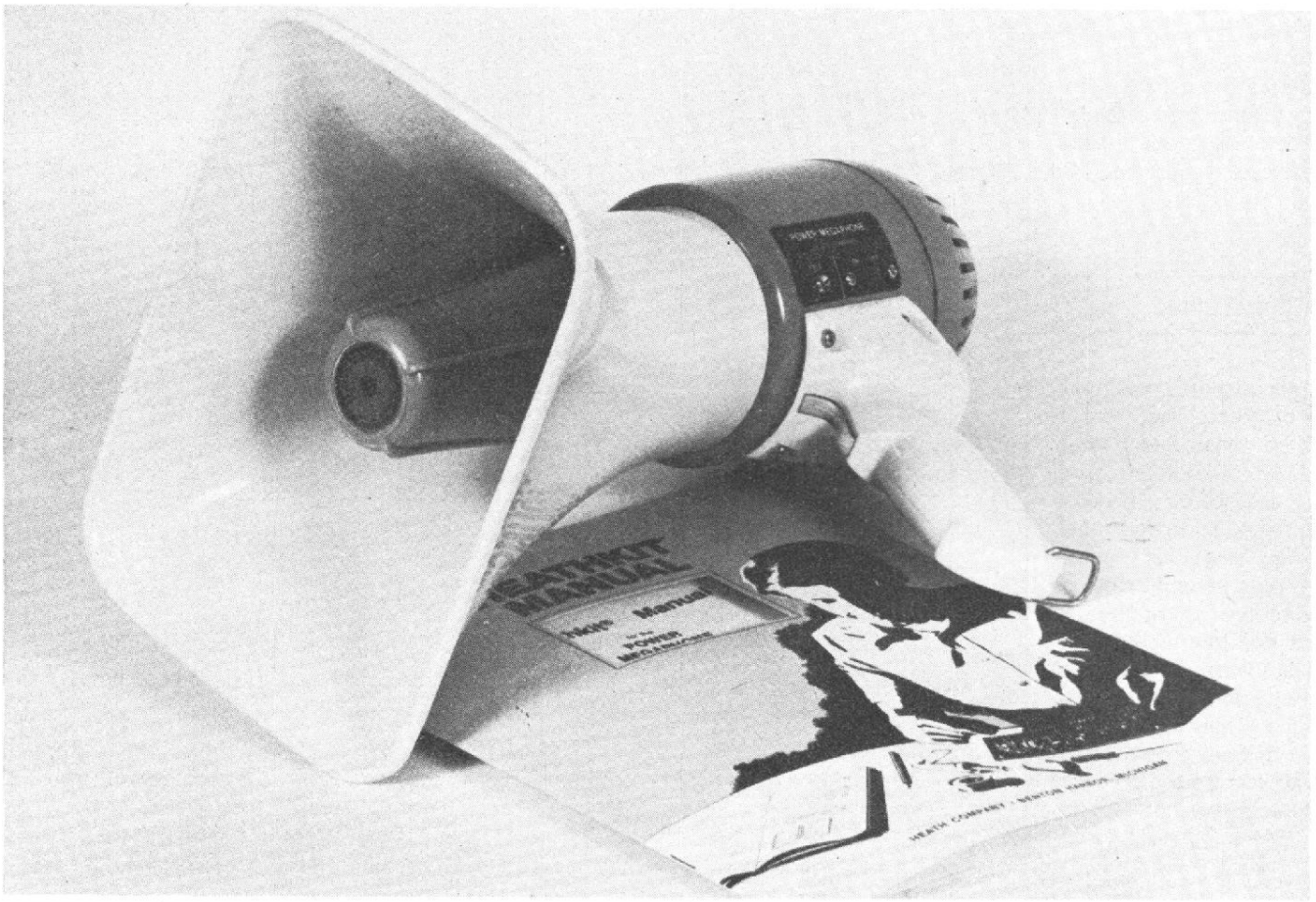


Photo 3. – L'appareil terminé.

tension positive polarise l'oscillateur dont la tension de sortie est un signal carré qui est soumis à l'entrée + d'IC 1 A. Nous avons alors à l'entrée de l'amplificateur de puissance un signal carré d'avertissement. Comme le condensateur C 6 se charge, il arrive un moment où, complètement chargé, il ne polarise plus l'oscillateur qui s'arrête. Pour avoir un avertissement permanent, on court-circuitera le condensateur C 6 par j*. Les deux autres éléments du circuit intégré sont utilisés pour attaquer les transistors de puissance. IC 1 C est monté en amplificateur non inverseur alors qu'IC 1 D est monté en inverseur. Nous avons alors les étages de puissance, une suite de trois transistors montés symétriquement attaquant le transformateur de sortie.

Les deux transistors de puissance sont montés sur des radiateurs laissés à l'intérieur du boîtier. Le mégaphone est

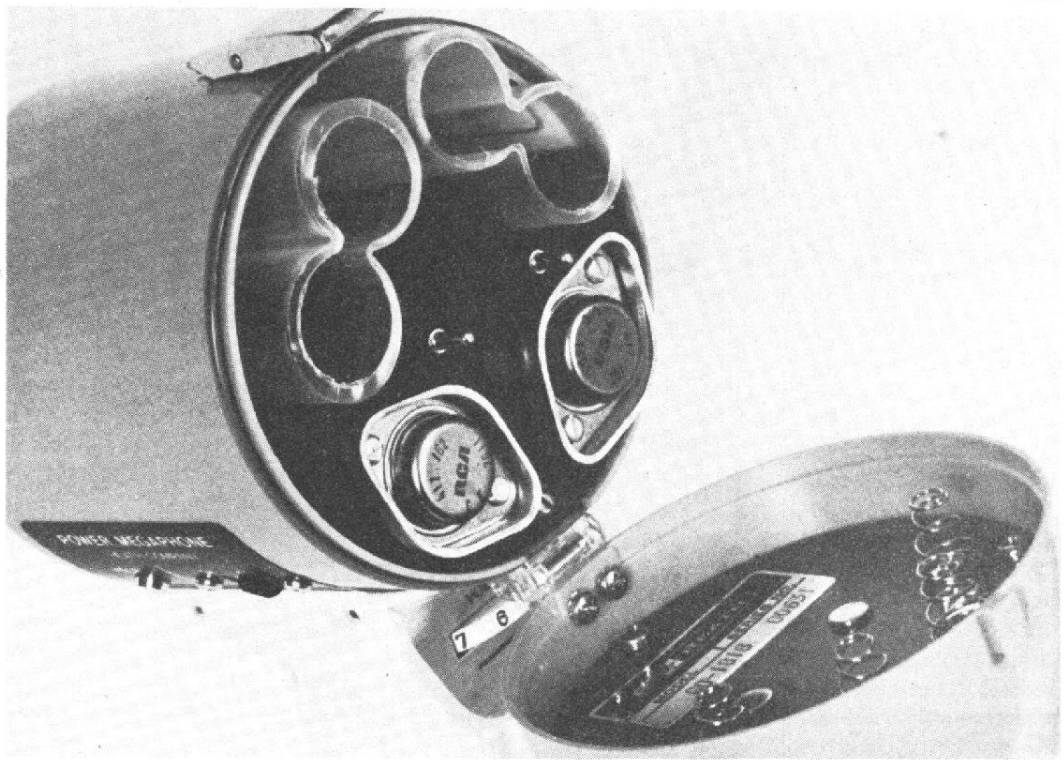


Photo 4. – Transistors montés sur des radiateurs individuels, tubes pour rangement des piles. Le micro est dans la partie rabattue sur la droite, cette partie est livrée toute montée.

un appareil d'un usage intermittant, pas question de lui faire diffuser de la musique ou un signal de ce type.

Les diodes D 3 et D 4 assurent la polarisation et la stabilisation thermique des étages de sortie.

CONCLUSION

Une fois de plus, nous avons mené à bien la réalisation d'un des kits de constructeur américain, un kit fonctionnant aussi bien que les autres. Ce constructeur reste, à notre connaissance, l'un des plus sérieux sinon le plus sérieux, d'appareils divers que l'on montera en profitant des journées de vacances pluvieuses. la simplicité du montage permettra même à ceux qui ne sont pas encore habitués, de faire connaissance avec le kit. Nous aurions toutefois apprécié une notice française.

E.L.

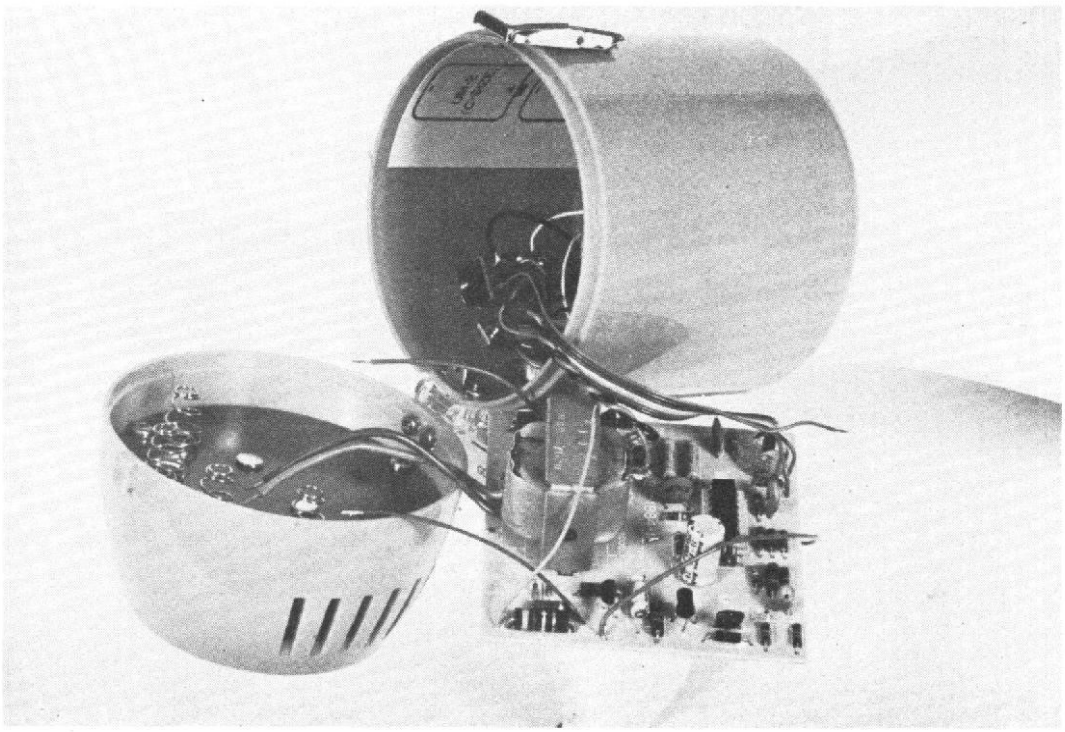


Photo 5. – Le circuit imprimé a reçu ses fils de liaison, une partie du câblage se passe à l'intérieur.

Caractéristiques :

Puissance de sortie : 20 W en pointe
Alarme : decrescendo avec arrêt automatique, possibilité de son continu
Lampe pilote : indique les appels
Alimentation : 8 piles de 1,5 V type C (taille moyenne)
Poids : 2,15 kg
Dimensions : 22 x 16 x 37 cm

Si vous aimez bricoler

SYSTEME D

LA REVUE DES BRICOLEURS

est fait pour vous

SYSTEME D c'est chaque mois :

De nombreuses pages de bricolage dans tous les domaines
s'adressant à tous les bricoleurs
Une rubrique de jardinage.
Des pages en couleur destinées aux Femmes pour leur intérieur
Un concours permanent de réalisations
avec 60 prix d'un montant de 6 000 F

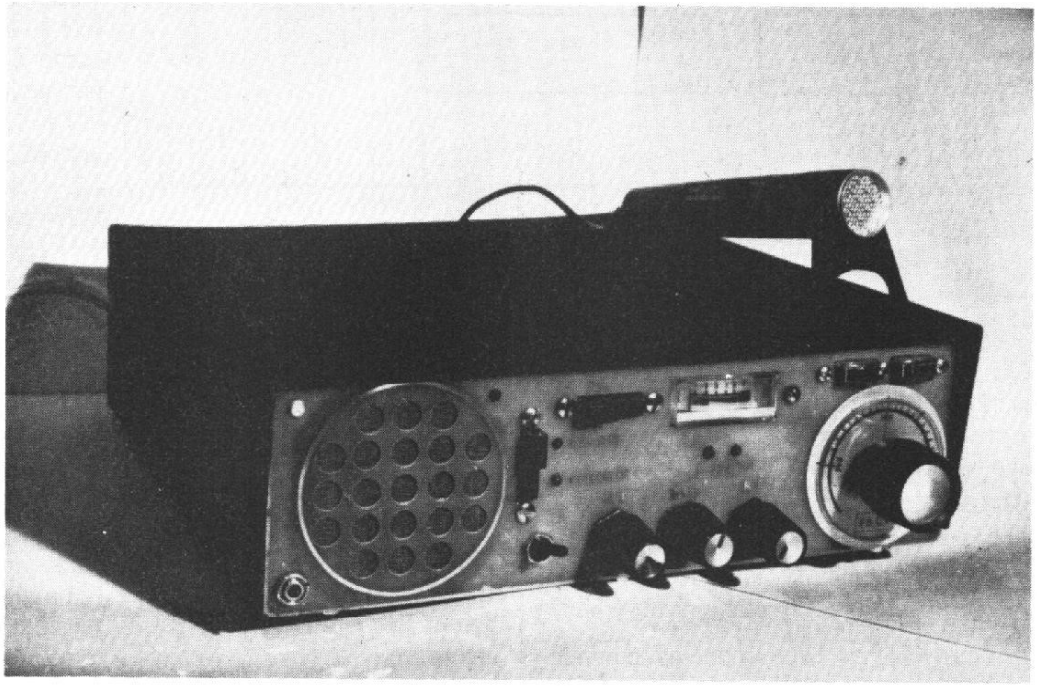
BON POUR UN SPÉCIMEN GRATUIT

Nom ..... **Prénoms** .....
Adresse ..... **Code postal** .....

à renvoyer à Système D - 2 à 12, rue de Bellevue - 75019 Paris (Service H.P.)

JOURNAL des "OM"

Un émetteur 145 MHz



LE TRANS - CV

MODULATION DE FRÉQUENCE
1 W HF – DÉCALAGE 600 kHz POUR RÉPÉTEURS (AM - FM - BLU - CW)

IL est infiniment agréable, lorsqu'on entend un correspondant, de ne pas avoir à se soucier de la fréquence de l'émetteur pour répondre sur la même fréquence. – Inversement, après un appel, le récepteur se trouve automatiquement sur la fréquence d'appel – Pour cela, il faut que le récepteur et l'émetteur soient tous deux pilotés par le même oscillateur. Etant donné l'excellente stabilité de notre module 28 MHz (module S. 28 décrit dans cette revue il y a de nombreux mois par notre ami F 3 XY). Ce module s'appelle maintenant « P. 28 ». Le schéma est exactement le même, mais l'implantation des composants a été quelque peu modifiée, ce qui a permis de réduire les dimensions du circuit imprimé.

La figure 1 montre le diagramme de fonctionnement. On y voit, à l'entrée, un convertisseur piloté par quartz. La sortie 28-30 MHz peut être commutée soit vers un module « Veilleur », pour l'écoute passive, soit vers le changement de fréquence variable 28-30 dont la sortie 1610 kHz est amplifiée par le module suivant. L'ampli BF de réception peut être commuté vers la sortie du « veilleur » ou vers les sorties AM-FM-BLU de l'ampli FI 1610 kHz. Toutes ces sorties se faisant après détection.

L'âme de l'appareil est l'oscillateur variable du module P. 28. Cet oscillateur peut varier de 28,000 + 1610 = 29,610 MHz à 30,000 + 1610 = 31,610 MHz et, par battement avec un oscillateur à 114,390 MHz, nous obtenons : 29,610/31,610 + 114,390 = 144,00/146,000.

En pratique, nous utilisons un quartz 57,200 MHz, en série avec une self-inductance règlable qui permettra d'ajuster, en la diminuant, la fréquence du quartz. L'oscillateur quartz est suivi d'un étage doubleur de fréquence. Pour la pureté du signal, l'étage doubleur est suivi d'un filtre à deux circuits accordés.

Pour les mêmes raisons, les deux premiers étages de l'ampli 145 MHz sont également équipés de filtres à deux circuits accordés.

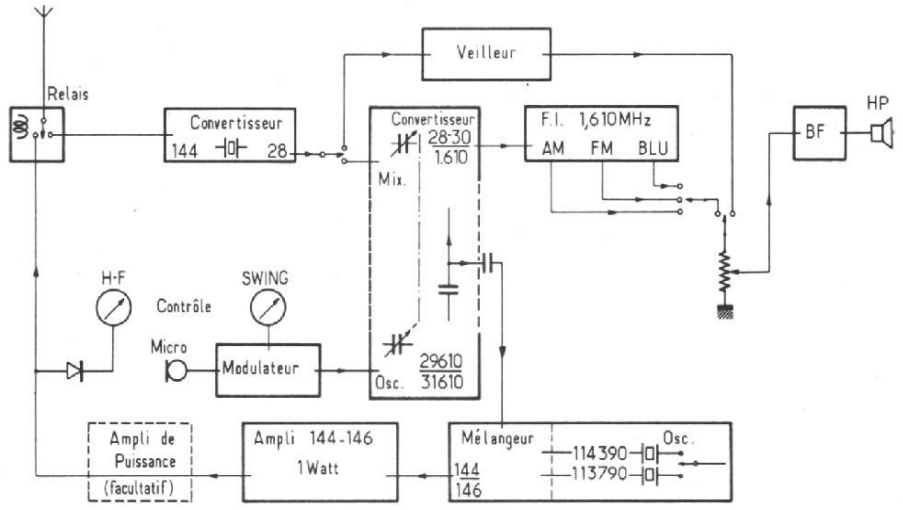


Fig. 1

MODULE P.28

Ce module ayant déjà été décrit dans ces colonnes, nous rappellerons brièvement l'essentiel de ce montage. Le schéma se trouve figure 2, le plan d'implantation figure 3, et le circuit imprimé figure 4.

Nous voyons, à l'entrée, un filtre de bande à deux circuits accordés et un transistor double-porte T_1 monté en mélangeur. La fréquence de sortie de cet étage est 1610 kHz. L'oscillateur utilise également un transistor double-porte T_2. Ce genre d'oscillateur, expérimenté depuis plusieurs années, et réalisé à de nombreux exemplaires, a fait ses preuves de stabilité. C'est ce qui nous a fait penser à son utilisation pour piloter l'émetteur.

Pour des raisons de commodité, nous prélevons la HF de l'oscillateur sur G_2 du transistor mélangeur, ceci par un condensateur aussi petit que 2p7 (2,7 pF), afin de ne pas perturber la réception. Ce signal est amplifié par T_3 monté sur une petite plaquette fixée sur l'arrière du condensateur variable. Nous avons baptisé ce mini-module « Ampli VFO ». Son schéma est également sur la figure 2. Le plan d'implantation et le circuit imprimé sont représentés figures 5 et 6.

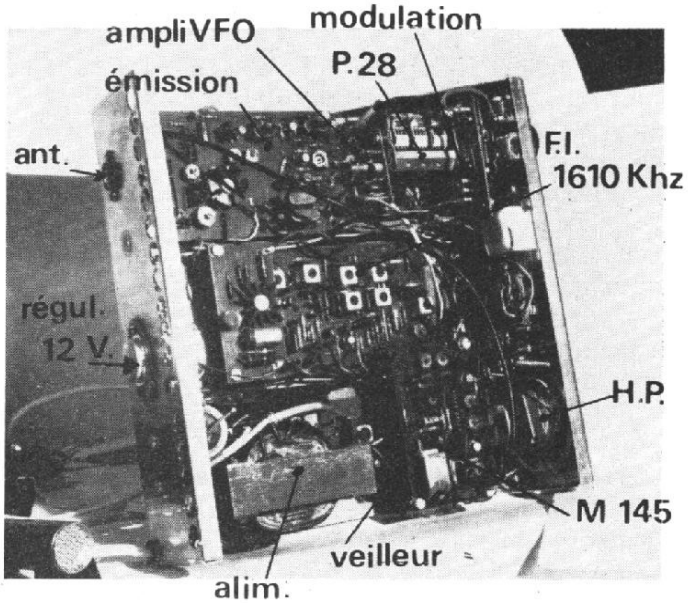
Le condensateur variable est un 3 x 15 pF et doit être de bonne qualité. Eviter les CV miniatures utilisés dans les blocs FM de BCL. Certains ne sont même pas montés sur roulements à billes.

Le couplage entre L_1 et L_2 se fait uniquement par la proximité de C_1 et C_4. Un détail ; C_7 est placé debout et soudé directement au CV.

T_1 : Tous modèles conviennent. Préférer le 40604 RCA.
T_2 : Tous modèles conviennent. Préférer le 40602 RCA ou 3N201 T.I.
T_3 : Tous modèles conviennent.
L_1 : 22 sp. fil 25/100 soie, couplage entrée 1 sp. sur côté froid.
L_2 : 22 sp. fil 25/100 soie, couplage entrée 1 sp. sur côté froid.
L_3 : 20 sp. fil 25/100 soie, réaction : 3 sp. sur le côté froid.
L_5 : 22 sp. fil 25/100 soie, sortie : 5 sp. sur le côté froid. (Ampli VFO).

Ces quatre bobinages : sur mandrin 4 mm. Noyau du côté froid.
L_4 : Transfo FI 1610 kHz en boîtier 10 x 10 mm. C_6 est incorporé.
B.A. : 5 spires en tore sur une perle ferrox. de 3 x 4 mm. Voir figure 7.

Les possesseurs de S.28 ou P.28 fonctionnant sous 9 V et qui voudraient les alimenter sous 12 V n'auront qu'à remplacer la résistance R_2 (47 Ω pour 9 V) par une 330 Ω.



MODULATION CAF DERIVE SCHEMA SUR figure 2

Mais pour transmettre en modulation de fréquence, nous avons dû moduler l'oscillateur du P.28 et cela a nécessité l'adjonction d'une plaquette auxiliaire comportant un étage amplificateur BF et la diode Varicap. Ce circuit se fixe à l'avant du CV et se raccorde à l'oscillateur de P.28 par un condensateur de 4p7 (4,7 pF). Nous prélevons également la tension régulée de 6,2 V sur la diode zener du P.28 pour polariser la diode varicap. La présence de cette diode varicap reliée à l'oscillateur nous a permis de prévoir une commande de fréquence (CAF) à partir du détecteur FM de l'ampli FI 1610 kHz, et aussi de placer un circuit de dérive de fréquence (RIT ou RFA des américains). On peut ne pas utiliser ces deux circuits.

Le circuit CAF agit sur la tension, côté négatif, appliquée à la diode varicap. Cette tension issue du détecteur de rapport est nulle à l'accord exact mais devient positive ou négative suivant le sens du décalage, si l'accord varie, et tend à annuler ce décalage. Si l'effet était inverse, il serait impossible de se règler sur un correspondant, le récepteur faisant chaque fois un bond par-dessus la fréquence. Dans ce cas, il suffit d'inverser la polarité des deux diodes du détecteurs FM (et du condensateur de 1 µF). Si ce circuit n'est pas utilisé, il faut mettre à la masse la broche de sortie correspondante.

Le circuit de DERIVE (RIT ou RFA) agit sur la tension positive appliquée à la diode varicap. Si ce circuit est monté, il faut prévoir de l'isoler par l'interrupteur du potentiomètre de commande et, en plus il est impératif de doubler la coupure de l'interrupteur par un relais qui coupe lorsqu'on est en position « émission ». On ne doit

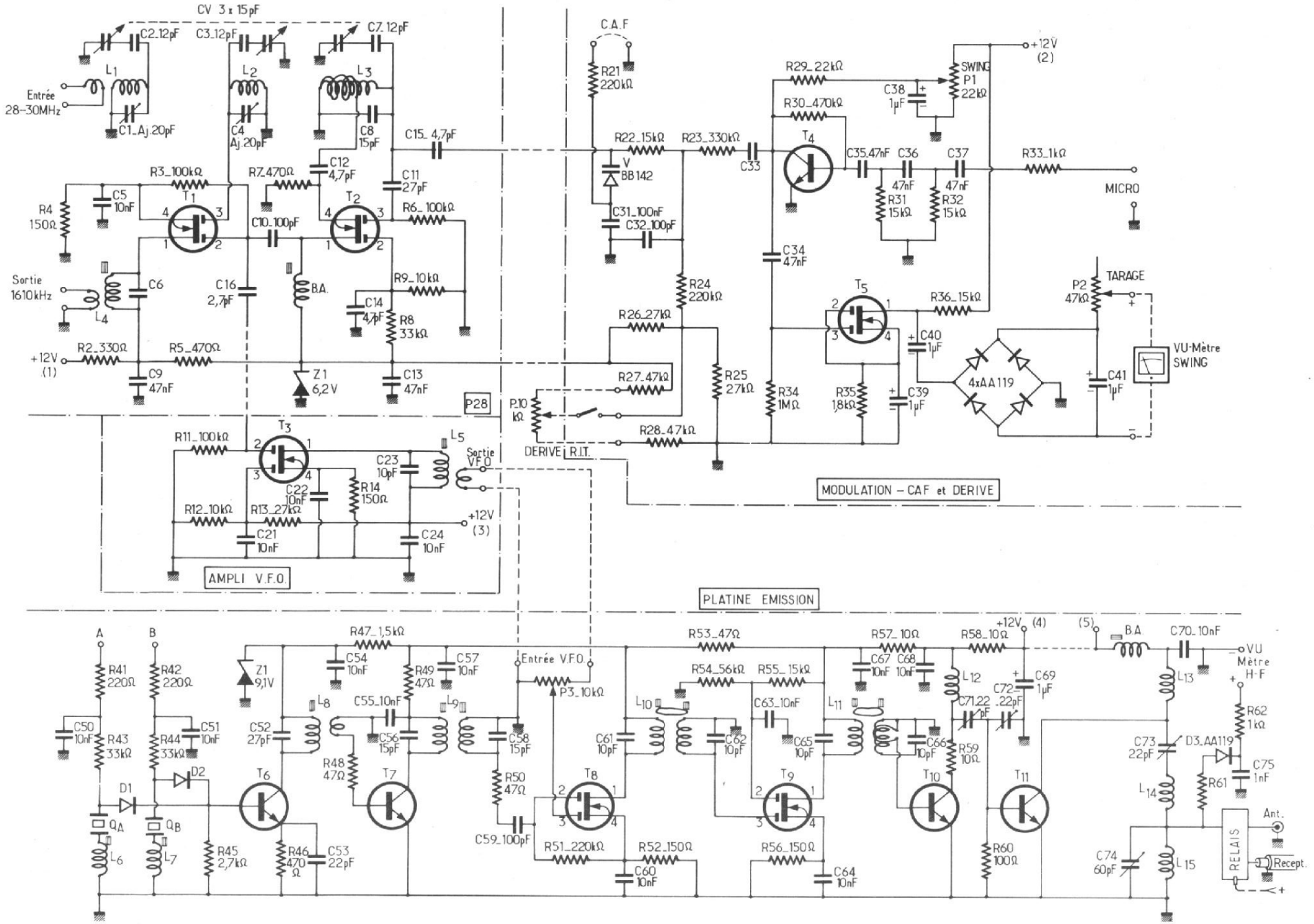

CV 3 x 15pF
C2 12pF
C3 12pF
C7 12pF
L1
L2
L3
Entrée 28-30MHz
C1 Aj 20pF
C4 Aj 20pF
C8 15pF
C15 4,7pF
R3 100kΩ
R7 470Ω
C12 4,7pF
C11 27pF
R4 150Ω
C5 10nF
T1
T2
R6 100kΩ
C10 100pF
Sortie 1610kHz
L4
C6
C16 2,7pF
B.A.
R9 10kΩ
C14 4,7pF
R8 33kΩ
+12V (1)
R2 330Ω
R5 470Ω
C9 47nF
Z1 6,2V
C13 47nF
P28
AMPLI V.F.O.
R11 100kΩ
T3
L5
Sortie V.F.O.
C23 10pF
C22 10nF
R14 150Ω
R12 10kΩ
R13 27kΩ
C21 10nF
C24 10nF
+12V (3)
C.A.F
R21 220kΩ
V BB142
C31 100nF
C32 100pF
R22 15kΩ
R23 330kΩ
C33
R29 22kΩ
SWING P1 22kΩ
+12V (2)
R30 470kΩ
C38 1µF
T4
C35 47nF
C36 47nF
C37 47nF
R33 1kΩ
MICRO
R31 15kΩ
R32 15kΩ
C34 47nF
R24 220kΩ
T5
R36 15kΩ
P2 47kΩ
TARAGE
R26 27kΩ
C40 1µF
VU-Mètre SWING
4xAA119
C41 1µF
R27 47kΩ
R25 27kΩ
R34 1MΩ
R35 1,8kΩ
C39 1µF
P10 kΩ
DERIVE R.I.T.
R28 47kΩ
MODULATION – CAF et DERIVE
PLATINE EMISSION
A
B
R41 220Ω
R42 220Ω
R47 1,5kΩ
C54 10nF
R49 47Ω
C57 10nF
Entrée V.F.O.
P3 10kΩ
R53 47Ω
R57 10Ω
R58 10Ω
+12V (4)
(5)
B.A.
C70 10nF
VU Mètre H-F
C50 10nF
R43 33kΩ
R44 33kΩ
C51 10nF
Z1 9,1V
C52 27pF
L8
C55 10nF
L9
C58 15pF
R54 56kΩ
R55 15kΩ
C67 10nF
C68 10nF
L12
C69 1µF
C72 22pF
C71 22pF
L13
R62 1kΩ
D1
D2
T6
T7
T8
T9
T10
T11
R48 47Ω
C56 15pF
R50 47Ω
C59 100pF
C61 10pF
L10
C62 10pF
C63 10nF
L11
C65 10pF
C66 10pF
R59 10Ω
C73 22pF
D3 AA119
C75 1nF
R61
L14
QA
QB
L6
L7
R45 2,7kΩ
R46 470Ω
C53 22pF
R51 220kΩ
R52 150Ω
C60 10nF
R56 150Ω
C64 10nF
R60 100Ω
C74 60pF
L15
RELAIS
Ant.
Recept.

Fig. 2

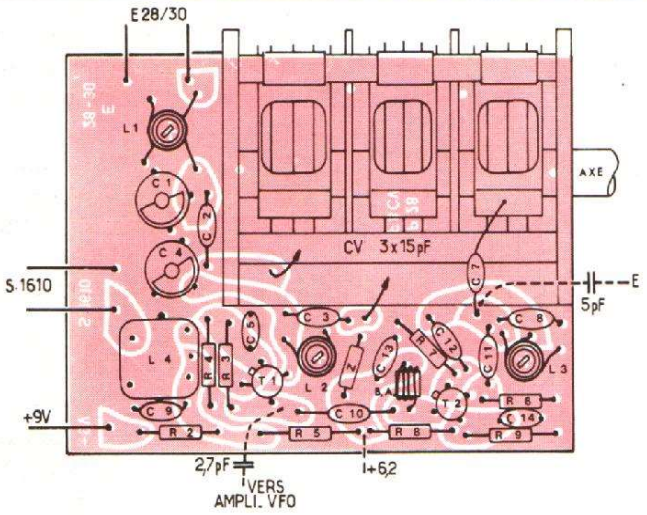


Fig. 3. – C_7 est placé verticalement et soudé au CV.

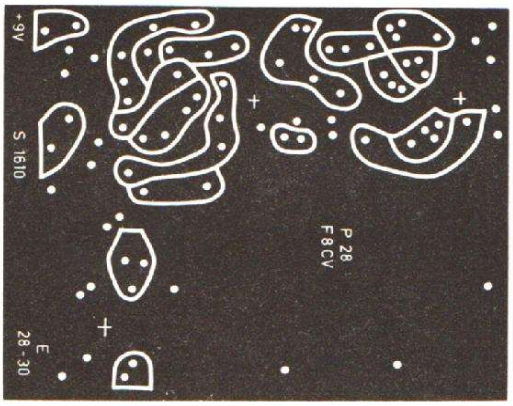


Fig. 4

jamais transmettre avec la dérive en service, sinon ce circuit n'aurait plus de raison d'exister.

Le transistor T_4 amplifie la tension BF issue du micro. Son gain est réglable par le potentiomètre ajustable P_1.

Entre la prise micro et T_4 nous voyons un filtre BF constitué par C_{35}, C_{36}, C_{37}, R_{31} et R_{32}. Ce filtre atténue les fréquences basses, ce qui est toujours conseillé en modulation de fréquence. Lorsqu'on transmet en modulation de fréquence, l'appréciation de l'excursion de fréquence (le SWING... comme on dit !) est toujours mystérieuse, et, généralement fonction de l'appréciation du correspondant. Parfois cela est déroutant. Le « swing » étant proportionnel à la tension BF appliquée à la diode varicap, nous avons pensé qu'un appareil de mesure, un simple vumètre, comme il s'en trouve sur les magnétophones, renseignerait sur le niveau à ne pas dépasser. Les essais étant concluants, nous avons monté un étage BF supplémentaire. Nous avons utilisé un transistor à effet de champ double-porte, T_5, afin de ne pas charger la sortie de T_4. Après amplification, le signal BF est redressé par quatre diodes AA119 montées en pont. Une résistance ajustable P_2, montée en série dans l'une des sorties permet le tarage de l'appareil de mesure. On s'arrangera, par tâtonnements successifs, et avec le concours d'un correspondant compétent, pour que l'aiguille du vumètre soit sensiblement à mi-course pour une excursion de fréquence convenable. Les figures 8 et 9 montrent le plan d'implantation et le circuit imprimé.

PLATINE EMISSION

Nous en trouvons le schéma également figure 2. Le transistor T_8 est mélangeur. Il reçoit sur G_1 la HF en provenance du VFO, après dosage par le potentiomètre ajustable P_3. Sur G_2 arrive la HF en provenance de T_6, oscillateur quartz et T_7 doubleur de fréquence. Dans le circuit de T_6 nous voyons deux quartz. Selon que l'on applique la tension 12 V à la broche A ou B, c'est l'un ou l'autre quartz qui oscille. L'un des quartz, Q/A par exemple, est, comme nous l'avons vu, un 57,200 MHz dont la fréquence sera amenée à 57,195 par le règlage de L_6. Après T_7 nous obtenons la fréquence 114,390 MHz. L'autre quartz, Q/B est un 56,900, qui sera amené à 56,895 par L_7. Après le doubleur T_7, nous aurons une fréquence de 113,790 MHz, soit 600 kHz plus bas que Q/A. Lorsque ce quartz sera en service, l'émission sera automatiquement décalée de 600 kHz par rapport à la fréquence de réception. C'est la position « relais » ou « répéteurs ».

Lorsque le récepteur est réglé avec soin sur la fréquence d'un relais, l'émission est automatiquement sur la fréquence d'écoute de ce même relais. Le circuit L_8 est réglé pour permettre l'oscillation de l'un ou l'autre quartz sans retouche. Les deux bobines de L_9 seront réglées vers

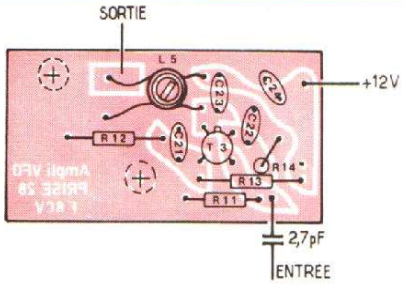


Fig. 5

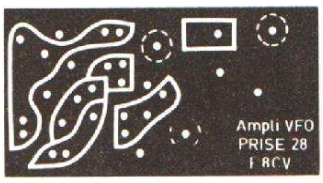


Fig. 6

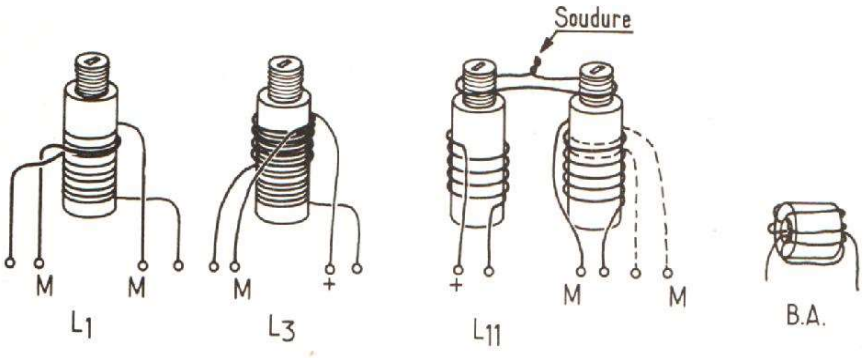


Fig. 7. – L_{10} comme L_{11} sauf les 2 spires sur le secondaire. L_9 comme L_{10} sauf la boucle de couplage.

114 MHz. La bande passante de ces circuits est suffisante pour ne pas avoir à retoucher lorsqu'on passe d'un quartz à l'autre.

Les résistances R_{48} et R_{49}, de même que R_{59} que nous trouverons plus loin, n'ont d'autre but que de dissuader les transistors de « ruer dans les brancards ! ».

Les circuits L_{10} et L_{11} sont des filtres de bande à deux circuits accordés. Le couplage est ajusté par une boucle ovale ceinturant les deux noyaux. Un couplage convenable procure une amplification constante de 144 à 146 MHz avec une chute rapide de part et d'autre.

Le secondaire de L_{11} comporte, imbriqué dans le bobinage, du côté froid, deux spires pour l'excitation de T_{10}. La sortie de T_{10} est accordée sur 145 MHz par L_{12} et les condensateurs ajustables C_{71} et C_{72} formant un pont diviseur capacitif pour l'attaque de T_{11}. Ce dernier transistor est muni d'un radiateur. Son circuit de sortie est classique Nous y voyons L_{13}, C_{73} en série avec L_{14} et C_{74} en parallèle sur la sortie. Nous avons ajouté L_{15}, également en parallèle sur la sortie. Sa présence n'est pas indispensable, mais facilite le couplage de l'antenne. Les figures 10 et 11 montrent le plan d'implantation et le circuit imprimé.

La figure 12 nous montre l'aspect des bobinages sur mandrin. Tous ces bobinages sont connectés de manière à avoir le point froid HF en haut. Le noyau de règlage se trouve ainsi du côté froid.

Tous les transistors utilisés sur cette platine doivent pouvoir fonctionner jusqu'à 200 MHz. Pour T_6 et T_7, nous avons utilisé des 2N918. En T_8 et T_9, des 3N141 ou 3N204 conviennent. Si cela est possible, on sélectionnera des échantillons ayant le plus de gain.

En T_{10}, un 2N2369 est préférable au 2N918, T_{11} est un 2N4427. A la rigueur, un 2N866 pourrait convenir.

RELAIS D'ANTENNE

Sur la platine « émission », nous avons également monté le relais inverseur d'antenne. Vu la faible puissance de l'émetteur ci-dessus (1 watt) un relais à ILS (relais Reed ou DIL) peut être utilisé. Si on peut trouver un de ces relais, inverseur, en 12 V, pas de difficulté, on l'alimente en même temps que la platine « émission ». Mais ce type de relais étant assez difficile à trouver, nous avions, en première réalisation, « fabriqué » un inverseur au moyen de deux relais simples (à ILS, évidemment) montés bout à bout. Leurs bobines d'excitation 5 V sont connectées en série, et pour fonctionner sous 12 V, les 2 V excédentaires sont dissipés dans une résistance de 220 Ω.

Mais dans cet état, les deux relais vont coller en même temps, il faut inverser le fonctionnement de l'un des deux, de celui qui commute la réception. C'est assez facile : on fera coller les contacts, au repos, sans excitation, en posant sur le boîtier un petit aimant (provenant, par exemple d'un piège à ions des anciens tubes image TV 70°).

En orientant convenablement cet aimant, on trouvera une position pour laquelle le relais décolle lorsqu'on envoie le courant dans l'excitation. Le champ magnétique créé par la bobine d'excitation annule celui de l'aimant qui avait fait coller le relais. Le fonctionnement en inverseur est ainsi obtenu. Il ne faut pas un aimant très puissant. On pourra intercaler une épaisseur de matériau isolant, ou encore placer l'aimant sur une extrémité du boîtier. Nous insistons sur le fait que l'aimant fera coller le relais quelle que soit son orientation, mais le champ de la bobine n'annulera celui de l'aimant que pour une orientation bien précise de ce dernier.

Le circuit imprimé est prevu pour recevoir indifféremment le relais inverseur ou les deux relais simples. Toutefois, ne disposant pas d'une documentation abondante pour ce genre de composant, nous ne pouvons pas assurer que tous les relais ont le même brochage. Contrôler avant montage sera une sage précaution.

MODULE EMISSION TABLEAU DES BOBINAGES

L_6 – L_7 : 22 spires, fil 24/100 sur mandrin 4 mm (comme L_2 du P_{28}).

L_8 : 9 spires, fil 35/100 sur mandrin 4 mm, couplage : 3 spires par-dessus L_8, côté froid (comme L_3).

L_9 : primaire 5 1/2 spires, fil 6/10, sur mandrin 4 , secondaire identique au primaire.

L_{10} : prim. et sec. comme L_9. Boucle de couplage comme L_{11} (fig. 7).

L_{11} : comme L_{10}, mais 2 spires sur le secondaire : figure 7.

L_{12} – L_{13} : 4 spires, en l'air, fil 8/10 émail ou argenté, ou doré, diamètre intérieur : 4 mm.

L_{14} : comme L_{12} sauf diamètre intérieur 8,5 mm.

L_{15} : 2 spires comme ci-dessus, diamètre intérieur 5 mm.

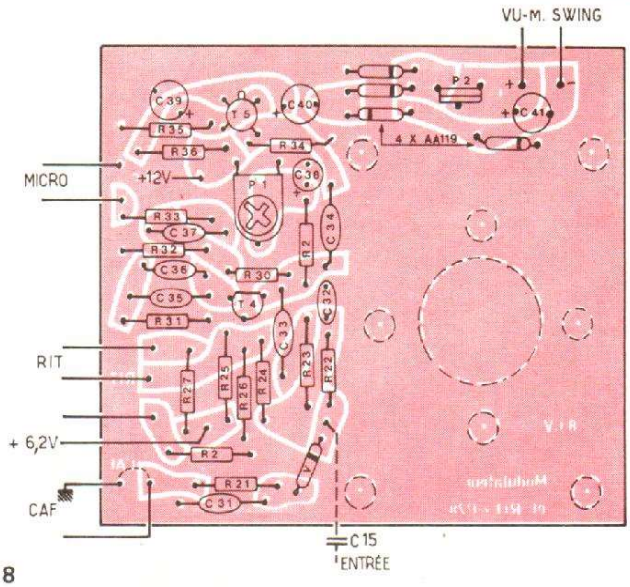


Fig. 8

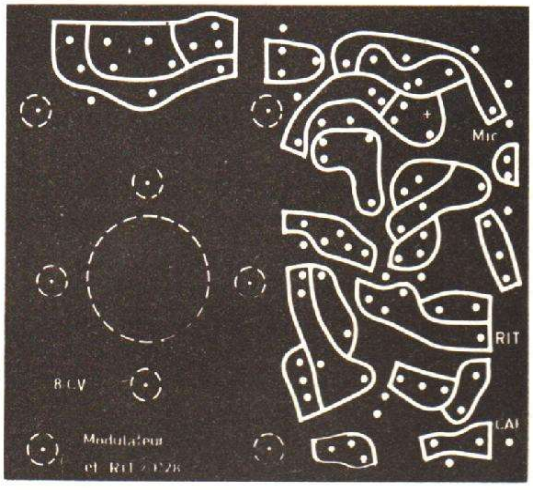


Fig. 9

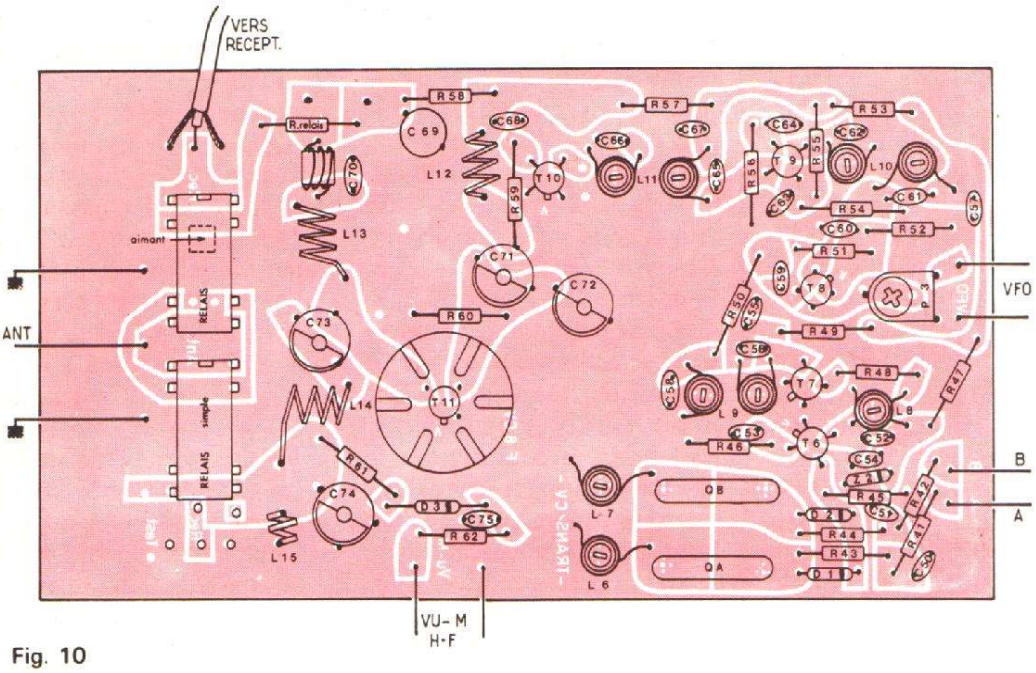


Fig. 10

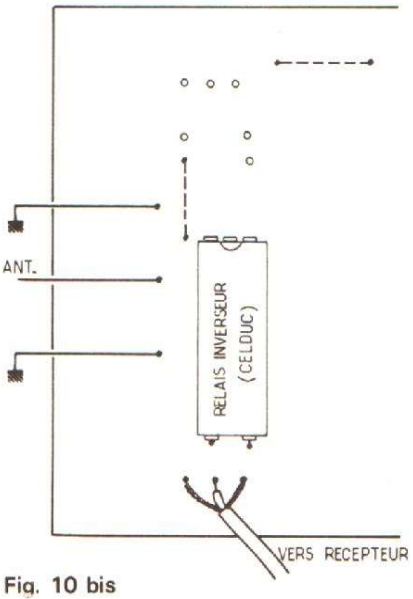


Fig. 10 bis

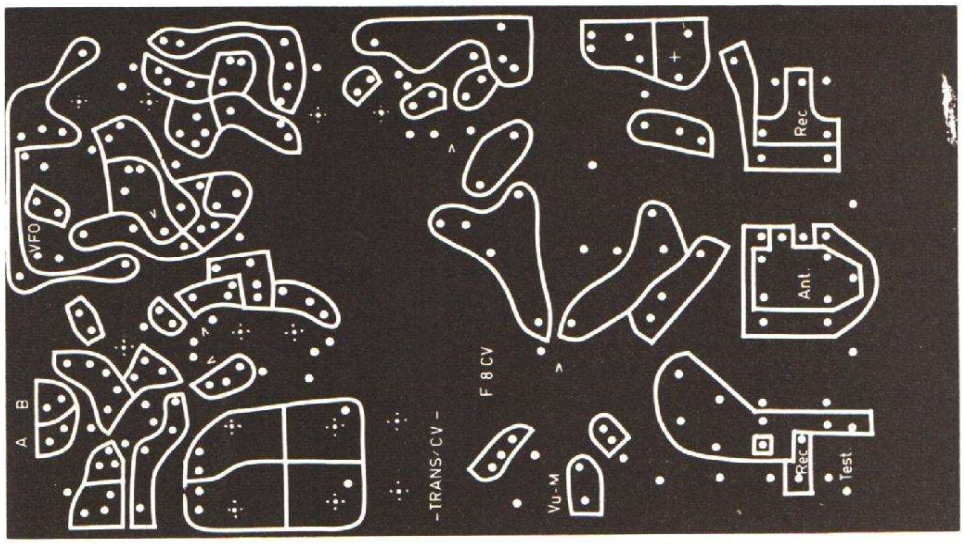


Fig. 11

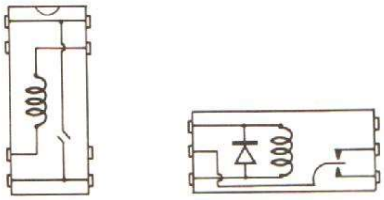


Fig. 12

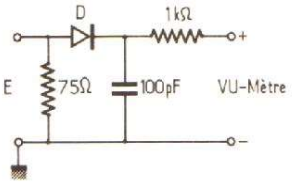


Fig. 13

Pour éviter toute erreur de la part des non initiés, rappelons le code de marquage des condensateurs et résistances, qui se généralise. (Le code des couleurs restant toujours valable).

Dans ce marquage, le symbole de l'unité est placé à l'endroit de la virgule. Pour les résistances, R est le symbole des ohms ; K celui des milliers d'ohms ; M celui des millions d'ohms.

Pour les condensateurs, p est le symbole des picofarads, n est celui des nanofarads (1n = 1 000 p).

Par exemple, une résistance marquée 2R2 est une 2,2 Ω, une 4k7 est une 4 700 Ω.

Un condensateur : 2p7 est un 2,7 pF, un 1n est un 1 000 pF, mais aussi un n10 est un 100 pF (0,10 nF).

ALIGNEMENT ET REGLAGES

Beaucoup de lecteurs possèdant déjà le convertisseur 145 MHz et la platine FI 1610 kHz, nous supposons que ces modules sont en état et leur méthode de réglage sera donnée ultérieurement, en même temps que les descriptions respectives.

On commencera donc par aligner le module P.28. Le circuit L_4 sera, en premier lieu accordé sur 1610 kHz.

Ensuite, l'oscillateur, L_3 sera réglé sur 31,610 ; ou même 31,615 MHz, pour avoir un bon recouvrement de la gamme. Ce réglage doit être fait avec le CV ouvert (lames sorties). Ensuite, on vérifiera la fréquence lorsque le CV est fermé. On doit se trouver un peu en dessous de 29,610 MHz. S'il y a lieu, on peut corriger un peu en déformant les lames mobiles du CV. On procède ensuite à l'alignement de L_1 et L_2. Ces deux circuits sont à régler sur 30 MHz par C_1 et C_4 avec le CV ouvert, et sur 29 MHz par les noyaux avec le CV fermé. Reprendre alternativement ces deux règlages autant de fois qu'il faudra, jusqu'à avoir concordance parfaite.

Ensuite, le CV étant à mi-course, on règle le noyau de L_5 (ampli VFO) pour le niveau de sortie maximal.

Mise à part la précision de la fréquence, ces règlages peuvent être effectués avec un simple Grid-Dip... si l'opéra-

teur a suffisamment d'entraînement. Le contrôle se faisant alors sur l'indicateur de niveau de l'ampli FI (S-mètre). Mais il est infiniment préférable d'effectuer ces réglages en utilisant un « modulateur » et contrôler sur l'écran d'un oscilloscope. La sonde de l'oscilloscope étant, pour ces opérations, un détecteur HF. Un oscilloscope BF convient parfaitement pour cet usage. La sonde figure 13 convient également ici.

Pendant ces opérations d'alignement, la broche CAF de la platine « modulation-CAF-dérive » doit être mise à la masse, et la dérive déconnectée. On vérifie maintenant, en reliant la broche centrale de la sortie « dérive » à l'une, puis à l'autre des trois broches, que la fréquence varie BEAUCOUP, dans un sens, puis dans l'autre.

La vérification de la partie BF peut être sommaire. En sifflant doucement devant le micro, l'aiguille du vu-mètre doit aller à fond, ou presque. Nous utilisons un vu-mètre 200 μA. Un oscilloscope relié à C_{33} ou C_{34} nous renseignerait sur la bonne symétrie du signal.

Si on dispose d'un autre récepteur capable de recevoir la bande 28 MHz, on peut, dès maintenant, s'écouter.

Le réglage de la platine « Emission » ne tolère pas « l'à peu près », et l'usage d'un bon générateur, wobulé si possible est souhaitable.

Le générateur, calé sur 145 MHz est relié aux broches « entrée VFO », et la sonde HF de contrôle sur le drain de T_9, les noyaux de L_{11} étant retirés. Par le jeu des noyaux de L_{10} et de sa spire de couplage, on arrive facilement à la courbe de réponse souhaitée. Si la sonde de contrôle se termine par une spire de couplage, on laissera le noyau du primaire de L_{11} et on couplera sur ce bobinage. Règler provisoirement ce noyau pour l'accord sur 145 MHz.

L'étape suivante nous amène au réglage de L_{11}, en contrôlant sur la sortie de T_{10}. Ici, il faut faire très attention car ce transistor est en classe C, et le signal doit être suffisant pour déclencher le débit de T_{10}, mais pas trop pour ne pas le saturer. Il n'est pas possible de régler l'étage final par ce procédé, aussi allons-nous mettre en service maintenant l'oscillateur quartz. L'entrée en oscillation, déclenchée par l'accord de L_8, est décelée par une légère augmentation du débit de l'alimentation 12 V – 2 à 4 mA – En effet, T_7 ne débite que si l'oscillateur fonctionne. Dès maintenant, si on dispose d'un fréquence-mètre, on peut régler les quartz sur leur fréquence définitive. Sinon, les noyaux de L_6 et L_7 seront vissés à mi-course, en attendant le réglage définitif. Le générateur, toujours connecté à l'entrée VFO sera maintenant réglé aux environs de 30 MHz. Le réglage de L_9 fera ré-apparaître la courbe sur l'écran de l'oscilloscope, toujours relié au même endroit. A partir de maintenant, il ne faut plus wobuler, le générateur doit fournir une porteuse fixe. Pour terminer l'alignement, il faut mesurer la HF à la sortie de l'émetteur. La première chose à faire étant de charger la sortie par une résistance de 75 Ω (ou 2 résistances de 150 Ω en parallèle). Une indication de la puissance sera donnée par un voltmètre à redresseur mesurant la tension HF aux bornes de la résistance de 75 Ω. Il est très pratique de rassembler sous forme de sonde, la R.75 Ω, la diode de redressement et le condensateur (de filtrage) ainsi que la résistance de 1 k qui n'a d'autre but que d'arrêter les résidus de HF. Tout cela peut se monter sur une prise coaxiale. Le voltmètre peut être un « 20 000 Ω par volt ». Cette sonde est représentée figure 13.

Par le réglage des condensateurs ajustables C_{71} à C_{74} chercher le niveau de sortie maximal. Sur les maquettes, nous obtenons 9 à 10 V en sortie pour une tension de 100 mV appliquée (30 MHz) à l'entrée VFO de la platine émission. Vérifier que la puissance de sortie est sensiblement constante de 29,6 à 31,6 MHz – le quartz A étant en service – Dans ces conditions, le vu-mètre HF doit être à 2/3 de sa course environ. Ce vu-mètre HF n'est pas indispensable, mais cependant bien utile. Il reste à remplacer le générateur par le VFO (sortie de l'Ampli VFO). On doit retrouver la même puissance avec P_3 à 1/2 ou 2/3 de sa course. A défaut de fréquencemètre, l'ajustage de la fréquence des quartz se fera ultérieurement, après mise en coffret, de la manière suivante :

Un deuxième récepteur 145 MHz est nécessaire, ainsi qu'un oscillateur quartz, de fréquence indifférente, mais reçu dans la bande 145 MHz. On peut, le cas échéant, se servir de la porteuse d'une balise. Supposons ce dernier cas : les deux récepteurs seront réglés, en position BLU/CW, au battement nul sur la balise. En passant sur « émission », régler L_6 pour avoir à nouveau le battement nul dans le récepteur auxiliaire. Pour ajuster le quartz B il faut le concours d'un troisième ensemble, transceiver, celui-ci, et déjà équipé et parfaitement réglé pour le décalage de 600 kHz. Ce dernier réglage peut se faire « sur l'air », la troisième station étant opérée par son propriétaire.

Si on désire intercaler un appareil de mesure (mA) dans le circuit d'alimentation de T_{11}, cela est prévu : il suffit de couper, avec un canif, le témoin de circuit imprimé reliant + 12 (4) à (5).

F8CV

enfin !
LE NOUVEAU CATALOGUE CIBOT EST SORTI !

182 pages de composants électroniques, de pièces détachées et d'appareils de mesure. Dans tous nos magasins, en envoi direct à domicile.

Envoyez-moi d'urgence le nouveau CATALOGUE des composants.

Nom _____ Prénom _____

Adresse _____

N° de code postal _____ Ville _____

Ci-joint la somme de 20 F en chèque :
bancaire ☐, chèque postal ☐, mandat-lettre ☐

C.C.P. 66.16.59 PARIS.

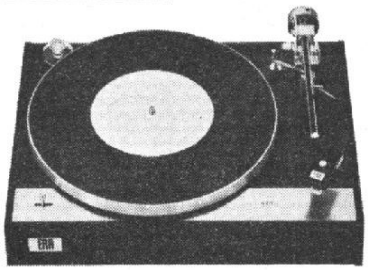
1 et 3, rue de Reuilly - 136, bd Diderot, 75012 PARIS
25, rue Bayard, 31000 TOULOUSE

CIBOT : Distributeur SIEMENS

Non! la hi-fi française n'est pas morte...

ERA
HAUTE FIDELITE

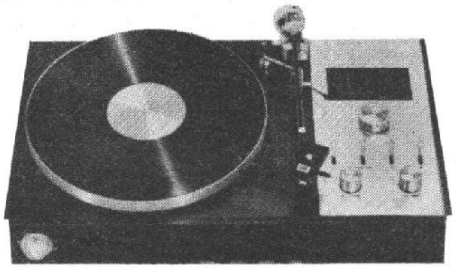
premier fabricant français d'audience internationale! lisez attentivement.



PLATINE 444

Le meilleur rapport qualité-prix pour les normes haute fidélité. Manuelle, entraînement courroie, moteur synchrone 48 pôles. Suspension par silent-blocs. Relevé et repose du bras hydraulique. Présentation socle métal noir, flancs bois, décor alu brossé. En option capot plexi fumé.

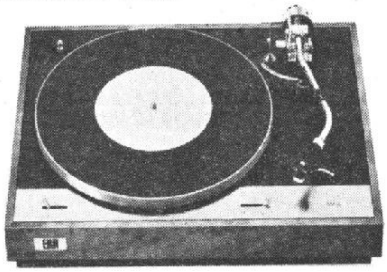
PRIX PROMOTION



LE FAMEUX "BLOC SOURCE"

Chaîne compacte comprenant un ampli à transistors silicium et circuits intégrés, réglage des tonalités séparées, une platine avec contre-platine suspendue, pivot fictif K 3, entraînement à courroie, prise casque, tuner FM avec décodeur automatique stéréo. Contrôle automatique des fréquences.

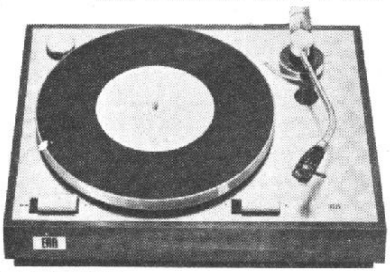
Prix : 1200 F Avec 2 enceintes S 300, 3 voies **1499 F**



PLATINE 5055

Manuelle, entraînement courroie, micromoteur synchrone 48 pôles. Equipée d'un système original par contre-platine intérieure suspendue. Pivot fictif K 3. Coquille enfichable. Lève-bras à friction, bras tubulaire en S. Livrée avec un gabarit permettant de régler l'erreur de piste minimale. Présentation socle bois, décor alu brossé, capot plexi fumé articulé et amovible.

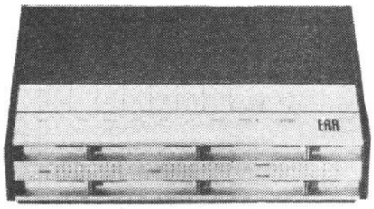
PRIX PROMOTION



PLATINE 3035

Semi-automatique, entraînement à courroie, moteur synchrone 32 pôles. Equipée d'un bras en « S », monté sur pivot à micro roulement à billes. Anti-skating haute précision, à double graduation pour stylet cônique et elliptique (double échelle de réglage). Permet le montage de toute cellule normalisée (de 0 à 12 g). Double commande indépendante de la contre-platine suspendue - mise en route - lève-bras à descente et montée temporisées. Arrêt automatique. Coquille enfichable. Présentation alu brossé dans un coffret bois, capot plexi fumé articulé et amovible.

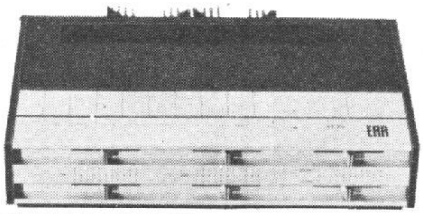
PRIX PROMOTION



AMPLI ST 50

Ampli, pré-ampli 2 x 20 W sous 8 Ohms, esthétique contemporaine, façade alu brossé, réglage du volume et des tonalités par curseurs linéaires. Prise de casque en façade. Entrée et sortie double DIN et RCA. Protection par fusibles des H.P. et du secteur. Correction physiologique, trois entrées (phono, radio et magnéto).

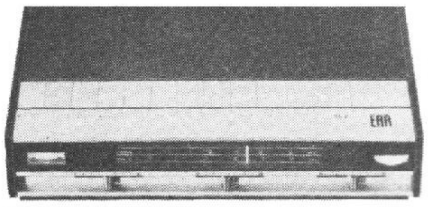
Prix : 490 F
Avec platine RUBIN et 2 enceintes S.200 **999 F**



AMPLI ST 70

Ampli, pré-ampli 2 x 40 W sous 8 Ohms, esthétique idem ST 50. Circuits intégrés et modules enfichables. Filtre passe bas et passe haut. Entrées et sorties double DIN et RCA. Possibilité d'ambiophonie. Niveau de sensibilité des entrées réglable (phono, radio, magnéto). Protection électronique de l'ampli. Protection des H.P. par fusibles. Monitoring.

Prix : 790 F Avec platine ERA 444 **1720 F**



TUNER TS 2

Tuner complément indispensable de l'ampli ST 70. FM, PO, GO, esthétique contemporaine, décodeur stéréo automatique. Muting, AFC, trois stations FM préréglables. Réglage du niveau d'entrée des antennes.

Prix : 690 F

Crédit CETELEM : joindre 20 % à la commande,

Expéditions province : Règlement comptant 50 % à la commande, le solde contre remboursement + port.

l'audioclub

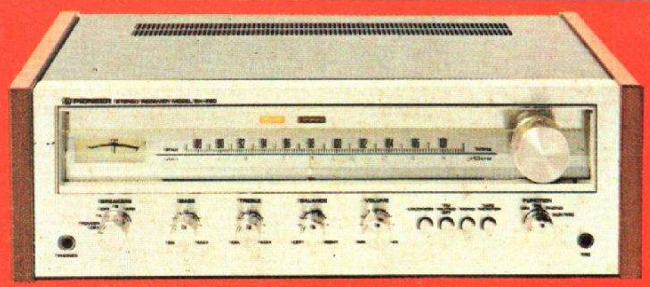
OUVERTURE DU MARDI AU SAMEDI DE 10 H A 19 H SANS INTERRUPTION
LE LUNDI DE 14 H A 19 H
JUILLET ET AOUT FERMETURE ENTRE 13 H ET 14 H

AU CENTRE DE PARIS : 7, rue Taylor, PARIS-75010 - Tél. : 208-63-00 - 607-05-09 607-83-90

GRANDE FACILITE DE STATIONNEMENT FACE AU MAGASIN ★ Métro : Jacques-Bonsergent - République - A 3 minutes des Gares de l'Est et du Nord

CIBOT · CIBOT · CIBOT · CIBOT · CIBOT · CIBOT ·

A PARTIR D'ELEMENTS DES PLUS GRANDES MARQUES CIBOT VOUS OFFRE 20 CHAINES A COMPOSER VOUS-MEME



AMPLI-TUNER PIONEER SX 450
Ampli-tuner GO/FM - 2 x 20 watts ● Distorsion harmonique < 0,5 % ● Réglages de tonalité séparés - Loudness ● Prise pour 2 paires d'enceintes ● Sensibilité FM : 1,8 µV ● Sélectivité : 60 dB ● Muting pour la FM ● Monitoring (2 magnétos) ● Bande passante : 20 Hz à 20 kHz.

AMPLI-TUNER MARANTZ 2225 L
Ampli-tuner AM/FM, PO/GO/FM - 2 x 25 watts ● Distorsion harmonique < 0,5 % ● Bande passante : 20-20 000 Hz, ± 1 dB ● Réception sur cadre incorporé pour PO/GO ● Décodeur PLL et transistors à effet de champs dans la section FM ● Rapport S/Bruit : 65 dB ● Prises pour 2 magnétophones ● Correcteur physiologique ● 2 vu-mètres.

PLATINE PIONEER PL 115 D
Entraînement par courroie ● Contre-platine suspendue ● Moteur synchrone 4 pôles, bras en S équilibré statiquement ● Antiskating ● Arrêt et retour du bras automatiques, système débrayable ● Cellule Shure 44/7, pointe diamant ● Socle et couvercle articulé.

PLATINE AKAI AP 005
Entraînement par courroie ● 2 moteurs ● Excellentes performances : rapport signal/bruit 68 dB ● Lift hydraulique. ● Arrêt et retour du bras automatiques ● Programmable ● Cellule magnétique Audio Technica, pointe diamant ● Socle et couvercle.

PLATINE THORENS
T.D. 145 MK II Cellule SHURE
Entraînement par courroie ● Pleurage : 0,06 %, rumble : — 65 dB (pondéré) ● Moteur 16 pôles synchrone ● Arrêt automatique et commande du lift par système électronique ● Antiskating.

PLATINE TECHNICS
SL 2000 Cellule TECHNICS
Manuelle, à entraînement direct ● Régulation électronique de la vitesse ● Réglage fin de chaque vitesse (33-45 t) par stroboscope incorporé ● Dispositif de lift hydraulique ● Réglage de l'antiskating et de la force d'appui.

La chaîne complète, l'ampli + 1 platine + 2 enceintes **SUPER PROMOTION**

avec enceintes **L.E.S.**
L.E.S. 20 : 3 voies ● Puissance : 20 watts/8 Ω ● Bande passante : 60 Hz à 20 kHz ● Transducteurs à haut rendement ● Section : 170 - 120 - 65 mm ● Garantie 5 ans ● Dimensions : 46 x 25 x 23 cm.

La chaîne complète **3215 F**

avec enceintes **H.R.C.**
Woodstock - 3 voies, 3 HP - Sections : 17, 12 et 6,5 cm ● Puissance : 20 watts RMS ● Bande passante : 50 Hz à 20 kHz ● Fréquences de coupure : 100 - 4 000 Hz ● Impédance : 5/8 Ω ● Dimensions : 47 x 25 x 24 cm.

La chaîne complète **3490 F**

avec enceintes **MARTIN**
Gamma 208 - Enceinte 2 voies - Boomer : 21 cm - Tweeter : 10 cm ● Fréquence de coupure : 1 500 Hz ● Bande passante : 40 Hz à 18 kHz ● Puissance : 40 W/8 Ω ● Sensibilité : 92 dB ● Dimensions : 45 x 26 x 24 cm.

La chaîne complète **3730 F**

avec enceintes **ULTRALINEAR**
77 P - 3 voies ● Puissance : 30 watts/8 Ω ● Boomer : 24,5 cm - Médium : 12 cm - Tweeter : 5,1 cm ● Bande passante : 38 Hz à 19 000 Hz ● Fréquences de coupure : 1 800 - 4 000 Hz ● Garantie 5 ans ● Dimensions : 59 x 30 x 24 cm.

La chaîne complète **3980 F**

avec enceintes **J.B.L.**
L 16 - 2 voies ● Puissance : 35 watts/8 Ω ● Boomer : 200 mm - Tweeter : 36 mm ● Bande passante : 40 Hz - 20 kHz ● Fréquence de coupure : 2 500 Hz ● Dimensions : 48,9 x 26,7 x 26 cm.

La chaîne complète **4120 F**

EN OPTION : ● Magnétophone à bande SONY T.C. 377. 1 850 F
● Magnétophone à cassette SONY T.C. 186. 1 650 F

La chaîne complète, l'ampli + 1 platine + 2 enceintes **SUPER PROMOTION**

avec enceintes **L.E.S. 35 B**
3 voies, 30 watts ● Très bonne enceinte promotionnelle ● 1 boomer : 21 cm, 1 médium : 10 cm et 1 tweeter : 8,5 cm ● Présentation : noyer d'Amérique ● Dimensions : 540 x 285 x 255 cm.

La chaîne complète avec :
platine TECHNICS **3990 F**
platine THORENS **4560 F**

avec enceintes **H.R.C. Ile de Wight**
3 voies, 3 haut-parleurs de sections : 21, 17 et 6,5 cm ● Puissance : 25 W efficaces ● Bande passante : 45 à 20 000 Hz ● Fréquences de recouvrements : 150-3 500 Hz ● Impédance : 5-8 Ω ● Ebénisterie : noyer d'Amérique ● Dim. : 650 x 285 x 285 mm.

La chaîne complète avec :
platine TECHNICS **4250 F**
platine THORENS **4820 F**

avec enceintes **MARTIN Gamma 308**
3 voies ● Boomer : 21 cm, Médium : 12 cm, Tweeter : 10 cm ● Fréquences de coupure : 1 000-5 000 Hz ● Bande passante : 40-18 000 Hz ● Puissance : 40 watts ● Sensibilité : 92 dB ● Dimensions : 540 x 310 x 180 mm.

La chaîne complète avec :
platine TECHNICS **4580 F**
platine THORENS **5150 F**

avec enceintes **ULTRALINEAR**
200 B ● 3 voies. Boomer 30,5 cm à suspension à air, médium 12,5 cm isolé hermétiquement, tweeter 5,1 cm ● Fréquences de coupures : 1 500-4 000 Hz ● Courbe de réponse : 28 à 20 000 Hz ● Puissance : 50 W RMS ● Prés. noyer ● Dim. : 62 x 37 x 31 cm.

La chaîne complète avec :
platine TECHNICS **4890 F**
platine THORENS **5460 F**

avec enceintes **J.B.L. L 26**
Puissance : 35 W, 2 voies ● Impédance : 8 Ω ● Directivité : 90° (H et V) ● Fréquence de coupure : 2 000 Hz ● Sensibilité : 89 dB ● Boomer : ∅ 25 cm ● Tweeter : ∅ 3,6 cm ● Dimensions : 32,4 x 61 x 33,7 cm.

La chaîne complète avec :
platine TECHNICS **5390 F**
platine THORENS **5960 F**

stéréo hi-fi CLUB

CIBOT

A PARIS : 136, bd Diderot, 75012 - 12, rue de Reuilly, 75012 - Tél. : 346.63.76 - 343.66.90 - 343.13.22 - 307.23.07 - Ouvert tous les jours (sauf dimanche) de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h - NOCTURNES : mercredi et vendredi jusqu'à 22 h.

A TOULOUSE : 25, rue Bayard, 31000 - Tél. : (61) 62.02.21 - Ouvert tous les jours de 9 h 30 à 19 heures sans interruption sauf dimanche et lundi matin.

Magasins ouverts en Août.