RADIO constructeur TV

N° 246 • MARS 1969 • 3 F

REVUE MENSUELLE N° 246

DESCRIPTION DE 2 AMPLIFICATEURS Hi-Fi : 15 et 25 W

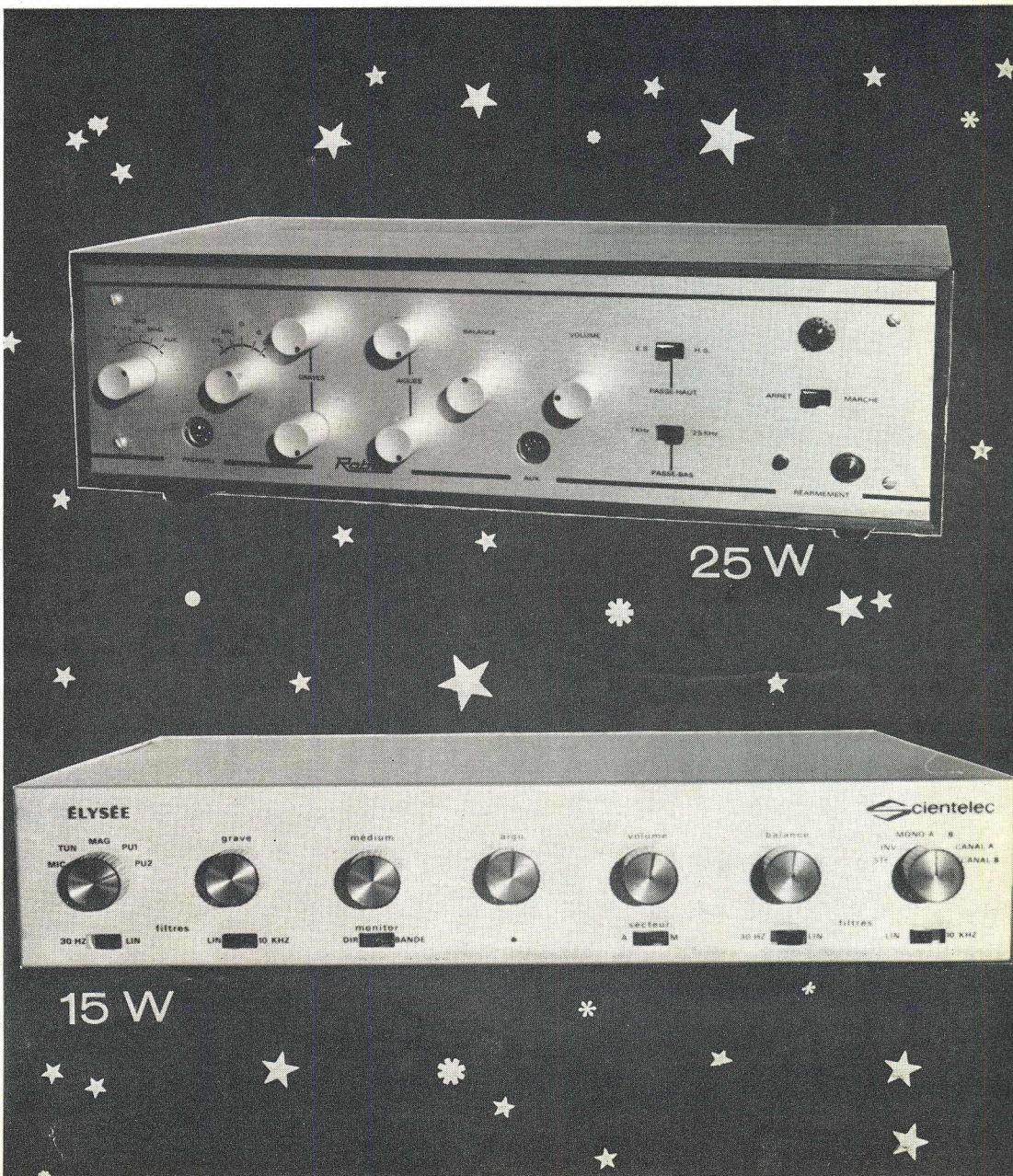
RADIO • TELEVISION • ELECTRONIQUE • RADIO • TELEVISION • ELECTRONIQUE • RADIO

DANS CE NUMÉRO :

- **Nos lecteurs et nous** 33
- **Werther 50 : amplificateur stéréo Hi-Fi 2 × 25 W** (Radio-Robur) 35
- **Elysée 15 : amplificateur stéréo Hi-Fi 2 × 15 W** (Scientelec) 45

ÉLECTRONIQUE PRATIQUE

- **Réalisation d'un temporisateur pour laboratoire photo** 38
- **Calcul électronique : les circuits logiques** 41
- **DYNATRANS : appareil pour essayer les transistors H.F. et B.F.** — Deuxième partie : Utilisation pratique 48
- **Pêle-mêle électronique :** réalisations pratiques d'**alimentations stabilisées,** d'un **amplificateur 1W** et d'un **oscillateur à réaction par transformateur** 52
- **Circuits équivalents, atténuateurs et filtres :** les filtres du type R.C. 57
- **Cours de perfectionnement : Etude des transistors** (Résistance de sortie en montages BC et CC) 61

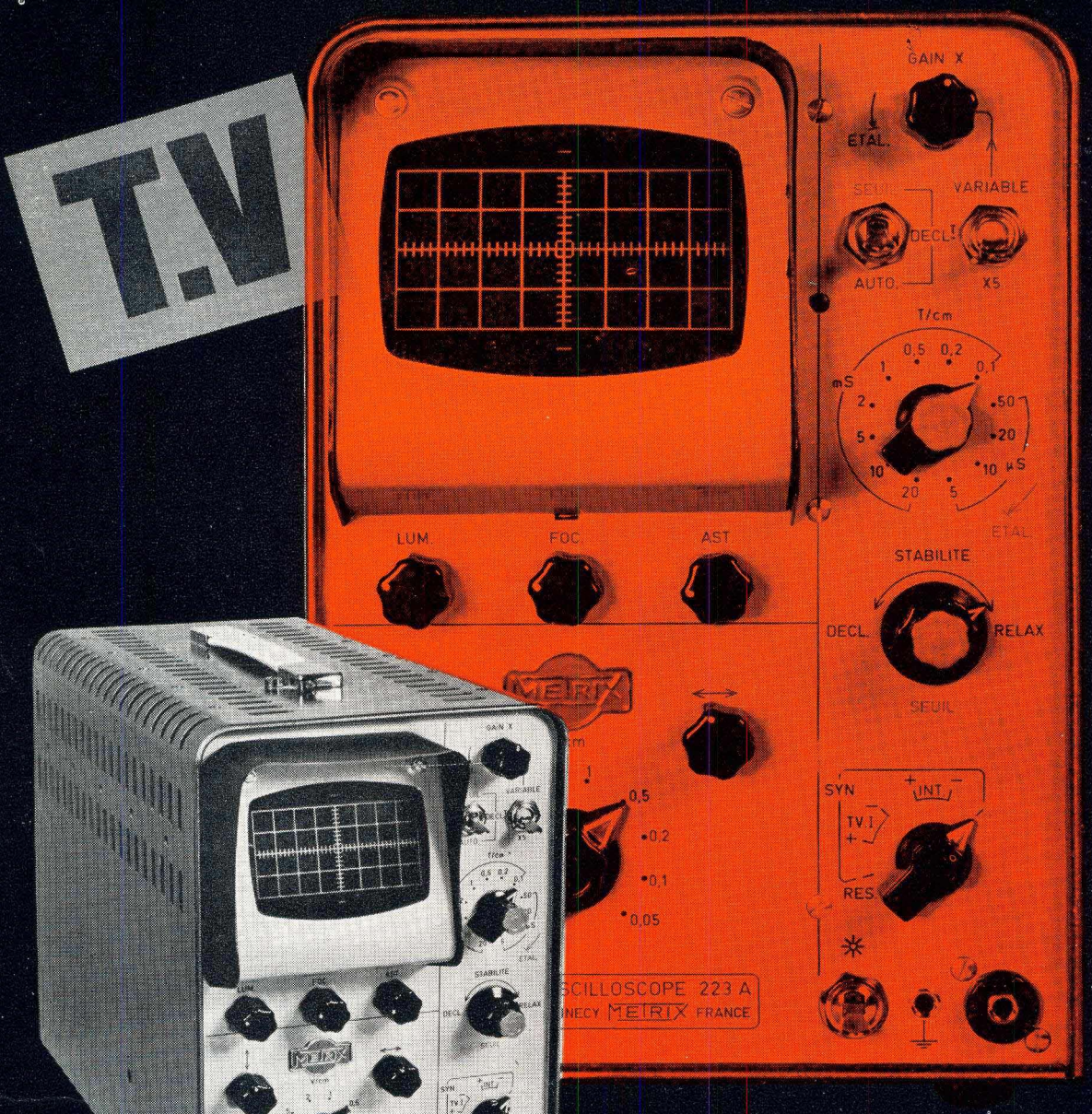


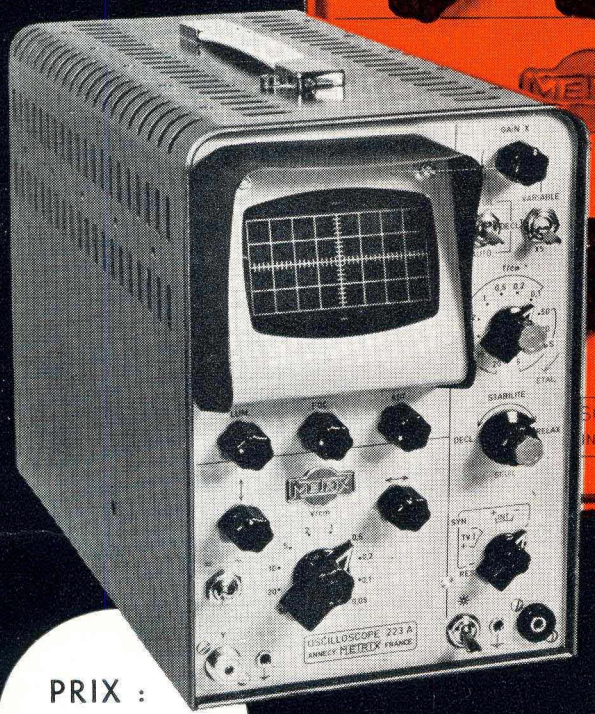
Ci-contre : **Vue des deux amplificateurs stéréo Hi-Fi décrit dans ce numéro. En haut, celui de** RADIO-ROBUR (voir page 35) **et en bas celui de** SCIENTELEC (voir page 45).

ÉDITIONS RADIO

OSCILLOSCOPE 223

T.V





PRIX :
1.612 F H.T.
Franco

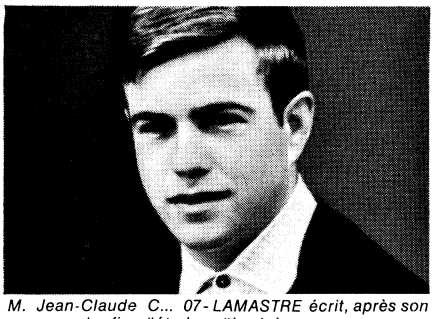
tube de 10 cm
bande passante 0 - 7 MHz
étalonnage en tension
étalonnage en temps

METRIX

COMPAGNIE GÉNÉRALE DE MÉTROLOGIE • ANNECY - FRANCE • B. P. 30

BUREAUX DE PARIS : 56, AVENUE EMILE-ZOLA . XV^e^ . TÉL. 250.63.26

PUBL. METRIX . M. C.



M. Jean-Claude C... 07-LAMASTRE écrit, après son examen de fin d'études d'ingénieur.
"Je sais maintenant tout ce qu'apporte une carrière réussie... Je garde une sincère reconnaissance à votre Ecole..."

Mlle R. B... 63-CLERMONT-FERRAND "...Votre enseignement répond exactement à mes besoins professionnels : amélioration du travail en laboratoire et préparation d'un examen qui doit me permettre une promotion de chimiste intéressante..."

M. Pierre G... 92-ANTONY "...Grâce à vous, j'ai pu accéder à l'examen de Conducteur Electricien pendant mon service. Mon but étant de devenir Dessinateur Agent Technique, c'est un beau départ dans le civil..."

C'est au cours CIDEC qu'ils ont trouvé juste ce qui leur manquait pour réussir.

le cours CIDEC met à votre disposition 125 cours techniques différents pour préparer C.A.P., B.P., B.T.

Le Cours CIDEC est spécialisé dans les cours techniques. Il a des cours faciles et des cours difficiles. Des cours pour débutants ou pour experts. Quelle que soit votre situation actuelle, il y a toujours moyen de monter d'un cran. Mais le Cours CIDEC n'enseigne pas n'importe quoi à n'importe qui. Il étudie soigneusement votre cas personnel, avec vous, et vous indique exactement ce qui vous manque pour arriver où vous voulez aller. Vous ne perdez pas de temps à apprendre des choses inutiles ou que vous savez déjà. En outre, vous pouvez participer à des stages pratiques, des répétitions et explications de cours, dans tous les locaux du Cours CIDEC. Ainsi vous ne pouvez pas manquer votre but et surtout, de l'atteindre de la manière la plus rapide. Ecrivez dès maintenant. Soyez tranquille, le Cours CIDEC ne vous obligera jamais à suivre un cours avant d'avoir décidé, avec vous, de ce qu'il vous faut exactement. C'est le secret de sa réussite. C'est la garantie de la vôtre.

ELECTRICITE
Monteur - Electrotechn.
Electromécanicien
Dessin. agent techn.
Electricien - Ingénieur
C.A.P. - B.P.

ELECTRONIQUE
Radiotechnicien
Radioélectronicien
C.A.P. Electronicien
Spécialiste T.V.
Agent techn. Electron.

MECANIQUE GENERALE
Mécanicien - Ajusteur
Tourneur - Fraiseur
Chaudronnier
Electromécanicien
Mécanicien d'Usinage
Dessinateur Industriel
C.A.P. B.P.

DESSIN INDUSTRIEL
Construction Mécanique
Construction Electro-mécan.
Agent Techn. en Electricité
Construction Electrique
Agent Techn. en Aviation
Agent Techn. en Automobile
C.A.P. - B.P.

AUTOMOBILE
Motoriste - Mécanicien Diesel
Mécanicien - Electricien
Chef de Garage
Mécanicien Réparateur
Dessinateur agent technique
Ingénieur
C.A.P. - B.P.

AVIATION
Mécanicien - Ingénieur - Dessin.
Préparation au pilotage

BETON ARME - BATIMENT - T.P.
Chef d'Equipe - Ouvrier en B.A.
Maçon - Surveillant de T.P.
Menuisier
Conducteur de Travaux
Dessinateur Projeteur
Adjoint Technique
Ingénieur
C.A.P. - B.T.

REFRIGERATION
Monteur Frigoriste

THERMIQUE
C.A.P. Monteur
Chef Monteur
Dessin. agent technique
Ingénieur Thermicien

CHIMIE
Aide Chimiste - Chimiste
Technicien Chimiste
Ingénieur Chimiste

MATIERES PLASTIQUES
Technicien Chimiste
Ingénieur Chimiste

INFORMATIQUE
C.A.P. Programmeur
Programmeur sur IBM 360

MECANIQUE AGRICOLE
C.A.P. Matériel de Motoculture

COURS COMMERCIAUX

GRATUIT !

Choisissez ci-dessus une spécialité qui vous intéresse particulièrement et écrivez tout de suite au Cours CIDEC. Il vous répondra aussitôt. Il vous expliquera exactement comment se pratiquent les études par correspondance, quels devoirs vous aurez à faire, combien de temps il vous faudra, combien cela vous coûtera. Vous saurez exactement ce qu'il faut faire et comment le faire.
Etant parfaitement informé, vous pourrez prendre une bonne décision pour votre avenir. C'est dès maintenant qu'il faut vous en occuper.

COURS CIDEC
FONDES EN 1909

Cours CIDEC
5, route de Versailles 78-La-Celle-St-Cloud

Si vous habitez la Belgique ou la Suisse, envoyez ce coupon 52, quai Bonaparte - Liège ou 2, rue Vallin - Genève.

CENTRE INTERNATIONAL D'ÉTUDES PAR CORRESPONDANCE

En envoyant ce coupon vous recevrez, gratuitement, ces brochures passionnantes. Vous y trouverez comment tirer le maximum de vous-même ainsi que des informations complètes sur la branche de votre choix. N'attendez pas demain. C'est aujourd'hui que votre avenir commence.
Ecrivez en lettres majuscules.

Nom _____ Prénom _____

Rue _____ Numéro _____ Ville _____

Département _____ Pays _____

Profession (actuelle) _____ Etes-vous marié ? _____

La spécialité qui vous intéresse _____

Aimeriez-vous préparer un diplôme d'Etat ? _____

Lequel ? _____

Etudes antérieures _____

Un professionnel s'adresse à des professionnels :

plus qu'une vente facile, le Futura c'est une " locomotive "

INTERVIEW DE M. SURPIN,
95, BOULEVARD DE CRÉTEIL
A SAINT-MAUR - NOVEMBRE 1968

Question : "M. Surpin, Comment placez-vous le Futura 44 dans la gamme Schneider ?"

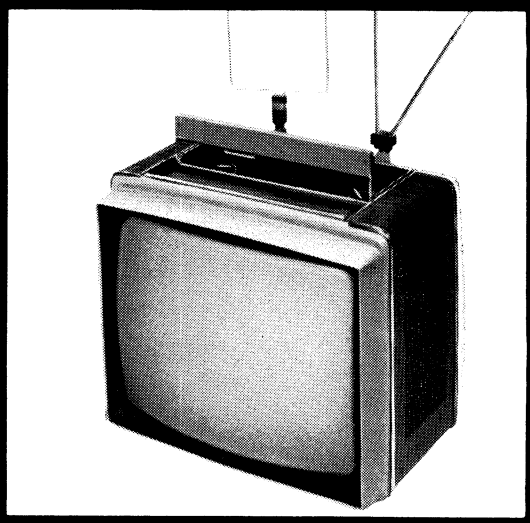
M. Surpin : "C'est un appareil très bien conçu, plein d'idées. Son nom d'abord est une trouvaille ; sa très belle présentation lui a permis de faire rapidement son "trou" sur un marché en expansion, celui des portables. Et il présente encore d'autres avantages : il est parfaitement autonome, il a un écran super-carré - les clients sont très sensibles à ce détail - Dernier "truc" : il est multistandard".

Question : "Etes-vous satisfait de sa technique ?"

M. Surpin : "Parfaitement. C'est même son premier atout pour moi. L'image est parfaitement piquée, et surtout c'est un portatif qui n'est pas plus fragile qu'un téléviseur d'appartement grâce au débrayage automatique des oscillateurs".

Question : "Et sur le plan de la marge, qu'en pensez-vous ?"

M. Surpin : "Ce Futura est le type d'appareil rentable qui peut amener rapidement d'autres ventes parmi les parents ou les amis des clients satisfaits. Ce Futura, c'est une "locomotive".



FUTURA

Caractéristiques techniques :

Téléviseur à écran "super-carré" 44 cm multistandard à 12 positions - Réception des standards Français et C. C. I. R. - Commande automatique de sensibilité (CAG) - Commande du relief image séparée pour chaque programme - Stabilisation automatique des dimensions de l'image - Circuit anti-déchirement - Prises pour magnétophone et écouteur - Alimentation sur tous secteurs (110 à 245 v.) piles ou batterie extérieure 12 v. Antennes clipsables dans le dos de l'appareil - Tableau de bord encastré - Poignée escamotable.
Dim. : L 410 - P 316 - H 370 mm.

SCHNEIDER

12 rue Louis Bertrand - 94-Ivry - Tél. 482-43-87

Il y a toujours un centre régional près de chez vous.

SCHNEIDER

D&G

la P 33*
3 éléments
c'est la fiche intelligente!

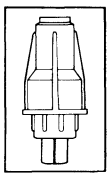
c'est aussi la plus simple à monter dans un temps record

3 éléments, 3 opérations

dénuder, engager, visser

En outre, la fiche P 33 se monte sur tous les câbles coaxiaux connus de ⌀ extérieur 6 à 8 mm y compris les câbles à écran tube (C. E. T.). Les essais en laboratoire HF prouvent que le T. O. S. de la P 33 se situe à un niveau très bas sur toute la gamme de réception TV-FM. Sa conception mécanique simple, son montage aisé permettent toujours d'obtenir un T. O. S. inférieur à 1,2 à 900 MHz.

* La P 33 modèle déposé, breveté est une production



PERENA

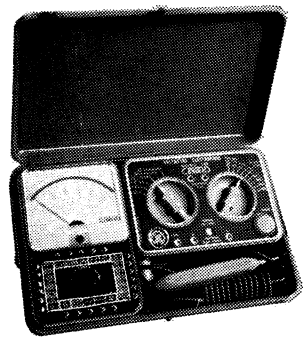
16, bd de Charonne
Paris 20e Tél. 628-30-93 +

DU NOUVEAU !...

CIBOT ★ MESURES

CIBOT-RADIO met à votre disposition
DANS SES NOUVEAUX MAGASINS
UN PERSONNEL SPÉCIALISÉ "MESURES"
(Démonstration permanente)

LA MALLETTE DE L'ÉLECTRONICIEN !...



517A - **20 000 Ω/V en continu. 4 000 Ω/V en alternatif.**
Cadran Miroir ● 48 gammes.
● Anti-chocs ● Anti-surcharges.
● Equipage mobile blindé.
En coffret plastique avec cordon, TTC **172,76**

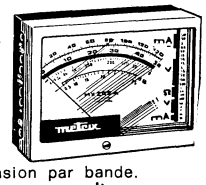
743 - VOLTMÈTRE ÉLECTRONIQUE
11 MΩ en continu et 1re gamme de 100 mV
Equipé de transistors à effet de champ. Mesure des résistances jusqu'à 10 000 MΩ.
PRIX, avec étui, TTC ... **222,51**

L'ENSEMBLE avec étui spécial, gravure ci-dessus, TTC **396,00**

Documentation générale "CENTRAD" contre enveloppe timbrée

metrix

CONTROLEUR MX 202 A



— Lecture directe sur cadran total.
— Sélecteur latéral unique.
— Galvano à suspension par bande. **40 000 ohms par volt.**
— Tensions : cont. de 50 mV à 1 000 V - alt. de 15 à 15 000 V.
— Courants : cont. de 25 µA à 5 A. Alt. de 50 mA à 5 A.
— Résistances : de 10 Ω à 2 MΩ.
— Décibels : de 0 à + 55 dB.

PRIX, TTC **259,14**
Etui cuir **29,70**

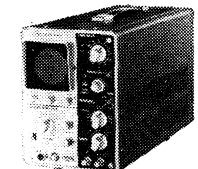
MILLIVOLTMÈTRE ÉLECTRONIQUE VX 203 A

Appareil adapté aux mesures sur les circuits à semi-conducteurs - Alimentation autonome (1 000 h), réjection de mode commun infinie - **Tensions continues :** de 10 mV pleine échelle à 1 000 V - Résistance interne 1 MΩ/V. Courants continus : de 1 µA à 10 A. Chute de tension : 10 mV. Résistances : de 1 Ω à 30 MΩ.

PRIX, TTC **647,85**
— Etui cuir **39,60**

CENTRAD Kit FRANCE

— DECRIT DANS LES Nos 238 - 239 —



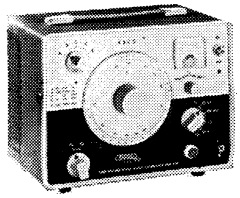
OSCILLOSCOPE PROFESSIONNEL BEM 003

Ampli X : bande passante de 0 à 7 MHz (— 3 dB). Calibré de 20 mV à 50 V/division. Impédance 1 MΩ et 10 MΩ.
Ampli Y : bande passante 600 kHz. Bases de temps déclenchées ou automatiques. 22 positions calibrées de 20 ms à 0,2 µs/div. Tube cathodique diam. : 78 mm. Alimentation : alternatif 110 à 240 volts.
PRIX, complet en KIT **1.641,22**

VOLTMÈTRE et SONDE A LAMPES "BEM 002"

- **7 gammes** de mesure de tensions **continues.**
- Impédance : 17,2 MΩ.
- Sensibilité : 17,2 MΩ/volt.
- **7 gammes** de tensions **alternatives.** Bande passante 45 Hz à 4,5 MHz ± 1 dB.
- **5 gammes** de tensions alternatives par **sonde.**
- **7 gammes d'Ohmmètre.**

PRIX, complet en « KIT », TTC .. **431,90**
Décrit dans les nos 236 et 237 de "Radio-Constructeur"



GÉNÉRATEUR BF "BEM 004"

— **FREQUENCES** : 5 gammes de 10 Hz à 1 MHz.
— **SINUSOIDE** - Tension de sortie réglable en 4 gammes de 0 à 10 mV.
— **DISTORSION** < à 0,30 %.
— **IMPEDANCE** de sortie : voisine de 620 Ω sur 10 mV et 100 mV.
— ***SIGNAL CARRE*** - Tensions fixes 10 V - 1 V - 0,1 V.

PRIX, complet en « KIT », TTC .. **641,68**

ET TOUS LES « KITS » **CENTRAD** : Documentation contre 1 timbre.

CIBOT

★ **RADIO-TÉLÉVISION**

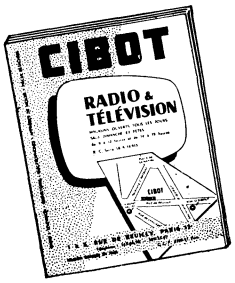
POSTEZ DÈS AUJOURD'HUI

★ **LE BON DE COMMANDE CI-DESSOUS**

PAR RETOUR DU COURRIER

NOUS VOUS ADRESSERONS :

● **CATALOGUE... PIÉCES DÉTACHÉES - 1967-68**
188 pages avec illustrations



Vous y trouverez :
Tubes Electroniques - Semi-Conducteurs - Diodes - Tubes cathodiques - Librairie - Mesures - Antennes - Appareillage électrique - Toutes les Fournitures pour le dépannage - Chargeurs d'accus - Tables et Meubles - Baffles acoustiques - Tourne-disques - Micros - Amplificateurs - Tuner AM/FM - Outillage - Régulateurs - Vibreurs, etc.

PRIX ..... **5 Frs**
(ou 15 timbres-poste à 0,30)
Cette somme, **jointe,** me **sera remboursée** à ma première commande.

● BON RC 246

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

CIBOT-RADIO, 1 et 3, rue de Reuilly - PARIS (12e)

Notre Service « **DOCUMENTATION** » met également **A VOTRE DISPOSITION :**
(Indiquer d'une × la rubrique qui vous intéresse)

☐ **CATALOGUE 104/8**
(Couverture grise)
Toute une gamme d'**ensembles de conception industrielle** et fournis **en pièces détachées** - Plus de **60 modèles** avec devis détaillés et caractéristiques techniques. **GRATUIT**

☐ **CATALOGUE 103**
Magnétophones - Téléviseurs - Récepteurs - Chaines Haute-Fidélité, etc... des plus **Grandes Marques** à des prix sans concurrence. **GRATUIT**

☐ **CATALOGUE « APPAREILS MENAGERS »** **GRATUIT**

● SCHÉMATHÈQUES "CIBOT" ●

☐ **N° 1** ÉD.T:ON 1969
4 TELEVISEURS - Adaptateur UHF universel - Emetteurs - Récepteurs - Postes Auto - 9 modèles de récepteurs à transistors - Tuners et Décodeur Stéréo FCC.
105 pages augmentées de nos dernières réalisations **PRIX** **4,00**

☐ **N° 2** ÉDITION 1969
BASSE FREQUENCE
12 Modèles d'Electrophones.
3 Interphones.
8 Montages Electroniques.
23 Modèles d'Amplificateurs Mono et Stéréo.
2 Préamplificateurs Correcteurs.
176 pages augmentées de nos dernières réalisations **PRIX** **9,00**

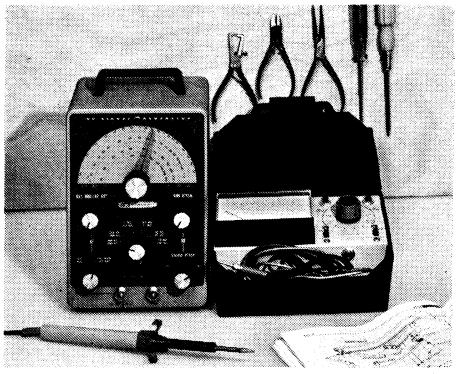
TOTAL .....

Somme que je verse ce jour
☐ Mandat lettre joint.
☐ Mandat carte.
☐ Virement postal 3 volets joints.
☐ En timbres-poste.

CIBOT ★ RADIO

1 et 3, rue de Reuilly, PARIS-XIIe.
Téléphone : DID. 66-90.
Métro : Faidherbe-Chaligny.
C.C. Postal 6129-57 PARIS.

IM-17 : Voltmètre électronique CA-CC — entièrement transistorisé — alimentation par piles — CC de 1 à 100 V pleine échelle — impédance d'entrée 11 MΩ — précision ± 3 % — CA de 1,2 à 1.000 V pleine échelle — impédance d'entrée 1 MΩ /100 pF — ohmmètre.
IG-102 : Générateur haute fréquence — fréquence de 100 kHz à 110 MHz en six gammes - harmonique 2 calibrée jusqu'à 220 MHz — précision ± 2 % — modulation intérieure ou extérieure.



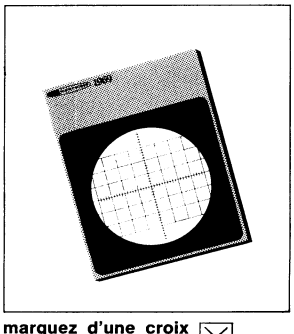
baisse de 20 % sur les appareils de mesure en kit dans le nouveau catalogue 1969 HEATHKIT

GAGNEZ 60 F AVEC LE KIT DU VOLTMETRE IM-17
ET 156 F SUR LE GENERATEUR IG-102 DE HEATHKIT

le nouveau catalogue professionnel heathkit, vous propose 150 autres appareils en kit.

Générateurs wobulés, oscilloscopes à large bande... 150 appareils professionnels de mesure, d'enseignement supérieur ou radio-amateurs sont aujourd'hui disponibles. Ce nouveau catalogue, qui comprend 20 nouveautés, est pour vous un outil de travail précieux. Il contient les plus modernes des appareils électroniques, les références, les caractéristiques, les prix. Vous y trouverez les avantages des kits et aussi la « sécurité montage » garantie par HEATHKIT depuis 20 ans dans tous les pays du monde. Il vous donnera également des informations précises sur les services que HEATHKIT vous offre : assistance par téléphone, livraison, crédit, la Maison des Amis de HEATHKIT. Vous pouvez, de plus, obtenir gratuitement le catalogue HI-FI et le Guide mono-stéréophonique de HEATHKIT. Consultez le coupon-réponse ci-dessous, renvoyez-le immédiatement, vous recevrez en retour toute la documentation désirée.

COUPON-REPONSE



marquez d'une croix les cases désirées : ☒

Je désire recevoir gratuitement et sans aucun engagement de ma part,

- ☐ le catalogue HEATHKIT 1969
- ☐ Je désire faire appel au crédit HEATHKIT

Je suis intéressé par le matériel suivant :

appareils de mesure

- ☐ Alimentations stabilisées
- ☐ Analyseurs BF
- ☐ Boîtes à décades R et C
- ☐ Calculateurs analogiques
- ☐ Contrôleurs de transistors
- ☐ Distorsiomètres
- ☐ Enregistreurs
- ☐ Générateurs
- ☐ Lampemètres
- ☐ Oscilloscopes
- ☐ Ponts de mesures
- ☐ Voltmètres électroniques

radio-amateurs

- ☐ Emetteurs - récepteurs
- ☐ Transceivers
- ☐ Matériels de contrôle

ensembles d'enseignement supérieur

- ☐ Polarographes
- ☐ PHmètres
- ☐ Enregistreurs
- ☐ Monochromateurs

haute fidélité

- ☐ Catalogue HI-FI
- ☐ Guide mono-stéréo

- ☐ Cours transistors en langue anglaise

Ce bon est à retourner à la Société d'Instrumentation SCHLUMBERGER (Service 72 C) Boîte Postale n° 47 92-BAGNEUX

Nom _____

Prénom _____ Age ____

Rue _____ n° ____

Localité _____ Dépt. ____

Profession _____

HEATHKIT®
Schlumberger

Pour tous renseignements complémentaires, téléphonez ou venez nous voir à la Maison des Amis de HEATHKIT 84, bd Saint-Michel (angle rue Michelet) 75-PARIS (6e) - Tél. 326-18-90

riss conseil

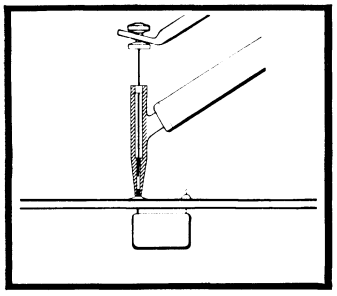
dessoudeur éjecteur

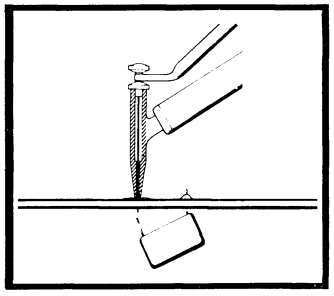
PICO 3481

chasse
du circuit imprimé
la tige du composant

40 W - 220 V

Indispensable pour circuits miniatures comme pour plaques doubles et plaques deux faces. Des extrémités de fils repliées peuvent être aisément redressées avec le bec du dessoudeur. Le temps de chauffage n'est que de 2 minutes environ. - Toutes les pièces sont facilement interchangeables, le bec lui-même peut être remplacé par une panne de 5 mm de diamètre.





dessoude transistors, diodes, condensateurs, résistances, fils jusqu'à ∅ 1,5 mm, Le trou se trouve débarrassé de l'étain.

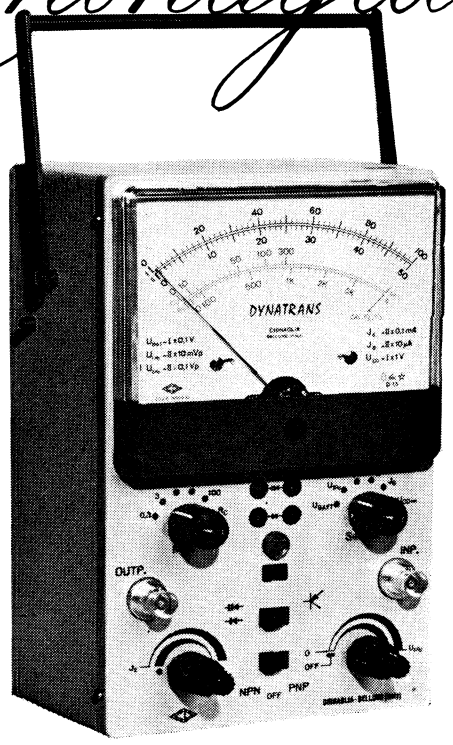
soude tout dans le domaine de l'électronique sans aucune modification ; il suffit d'appuyer sur le levier sans même changer le bec.

R. DUVAUCHEL

3 bis, rue Castérès, 92-Clichy - Tél. 737.34.30 et 34.31

RAPY

Chinaglia



DYNATRANS

Appareil universel pour l'essai actif et passif de tous les semi-conducteurs.

Essai passif : mesure des paramètres des transistors.

Essai actif : essai en oscillation jusqu'à 100 MHz, détermination de la fréquence de coupure.

Essai des diodes et des Varactors.

Alimentation autonome par piles sèches.

Galvanomètre à large cadran, coffret métallique avec poignée de transport.

Dimensions : 125 × 195 × 100 mm.

Poids : 1 400 g.

PRIX : 980 F TTC

Notice technique détaillée sur demande.

francéclair

54 av. Victor Cresson
92 - ISSY-les-MOULINEAUX
Tél. 644.47.28

C.C.P. PARIS 5097.70

Type

CIP

CONDENSATEURS ÉLECTROCHIMIQUES

TUBES ALUMINIUM

Pour circuits imprimés

Présentation : Tube aluminium serti avec couronne de fixation spécialement conçue pour montage sur les platines de circuits imprimés (grille module 2,54 mm).

Sorties : Positif sorti sur fil axial ⌀ 1 mm. Négatif au boîtier et par les pattes de fixation. Sorties spécialement étamées pour soudure au bain.

Valeurs spéciales : Les capacités indiquées ci-dessous sont les maxima possibles en fonction des dimensions des tubes et de la tension de service désirée.

Toutes valeurs intermédiaires peuvent être réalisées sur demande.

Conditionnement : ces condensateurs sont livrés en **cartons de 25 pièces.**

CAPACITE (en µF)	Tensions (en volts)		Dimensions (en mm)		Figure
	Service	Pointe	⌀	H	
2500	4	5	20,5	33	**80**
5000	—	—	20,5	44	**81**
10000	—	—	23,4	59	**82**
3200	6,3	8	20,5	44	**81**
7500	—	—	23,4	59	**82**
1250	10	12	20,5	33	**80**
2500	—	—	20,5	44	**81**
5000	—	—	23,4	59	**82**
1000	16	20	20,5	33	**80**
1600	—	—	20,5	44	**81**
3200	—	—	23,4	59	**82**
500	25	30	20,5	33	**80**
800	—	—	20,5	44	**81**
2000	—	—	23,4	59	**82**
320	40	47	20,5	33	**80**
630	—	—	20,5	44	**81**
1250	—	—	23,4	59	**82**
200	63	73	20,5	33	**80**
320	—	—	20,5	44	**81**
630	—	—	23,4	59	**82**
50	150	165	20,5	33	**80**
150	—	—	23,4	59	**82**
40	275	300	20,5	44	**81**
80	—	—	23,4	59	**82**
8	350	385	20,5	33	**80**
16	—	—	20,5	33	**80**
25	—	—	20,5	44	**81**
50	—	—	23,4	59	**82**
8	450	500	20,5	44	**81**
16	—	—	20,5	44	**81**
32	—	—	23,4	59	**82**

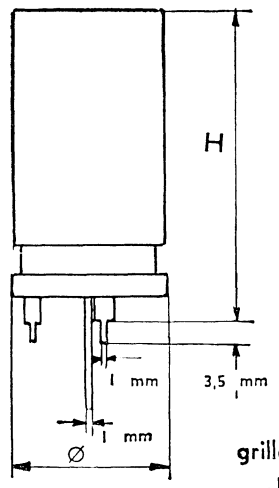
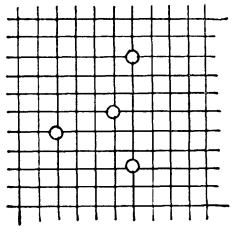
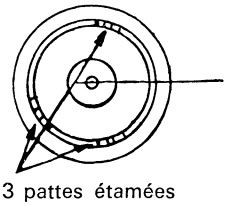


Fig. **82**

grille module 2,54 mm





3 pattes étamées

RAPY 68

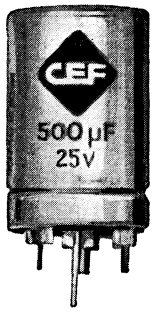


Fig. **80**

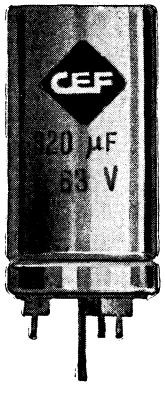


Fig. **81**

Catalogue complet sur demande.

CONDENSATEURS ÉLECTROCHIMIQUES DE FILTRAGE

Société anonyme au capital de 1 800 000 F — 25-27, rue Georges-Boisseau - 92 - CLICHY - 737-30-20

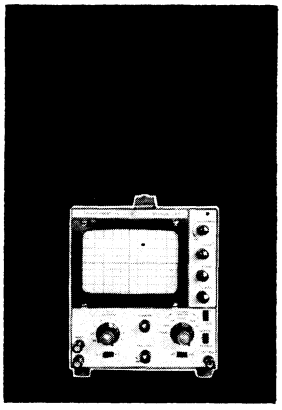
OSCILLOSCOPES

TELEQUIPMENT

SIMPLE FAISCEAU
MONOBLOC

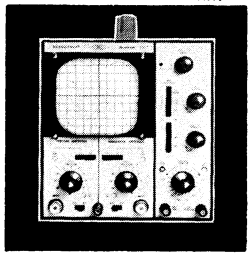
Bande passante : 0-3 MHz
Sensibilité verticale : 100 mV/cm
Synchro simplifiée

TYPE S 51 BE
F **1154** H.T.



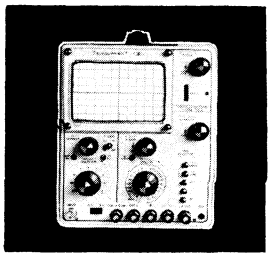
Bande passante : 0-3 MHz
Fonctionnement X-Y
Synchro élaborée TV
Ecran 10 x 10 cm
Sensibilité verticale :
100 mV/cm

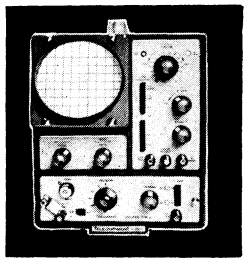
TYPE S 52 - F **2 623** H.T.



Bande passante : 0-10 MHz
Multiples possibilités de synchro pour TV
Sensibilité verticale :
10 mV/cm

TYPE S 54 - F **2 309** H.T.





SIMPLE FAISCEAU
A TIROIRS

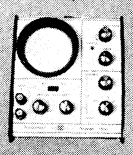
Bande passante : 0-25 MHz
5 tiroirs amplificateurs
2 tiroirs base de temps

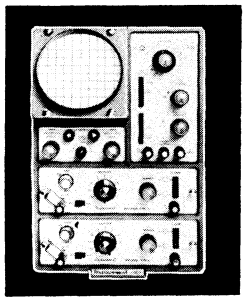
TYPE S 43
F **1850** H.T.

TYPE
MINOR

Bande passante : 0-30 kH2
Sensibilité : 100 mV/div

F **526** H.T.

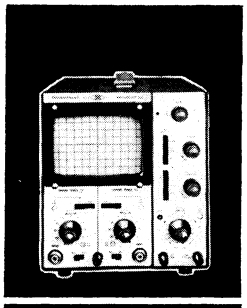




DEUX FAISCEAUX
A TIROIRS

Bande passante : 0-25 MHz
Multiples possibilités de synchro
5 tiroirs amplificateurs
2 tiroirs base de temps

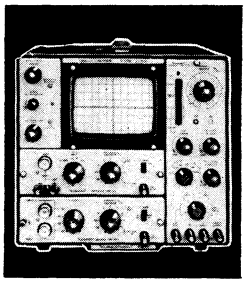
TYPE D 43
F **2 080** H.T.



DOUBLE FAISCEAU
MONOBLOC

Bande passante : 0-6 MHz
Multiples possibilités de synchro
Sensibilité verticale :
10 mV/cm

TYPE D 52 -
F **2 309** H.T.



DOUBLE FAISCEAU
A TIROIRS

Bande passante : 0-25 MHz
Balayage retardé
Multiples possibilités de synchro
7 tiroirs amplificateurs

TYPE D 53
F **4 091** H.T.

Service AVANT et APRES VENTE assuré dans toute la FRANCE

RELATIONS TECHNIQUES INTERCONTINENTALES

(GROUPE TEKTRONIX)

NOUVELLE ADRESSE : Zone Industrielle COURTABŒUF - **91 ORSAY B. P. 13** **Tel** : 920.61.73 - *Télég.* TEKFRANS

Lyon (7e) :	166, Avenue Berthelot	— Tél.	72.00.70
Nice :	11, Avenue Valdiletta	— Tél.	84.05.93
Toulouse :	15, Rue Joseph-Vié	— Tél.	42.04.50
Rennes :	6 b Avenue Barthou	— Tél.	00.84.42

RTI

RADIO constructeur TV

REVUE MENSUELLE
DE PRATIQUE RADIO
ET TÉLÉVISION

FONDÉE EN 1936

RÉDACTEUR EN CHEF :
W. SOROKINE

PRIX DU NUMÉRO : **3,00 F**

ABONNEMENT D'UN AN
(10 NUMÉROS)

France . . . . . **24 F**
Etranger . . . . . **30 F**
Changement d'adresse **0,60 F**

● ANCIENS NUMEROS ●

On peut encore obtenir les anciens numéros ci-dessous indiqués aux conditions suivantes :

Nos 86 à 94, 96, 98 à 100, 102 à 105, 108 à 113, 116, 119 à 120, 122, 125, 127 à 130, 132 et 133	1,20 F
Nos 135 à 146	1,50 F
Nos 147 à 174, 177 à 179, 186, 188 à 191	1,80 F
Nos 193 à 194, 196 à 232	2,10 F
Nos 233 à 238	2,50 F
No 240 et suivants	3,00 F

Par poste : ajouter **0,30 F par numéro.**

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

ABONNEMENTS ET VENTE :
9, Rue Jacob, PARIS (6e)
033-13-65 — C. C. P. PARIS 1164-34

RÉDACTION :
42, Rue Jacob, PARIS (6e)
633-65-43

PUBLICITÉ :
PUBLICITÉ RAPY S. A.
(P. Rodet)
143, Avenue Emile-Zola, PARIS
TÉL. : 734-37-52

Notre sondage, amorcé dans le numéro de décembre dernier, nous a valu plusieurs centaines de réponses, ce qui nous autorise, pensons-nous, à esquisser valablement le « profil » du lecteur-type, pourrions-nous dire.

Il est certain que la mesure et tout ce qui s'y rattache, constitue le pôle d'attraction n° 1 : description et réalisation d'appareils ; leur application au dépannage et à la mise au point d'ensembles électroniques dans le sens le plus large du terme ; les méthodes de mesure et de contrôle des composants ; etc. Tous ces sujets reviennent sous telle ou telle forme dans 99 % des lettres.

Après la mesure nos lecteurs semblent s'intéresser fortement au dépannage d'une part et au calcul des circuits et des composants d'autre part, ce qui est parfaitement logique, car ni l'un ni l'autre ne peuvent se passer de mesures, le premier en tant que moyen d'investigation et le second pour vérifier les résultats des calculs.

Il est assez curieux de constater que seul le dépannage TV paraît intéresser nos corerspondants, et surtout celui des téléviseurs transistorisés. Mais si l'on réfléchit, c'est dans l'ordre des choses : il est impensable de remettre en état un téléviseur sans l'aide d'un oscilloscope et d'un générateur de mire.

Nous pensons, d'ailleurs, que c'est l'avènement de la TV-couleurs qui a cristallisé, en quelque sorte, ce que la grande majorité des techniciens sentait plus ou moins confusément depuis longtemps : à partir d'un certain stade du développement et de la complexité techniques il n'est plus possible de travailler d'une façon rentable si l'on ne dispose pas d'appareils de mesure et de contrôle appropriés.

L'expérience, si elle peut aider à comprendre le fonctionnement des nouveaux circuits et dispositifs, se révèle impuissante lorsqu'il s'agit de localiser un défaut, justement parce que l'on se trouve en présence de quelque chose de jamais vu.

Et il est tout à fait normal qu'un technicien désireux de s'outiller le mieux possible, se tourne vers l'appareil dont le domaine d'application est énorme : l'oscilloscope.

Nous avons constaté, avec beaucoup de satisfaction d'ailleurs, que les questions relatives au choix et à l'utilisation d'un oscilloscope ont doublé, triplé ou quadruplé de volume dans le courrier que nous recevons, surtout depuis un an, à peu près.

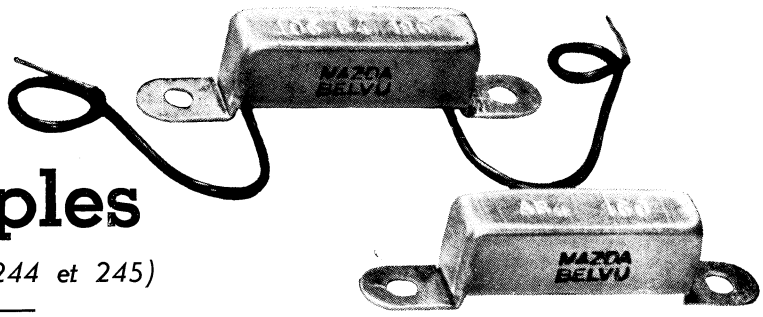
Il y a visiblement beaucoup à faire dans ce domaine, car des questions posées il résulte parfois que l'on considère un oscilloscope comme un instrument merveilleux, à l'aide duquel les pannes se localisent toutes seules. Sans vouloir décourager les utilisateurs éventuels, disons que ce n'est tout de même pas tout à fait cela. Nous aurons, d'ailleurs, l'occasion d'y revenir plus d'une fois.

★★★

Des lecteurs nous ont demandé également de décrire, de temps à autre, des amplificateurs ou des chaînes Hi-Fi. Vous trouverez, dans ce numéro, deux descriptions de ce genre, à propos desquelles il nous semble utile de préciser quelques points. La place nous manque pour analyser en détail tous les appareils de ce type que nous aurons l'occasion de décrire : oscillogrammes, courbes, etc. Mais nous pouvons vous assurer que nous avons essayé tous ces amplificateurs et que nous ne publierons leurs caractéristiques et leur description que si nous les trouvons bons, c'est-à-dire agréables à écouter dans toutes les fonctions pour lesquelles ils sont prévus.

W. S.

Les interrupteurs à lames souples



(Suite : voir "Radio-Constructeur" nos 244 et 245)

Dans nos deux précédents numéros de « Radio-Constructeur », nous avons étudié les principes de fonctionnement des interrupteurs à lames souples. Dans ce qui suit, nous donnerons quelques détails pratiques qui seront précieux pour les techniciens appelés à utiliser les ILS.

Les exemples cités dans notre article du n° 245 constituent l'image de ce que l'on peut attendre des combinaisons ILS/aimant, mais ils ne donnent pas les valeurs des distances entre ces deux éléments ; en effet, tout dépend du type d'ILS et du type d'aimant.

Le tableau que l'on trouvera plus loin donne ces distances en tenant compte à la fois des dispersions en AtF et AtO des ILS, et des dispersions de champ des aimants.

Prenons un exemple. Nous voulons commander un ILS 151, enrobé ou non, par un aimant en Ticonal 600 (*), diamètre 5 mm, longueur 25 mm. Le tableau comprend une colonne DO (distance d'ouverture) et une colonne DF (distance de fermeture). Nous remarquons tout de suite que pour un ILS fermé tendant à l'ouverture des contacts, celle-ci se produira entre 13 et 19,5 mm. D'ailleurs, si nous avons l'occasion de faire l'expérience, nous pourrons mesurer cette distance que nous supposerons ici de 15 mm. Nous pourrons dire que l'ILS 151 se refermera entre 0,6 et 0,95 de 15 mm et même le vérifier.

Manipulation des aimants et aimants enrobés

C'est volontairement que nous avons choisi ce tableau, car il correspond aux ILS enrobés et aimants enrobés **Mazda Belvu** ci-dessous (photo publiée dans le n° 245) :

— 106 B 4 196, comportant un ILS 106 ;

— 151 B 5 195, comportant un ILS 151.

Les sorties des contacts sont à fils.

Pour les aimants la technologie est la même : petits boîtiers d'aluminium comportant deux pattes de fixation avec trous de vis. Deux modèles sont prévus sous le même boîtier :

— **AB 4 159** (aimant Ticonal 600, diamètre 3 mm, longueur 15 mm), prévu pour commander l'ILS enrobé 106 B 4 196 ;

— **AB 4 160** (aimant Ticonal 600, diamètre 5 mm, longueur 25 mm), prévu pour commander les deux modèles 106 B 4 196 et 151 B 5 195.

Les dimensions de ces composants ont été indiquées dans les figures 10 et 11 du n° 245 de « Radio-Constructeur ».

Technologie des ILS

Sur le plan pratique, il est bon de connaître la manipulation des aimants, car ils peuvent perdre jusqu'à 30 % de leur pouvoir d'attraction. Consultons la figure 1 :

— en **a** : la manipulation est incorrecte, les aimants sont en répulsion ;

— en **b** : il ne faut pas frotter deux aimants l'un contre l'autre ;

— en **c** : il ne faut pas frotter un aimant contre une pièce de fer ;

— en **d** : la manipulation est correcte, les aimants viennent au collage.

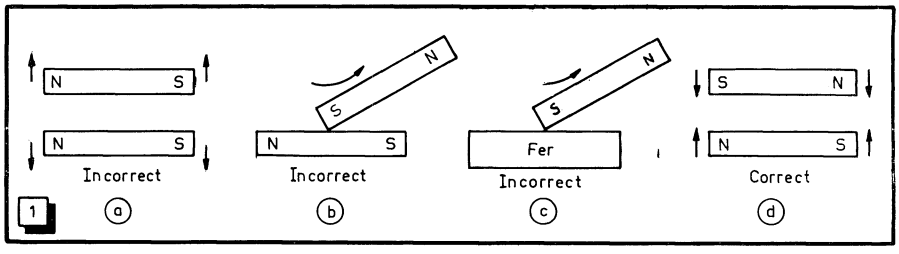


Fig. 1. — *Manipulation des aimants.*

Contrôle des aimants

Des aimants mal placés dans un emballage ou mal rangés peuvent perdre 30 % de leur pouvoir d'attraction ainsi que nous l'avons dit plus haut.

L'utilisateur qui doute de la qualité de ses aimants peut en contrôler l'efficacité par comparaison avec des modèles neufs. Il suffit de mesurer le poids que peut soulever un aimant, ce qui peut se faire très simplement à l'aide de l'appareil schématisé par la figure 2. On ajoute des poids sur le plateau jusqu'à ce qu'il décolle de l'aimant.

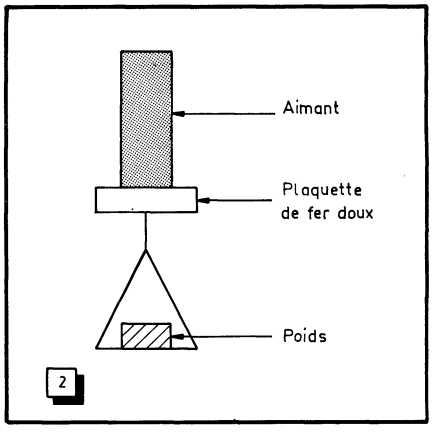


Fig. 2. — *Dispositif de contrôle des aimants.*

Un procédé scientifique, mais de loin beaucoup plus onéreux, consiste à utiliser un gaussmètre Bell 240 avec la sonde YBS 064.

Mais comme le dit le « Petit Lion »... c'est une autre histoire ! !

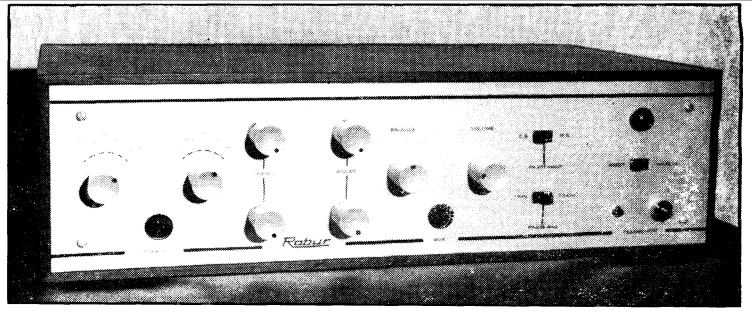
A. LEFUMEUX.

DISTANCES DE FERMETURE ET D'OUVERTURE

ILS type :	AB 4 - 159				AB 4 - 160			
	DO (ouverture)		DF (fermeture)		DO (ouverture)		DF (fermeture)	
	Min. (mm)	Max (mm)	Min.	Max.	Min. (mm)	Max. (mm)	Min.	Max.
ILS 106	2,5	6	0,6 DO	0,95 DO	9	13,5	0,6 DO	0,95 DO
ILS 151	2,5	6	0,3 DO	0,8 DO	13	19,5	0,6 DO	0,95 DO

(*) Origine **Allevard-Ugine,** 15, rue du Rocher, Paris-8e

"WERTHER 50"



amplificateur Hi-Fi stéréo 2 x 25 W

Réalisation RADIO-ROBUR

Caractéristiques générales

L'amplificateur Hi-Fi stéréo « Werther 50 » est un ensemble prévu pour fournir une puissance de sortie de 2 × 25 W en régime permanent, sur une charge de l'ordre de 5 Ω par canal.

Il est muni de prises d'entrée pouvant être attaquées par un pick-up magnétique ou céramique, un tuner radio AM/FM ou une tête de lecture de bande magnétique. Les corrections nécessaires sont automatiquement introduites par le commutateur choisissant la fonction désirée.

Le dispositif correcteur de tonalité est constitué par les potentiomètres séparés pour le dosage des graves et des aiguës, indépendants pour chaque canal et complétés par un filtre passe-bas, dont la fréquence de coupure, commutable, peut être de 25 ou de 8 kHz.

L'amplificateur de puissance de chaque canal est prévu pour permettre une puissance de sortie de quelque 20 W avec 120 mV à l'entrée.

L'ensemble d'alimentation est stabilisé et protégé contre tout court-circuit accidentel.

L'amplificateur est équipé en tout, y compris l'alimentation, de 26 transistors au silicium et 10 diodes diverses.

Préamplificateur-correcteur

Son schéma est celui de la figure 1, se rapportant à l'un des canaux. Le schéma de l'autre canal est strictement identique et toutes les connexions s'y rapportant sont marquées C 2. L'attribution et la sensibilité des cinq entrées est la suivante :

P.U. 1. — Pour tête de lecture magnétique. Sensibilité 10 mV à 1 kHz. Impédance d'entreé 68 kΩ ;

P.U. 2. — Pour tête de lecture magnétique également. Sensibilité 5 mV à 1 kHz. Impédance d'entrée 47 kΩ ;

Radio. — Sensibilité 100 mV à 1 kHz. Impédance d'entrée 100 kΩ ;

Magnétophone. — Cette prise (sensibilité 15 mV à 1 kHz) peut être utilisée de plusieurs façons différentes. Tout d'abord, elle peut servir pour la lecture à partir d'une tête magnétique seule, mono ou stéréo. Dans ce cas, le contacteur S_1-S_2 est en position 4 et l'inverseur S_7 en position 1. On peut également lire une bande en utilisant les préamplificateurs - correcteurs du magnétophone, auquel cas S_7 sera placé en 2, la prise « Magn. » attaquant alors directement l'amplificateur de puissance par C_1. Le contacteur S_1-S_2 sera sur n'importe quelle position sauf 4. Enfin, si l'on veut réaliser le système dit « monitoring », c'est-à-dire l'enregistrement à partir d'une source quelconque avec l'écoute immédiate de la bande enregistrée, on connecte le magnétophone utilisé à la prise « Magn. » en plaçant S_7 sur 2 et S_1-S_2 sur la position correspondant à la source choisie. La tête d'enregistre-

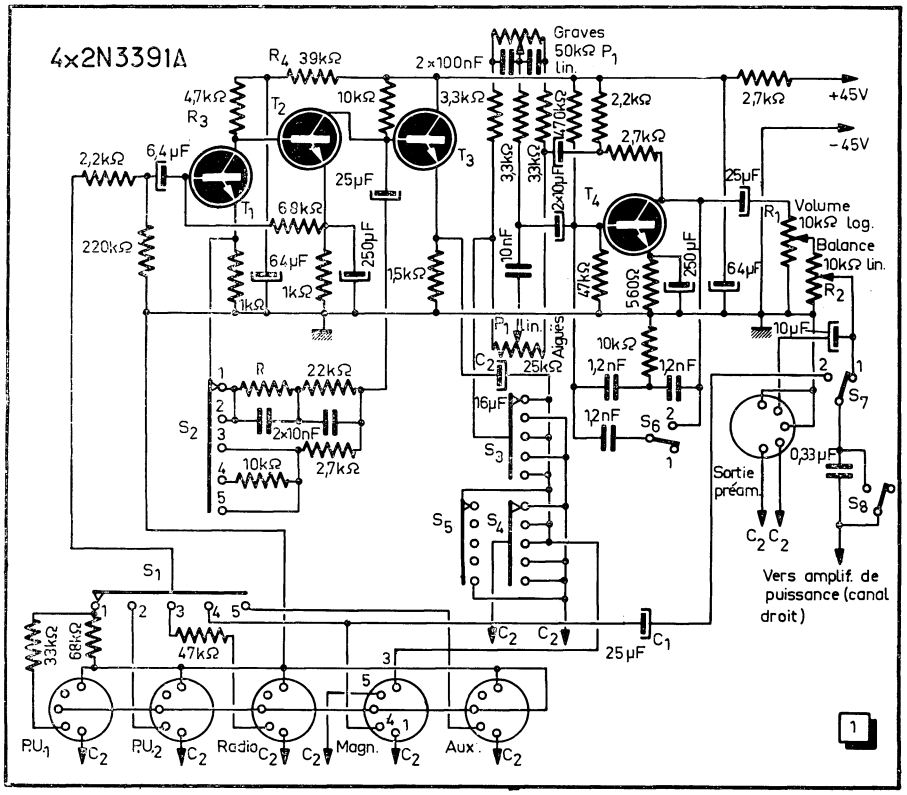
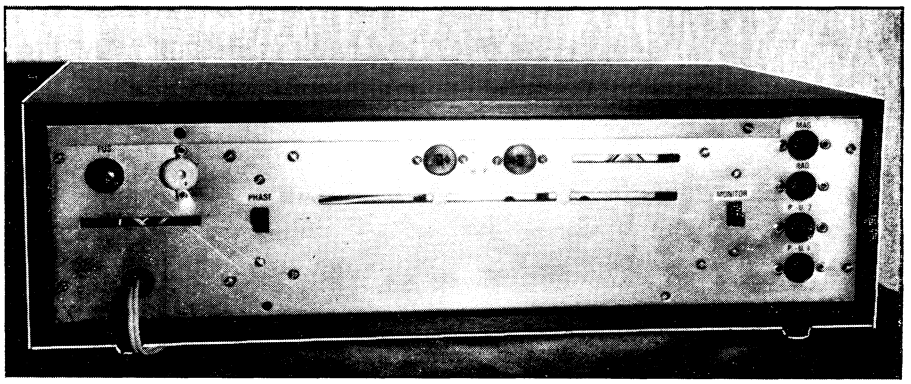


Fig. 1. — *Schéma du préamplificateur-correcteur avec les prises d'entrée et la prise de sortie. La résistance R, facultative, est de 150 à 470 kΩ.*

L'amplificateur vue par l'arrière, avec les quatre prises d'entrée, les deux sorties pour H.P., l'inverseur de phase et le contacteur du « monitoring ». La prise d'entrée « Aux. » est placée sur le devant.



ment est alors attaquée par les contacts 3 et 5 de la prise « Magn. », à travers les étages T_1, T_2 et T_3 du préamplificateur et le condensateur de liaison C_2, tandis que la lecture se fait, comme précédemment, par les contacts 1 et 4, le condensateur C_1 et l'amplificateur de puissance ;

Auxiliaire. — Cette entrée, dont la sensibilité est de 250 mV à 1 kHz et l'impédance d'entrée de 47 kΩ, peut être utilisée pour une tête de lecture céramique.

Pour toutes ces entrées le niveau de saturation se situe à 20 dB au-dessus des chiffres indiqués, c'est-à-dire 10 fois cette valeur.

Le contacteur S_3-S_4-S_5 commande le mode d'utilisation et les combinaisons des deux canaux : **1)** stéréo avec le préamplificateur représenté sur le canal droit ; **2)** stéréo inversée (le préamplificateur représenté attaque le canal gauche) ; **3)** le préamplificateur représenté (les trois premiers étages) attaque seul les deux amplificateurs de puissance ; **4)** même chose, mais pour le second préamplificateur ; **5)** les deux voies sont connectées en parallèle.

Le circuit correcteur de tonalité, dérivé du « Baxandall » comme on le voit, permet de relever ou d'atténuer les graves et les aiguës de 18 à 19 dB à 20 Hz et à 20 kHz, respectivement. Les courbes de la figure 2 montrent l'allure des quatre courbes de réponse extrêmes qu'il est possible d'obtenir à la sortie du préamplificateur.

Sur le même graphique en trouve les courbes correspondant au filtre passe-bas commutable, commandé par S_6 : coupure à 25 kHz avec S_6 en 1 ; coupure à 8 kHz avec S_6 en 2.

Un filtre passe-haut très simple et commutable est constitué par le condensateur de liaison C_3 de valeur relativement faible qu'un interrupteur (S_8) permet de court-circuiter ou de laisser en circuit. Ce filtre coupe à 40 Hz environ.

A la sortie du préamplificateur on trouve d'abord un potentiomètre régulateur de volume R_1, puis celui de balance (R_2). Bien entendu, les potentiomètres correspondants des deux canaux sont couplés mécaniquement, avec cette particularité que ceux de balance agissent en sens opposé : pendant que le curseur de l'un se rapproche de l'extrémité « masse » le curseur de l'autre s'en éloigne.

La prise à cinq contacts que l'on voit à la sortie du préamplificateur est destinée au branchement d'un casque Hi-Fi. Son impédance est inférieure à 5 kΩ.

La tension de sortie de préamplificateur est de l'ordre de 300 mV pour les sensibilités indiquées aux différentes entrées.

Tensions du préamplificateur

En fonctionnement normal on doit trouver les valeurs suivantes aux différents points de la figure 1, les mesures étant faites par rapport à la masse :

T_1 : base 1 V ; émetteur 0,4 V ; collecteur 1,7 V ;

T_2 : base 1,7 V ; émetteur 1 V ; collecteur 9,2 V ;

T_3 : base 9,2 V ; émetteur 8,6 V ; collecteur 20 V ;

T_4 : base 1,6 V ; émetteur 1 V ; collecteur 10,7 V.

Amplificateur de puissance

Représenté par le schéma de la figure 3 il comprend deux étages amplificateurs de tension (T_5 à l'aide d'une diode Zener (D_1).

La résistance ajustable R_5 sert pour régler la symétrie à la sortie lors de la mise au point finale. On la retouche de façon à avoir au point A exactement la moitié de la tension d'alimentation, soit 22,5 V si cette dernière est de 45 V.

L'étage d'entrée est soumis à une contre-réaction à partir de la sortie de l'amplificateur, c'est-à-dire le point A, par la résistance R_6 aboutissant à l'émetteur T_5. Le taux de contre-réaction est dosé surtout par la valeur de R_7 ou, plus exactement, le rapport R_6/R_7.

Le condensateur C_3 introduit une contre-réaction aux fréquences élevées entre le collecteur T_6 et l'émetteur T_5 et combat toute tendance à l'instabilité.

La stabilité thermique de l'ensemble est assurée à l'aide de deux diodes au silicium, D_2 et D_3, qui sont plaquées contre les résistances d'émetteur R_8 et R_9 de l'étage de sortie. De cette façon, si le courant de collecteur de l'un ou des deux transistors de puissance augmente d'une façon excessive, l'échauffement anormal de la résistance se transmet à la diode, dont la résistance dynamique diminue. Cela modifie le rapport du diviseur de tension R_{10}, R_{11}, D_2, R_{12}, D_3, R_{13} de façon telle que la base du T_7 devient moins positive et celle du T_8 moins négative par rapport aux émetteurs respec-

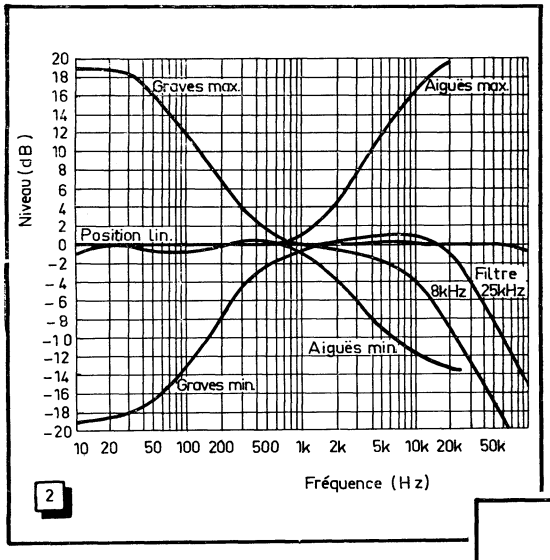
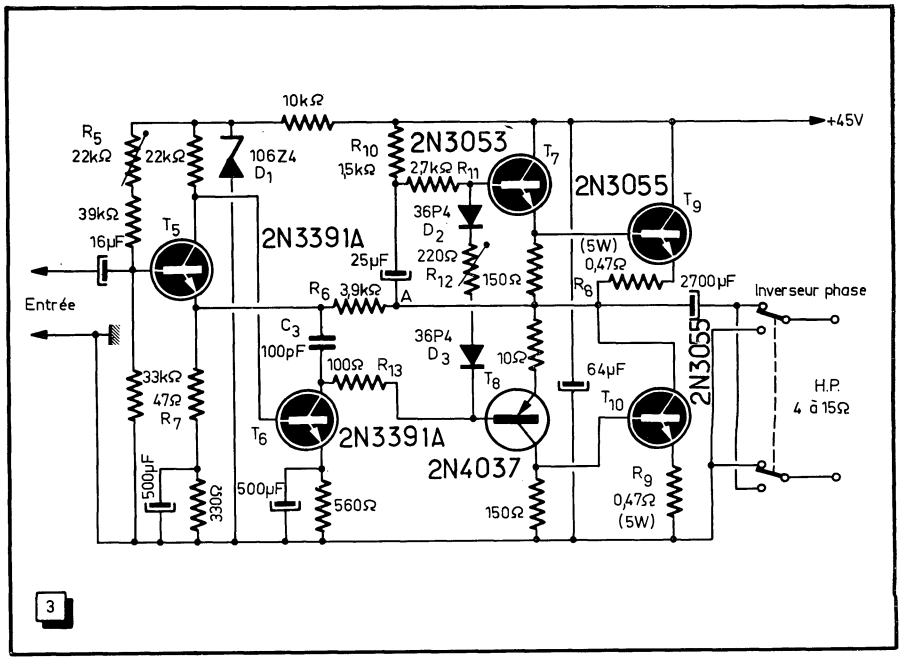


Fig. 2. — *Courbes résumant l'action des différentes commandes de tonalité et celle du filtre passe-bas.*

Fig. 3. — *Schéma de l'un des amplificateurs de puissance, les transistors 2 N 3055 étant fixés sur un radiateur séparé.*



tifs. Le courant du collecteur de ces deux transistors diminue ce qui provoque une tension positive sur la base des deux transistors de puissance, dont le courant de collecteur diminue.

Ce système est extrêmement efficace, même si, pour une raison quelconque, le courant d'un seul des transistors de puissance se mettait à croître d'une façon tout à fait anormale (emballement thermique).

La résistance ajustable R_{12} permet de régler le courant de repos de l'étage de sortie : on retouche cette résistance de façon que le courant d'alimentation de l'amplificateur de puissance soit de 30 mA en l'absence de tout signal.

Les deux transistors de puissance sont des 2 N 3055 **(Motorola** ou **Bendix)** dont la dissipation maximale théorique atteint 115 W. Ils supportent une tension U_{ce} maximale de 100 V. Dans le montage de la figure 3 le débit de l'amplificateur de puissance varie, à 20 W, de 1 à 1,4 A.

La tension d'entrée, pour 20 W à la sortie, est de l'ordre de 150 mV. La tension efficace aux bornes d'une bobine mobile de 5 Ω est alors de 10 V environ.

A la sortie de l'un des amplificateurs de puissance on a un inverseur de phase pour le haut-parleur, représenté dans la figure 3.

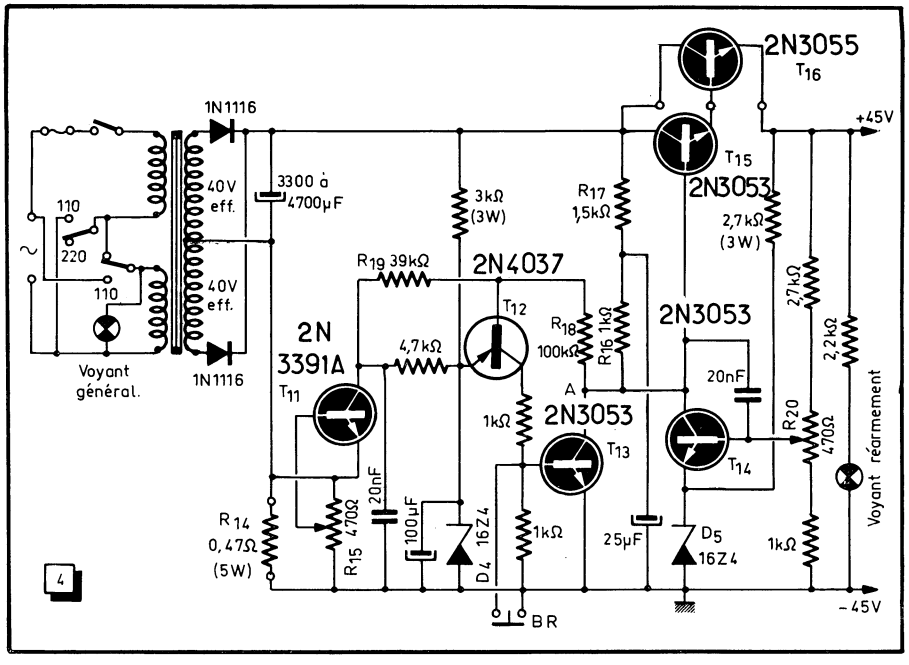


Fig. 4. — *Alimentation stabilisée et protégée contre toute surcharge ou court-circuit accidentel.*

Tensions de l'amplificateur de puissance

En fonctionnement normal on doit trouver les valeurs suivantes aux différents points de la figure 3 :

T_5 : base 2,2 V ; émetteur 1,6 V ; collecteur 2,8 V ;

T_6 : base 2,8 V ; émetteur 2,2 V ; collecteur 17 à 20 V ;

T_7 : base 19 à 23 V ; émetteur 18,5 à 22,5 V ; collecteur 45 V ;

T_8 : base 17,5 à 20,5 V ; émetteur 18 à 22 V ; collecteur 0,6 V ;

T_9 : base 18,5 à 22,5 V ; émetteur 18 à 22 V ; collecteur 45 V ;

T_{10} : base 0,6 V ; émetteur 0,2 V ; collecteur 18 à 22 V.

Aux bornes de la diode Zener D_1 on doit trouver 6 V. La tension au point commun R_{10}-R_{11} est de 39 V.

En fonctionnement normal, la chute de tension aux bornes des résitances R_8 et R_9 ne doit pas excéder 0,2 V.

Alimentation

Pour un amplificateur de cette puissance une alimentation stabilisée est pratiquement nécessaire et c'est ce que représente le schéma de la figure 4. De plus, pour éviter la destruction des transistors des amplificateurs et du régulateur, à la suite d'un court-circuit accidentel, par exemple, un dispositif de protection électronique a été prévu. Il comprend les transistors T_{11}, T_{12} et T_{13} et une résistance, R_{14} traversée par le courant total de l'amplificateur. En fonctionnement normal, la chute de tension aux bornes de cette résistance et le réglage de la résistance ajustable R_{15} sont tels que T_{11} est maintenu dans l'état de non conduction, de sorte que la tension sur son collecteur est de l'ordre de 13 V et que celle à l'émetteur T_{12} est du même ordre de grandeur, maintenue stable à quelque 13 V par la diode Zener D_4.

Comme T_{12} est un **p-n-p** et que sa base se trouve à quelque + 20 V, il demeure également non conducteur et maintient dans le même état T_{13} par l'absence de tout courant de collecteur notable. Tant que T_{13} n'est pas conducteur son courant de collecteur est négligeable et la tension en A est déterminée uniquement par le courant collecteur de T_{14} et la chute de tension dans R_{16} et R_{17} ; elle est de quelque 46 V. L'ensemble stabilisateur T_{14}, T_{15}, T_{16} fonctionne normalement.

Supposons qu'à la suite d'une surcharge accidentelle le courant à travers R_{14} devienne trois fois plus élevé. Si, au départ, l'ajustable R_{15} a été réglée pour que la base soit, par exemple, à + 0,25 V par rapport à l'émetteur, elle passe à + 0,75 V et T_{11} devient brutalement conducteur et passe, pratiquement, à l'état saturé.

La tension à son collecteur tombe à quelque 1 V et celle de la base de T_{12} à moins de 13 V, à cause de la chute de tension dans R_{18}. Le transistor T_{12} devient conducteur et son courant de collecteur rend la base de T_{13} négative par rapport à son émetteur, suffisamment pour que T_{13} devienne conducteur à son tour. Son courant de collecteur, traversant R_{16} et R_{17} fait tomber la tension en A à une valeur pratiquement nulle (0,5 à 1 V), ce qui provoque le blocage de T_{15} et, bien entendu, de T_{16}, donc la disparition de la tension à la sortie du stabilisateur.

Cet état se maintient même si la cause de la surcharge disparaît et le seul moyen de remettre l'ensemble en fonctionnement consiste à court-circuiter pendant un bref instant la base de T_{13}, ce qui bloque ce transistor, fait revenir la tension en A et rend T_{12} non conducteur, car sa base redevient fortement positive. C'est le rôle du bouton de réarmement BR de la figure 4.

La tension redressée, avant la régulation, est de 55 à 60 V suivant le débit. Elle est de 45,5 V à la base T_{16} et de 45 V à son émetteur (sortie). A l'émetteur T_{14} on trouve 12 V et à la base environ 12,5 V, tension réglable par R_{20} entre 10 et 15 V, ce qui permet d'ajuster la tension de sortie. Au point commun R_{16}-R_{17} on doit avoir 52 V environ.

Fonctionnement

Nos essais ont eu lieu sur deux enceintes « encaissant » 15 W chacune, et il n'était donc pas question, dans ces conditions, de pousser la puissance à sa limite maximale. En ce qui concerne la reproduction musicale, nous ne trouvons guère de critiques à formuler, à la suite d'écoute attentive d'une dizaine de disques très différents, mono ou stéréo. Il nous a même semblé que la reproduction des transitoires était particulièrement réussie et brillante.

Le réglage séparé des graves et des aiguës pour les deux canaux ne nous a pas paru convaincant. A notre avis son utilité ne peut se justifier que si l'on utilise deux enceintes différentes.

Enfin, signalons que cet amplificateur est vendu en « kit » aux Ets **Radio-Robur.**

E. S.

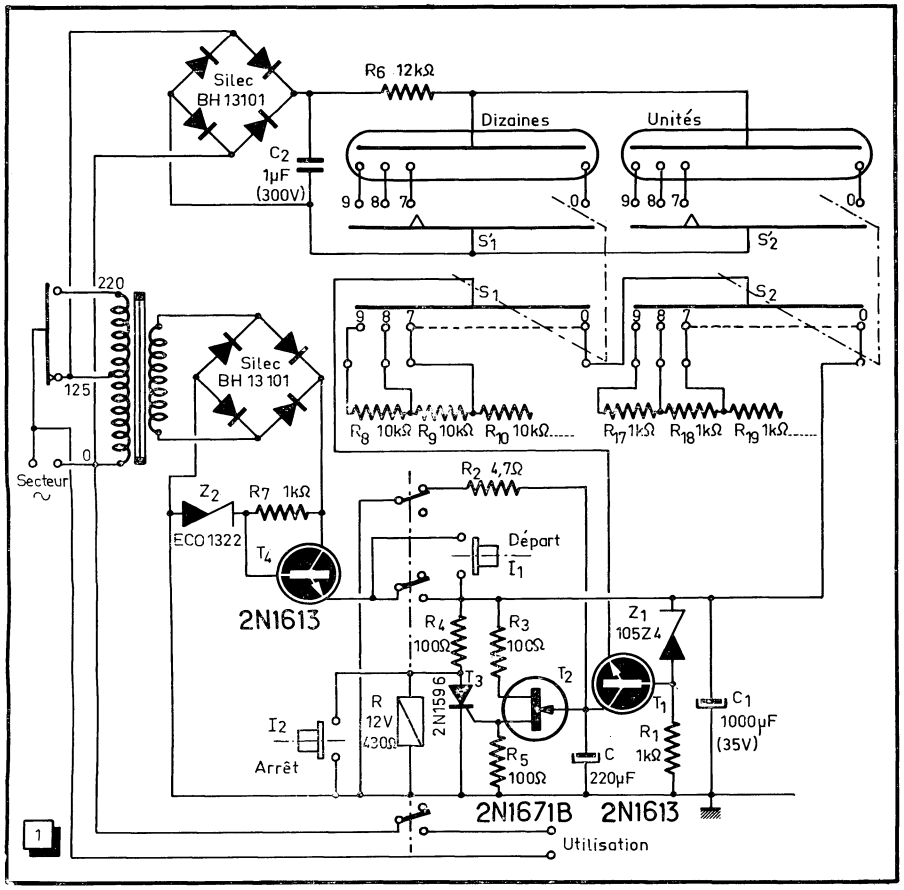
Réalisation d'un temporisateur simple

L'utilisation d'un minuteur classique dans un laboratoire photographique n'est pas toujours très aisée, l'obscurité ne permettant pas de régler commodément la durée de temporisation désirée, surtout si l'appareil n'a pas été initialement conçu pour cet usage.

Le temporisateur décrit affiche la durée de temporisation sur deux tubes indicateurs numériques. La lecture est donc facile, même dans le noir le plus absolu. Il est enfin à remarquer que la lueur des tubes étant inactinique, elle ne risque pas de perturber les opérations de tirage.

Le circuit de base de ce temporisateur a déjà été décrit dans le numéro 236 de « Radio Constructeur ». Quelques très légères modifications ont été apportées au schéma original, comme nous le verrons plus loin.

L'adjonction de deux tubes indicateurs numériques, n'augmente guère le volume de l'appareil qui conserve des dimensions fort raisonnables. Enfin, nous avons pensé être agréable aux lecteurs intéressés par cet appareil, en étudiant un circuit imprimé qui facilite la réalisation.



Principe de fonctionnement

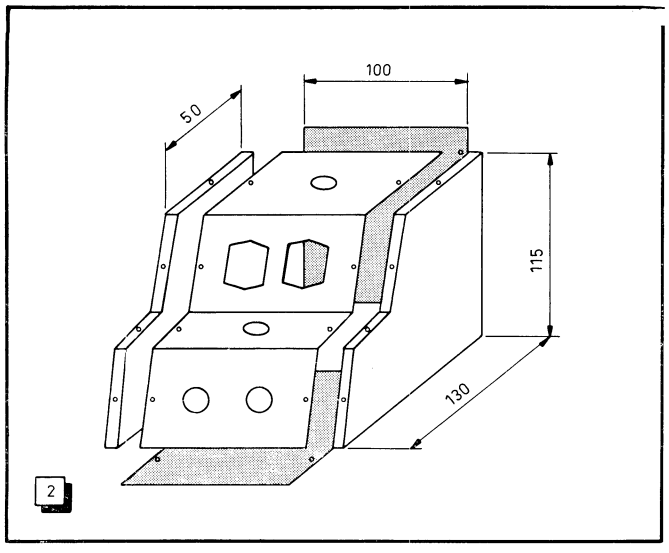
Comme nous l'avons déjà signalé, ce temporisateur a été étudié en détail dans le numéro 236 de « Radio Constructeur ». Nous allons néanmoins en rappeler brièvement le principe (fig. 1). Lorsque l'on presse le poussoir I_1, l'autocollage du relais R entraîne la mise sous tension de l'ensemble du montage. Le condensateur C se charge alors à courant constant, grâce au transistor T_1 dont la base est maintenue à un potentiel fixe par la diode Zener Z_1. Lorsque la tension aux bornes du condensateur atteint la tension de pic du transistor unijonction, celui-ci devient brusquement conducteur et décharge la capacité C.

L'impulsion positive apparaissant aux bornes de la résistance R_5 amorce un thyratron de faible puissance qui court-circuite le bobinage du relais à la masse, provoquant la coupure de l'alimentation. Un bouton poussoir I_2, branché en parallèle sur le bobinage du relais, permet d'effectuer une remise à zéro manuelle si besoin est.

Nous avons vu également que le fait de charger le condensateur C à courant constant, donne une caractéristique de charge linéaire, ce qui entraîne une excellente précision sur la durée de temporisation. La tension d'alimentation est passée de 9 à 20 volts, afin d'éviter l'utilisation d'un condensateur de 1 000 µF en parallèle sur le bobinage du relais, et cela sans provoquer l'amorçage systématique du thyratron à la mise sous tension de l'appareil. De plus, après chaque temporisation, le condensateur C est déchargé à travers une résistance de 4,7 ohms, ce qui permet d'obtenir des durées identiques quelle que soit la fréquence d'utilisation.

Les durées de temporisation sont réglables par bonds, de 0 à 99 secondes ; leur affichage est réalisé par deux tubes indicateurs numériques, associés aux contacteurs de temporisation. L'alimentation des tubes indicateurs, se fait à partir de

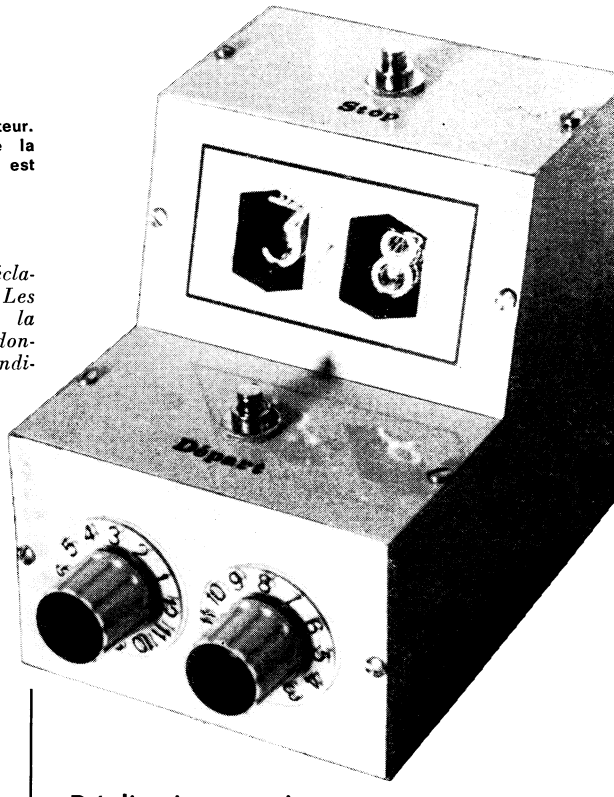
Fig. 1. — *Lorsque l'on presse le poussoir I_1, l'autocollage de relais R permet au condensateur C de se charger à courant constant grâce au transistor T_1. Quand la tension aux bornes de C est suffisante, le transistor unijonction T_2 devient conducteur et amorce le thyratron T_3 qui court-circuite le bobinage du relais à la masse. Les commutateurs de durée de temporisation commandent également les deux tubes indicateurs.*



Vue du temporisateur. On peut voir que la lecture des chiffres est très aisée.

★

Fig. 2. — *Vue éclatée du coffret. Les dimensions et la forme, ne sont données qu'à titre indicatif.*



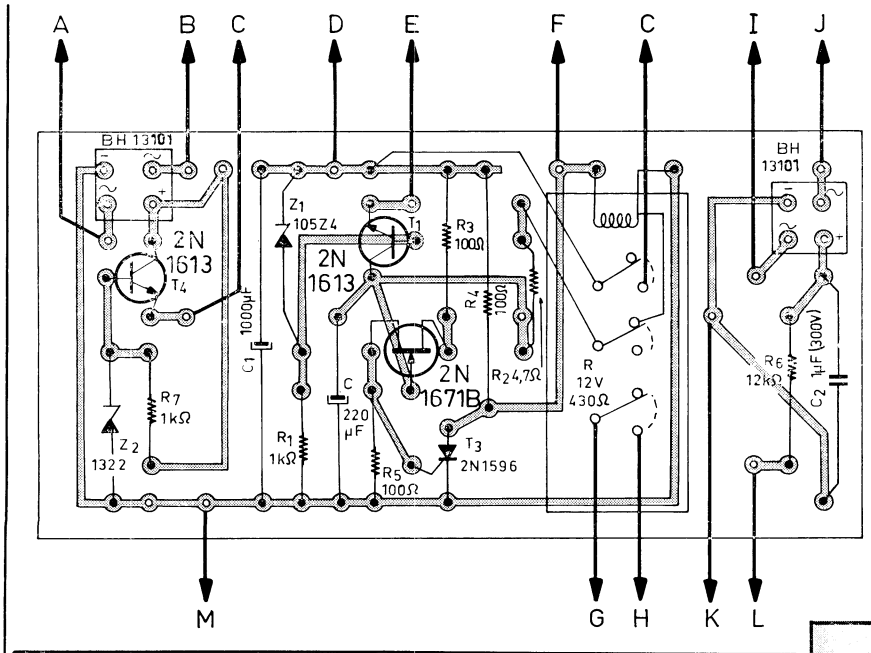


Fig. 3. — *Dessin du circuit imprimé sur lequel seront montés la plupart des éléments.*

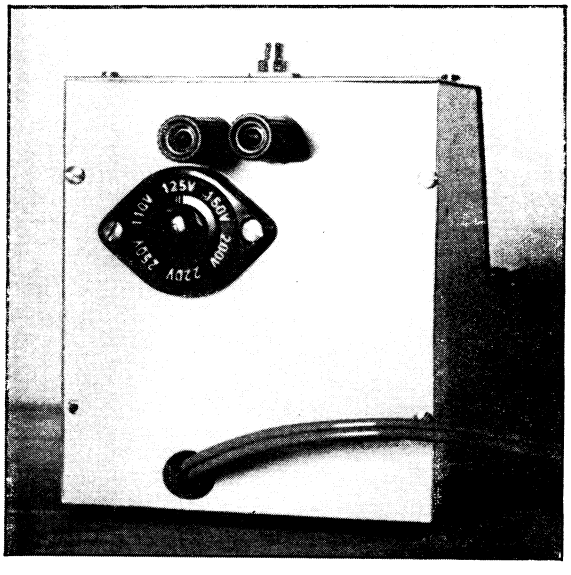
Réalisation pratique

L'ensemble de l'appareil a été logé dans un petit coffret dont les dimensions sont données sur le schéma de la figure 2. La fabrication de ce coffret risque de rebuter certains lecteurs peu attirés par les réalisations mécaniques trop délicates ; aussi tenons nous à préciser que les performances ne sont pas fonction de la forme géométrique du boîtier, ni de ses dimensions. La face avant comportera les deux tubes indicateurs numériques, les commutateurs de temporisation, le poussoir de départ et le poussoir d'arrêt. Sur la face arrière seront montés le sélecteur de tension secteur et les bornes de sortie pour l'utilisation.

Le transformateur d'alimentation est composé d'un bobinage primaire **Myrra** l'enroulement primaire 0 - 125 volts du transformateur d'alimentation. Un redressement bialternance, suivi d'un filtrage sommaire autorisé par les faibles débits des tubes indicateurs, permet de disposer très simplement d'une haute tension de 170 volts environ. Cette alimentation haute tension, bien qu'obtenue à partir du secteur sans transformateur d'isolement, ne présente aucun danger pour l'utilisateur puisqu'elle n'a aucun point commun avec les autres circuits, et **a fortiori** avec le châssis de l'appareil. Nous avons adopté cette solution afin d'éviter de bobiner un enroulement haute tension supplémentaire qui, en fait, ne nous aurait rien apporté de plus. Comme on peut s'en rendre compte, le fait de n'utiliser que deux tubes indicateurs numériques, limite à 99 secondes la durée maximale de temporisation, ce qui est plus que suffisant dans la pratique du développement photographique.

★

Vue de la face arrière du boitier du temporisateur.



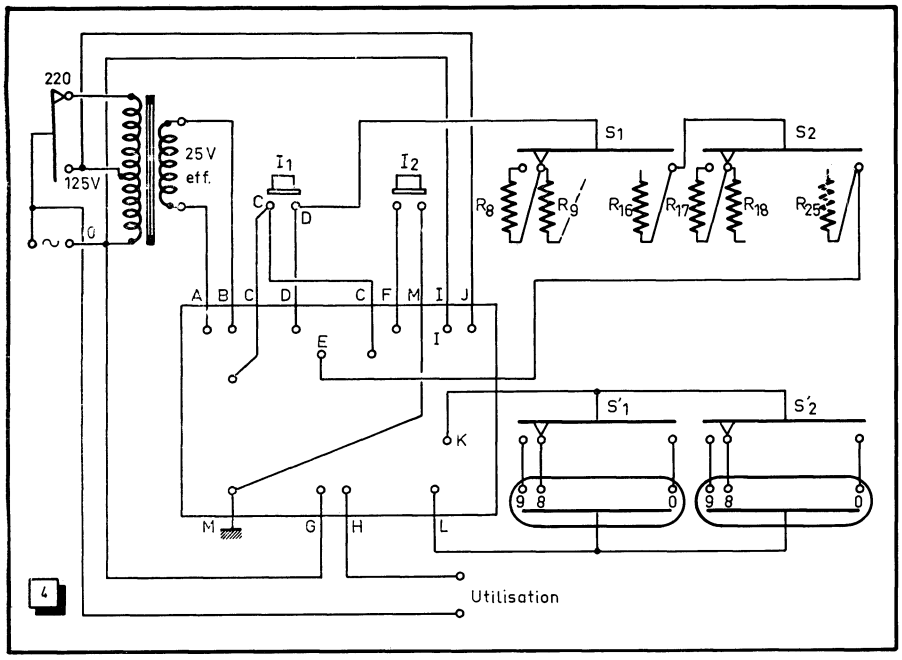


Fig. 4. — *Liaisons à réaliser entre le circuit imprimé et les autres éléments.*

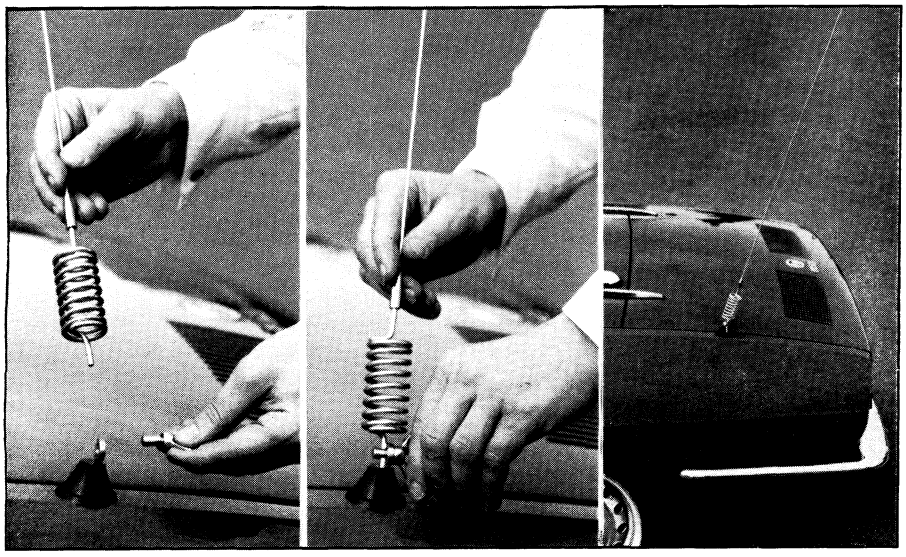
de 10 VA, sur lequel on bobinera 350 spires en fil émaillé de 30/100. On associera ce bobinage à deux noyaux en double C, type FA 10 Q 13, de chez **Imphy.** Les relais sont des modèles 12 volts - 430 ohms. Les commutateurs, à 2 circuits - 12 positions, supportent les résistances de temporisation. Le circuit imprimé représenté dans la figure 3, permet de loger l'ensemble des circuits du temporisateur, y compris son alimentation stabilisée et son alimentation haute tension. Les liaisons à effectuer entre ce circuit imprimé et les autres éléments sont représentées dans la figure 4.

La mise au point consiste à choisir, soit la valeur du condensateur C, soit celle des résistances R_8, R_9... R_{25}, pour que les durées de temporisation effectives correspondent aux chiffres affichés. Pour notre part, nous avons été amené à ajouter un condensateur d'appoint de 20 µF en parallèle sur C, ce qui nous a permis d'atteindre une précision de l'ordre de 1 % sur les durées de temporisation. Remarquons, enfin, que le condensateur C devra être un modèle d'excellente qualité, au tantale, par exemple. A propos de l'utilisation proprement dite, nous dirons simplement que l'emploi de ce minuteur s'est révélé très agréable et parfaitement adapté à la pratique du développement photographique.

J. P. EGLIZEAUD

Compteur universel UZ 42 (GRUNDIG)

Ce compteur est un appareil de mesure numérique entièrement transistorisé. Il n'est pas uniquement prévu pour des recherches en laboratoire, mais également pour résoudre les différents problèmes de mesure qui peuvent se poser dans toute entreprise. Toutes les mesures des grandeurs pouvant s'exprimer par une tension alternative, une rotation ou une durée seront évaluées d'une manière rapide et précise, le résultat de mesure étant affiché par quatre tubes indicateurs, faisant apparaître des chiffres de 30 mm de hauteur. L'appareil offre les possibilités suivantes : **comptage** des impulsions : **fréquences,** entre 5 Hz et 500 kHz, des tensions alternatives d'amplitude comprise entre 100 mV et 100 V (efficaces) ; **rotations,** avec le temps de mesure de 0,6 ou de 6 s ; **temps,** s'écoulant entre le signal de start et l'arrêt, mesuré avec une définition de 1, 0,1 ou 0,01 s. L'appareil UZ 42 est alimenté sur secteur, mais la version UZ 42 B est à alimentation mixte : secteur ou batterie (12 ou 24 V).



Antenne-spiral KSP-01 (FUBA)

Utilisable en tant qu'antenne de voiture, pour la réception en AM et en FM, cette nouvelle antenne est en acier inoxydable, matériau qui présente de multiples avantages par rapport au cuivre nickelé employé auparavant : diamètre du tube plus réduit ; élasticité plus grande ; etc.

L'antenne KSP-01, en particulier, peut être fixée ou démontée en quelques instants, à l'avant ou à l'arrière d'une voiture, comme le montrent les photos ci-contre. Cette antenne existe pour tous les modèles de voitures européennes.

Quatrième partie : LES CIRCUITS LOGIQUES

(Suite : voir "Radio-Constructeur" nos 227, 229, 233 et 240 à 245)

Il nous faut deux entrées K...

Revenons donc à notre ensemble B_2 - B_3 - B_4. La première impulsion complète en B fait passer B_2 à 1 et n'agit pas sur B_3.

La seconde agira sur B_3 (elle a raison), mais elle agira aussi sur B_2 (elle aurait tort) si l'entrée K de B_2 est au 1 (puisque son entrée J est toujours à 1). Il faut donc que l'entrée K de B_2 soit zéro.

Seulement, si cette entrée K est toujours à zéro, B_2 ne repassera plus à zéro, or il doit le faire au moment de la cinquième impulsion.

Que se passe-t-il après la quatrième impulsion en (B) ? Trois seulement ont agi sur B_3 (lors de la première, la sortie Q de B_2, au zéro, bloquait B_3). Le basculeur B_3 a donc fonctionné trois fois. Il est passé à 1 lors de la deuxième impulsion en (B), amenant à 1 les entrées J et K de B_4 et le préparant à être sensible à l'impulsion (B) suivante.

La troisième impulsion en (B) a agi sur B_3 et sur B_4, amenant B_3 à zéro et B_4 à 1.

La quatrième impulsion en (B) agira seulement sur B_3 puisque, après la troisième impulsion, B_3 avait sa sortie Q à zéro et il a bloqué le fonctionnement de B_4.

Donc, c'est seulement après cette quatrième impulsion, quand B_3 et B_4 sont tous les deux dans l'état 1, que B_2 doit être ramené à zéro par la cinquième impulsion.

Il faudra donc que l'entrée K de B_2 ne reçoive un 1 que si les sorties Q de B_3 *et* de B_4 valent 1 chacune. Il serait possible de prendre un circuit « et », commandé par ces sorties, dont la sortie commanderait l'entrée K de B_2.

Mais la solution la plus élégante est celle de la figure 63 : nous utiliserons pour B_2 un J-K ayant plusieurs entrées K (il aura sans doute plusieurs entrées J, mais tant pis, nous les relierons toutes à 1). Donc, ce sera seulement au moment de la cinquième impulsion en (B), B_2, B_3 et B_4 étant tous dans l'état 1, que tous les basculeurs en question vont revenir à l'état zéro.

Le basculeur B_3 y reviendra puisque, avant l'arrivée de cette cinquième impulsion, la sortie Q de B_2 appliquait un 1 sur les entrées J et K de B_3. Le basculeur B_4 reviendra à zéro, puisque, avant l'arrivée de cette cinquième impulsion, la sortie Q de B_3 appliquait un 1 sur les entrées J et K de B_4. Enfin, B_2 va changer d'état (et revenir à zéro) puisque, avant cette cinquième impulsion (et seulement avant), ses deux entrées H sont à 1.

Nous avons cité ce petit « exercice de jeu de J-K » pour montrer la souplesse de ces montages, ainsi qu'un exemple de J-K à plusieurs entrées K.

L'anneau de Regener

La structure de décade que nous allons décrire est tout à fait différente de celles qui précèdent. Le montage est décimal par nature, et non par « truquage ». Nous tenons à lui donner son vrai nom, puisqu'il a été décrit, équipé de tubes à vide, par *V. H. Regener* en mai 1946 (cela ne nous rajeunit pas) dans la « Review of Scientific Instruments », ce qui n'a pas empêché un grand nombre de chercheurs de le « découvrir » et même de le breveter après lui avoir donné modestement leur nom.

Ici également, pour en simplifier l'exposé, nous supposerons que ce montage est réalisé avec des J-K, ce qui nous donnera le schéma de la figure 64.

On voit que tous les H des J-K sont attaqués ensemble par l'impulsion (A) et que chaque sortie Q d'un basculeur de rang n commande l'entrée J du basculeur de rang $n+1$ (la sortie $\overline{Q}$ commandant l'entré K), sauf pour le couplage du dernier, B_5, au premier, B_1, couplage dans lequel la sortie Q de B_5 attaque l'entrée K de B_1, la sortie $\overline{Q}$ de B_5 attaquant l'entrée J de B_1.

Ce couplage fait que tout basculeur B_n (à l'exception de B_5), qui se trouve dans un état donné après l'impulsion n° p en (A), tend à amener dans le même état que lui le basculeur B_{n+1} après l'impulsion n° $p+1$.

Au contraire, quand le basculeur B_5 se trouve dans un certain état après l'impulsion n° m, il tend à amener le basculeur B_1 dans l'état opposé après l'impulsion n° $m+1$.

Il y a une certaine analogie de structure entre cet assemblage et le « master-slave » (ce qui fait que nous nous demandons si,

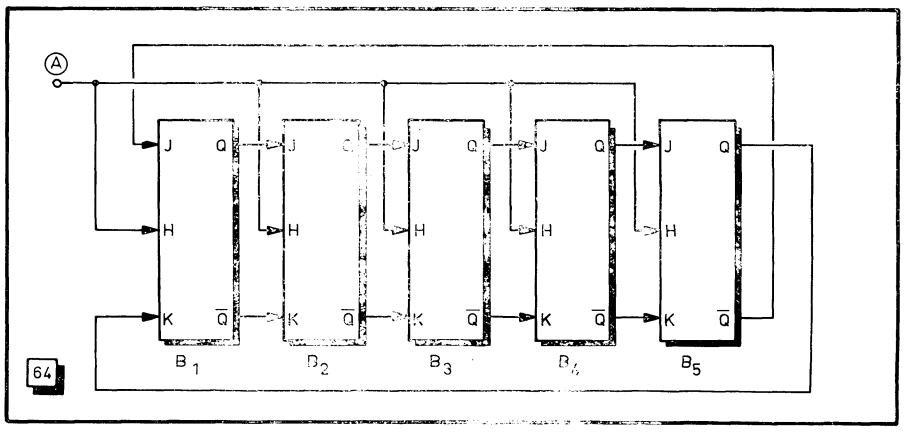


Fig. 64. — *Réalisation « modernisée » par l'emploi des « J-K » de l'ancien « anneau de Regener » : chaque basculeur tend à amener celui qui le suit dans le même état que lui à l'arrivée d'une impulsion, sauf le cinquième, qui tend à amener le premier dans un état opposé à l'état du cinquième (croisement des connexions). Partant de l'état où tous les basculeurs sont à zéro, les impulsions successives en (A) font passer B_1 à 1, puis B_2 (B_1 restant à 1), puis B_3, puis B_4, puis B_5 (les cinq basculeurs sont à 1). L'impulsion suivante ramène B_1 à zéro, à cause de l'action de B_5, la suivante y ramène aussi B_2 ... et la dixième ramène B_5 à zéro.*

par hasard, le fameux « master-slave » ne serait pas un peu un « fils spirituel » de l'anneau de *Regener*.

Au départ, tous les basculeurs sont dans l'état zéro. Chacun a sa sortie Q à zéro, sa sortie $\overline{Q}$ à 1.

Il y a donc 0 sur les entrées J de B_2, B_3, B_4 et B_5 ; il y a 1 sur les entrées K des mêmes basculeurs. Seul, le basculeur B_1 a un 1 sur J et un zéro sur K.

Lors de la première impulsion en (A), ce sera donc lui, et lui seul, qui basculera, appliquant un 1 sur l'entrée J de B_2 et un 0 sur l'entrée K de B_2.

Comme B_5 n'a pas basculé (pas plus que B_2 ni B_3 ni B_4), il y a toujours un 1 sur le J de B_1, un zéro sur son K.

La deuxième impulsion n'agira pas sur B_1, puisqu'il est déjà à 1 ; en revanche, elle agira sur B_2, l'amenant à 1.

On voit aisément que la troisième impulsion agira sur B_3 seul, l'amenant à son tour à l'état 1 ; que la quatrième agira sur B_4 seul pour l'amener à l'état 1 et que la cinquième agira sur B_5 seul pour l'amener à l'état 1.

Mais alors, B_5 ayant basculé, il y a un zéro sur le J de B_1 et un 1 sur son K. La sixième impulsion agira donc sur B_1 seul, le ramenant à l'état zéro.

La suite est aisée à prévoir. L'impulsion 7 n'agira pas sur B_1, puisque B_5, amené à l'état 1, maintient toujours un zéro sur son entrée J et un 1 sur son entrée K. Elle n'agira donc que sur B_2, qui va être amené au même état que B_1, soit à l'état zéro.

La huitième impulsion n'agira que sur B_3, l'amenant à l'état zéro ; la neuvième que sur B_4, l'amenant à son tour à zéro, et la dixième ramènera B_5 à l'état zéro.

La succession des états des basculeurs en fonction du rang de l'impulsion est résumée dans le tableau ci-dessous :

n°	B_1	B_2	B_3	B_4	B_5
0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0
2	1	1	0	0	0
3	1	1	1	0	0
4	1	1	1	1	0
5	1	1	1	1	1
6	0	1	1	1	1
7	0	0	1	1	1
8	0	0	0	1	1
9	0	0	0	0	1
10	0	0	0	0	0

Ceux qui sont des habitués de l'alphabet Morse reconnaîtront une nette analogie entre les états successifs des basculeurs et les chiffres exprimés dans cet alphabet (1 se dit .————; 2 se dit ..———; 5 se dit .....; 6 se dit —....; 7 se note ——..., etc.).

Facilité de décodage

Pour toutes les « décades » précédentes nous avons toujours parlé de l'affichage du chiffre compté sur la décade au moyen de quatre ampoules, en regard desquelles on écrit 1, 2, 4 et 8 (décade Potter) ou 1, 2, 2 et 4 (décade Rochar). En réalité, il est bien plus agréable de pouvoir lire directement le chiffre affiché sur la décade, sans avoir à se livrer à des additions (même très simples).

Les lecteurs connaissent le tube afficheur numérique, le plus souvent désigné par le nom d'une marque déposée « Nixie » (marque de la maison *Burroughs*). Il s'agit d'une ampoule, contenant du néon, dans laquelle il y a plusieurs électrodes de formes diverses. Le plus souvent, ce tube comporte une anode unique et dix cathodes distinctes, empilées les unes au-dessus des autres.

Les cathodes ont les formes des dix chiffres de 0 à 9, mais elles sont réalisées en fils si fins que, même si c'est celle qui est tout au fond de l'ampoule qui s'illumine, la houppe de néon ionisé rouge qui se forme autour de la cathode en forme de chiffre est à peine masquée par les parties des neuf autres cathodes qui peuvent se trouver entre cette houppe et l'observateur.

La version la plus utilisée de ce tube est une ampoule d'un diamètre de 25 mm environ, d'une hauteur moindre encore, se présentant comme sur la figure 65. On porte l'anode à environ 150 V; neuf des cathodes sont « en l'air » (ou, assez souvent, réunies à un point dont le potentiel est + 110 V par des résistances élevées) ; l'une d'entre elles est mise à la masse par un transistor au silicium haute tension, du type 90 T 2, par exemple. Le tube est monté comme l'indique la figure 66. La résistance de 47 kΩ assure une chute de tension de l'ordre de 100 V, avec les quelque 2 mA que consomme une cathode. Un ensemble de dix transistors au silicium haute tension commande les dix cathodes. Un seul de ces transistors reçoit du courant (environ 100 µA) sur sa base, les neuf autres n'en reçoivent pas (ou, mieux, sont bloqués par une légère polarisation négative de la base par rapport à l'émetteur). Le transistor qui reçoit du courant sur sa base est à la saturation, son collecteur est à un potentiel presque nul, le chiffre correspondant au numéro de la cathode en question s'illumine dans le tube.

Ce mode d'affichage est presque universellement utilisé. Mais encore faut-il disposer, sur dix voies, de commandes pour les transistors haute tension. Autrement dit, il faut que, sur les dix voies, neuf ne reçoivent aucun courant et qu'une seule d'entre elles, variant suivant l'état de la décade, reçoive du courant. Réaliser cette sortie d'une décade sur dix voies s'appelle la « décoder ».

On peut décoder sur dix voies une décade Rochar, par des combinaisons de tensions des sorties des quatre basculeurs, ces combinaisons étant réalisées au moyen de réseaux de résistances comprenant éventuellement des diodes. On peut aussi (c'est plus difficile) décoder sur dix voies une décade Potter : la meilleure solution est l'emploi de tout un ensemble de diodes que l'on appelle une « matrice de décodage ».

En ce qui concerne l'anneau de Regener, il est très facile de le décoder sur dix voies. En effet, si l'on examine l'état 3, par exemple, on voit que c'est le seul état dans lequel B_3 est à l'état 1 et B_4 à l'état zéro. C'est donc le seul état dans lequel il y aura à la fois de la tension sur la sortie Q de B_3 et sur la sortie $\overline{Q}$ de B_4. Ces sorties actionneront un circuit « et », qui ne donnera de la tension à la sortie que quand l'anneau est dans l'état qui suit l'arrivée de la troisième impulsion.

On trouverait de même assez facilement que l'état numéro 7, par exemple, est le seul dans lequel B_2 est à l'état zéro et B_3 à l'état 1 : on utilisera, pour commander le transistor haute tension qui allume le 7 sur le tube numérique, un circuit « et », recevant sur ses entrées la sortie Q de B_2 et la sortie $\overline{Q}$ de B_3.

Deux cas sont un peu moins évidents : l'état zéro et l'état 5.

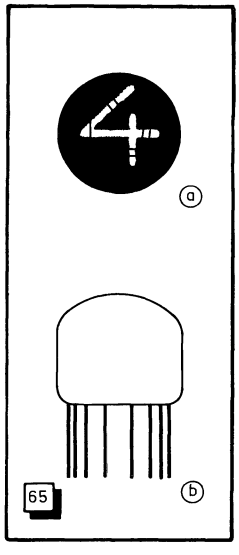


Fig. 65. — *Le tube d'affichage numérique (souvent appelé, quoique ce soit une marque déposée de la société* Burroughs, « *Nixie* ») *affiche, quand il est vu de face* (a), *un chiffre correspondant à la cathode du tube qui est relié à la masse. Ce chiffre, matérialisé par une houppe de néon ionisé, est très partiellement caché par les fils fins constituant les cathodes qui peuvent se trouver devant lui, mais cela ne gêne pas la lisibilité. Vu de côté* (b), *le tube est de dimensions très modestes.*

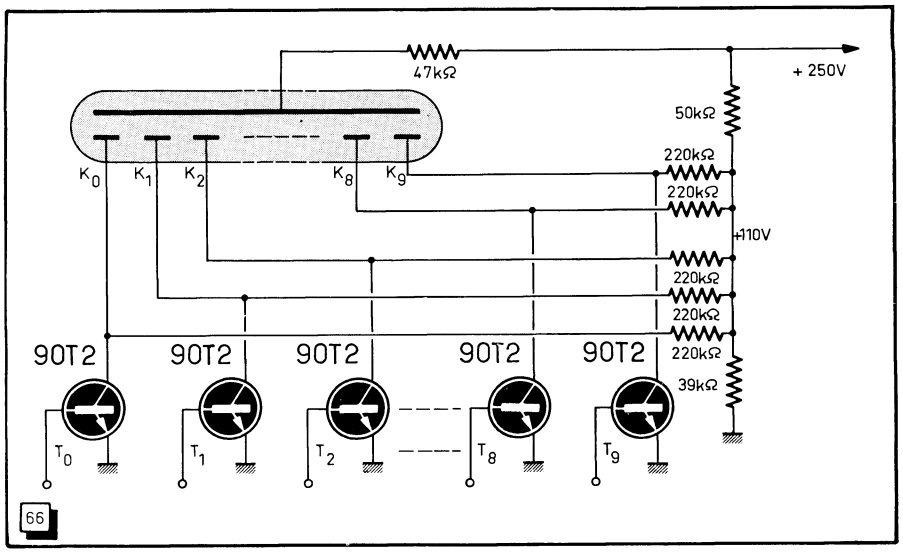


Fig. 66. — *Pour commander un tube « Nixie », il faut dix transistors au silicium type haute tension, dont neuf sont bloqués, un seul recevant du courant sur sa base. Les résistances de 220 kΩ retournant à + 110 V peuvent en stabiliser le fonctionnement dans certains cas. Le potentiel de l'anode du tube « Nixie » s'établit autour de + 150 V, par chute de tension dans la 47 kΩ.*

Mais on voit que l'état zéro est le seul dans lequel B_1 et B_5 sont tous deux à l'état zéro. La cathode « zéro » du tube numérique sera commandée par un circuit « et », recevant les sorties $\overline{Q}$ de B_1 et de B_3. On voit de même qu'un circuit « et », recevant sur ses entrées les sorties Q de B_1 et de B_5, ne donne de la tension à sa sortie que quand l'anneau est à l'état numéro 5.

Précisons que ces circuits « et » sont plutôt rudimentaires : on peut les réaliser au moyen d'une résistance et d'une diode, comme le montre la figure 67, illustrant la commande de la cathode numéro 4 du tube numérique. On voit que le transistor T_4 ne reçoit du courant sur sa base, par la résistance R, que si la sortie Q de B_4 est positive. Mais, si la sortie $\overline{Q}$ de B_5 n'est pas également positive, le courant dans R va vers la sortie $\overline{Q}$ de B_5 (sans perturber ce basculeur) par la diode, et le transistor n'est pas alimenté sur sa base. Il ne l'est donc que si B_4 est à l'état 1 et B_5, en même temps, à l'état zéro.

Encore des décades ?

Le nombre de schémas de décades est énorme. Nous pensons qu'il serait inutile et ennuyeux de les citer tous. Nous nous contenterons de commenter celle qui, à notre avis, les « enterre » toutes : la décade en circuit intégré.

Celle que nous décrirons, faute de connaître suffisamment les autres, est le modèle SFC 490 E de *Sescosem*.

Avant de nous lancer dans l'étude de sa structure, commençons par examiner sérieusement ses avantages, histoire de justifier notre expression : « qui les enterre toutes ».

Il s'agit d'un circuit intégré constituant une décade complète ; la partie active de cette décade tient donc dans une plaquette de silicium de l'ordre de 1,2 × 1,2 × 0,1 mm sur laquelle il y a (sauf oubli de notre part) : 46 transistors dont 2 à 4 émetteurs, 6 à 3 émetteurs, 10 à 2 émetteurs et 28 classiques (à un seul émetteur) ; 24 diodes ; 44 résistances.

On remarquera, comme toujours dans les circuits intégrés arithmétiques et logiques, la part élevée d'éléments actifs — soit 70 transistors et diodes — par rapport aux résistances, qui ne sont « que » 44, ainsi que l'absence de tout condensateur.

Pour que ceux qui sont appelés à manipuler ce circuit puissent le tenir, on l'a logé dans un boîtier, du type « double en ligne » (on dit « dual in line » en français) en matière moulée, d'un encombrement « énorme » (par rapport à la partie active) de 18 × 5 × 3 mm, muni de 14 connexions, 7 de chaque côté. Cet ensemble contient :

— un basculeur « master-slave » complet, ayant son entrée et sa sortie indépendantes du reste du montage ;

—un groupe de trois basculeurs, du type J-K ou R-S, également en « master-slave », avec un système d'interconnexions qui fait que cette section, ayant son entrée et les trois sorties des basculeurs, compte normalement par cinq ;

— un circuit « nand » à deux entrées, commandant par sa sortie la remise à zéro de la décade (c'est-à-dire de tous les basculeurs, aussi bien celui qui est séparé, que les trois qui constituent le compteur par cinq) ;

— un autre circuit « nand » à deux entrées, commandant par sa sortie la remise de la décade dans l'état qui correspond à l'impulsion 9 en comptage normal (le premier basculeur isolé à 1 ; les deux premiers de l'ensemble comptant par cinq à zéro ; le dernier de cet ensemble à 1 ; soit la configuration binaire 1001, qui vaut bien neuf).

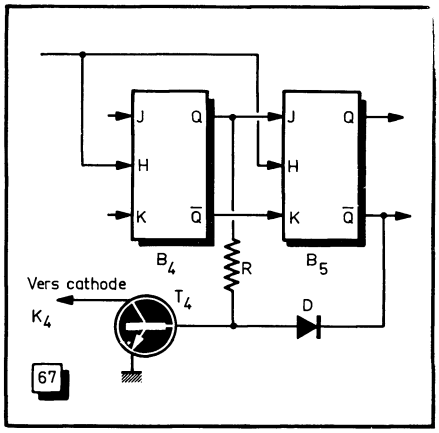


Fig. 67. — *Exemple de commande de la cathode K_4 (dont la mise à la masse affiche le chiffre 4 dans le « Nixie ») par un circuit qui n'alimente la base du transistor commandant cette cathode que si l'on a simultanément : de la tension sur la sortie Q de B_4 ; et de la tension sur la sortie $\overline{Q}$ de B_5 ; ce qui ne se produit qu'après l'arrivée de la quatrième impulsion dans le montage de la figure 64.*

Le tout s'alimente par une seule source positive de 5 V sur laquelle il consomme environ 32 mA (variable de 30 à 38 mA suivant l'état du compteur).

La tension d'entrée doit être un signal variant de 0 à + 5 V et redescendant de 5 V à zéro, *sans aucune mise en forme* (une demi-sinusoïde convient très bien) et la vitesse de comptage minimale garantie est de 20 MHz (oui, vingt millions d'impulsions par seconde).

Et ce n'est pas tout !

En emploi normal, la sortie du basculeur séparé attaque l'entrée de l'ensemble des trois autres, et on compte ainsi normalement par dix.

Par des jeux de connexions utilisant les possibilités de la remise à zéro et de la remise à 9, en attaquant les entrées des

deux « nand » par les sorties adéquates des quatre basculeurs, on peut faire en sorte que le tout « recycle » toutes les 3, 4, 5, 6, 7, 8 ou 9 impulsions au choix. On peut donc utiliser ce circuit pour réaliser un diviseur de fréquence par un nombre quelconque de 2 à 9 inclus.

On peut, d'autre part, utiliser séparément le basculeur pour diviser une certaine fréquence par 2, et l'ensemble des trois autres pour diviser une autre fréquence par 5.

On peut enfin, si l'on désire essentiellement faire de la division de fréquence par 10 et non du comptage, attaquer l'entrée du basculeur séparé par la sortie du groupe de trois basculeurs comptant par cinq. On a alors, en sortie de ce basculeur, une forme d'onde rigoureusement symétrique (le basculeur séparé change d'état au bout de cinq impulsions d'entrée ; il change de nouveau au bout de cinq autres impulsions d'entrée). Une telle forme d'onde se transforme très facilement en sinusoïde, par filtrage des harmoniques de rang impair (elle ne contient pas d'harmoniques de rang pair), plus facilement que toute autre forme d'onde non symétrique.

Tout cela étant précisé, on comprend que nous nous soyons laissé aller à un certain lyrisme. Celui qui a manipulé des décades longtemps, et qui utilise pour la première fois cette merveille, ne peut le faire sans trépigner d'enthousiasme, à moins que son cœur soit d'une matière à côté de laquelle l'acier au tungstène est relativement mou.

Un basculeur encore non cité

Nous ne nous lançons pas encore dans le schéma-bloc de la décade intégrée en question. Elle comporte, en effet, un basculeur dont nous n'avions pas encore parlé, le jugeant relativement peu important : le « R-S master-slave ».

Il ressemble un peu au J-K, mais en moins bien. Il a essentiellement une entrée H, à laquelle on doit appliquer un signal montant et descendant, comme sur la figure 47. Il a aussi deux entrées, R et S (Reset = remise à zéro et Set = mise à 1), sur lesquelles on doit appliquer des tensions 0 ou 1, qui conditionneront son fonctionnement lors de l'envoi du signal en H.

Si l'on fait $R = 0$ et $S = 0$, le basculeur est insensible à l'action de H, quel que soit son état.

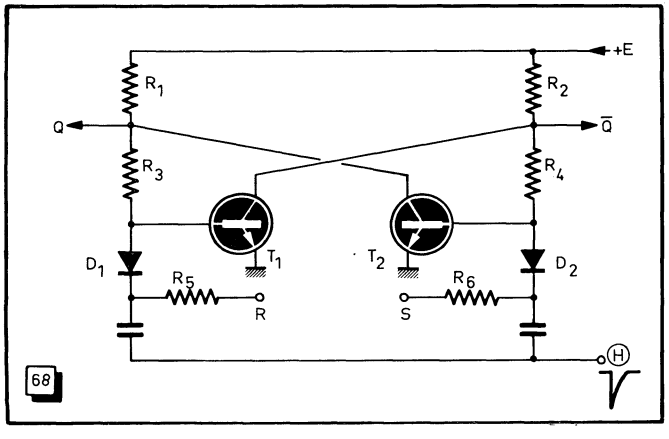


Fig. 68. — *Exemple de réalisation d'un basculeur commandé par impulsions négatives en H, présentant une certaine analogie avec le « R-S master-slave ». Si, avant l'impulsion en H, R est à zéro et S positif, le basculeur passe à l'état* 1 *(ou travail : tension sur la sortie Q ; pas de tension sur* $\overline{Q}$*), sauf s'il y était déjà. Si l'on a appliqué une tension positive sur R et nulle sur S, au moment de l'impulsion, le basculeur passera à l'état zéro (ou repos). Si l'on a appliqué des tensions positives sur R et sur S, le basculeur sera insensible à l'impulsion en H. Mais, si l'on a appliqué une tension nulle sur R et sur S, il est impossible de prévoir ce que fera le basculeur lors de l'arrivée de l'impulsion en H.*

Si l'on fait $R = 0$ et $S = 1$, après une impulsion complète en H, le basculeur passe à l'état 1 ($Q = 1$, $\overline{Q} = 0$), à moins qu'il n'y soit déjà.

Inversement, si l'on fait $R = 1$ et $S = 0$, après une impulsion complète en H, le basculeur passe à l'état zéro ($Q = 0$, $\overline{Q} = 1$), à moins qu'il n'y soit déjà.

Nous entendons d'ici les lecteurs : « Ça va, nous connaissons bien le J-K, que vous êtes en train de nous décrire ; vous avez seulement remplacé J par S, et K par R ! »

Exact. Jusque-là le « R-S master-slave » s'est bien comporté comme le J-K, mais... voici le « détail qui change tout » :

si vous faites $R = S = 1$, le basculeur *ne sait plus du tout ce qu'il doit faire*. Envoyez un signal complet en H : personne ne peut prédire ce que l'on trouvera, après ce signal, sur Q et $\overline{Q}$. L'état du basculeur peut avoir changé, il peut aussi être resté le même, et le fait qu'il ait été au départ à l'état 1 ou à l'état zéro ne nous aide en rien à prédire son comportement.

Dans un J-K, avec $J = K = 1$, le basculeur changeait d'état à chaque signal en H, quel qu'ait été son état précédent. A ce point de vue, le « R-S master-slave » est très inférieur au J-K, mais il est un peu plus simple.

Nous donnerons un exemple présentant une certaine analogie avec ce type de fonctionnement avec le montage de la figure 68. Ici, contrairement au cas du « R-S master-slave » normal, c'est la valeur « zéro volt » (par rapport à la masse) pour R ou S qui agit (dans ce que nous avions vu ci-dessus, pour le « R-S master-slave », c'était la valeur + V qui agissait sur R ou S). En outre, le montage de la figure 68 n'est pas un « master-slave » ; il doit être commandé par des impulsions.

Ces différences étant soulignées, revenons à notre ensemble de deux transistors. Une impulsion négative en H agira (ou n'agira pas) sur la base d'un des deux transistors suivant que la diode correspondante la laisse (ou ne la laisse pas) passer, ce qui dépend du fait que sa cathode soit au potentiel zéro (ou à un potentiel positif).

Si l'on applique un zéro sur S et une tension positive sur R, la diode D_1 sera bloquée, car la base de T_1 est toujours à un potentiel faible, nul ou presque si T_1 est bloqué, faiblement positif (0,6 V) si T_1 est saturé.

L'impulsion négative en H ne pourra donc atteindre que la base de T_2. Si ce transistor est déjà bloqué, elle sera sans effet. Si T_2 est saturé, elle le bloquera, provoquant la saturation de T_1. De toutes façons, après l'impulsion en H, T_2 sera bloqué et T_1 saturé. On aura donc + E sur Q et zéro sur $\overline{Q}$.

Inversement, si l'on applique un zéro sur R, et une tension positive sur S, la diode D_1 sera la seule que l'impulsion négative en H peut débloquer, amenant cette impulsion sur la base de T_1 et bloquant ce transistor (s'il ne l'est pas déjà). Après cette impulsion, nous aurons donc $Q = 0$, $\overline{Q} = 1$ (présence de tension voisine de + E sur $\overline{Q}$; absence de tension sur Q).

Rendons maintenant R et S positifs tous les deux : les diodes sont bloquées et l'impulsion est sans effet (c'est ce qui se passait dans le « R-S master-slave » pour $R = S = 1$).

Enfin, si R et S sont nuls tous les deux, les deux diodes sont conductrices : l'impulsion arrive simultanément aux bases des deux transistors.

Ils seront bloqués tous les deux, mais, après, il est impossible de prévoir lequel se débloquera le premier. Notons bien que nous n'avons pas mis les petits condensateurs que l'on voit souvent en parallèle sur R_3 et R_4 : dans un basculeur type « Eccles-Jordan » classique, ils permettent le basculement après blocage des deux transistors, car ils constituent une « mémoire de tension » qui facilite l'inversion d'état. Sans eux, l'« Eccles-Jordan » traditionnel ne fonctionne pas.

Notons aussi que le basculeur de la figure 68 peut se transformer en un vrai bistable à inversion d'état par commande par H quel que soit son état : on relie $\overline{Q}$ à R et Q à S. Dans un « R-S master-slave », on ferait l'opposé, on relierait Q à R et $\overline{Q}$ à S.

(A suivre)

J.-P. CŒHMICHEN

ÉLYSÉE 15

(Réalisation SCIENTELEC)

★ amplificateur Hi-Fi stéréo 2 x 15 W ★

L'ensemble « Elysée 15 » est un amplificateur stéréo de haute fidélité possédant cinq entrées différentes s'adaptant à toutes les sources de signal existant dans la pratique et prévu pour une puissance de sortie de 2 × 15 W sur une impédance de 8 Ω.

La chaîne d'amplification se compose, pour chaque canal, d'un préamplificateur-correcteur, adaptant la courbe de réponse au type de signal d'entrée, d'un amplificateur-correcteur de tonalité, permettant un dosage variable de graves et d'aiguës sur la courbe obtenue, et d'un amplificateur de puissance, se terminant par un étage de sortie push-pull classe B.

Un bloc d'alimentation unique fournit les tensions nécessaires aux deux canaux.

Tous les transistors utilisés (10 par canal) sont au silicium, la plupart du type **n-p-n.**

Toutes les prises sont du type standard : 5 broches pour les entrées et 2 broches, dont une plate, pour les sorties (haut-parleurs).

Préamplificateur-égaliseur et correcteur de tonalité

Son schéma, avec les 5 entrées et la commutation correspondante, est représenté dans la figure 1. Les cinq entrées correspondent aux sensibilités suivantes, définies à 1000 Hz pour une tension de sortie de 1 V, mesurée à la sortie du préamplificateur-correcteur de tonalité :

Microphone. — 1,4 mV ; rapport signal/bruit : — 55 dB ;

Radio. — 140 mV ; rapport signal/bruit : — 65 dB ;

Tête magnétique. — 4,5 mV ; rapport signal/bruit : — 55 dB ;

P.U. magnétique. — 6 mV ; rapport signal/bruit : — 65 dB ;

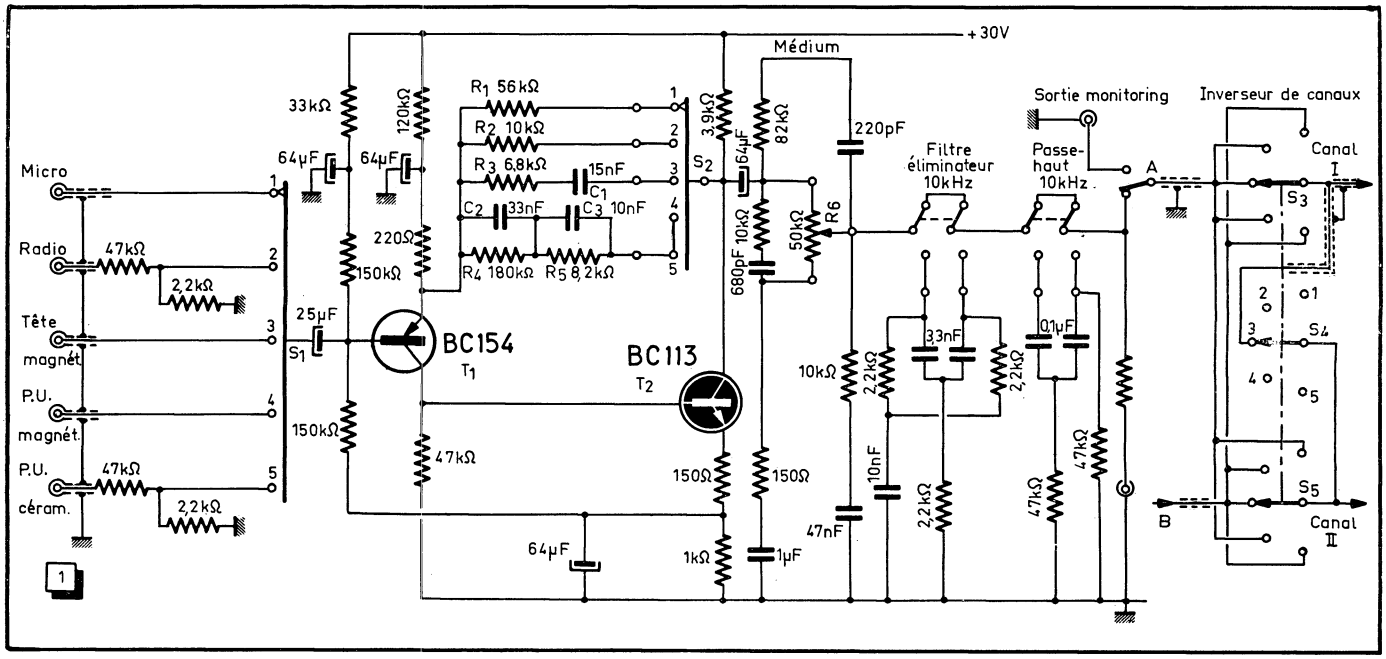
P.U. céramique. — 130 mV ; rapport signal/bruit : — 65 dB.

L'impédance d'entrée est de 50 kΩ pour toutes les entrées, et la tension d'entrée maximale admissible ne doit pas être à plus de 28 dB au-dessus du niveau défini en tant que sensibilité nominale, soit à peu près 25 fois la tension correspondant à cette dernière.

Les deux premiers étages, T_1 et T_2, sont à couplage direct et comportent, de plus, un circuit de contre-réaction commutable, dont chaque position introduit un taux uniforme ou sélectif, propre à adapter la courbe de réponse à la nature du signal d'entrée. Dans le cas d'un microphone ou d'un tuner (radio), la courbe de réponse n'a pas besoin d'être façonnée et le taux de contre-réaction, déterminé par les résistances R_1 et R_2 respectivement, est apériodique : la courbe est normalement plate, à ± 1 dB, entre 20 Hz et 20 kHz.

La prise d'entrée « Tête magnétique » permet d'attaquer l'amplificateur directement à partir d'une tête de lecture, possibilité qui peut se présenter lorsqu'on dispose d'un magnétophone à 3 têtes. La courbe est alors corrigée en fonction des normes dites CCIR d'enregistrement des bandes magnétiques : relèvement très sensible des fréquences basses ; légère atténuation des fréquences élevées à partir de

Fig. 1. — *Schéma du préamplificateur-correcteur de la courbe de reproduction, avec les filtres passe-haut et passe-bas.*



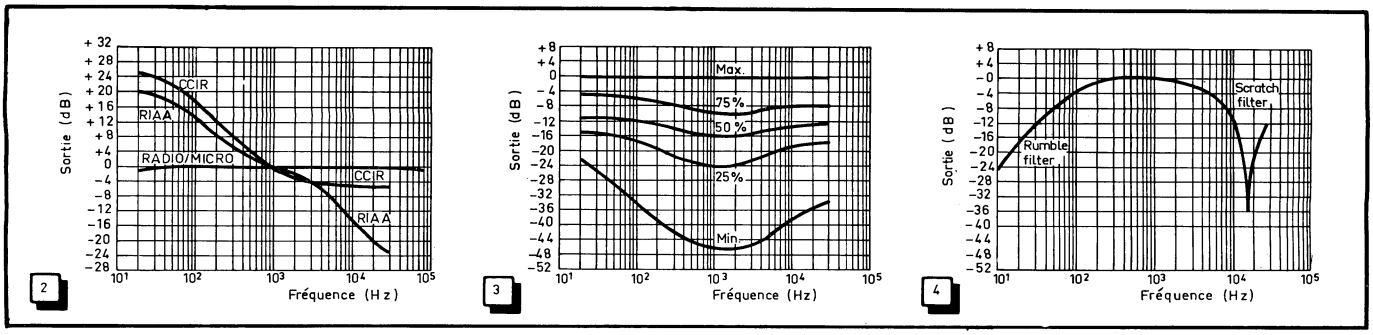


Fig. 2. — *Courbes de reproduction des prises P.U. et tête magnétique.*

Fig. 3. — *Action du réglage du médium (correction physiologique).*

Fig. 4. — *Action du filtre passe-haut et celle du filtre éliminateur.*

1000 Hz. C'est le circuit de contre-réaction R_3-C_1 qui s'en charge, la capacité série entraînant un taux plus faible aux fréquences basses, donc un relèvement de ces dernières, et la résistance série limitant l'atténuation aux fréquences élevées (fig. 2).

La correction pour les deux prises P.U. est la même : C_2-R_4-C_3-R_5. On aboutit à la courbe RIAA de la figure 2, qui représente l'inverse, en quelque sorte, de la courbe d'enregistrement de disques.

Le potentiomètre R_6 constitue un régulateur de niveau à correction physiologique, d'autant plus prononcée que le niveau est plus faible. Les courbes de la figure 3 montrent la correction introduite en fonction du niveau à la sortie, et on voit qu'il s'agit, en fait, de doser le médium en fonction de ce niveau.

Sur le même schéma, on voit encore deux filtres commutables. Le premier, en double T, est un filtre éliminateur, très sélectif, dit « scratch filter », et accordé sur une fréquence voisine de 16 kHz. Il sert à atténuer lorsque cela est nécessaire, des bruits de surface et on voit, sur la courbe de la figure 4, que son action commence à se faire sentir à partir de 3 à 4 kHz.

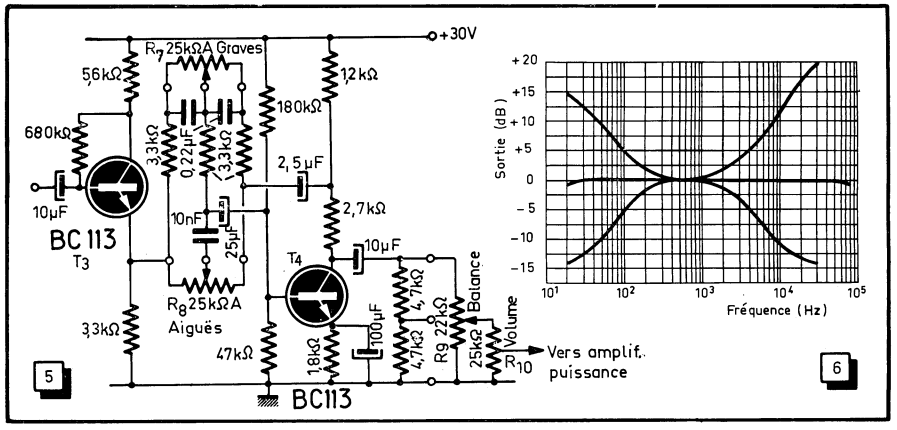
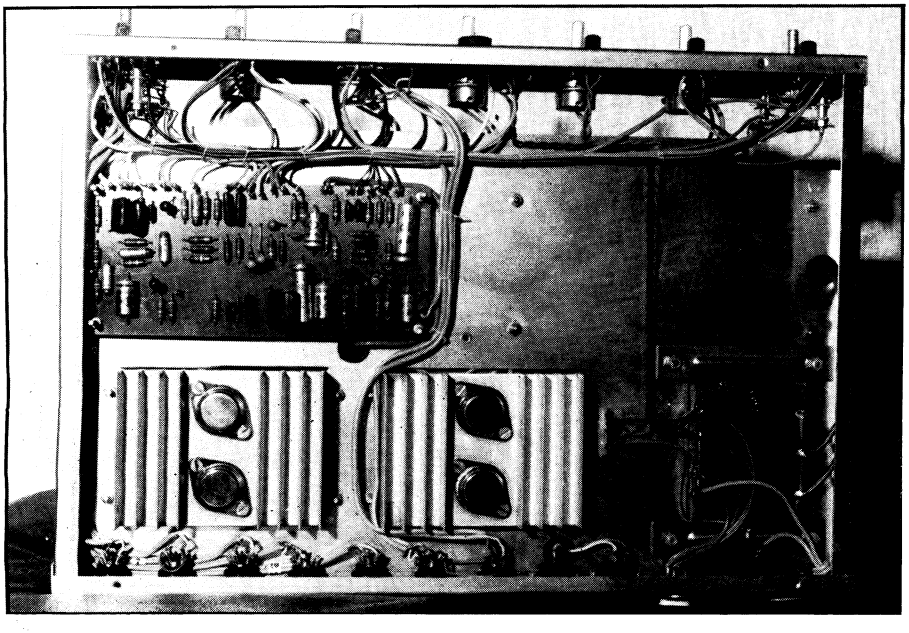


Fig. 5. — *Les deux étages du système correcteur de tonalité pour le dosage des graves et des aiguës.*

Fig. 6. — *Courbes résumant l'action des deux commandes de tonalité.*



Vue générale de l'amplificateur côté radiateurs des transistors de puissance.

Le filtre passe-haut, appelé « rumble filter », atténue les fréquences très basses et permet de supprimer certains bruits d'origine « électro-mécanique ». Son action (fig. 4) commence à se faire sentir vers 100 Hz et l'atténuation atteint 12 dB à 30 Hz.

Le dispositif « monitoring » permet d'effectuer l'enregistrement sur bande d'un signal quelconque, à partir d'une des cinq entrées, et l'écoute immédiate de la bande enregistrée à l'aide de l'amplificateur attaqué après les étages T_1-T_2. L'entrée du magnétophone utilisé (qui devra être du type à 3 têtes : enregistrement-lecture-effacement) sera réunie à la prise « Entrée monitoring », et sa sortie à « Sortie monitoring ».

Le préamplificateur-égalisateur de la figure 1 correspond à l'une des voies, et celui de l'autre voie lui est strictement identique. Les entrées de l'un et de l'autre sont ramenées « en parallèle » aux cinq prises correspondantes.

Le combinateur des canaux se place à la suite des deux préamplificateurs et on le voit, dans sa totalité, à droite de la figure 1. Ses cinq positions se succèdent dans l'ordre suivant, correspondant à la

numérotation des positions du contacteur S_{1a}-S_{1e}-S_{1i} et à la rotation du bouton de gauche à droite :

1. — Stéréo (A sort sur II et B sur I) ;

2. — Stéréo inversée (A sort sur I et B sur II) ;

3. — Mono A + B (les deux canaux sont en parallèle) ;

4. — A sur I et II ;

5. — B sur I et II.

A la sortie de l'inverseur de canaux s'effectue l'attaque des deux préamplificateurs-correcteurs de tonalités identiques, dont le schéma de la figure 5 représente le schéma. Bien entendu, les deux commandes de tonalité (R_7 et R_8), la commande de volume (R_{10}) et celle de balance (R_9) sont couplées deux à deux, de sorte que nous disposons de quatre réglages seulement pour l'ensemble. Il faut noter aussi que les deux potentiomètres « balance », couplés mécaniquement, sont connectés « tête-bêche » : lorsque le curseur de l'un va de la masse vers l'extrémité « chaude », le curseur de l'autre fait le contraire.

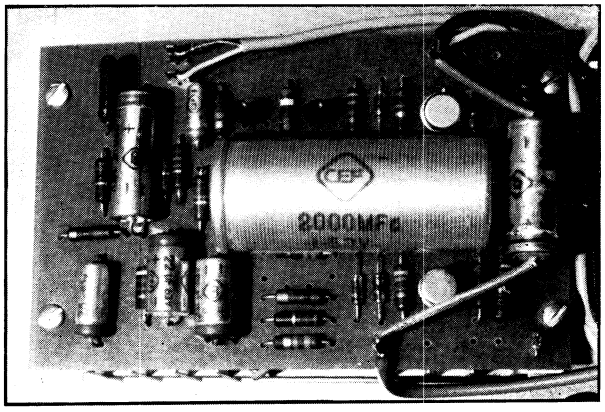
La figure 6 montre la plage où s'exerce l'action des deux commandes de tonalité : du côté des graves entre — 13,5 et + 14,5 décibels environ à 20 Hz ; du côté des aiguës entre — 13 et + 17 dB à 20 kHz.

Amplificateur de puissance

Son schéma est celui de la figure 7, assez classique dans l'ensemble, avec l'attaque des deux transistors de puissance par une paire complémentaire T_7-T_8. En dehors des transistors indiqués sur le schéma pour cette fonction, on peut utiliser un 2 N 2193 en T_7 et un 2 N 2904 A en T_8.

Les transistors de puissance BD 116, qui peuvent être remplacés d'ailleurs par des 180 T 2 B, sont des « planars » silicium, pouvant donner jusqu'à 30 W en classe B. C'est dire que la puissance de 15 W qu'on leur demande ici ne correspond, en gros, qu'à 50 % de leurs possibilités.

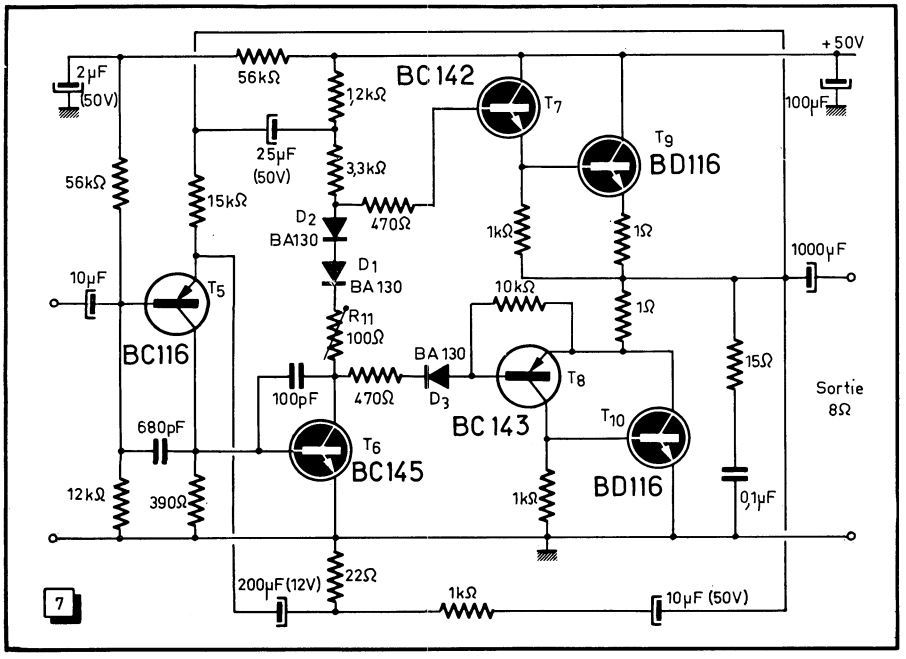
Le transistor BC 145 peut être remplacé par un 2 N 3416. La résistance ajustable R_{11} sert pour régler le courant de repos de l'étage final à environ 25 mA.



Platine sur laquelle est réalisé l'un des amplificateurs ci-dessous, sauf les transistors de puissance.

★

Fig. 7. — *Schéma général de l'amplificateur de puissance.*



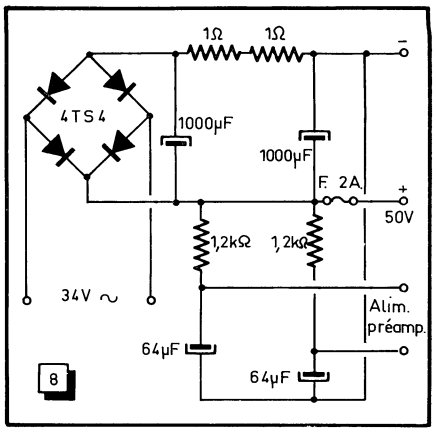


Fig. 8. — *Schéma de la partie alimentation.*

Les trois diodes, D_1, D_2 et D_3, sont, comme on le voit, du même type (BA 130). Elles peuvent être remplacées par des 34 P 4

Alimentation

Représentée dans le schéma de la figure 8, elle ne demande aucune explication. Le transformateur d'alimentation doit donner au secondaire et en charge 34 V eff. environ avec un débit de 1 A.

Réalisation pratique

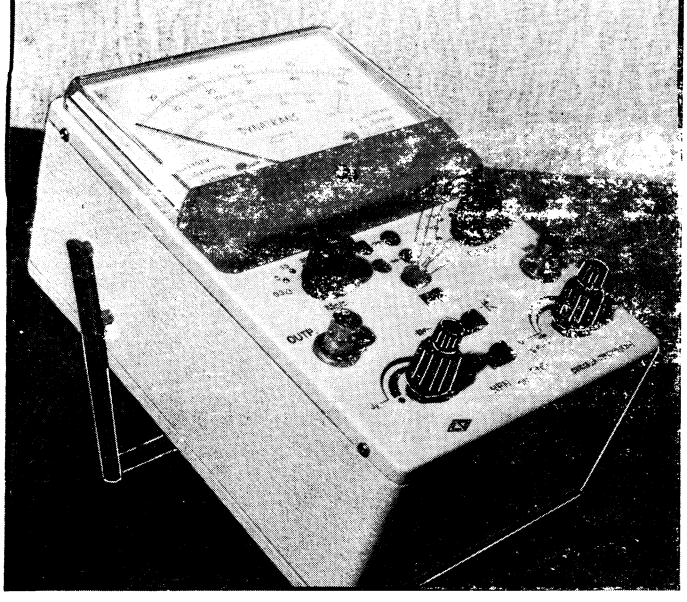
Comme le montrent les différentes photographies, l'ensemble est réalisé en modules, facilement accessibles et démontables. Toutes les mesures et vérifications se font aisément. Il n'est pas inutile de signaler que cet amplificateur est également vendu en « kit », avec une notice de montage très complète, aux Ets **Radio-Stock.**

TABLEAU DES TENSIONS (en volts)

Transistor	B	E	C
T_1	15,1	16	5,2
T_2	5	4,5	15,8
T_3	9	8,5	14,5
T_4	5,6	5,05	19,1
T_5	5,2	5,85	0,6
T_6	0,6	nulle	23,4
T_7	25,5	24,5	50
T_8	24	24,5	0,6
T_9	24,5		
T_{10}	0,6		

Nous l'avons essayé, associé à une table de lecture **PE** (tête « céramique ») et à deux enceintes acoustiques **Isophon** de 5 Ω (15 W). Sans entrer dans les détails « techniques » de ces essais, qui ont cadré de très près avec les chiffres fournis par le constructeur, disons que l'impression « artistique » a été particulièrement agréable.

R. C.



Appareil pour essayer les transistors H

ESSAIS EN MO

Le DYNATRA

(Suite : voir "Ra

ESSAI DES TRANSISTORS EN MODE ACTIF

Principe

Cet essai, dont le schéma de la figure 9 représente le principe, consiste à faire fonctionner le transistor essayé en oscillateur, à une fréquence qui peut être choisie par le contacteur C_1 : 0,3, 3, 10, 30, 100 MHz.

Comme dans les essais précédents, une commutation appropriée permet d'utiliser le galvanomètre de l'appareil (20 µA) pour mesurer les paramètres suivants :

La tension U_2 aux bornes du bobinage oscillateur, qui se lit en **volts efficaces** sur l'échelle II, avec un coefficient multiplicateur de 0,1 ;

Le courant d'émetteur I_e, qui se lit en **milliampères,** toujours sur l'échelle II et avec un coefficient multiplicateur de 0,1 ;

Le courant de base I_b, se lisant en **microampères** sur l'échelle II, avec un coefficient multiplicateur de 10.

D'autre part, nous avons la possibilité de faire varier :

Le courant d'émetteur I_e par la manœuvre du potentiel P_2 (fig. 10) ;

L'amortissement du circuit oscillant par le potentiomètre R_c. La résistance que ce potentiomètre représente (10 kΩ, rappelons-le) peut être mise hors circuit par la manœuvre de l'interrupteur I_4 solidaire du potentiomètre R_c (en fin de course à gauche). Aussitôt que I_4 se trouve enclenché, la résistance est maximale. Sa valeur minimale, à l'autre extrémité, est de 250 Ω et la variation est linéaire.

Il est donc possible de « tester » un transistor d'une façon très complète non seulement en le faisant osciller à des fréquences de plus en plus élevées, mais encore en modifiant son point de fonctionnement pour une même fréquence. A chacune de ces mesures on peut relever la valeur du courant d'émetteur I_e et celle du courant de base I_b, et avoir ainsi une idée du gain en courant à une certaine fréquence et dans certaines conditions.

On peut également relever l' « incidence » de la fréquence et du courant d'émetteur sur la tension U_2.

On peut, enfin, étudier l'influence de l'amortissement de plus en plus important du circuit oscillant, en diminuant progressivement la valeur de R_c et, bien entendu, déterminer dans quelles conditions et à partir de quelle fréquence un transistor cesse d'osciller.

Réalisation pratique

Commencer par placer tous les potentiomètres en position extrême gauche et veiller, en particulier, à ce que les interrupteurs de R_c et de P_3 soient ouverts. Autrement dit, on se place dans la position $R_c = \infty$ et avec l'oscillateur interne arrêté. L'inverseur I_2 sera mis en position « Transistor ».

1. — Placer le contacteur C_1 en position 0,3 MHz (ou sur une autre fréquence, si l'on veut commencer les essais à une fréquence supérieure), et l'inverseur de polarité C_2 sur NPN ou PNP suivant le type de transistor essayé.

2. — Placer le contacteur C_3 sur la position « I_E » et, à l'aide du potentiomètre P_2, « afficher » le courant d'émetteur désiré, soit I_e.

3. — Passer en position « U_2 » de C_3 et noter la valeur de la tension obtenue.

4. — Passer en position « I_B » de C_3 et noter le courant de base I_b correspondant. En faisant le rapport $(I_e - I_b)/I_b$ on peut avoir une idée sur le gain en courant β dans les conditions de l'essai.

5. — Suivant les renseignements dont nous avons besoin, nous répéterons les opérations ci-dessus soit sur une fréquence différente en laissant les mêmes valeurs pour I_e et R_c, soit sur la même fréquence en modifiant le courant d'émetteur I_e, soit enfin, en faisant varier uniquement l'amortissement R_c.

A noter également que l'oscillation H.F. produite dans ces conditions peut être mo-

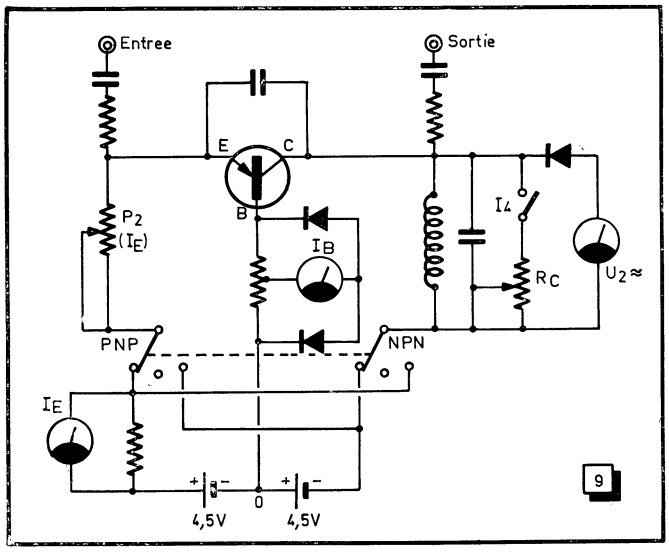


Fig. 9. — *Schéma fonctionnel du « Dynatrans » commuté pour l'essai des transistors en mode actif.*

F. ou B. F. de faible ou moyenne puissance

E PASSIF OU ACTIF

NS

(Réalisation CHINAGLIA)

o-Constructeur" *no 245)*

dulée à l'aide d'un générateur extérieur connecté à la prise « INP » et que, d'autre part, on peut prélever le signal de sortie à la prise « OUTP » pour l'appliquer à un oscilloscope, par exemple.

Quelques exemples

Comparaison de deux transistors en vue de les apparier

Suivant le cas, on recherchera soit deux transistors donnant une même tension U_2 à une certaine fréquence, avec le courant I_e fixé à une certaine valeur, soit deux transistors dont le courant I_e et le gain β soient aussi voisins que possible. Dans le premier cas, on prend un transistor quelconque dans le lot de ceux que l'on se propose de trier, on place C_1 sur la fréquence à laquelle on se propose d'effectuer l'essai et C_3 en position « U_2 », après quoi on ajuste P_2 de façon à obtenir une certaine valeur de U_2. On passe ensuite en position « I_E » de C_3 et on note la valeur I_e du courant d'émetteur.

On prend un autre transistor et, sans rien toucher aux réglages de I_E et de R_c, on note les valeurs de U_2 et de I_e que l'on obtient, en repérant d'une façon quelconque le transistor de façon à pouvoir le retrouver éventuellement.

On répète cette opération autant de fois qu'il est nécessaire pour trouver deux ou plusieurs transistors donnant une même tension U_2 en présence de courants d'émetteur suffisamment voisins. On peut dire, par exemple, que les transistors triés de cette façon seront pratiquement interchangeables (à quelques retouches peu importantes près) dans un étage F.I., en radio ou en télévision, ce qui n'est pas souvent le cas lorsqu'on prend n'importe quoi.

Si le courant d'émetteur I_e a plus d'importance que la tension U_2 pour le dispositif que nous nous proposons d'équiper, l'essai de chaque transistor se fera dans l'ordre inverse : on fixera, pour le premier, une certaine valeur du courant I_e en agissant sur le potentiomètre P_2 et on notera la valeur correspondante de la tension U_2. On recherchera ensuite des transistors qui, pour le même courant I_e (obtenu en retouchant le réglage de P_2) donnent une tension U_2 pas trop différente.

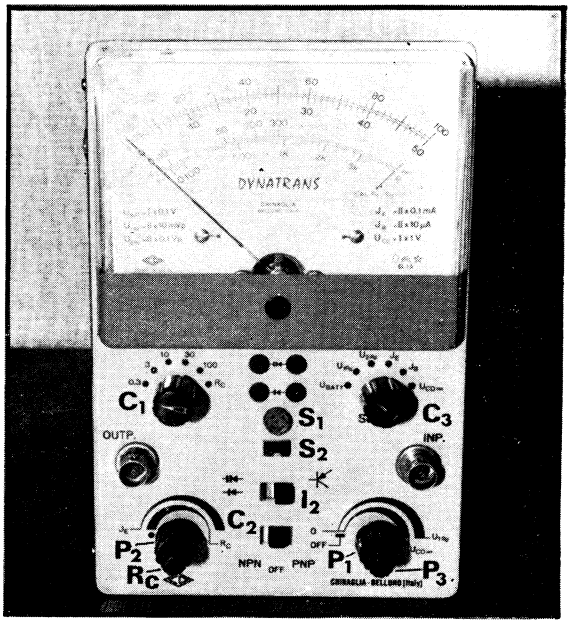


Fig. 10. — *Disposition des différentes commandes sur la platine avant de l'appareil.*

En général, lorsqu'il s'agit de transistors de même provenance, achetés en même temps, les écarts constatés restent faibles. Par exemple, trois transistors BC 107 **(R.T.C.)** pris au hasard dans un paquet, ont présenté les caractéristiques suivantes, à 3 MHz et avec la tension U_2 « tarée » à 4,5 V :

Transistor	I_e (mA)	I_b (μA)	β
1	2	45	43,5
2	2,02	39	51
3	1,95	41	46,5

Si l'on compare le gain, on voit que l'écart maximal représente tout au plus 1,5 dB (51/43,5 = 1,17, correspondant à 1,4 db), ce qui est à l'intérieur de la plage de tolérances pratiques de n'importe quel circuit.

Influence de l'amortissement

Si l'on fait fonctionner un transistor à une certaine fréquence avec, pour commencer, un amortissement minimal ($R_c = \infty$) que l'on introduit ensuite petit à petit en diminuant la valeur de R_c, on constate, d'une part, que la tension U_2 diminue, ce qui est parfaitement logique, que le courant I_e reste à peu près constant ou même augmente un peu et que le courant de base I_b diminue assez vite. Autrement dit, cela signifie que le gain du transistor augmente au fur et à mesure que l'amortissement devient plus important. Cela est tout à fait normal si l'on songe qu'un transistor oscillateur, associé à un circuit d'une certaine « qualité », ne peut fonctionner que s'il présente un gain pouvant compenser, en quelque sorte, l'amortissement global de ce circuit. Lorsque le coefficient de surtension de ce dernier diminue, avec la diminution de la valeur de R_c, le transistor tend à s'adapter aux nouvelles conditions et modifie lui-même son régime. Bien entendu, il arrive un moment où le transistor ne peut plus « suivre », soit parce que l'amortissement est trop important, soit parce que la fréquence est trop élevée. L'oscillation cesse et on ne mesure plus aucune tension U_2, bien que les courants de base et d'émetteur continuent à circuler.

Deux exemples vont nous permettre de fixer les idées sur la façon dont les choses se passent. Le premier est relatif à un transistor AC 127 **(R.T.C.),** qui est un **n-p-n**

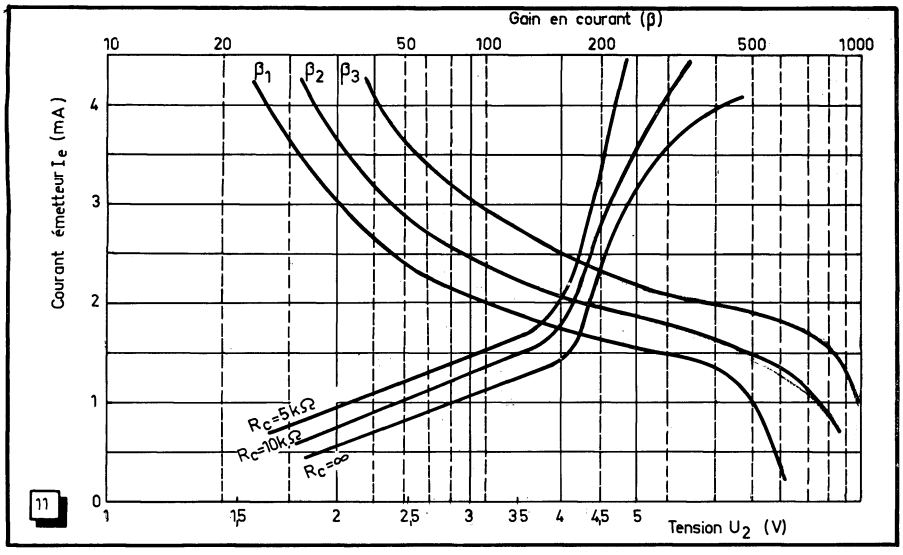


Fig. 11. — *Courbes de la tension U_2 et du gain β en fonction du courant d'émetteur, pour trois valeurs de R_c.*

Le deuxième exemple se rapporte au transistor **n-p-n** silicium, type BC 108 **(R.T.C.)**, dont le comportement en fonction de l'amortissement est traduit par les courbes de la figure 11. Les courbes marquées R_c correspondent à trois valeurs différentes d'amortissement et donnent la valeur de la tension U_2 en fonction du courant d'émetteur I_e, ou inversement. On voit, par exemple, que pour $I_e = 2$ mA et $R_c = 5$ kΩ, la tension U_2 est de 4 V environ. Si l'on veut connaître le gain β obtenu dans ces conditions, on dispose de courbes β_1, β_2 et β_3 correspondant, dans l'ordre, aux amortissements $R_c = \infty$, $R_c = 10$ kΩ et $R_c = 5$ kΩ. On voit que pour $I_e = 2$ mA et $R_c = 5$ kΩ on trouve $\beta \approx 380$ (courbe β_3).

germanium et que nous avons fait fonctionner à 0,3 et à 3 MHz en réglant l'amortissement à la valeur minimale ($R_c = \infty$), puis en l'augmentant progressivement : $R_c = 10$ kΩ, 5 kΩ et 2,5 kΩ, successivement. Le tableau ci-contre résume les mesures effectuées.

On voit que le gain augmente très nettement lorsque le circuit est amorti et que, de plus, à amortissement égal le gain augmente avec la fréquence.

R_c (kΩ)	f = 0,3 MHz				f = 3 MHz			
	U_2 (V)	I_e (mA)	I_b (μA)	β	U_2 (V)	I_e (mA)	I_b (μA)	β
∞	5	2,7	150	17	4,87	3,9	145	26
10	4,65	2,87	115	24	4,6	4	120	32
5	4,4	3,1	93	33	4,35	4,09	98	41
2,5	4	3,32	75	44	3,8	4,16	75	55

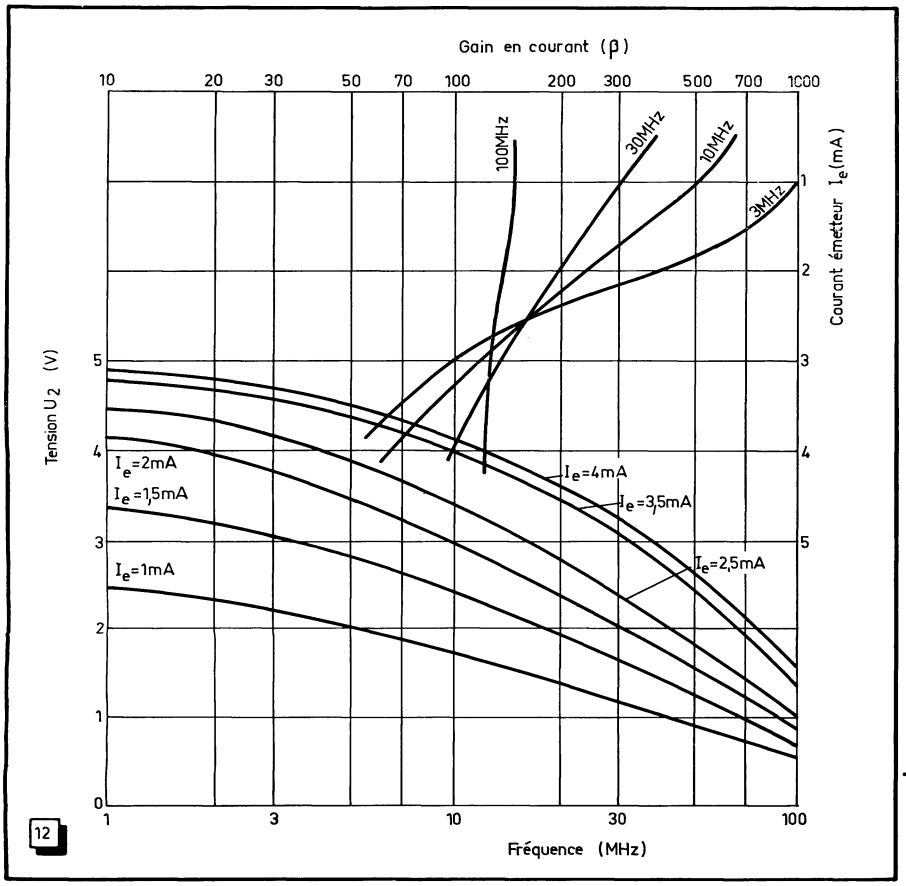


Fig. 12. — *Courbes de la tension U_2 en fonction de la fréquence et celles du gain en fonction du courant d'émetteur.*

Influence de la fréquence

En reprenant le même transistor BC 108 on peut encore voir comment il oscille aux fréquences de 3, 10, 30 et 100 MHz, avec le circuit amorti par $R_c = 5$ kΩ, par exemple.

On obtient, de cette façon un double réseau de courbes de la figure 12, qui montrent l'allure de la tension U_2 en fonction de la fréquence et pour plusieurs valeurs différentes du courant d'émetteur I_e, et aussi la variation du gain β en fonction du courant d'émetteur I_e, pour quatre valeurs différentes de la fréquence. Il est parfaitement visible sur ce graphique que toutes les courbes U_2/f convergent vers un même point de l'axe des fréquences, situé approximativement, à l'échelle du dessin, à 250 MHz. En d'autres termes, et toujours d'après ce graphique, la tension U_2 devient nulle vers 250 MHz et l'ensemble cesse d'osciller.

ESSAI DES DIODES "SIGNAL"

Principe

Le principe de cet essai, illustré par le schéma de la figure 13, est très simple. Par une commutation appropriée, la diode essayée D_x est introduite dans le circuit de mesure de la tension U_2, à la place de la

diode interne D. La tension U_2 mesurée provient de l'oscillateur constitué par un transistor quelconque placé sur le support correspondant et par le bobinage L.

Bien entendu, comme lors de l'essai des transistors en oscillation, la mesure peut se faire à cinq fréquences différentes : 0,3, 3, 10, 30, 100 MHz, et nous avons la possibilité de faire varier le courant d'émetteur I_e par le potentiomètre P_2, ainsi que l'amortissement du circuit oscillant par R_c.

Réalisation pratique

On commence par choisir, par le contacteur C_1, la fréquence à laquelle on veut effectuer l'essai.

Un transistor quelconque (nous avons employé un AF 127) sera placé sur son support, on commutera le contacteur C_3 sur U_2 et on mettra l'inverseur I_2 en position « Transistor », pour commencer. Bien entendu, l'inverseur C_2 sera placé sur NPN ou PNP, suivant le type de transistor utilisé en oscillateur.

Dans ces conditions, l'instrument de mesure dévie et sa déviation est fonction, en quelque sorte, de la diode interne D. On place alors la diode à essayer sur le support correspondant et on pousse I_2 en position « Diode ».

Si la diode essayée est en bon état, on doit obtenir pratiquement la même déviation qu'avec la diode interne. Si la diode essayée est inversée par mégarde ou simplement connectée à l'envers parce que ses repères sont effacés, l'aiguille du galvanomètre dévie à l'envers, vers la gauche. Si la diode est coupée, il n'y a aucune déviation.

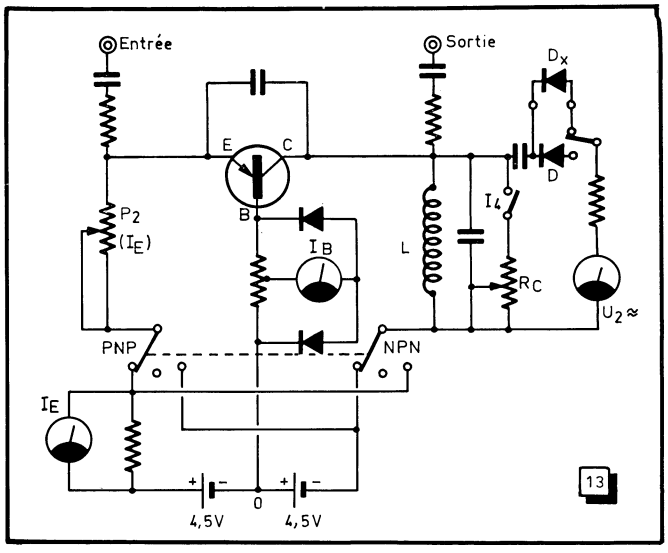


Fig. 13. — *Schéma fonctionnel du « Dynatrans » commuté pour l'essai des diodes.*

Le tableau suivant donne une idée sur les chiffres obtenus lors de l'essai d'une diode miniature inconnue. Ces chiffres correspondent aux valeurs de la tension U_2, en volts.

On s'aperçoit immédiatement que la différence entre les deux diodes est minime, l'écart étant plus important aux fréquences élevées. Mais il est néanmoins certain que la « fréquence limite » de la diode essayée est assez nettement inférieure à celle de la diode interne.

Fréquences (MHz)	Dynatrans	Diode à essayer
0,3	3,7	3,68
3	4,7	4,58
10	4,58	4,28
30	4	3,56
100	2,44	2

Nous avons essayé de cette façon un certain nombre de diodes différentes et avons obtenu des résultats dans le genre de ceux ci-dessus.

W. S.

Nouvelles de l'industrie

ADOPTION DEFINITIVE DU SECAM PAR LA HONGRIE

Le gouvernement de la République populaire hongroise a définitivement adopté le Secam comme procédé de télévision en couleurs.

Cette décision qui confirme (à la suite d'expérimentations poussées) un choix déjà exprimé à la conférence d'Oslo, s'assortit de mesures concrètes qui préparent l'introduction effective du Secam dans le pays.

A cet effet, et dans le cadre d'une rencontre entre les délégations officielles des deux pays, l'une présidée par M. Mihály **Farkas,** conseiller de l'ambassade de Hongrie en France, et comprenant de hauts représentants des organismes hongrois intéressés, et l'autre, présidée par M. Simon **Nora,** délégué interministériel pour la télévision en couleurs, il a été signé, à Paris, un accord général de licence avec la **C.F.T.**

Ce contrat renforcera les liens déjà noués entre l'O.R.T.F. et la R.T.H. Il est aussi le prélude à une extension des échanges économiques entre les deux pays, qui doit se concrétiser, dans un proche avenir, par des contrats avec l'industrie française tant dans le domaine des matériels professionnels que dans celui des récepteurs de télévision en couleurs.

RTC AUGMENTE SON CHIFFRE D'AFFAIRES

La Radiotechnique communique que son chiffre d'affaires de l'année 1968 s'est élevé, toutes taxes comprises, à 506,21 millions de francs et, hors taxes, à 420,25 millions. Ce dernier chiffre marque une progression de 14,3 % sur celui de l'exercice précédent. Ce notable accroissement est dû, pour une large part, au développement des ventes de récepteurs de télévision en couleurs. De son côté, **R.T.C.-La Radiotechnique-Compelec** a réalisé, pendant la même période, un chiffre d'affaires hors taxes d'environ 450 millions, en progrès de 11,2 % par rapport à celui de l'année précédente. Les exportations représentent plus du quart du total des ventes. Le chiffre d'affaires consolidé hors taxes de **La Radiotechnique** et de sa principale filiale s'établit à 778 millions de francs, soit une augmentation de 11,7 % d'un exercice à l'autre. Les résultats ne sont pas encore arrêtés. Mais il est d'ores et déjà probable que la bonne tenue du chiffre d'affaires devrait permettre, malgré la hausse sensible des charges d'exploitation, de dégager en fin d'exercice un bénéfice net à peu près équivalent à celui de 1967.

EMETTEURS ET RECEPTEURS DE TRAFIC FRANÇAIS POUR L'EGYPTE

Le 23 janvier 1969 au Caire, le président du conseil d'administration de la **Middle East Agency** (MENA), M. Mohamed Abdel Gawad a signé avec **Thomson-CSF** un contrat d'une valeur de 1,5 million de francs pour la fourniture :

De deux émetteurs de trafic B.L.I. de 35 kW ;

De deux émetteurs de trafic B.L.I. de 7 kW ;

De tous les équipements destinés à la réalisation d'un centre complet de réception.

La **MENA** travaille en étroite collaboration avec l'A.F.P. et utilisait déjà des baies de réception **Thomson-CSF** type RF 250. En 1968, grâce à l'obligeance de l'administration des P. et T. français, M. Mansour E. Medawar, directeur technique de **MENA,** avait pu visiter un centre P.T.T. d'émission et de réception et c'est à la suite de cette visite que le matériel française fut choisi par cette agence. Ce contrat est le premier de cette importance passé par une agence égyptienne à une firme française.

Ê E-M LE

ÉL RO IQ

ALIMENTATIONS STABILISÉES FACILES A RÉALISER

Les questions relatives aux alimentations stabilisées sont parmi celles qui prédominent dans le courrier que nous recevons et cela est parfaitement compréhensible, car une telle alimentation trouve son application aussi bien dans le cadre d'un ensemble électronique, appareil de mesure ou téléviseur, que dans un laboratoire, un atelier de dépannage, etc.

Principe

Le schéma général des alimentations dont nous allons indiquer les variantes est celui de la figure 1. Le transistor T_2 se comporte comme une résistance placée avant la sortie, tandis que le transistor T_1 agit de façon à rendre cette résistance variable, afin de maintenir à la sortie une tension constante de valeur imposée.

Le diviseur de tension R_4-R_5 permet de prélever une fraction de la tension de sortie U_s et de l'appliquer entre la base de T_1 et le pôle « plus » de U_s. La différence entre cette fraction de U_s et la tension pratiquement constante aux bornes de la diode Zener D_1 constitue la tension base-émetteur de T_1.

Cette différence de tension commande le courant collecteur de T_1, dont la plus grande partie emprunte le chemin à travers R_1-R_2, de sorte que c'est ce courant qui détermine la tension entre le collecteur et la base de T_2.

Si la tension de sortie U_s augmente, la base de T_1 devient plus négative par rapport à l'émetteur de ce transistor, dont le courant de collecteur argumente et détermine une tension plus élevée entre le collecteur et la base de T_2. Mais cela signifie que la base de T_2 devient moins négative par rapport à son émetteur, ce qui entraîne un accroissement de la résistance collecteur-émetteur du transistor T_2, donc à une diminution de la tension de sortie U_s.

Pour protéger le transistor T_2 contre une surcharge éventuelle, un dispositif limiteur d'intensité est prévu, comportant la résistance R_3 et la diode D_2. La valeur de R_3 est choisie de telle façon que la chute de tension à ses bornes, ajoutée à la tension base-émetteur de T_2, reste inférieure à la tension de blocage de la diode D_2 tant que le courant débité maximal admissible n'est pas atteint. La diode D_2 est donc bloquée en fonctionnement normal.

Aussitôt que le courant de charge dépasse la valeur maximale admissible, la chute de tension sur R_3 augmente, la diode D_2 devient conductrice, de sorte que la tension de sortie agit directement sur la base de T_2. Si le courant débité augmente encore, la base de T_2 devient de plus en plus négative par rapport à l'émetteur, le transistor T_2 passe en régime saturé et tout accroissement du courant provoque une diminution de la tension de sortie U_s. Et même si l'on court-circuite franchement la sortie, on ne peut dépasser une certaine valeur limite du courant.

Cependant, à partir du moment où le dispositif limiteur commence à agir, la température de la jonction du transistor T_2 s'élève progressivement, ce qui veut dire que l'intensité du courant de court-circuit augmente lentement. Le transistor T_2 dissipe pratiquement la totalité de la puissance correspondante, puisque la tension d'entrée U_e lui est appliquée presque toute entière. Avec les radiateurs généralement utilisés, un transistor T_2 des types employés ici ne peut supporter ce régime que pendant un temps limité, ce qui conduit à prévoir un fusible du type rapide calibré pour le courant de sortie maximal admissible I_{max}. Le potentiomètre R_4 sert pour ajuster la tension de sortie à la valeur exacte.

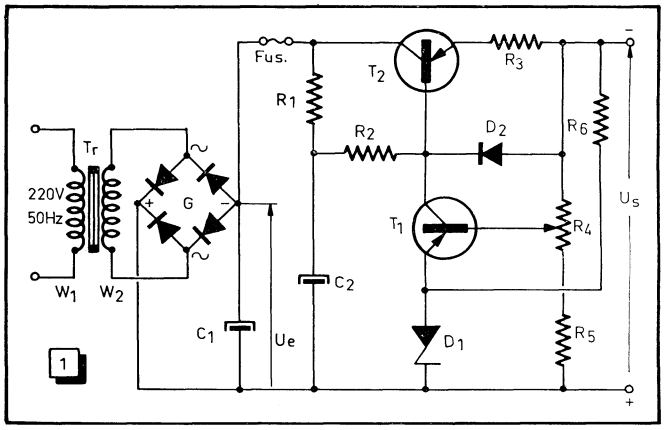


Fig. 1. — *Schéma général des alimentations stabilisées proposées.*

TABLEAU I

U_s (V)	I_{max} (mA)	T_2	$R_1 = R_2$ (Ω)	R_3 (Ω)	R_4 (Ω)	R_5 (Ω)	R_6 (kΩ)	C_1 (µF)	C_2 (µF)	Secondaire transfor. Fil (émail) (mm)	Secondaire transfor. Spires
6	250	AC 117	1000	1	250	820	2	2000	25	0,38	198
6	1000	AD 160	150	0,5	250	820	2	5000	100	0,70	109
9	200	AC 117	1000	1	250	820	2	2000	25	0,34	276
9	750	AD 160	330	0,5	250	820	2	5000	100	0,55	146
12	200	AC 117	1500	1	250	820	2	2000	25	0,34	318
12	700	AD 160	510	0,5	250	820	2	5000	100	0,55	166
24	100	AC 117	1500	2,7	1000	5100	4,3	500	10	0,26	620
24	300	AD 160	820	1	1000	5100	4,3	2000	50	0,45	320
6 à 12	250	AD 155	1500	1	500	470	2	2000	25	0,34	360
6 à 12	700	AD 160	510	0,5	500	470	2	5000	100	0,55	166

Détails de réalisation

Le tableau I ci-dessous, à gauche, donne tous les détails sur la réalisation de blocs d'alimentation stabilisée pour des tensions de sortie de 6, 9, 12 et 24 V et des intensités d'utilisation comprises entre 100 mA et 1 A. Voici quelques indications qui complètent ce tableau :

1. — Le transistor T_1 est un AC 122 **(Telefunken)** dans tous les cas. Son gain en courant β doit être compris entre 130 et 200 (point violet). Il s'agit d'un 130 mW, B.F. de faible puissance, que l'on peut remplacer par un AC 125 ou un AC 126 **(R.T.C.)** ;

2. — Le transistor AC 117 doit présenter un gain en courant de 250 au moins. Etant donné les caractéristiques publiées par son constructeur **(Telefunken)** pour ce transistor, cela paraît difficile, car les chiffres indiqués ne dépassent guère 80. Remplacement possible : AC 128, AC 187 ou AC 188 **(R.T.C.)** ;

3. — Le transistor AD 160 ($\beta \geqslant 125$). C'est un 9 W, mais il est certainement posible pour le remplacer par un AD 161 (4 W) ou un AD 162 (6 W) ;

4. — Le transistor AD 155 doit présenter un gain en courant égal ou supérieur à 200. C'est un 6 W, que l'on peut très certainement remplacer par un AD 162 ;

5. — La diode D_2 est une BZY 87 **(Telefunken)** pour tous les montages. C'est une diode de stabilisation pour faibles tensions (0,65 à 0,75 V), une sorte de Zener, mais utilisée dans le sens de la conduction. Elle est équivalente aux BZY 83/D1 et BZY 85/D1 **(Siemens)** ;

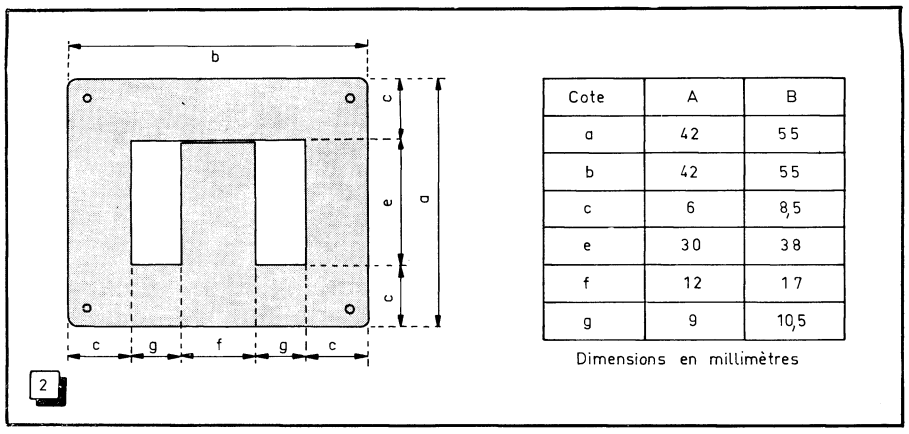
6. — La surface du radiateur sur lequel doit être monté le transistor T_2, et qui doit être réalisé en aluminium noirci de 1 mm, sera de 60 × 60 mm pour tous les montages dont le courant ne dépasse pas 250 mA, et de 80 × 80 mm pour ceux dont le courant se situe entre 300 mA et 1 A. Pour les alimentations à tension de sortie variable entre 6 et 12 V, la surface du radiateur sera de 110 × 110 mm pour 250 mA et de 160 × 160 mm pour 700 mA ;

7. — Les diodes Zener D_1 seront du type BZY 85/C5V6 pour les montages dont la tension de sortie est de 6 V ou variable entre 6 et 12 V, du type BZY 85/C7V5 pour 9 V, du type BZY 85/C11 pour 12 V et BZY 85/C22 pour 24 V ;

8. — Toutes les résistances sont du type 0,1 W, sauf R_3 (0,5 W) ;

9. — La tension de service des électrochimiques C_1 et C_2 est de 15/18 V pour $U_s = 6$ V, de 25/30 V pour $U_s = 6$ à 12 V, 9 V et 12 V, 70/80 V pour 24 V-100 mA et 35/40 V pour 24 V-300 mA ;

10. — Le circuit magnétique du transformateur est constitué par des tôles de dimensions A (fig. 2), empilées sur 15 mm d'épaisseur, pour toutes les alimentations dont le courant ne dépasse par 250 mA. et de dimensions B, empilées sur 21 mm, pour toutes les autres. L'empilage se fait en alterné, sans entrefer ;



Cote	A	B
a	42	55
b	42	55
c	6	8,5
e	30	38
f	12	17
g	9	10,5

Dimensions en millimètres

Fig. 2. — *Caractéristiques des tôles pour la réalisation du transformateur d'alimentation.*

Fig. 3. — *Courbes tension de sortie-courant de sortie $U_s = 6$ et 12 V. Les courbes « inférieures » correspondent à $U_{secteur} = 200$ V.*

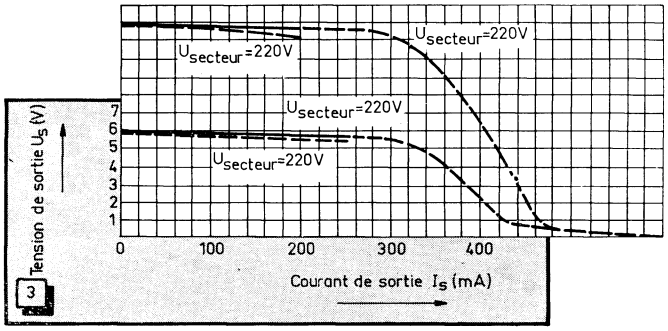


Fig. 4. — *Plan de la platine imprimée pour la réalisation de l'alimentation stabilisée.*

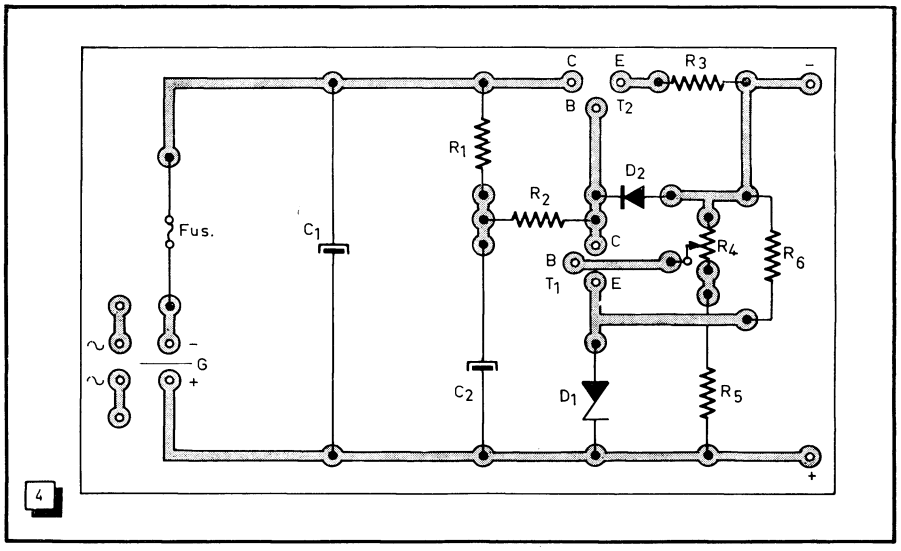


TABLEAU II

U_s (V)	6	6	9	9	12	12	24	24	6 à 12	6 à 12
I_{max} (mA)	250	1000	200	750	200	700	100	300	250	700
r_s (Ω) env.	1,7	0,2	0,2	0,1	0,1	0,5	5	3	0,6 à 0,9	0,2 à 0,5
U_r (mV) pour I_{max}	5	7	0,4	1	1	1	2	4	5	1
U_r (mV) pr 0,5 I_{max}	1	4	0,1	0,2	0,6	0,2	1	1	1,2	0,2

11. — Le primaire du transformateur, pour 220 V, comporte, pour le modèle A, 4 300 spires en fil de 0,1 mm, émaillé, et pour le modèle B, 2 400 spires en fil de 0,13 mm, également émaillé. Les caractéristiques du secondaire sont indiquées dans le tableau I ;

12. — Les redresseurs en pont recommandés sont : B 30 C - 600/350-K6 pour 6 V-250 mA ; B 30 C-2 000/1 200-K6 pour 6 V-1 A ; B 30 C-350/250-K1 pour 9 V-200 mA et 12 V-200 mA; B 30 C-800-K 41 pour 9 V-750 mA, 12 V-700 mA et 6-12 V-700 mA ; B 60 C-220/150-K 1 pour 24 V-100 mA ; B 60 C-850/400-K 6 pour 24 V-300 mA ; B 30 C-350/250-K 6 pour 6-12 V-250 mA. Ce sont des redresseurs **Telefunken** qui peuvent très certainement être remplacés par BY 122 **(R.T.C.)** pour les tensions jusqu'à 24 V et les intensités jusqu'à 600 mA environ.

Les courbes de la figure 3 montrent, pour deux des alimentations stabilisées proposées, l'allure de la tension de sortie en fonction de la charge : 12 V-300 mA en haut et 6 V-250 mA en bas. Les courbes des autres montages présentent une allure tout à fait analogue.

Le tableau II indique, pour les différents montages décrits, la tension de ronflement à la sortie, ainsi que la résistance de sortie en continu r_s. Cette valeur moyenne de la résistance de sortie caractérise l'écart possible de la tension de sortie dans toute la plage des intensités admissibles pour chaque alimentation. Autrement dit, pour l'alimentation 12 V-700 mA, avec $r_s = 0{,}5\ \Omega$, la variation maximale de la tension de sortie, lorsque le courant consommé passe de 0 à 700 mA, ne peut dépasser $0{,}5 \times 0{,}7 = 0{,}35$ V. Pour les deux alimentations à tension de sortie variable (6 à 12 V), le premier chiffre (le plus faible) indique la valeur de r_s pour 6 V et le second celle pour 12 V.

La tension de ronflement U_r est indiquée, dans le même tableau pour deux valeurs de I : I_{max} et 0,5 I_{max}.

La figure 4 représente la platine « imprimée » sur laquelle est réalisé tout le montage, sauf le transformateur et le transistor T_2, monté sur un radiateur, mais connecté aux points C, B et E correspondants de la platine, dont les dimensions sont de 100×60 mm.

(Adapté d'une documentation **TELEFUNKEN**)

AMPLIFICATEUR 1 W POUR ÉLECTROPHONE

Schéma

Cet amplificateur est prévu pour un électrophone alimenté sur secteur, car la tension nécessaire à son fonctionnement est de quelque 120 V. Le montage, comme le montre le schéma de la figure 1, ne comporte que deux transistors **n-p-n** silicium, du type « planar » : BC 113 à l'entrée et BD 119 en transistor de puissance à la sortie. Les deux transistors sont couplés directement et le BD 119 fonctionne en classe A. Une contre-réaction très énergique est obtenue par le couplage entre l'émetteur du BD-119 et la base du BC 113, ce qui stabilise le point de fonctionnement du transistor de puissance. La diode D_1 permet d'éliminer le danger des pointes de surtension qui peuvent se produire aux fréquences basses. La VDR connectée en parallèle sur le primaire du transformateur de sortie protège le transistor de puissance contre des transitoires d'amplitude élevée qui peuvent se produire si le haut-parleur se trouve déconnecté pendant le fonctionnement.

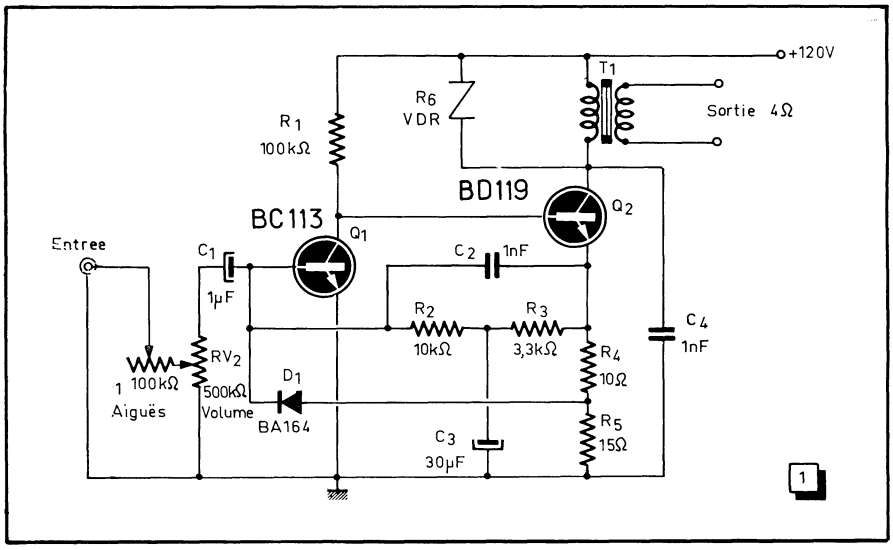


Fig. 1. — *Schéma de l'amplificateur 1 W à deux transistors.*

Fig. 2. — *Caractéristiques des tôles pour la réalisation du transformateur de sortie.*

Transformateur

Le transformateur sera réalisé sur un circuit formé de tôles aux dimensions de la figure 2, de 0,5 mm d'épaisseur, empilées de façon à obtenir, pour le noyau central, une section de 2,7 cm², c'est-à-dire une épaisseur de quelque 17 mm. L'empilage doit se faire avec entrefer, qui sera de 0,1 mm : un morceau de papier « craft » introduit entre la partie en E et celle en I.

Le primaire comportera 2 400 spires en fil émaillé de 0,15 mm, et son inductance devra être de l'ordre de 3,7 H à 1 kHz. Le secondaire sera formé de 79 spires en fil émaillé de 0,55 mm. Inductance : 4 mH à 1 kHz. Il est à remarquer que ces chiffres correspondent à un rapport de transformation de 30 environ, c'est-à-dire à un rapport d'impédances de 900, donc à un transformateur de sortie pour ECL 82, par exemple : impédance primaire 3,5 kΩ ; impédance secondaire 4 Ω environ (3 500/4 = 875).

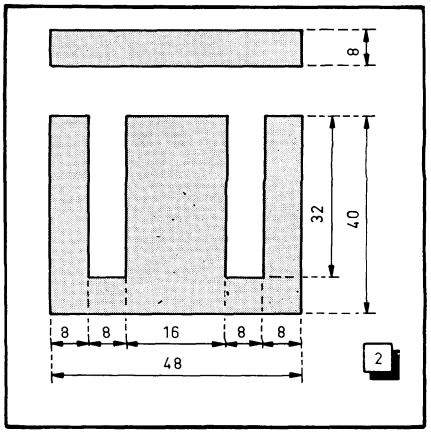
Composants

Toutes les résistances (R_1 à R_5) sont de 0,25 W. Les trois premières sont à 20 % et les deux dernières (R_4 et R_5) sont à 5 %. La résistance R_6 est une VDR, type E 299 - DD/340.

Les deux électrochimiques seront prévus pour une tension de service de 5 à 7 V.

Le potentiomètre régulateur de tonalité RV_1 est du type linéaire, tandis que celui du volume RV_2, est un logarithmique.

Au cas où le fonctionnement doit avoir lieu à un température ambiante supérieure



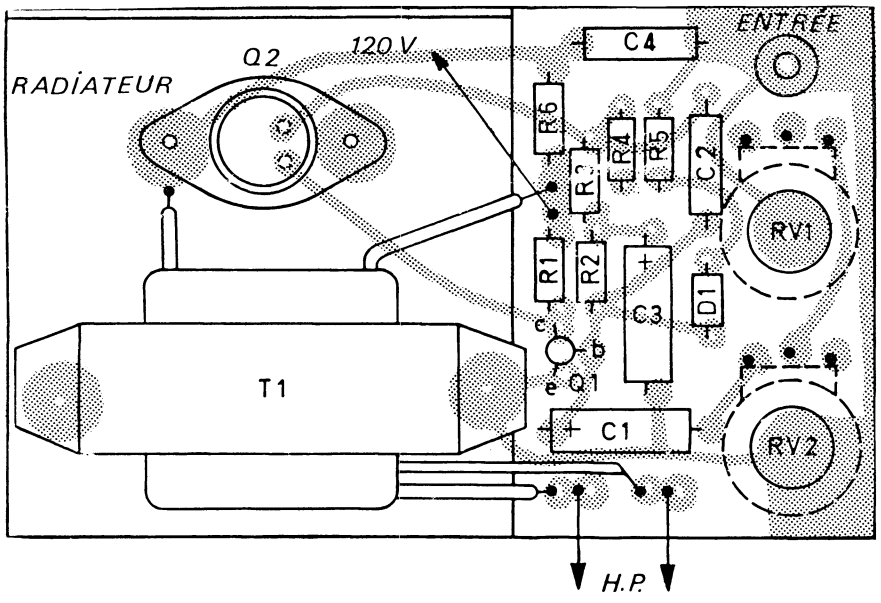


Fig. 3. — *Disposition des pièces sur la platine imprimée avec, en grisé, les soudures vues en transparence.*

à 60 °C, le transistor de puissance BD 119 sera monté sur un radiateur, constitué par une plaque d'aluminium de 55 cm², de 1,5 mm d'épaisseur.

A noter que si les caractéristiques du transformateur de sortie sont assez différentes de celles indiquées, il peut être nécessaire de modifier la valeur de C_2 et C_4.

Performances

La tension d'alimentation sera de 120 V ± 10 %. La consommation est de l'ordre de 28 mA. La puissance de sortie maximale est de 1 W, avec 5 % de distorsion. Cette distorsion est de 3,5 % à 0,9 W, de 2,2 % à 0,8 W et de 1,4 % à 0,7 W.

Pour obtenir une puissance de sortie de 1 W, la tension à l'entrée doit être de l'ordre de 1 V eff, ce qui est possible avec un pick-up piézo.

La réponse en fréquence, à —3 dB, s'étend de 200 Hz à 18 kHz, tandis que la commande de tonalité permet d'abaisser le niveau des aiguës de 15 dB à 15 kHz.

Réalisation

Le croquis de la figure 3 représente la platine « imprimée » en grandeur réelle, et montre la disposition des pièces sur cette platine.

(Adapté d'une documentation **SGS-Fairchild.**)

OSCILLATEUR SINUSOÏDAL A RÉACTION PAR TRANSFORMATEUR

Objet de la manipulation

La manipulation a pour objet la construction et la mise au point d'un petit oscillateur à un transistor, à réaction, dans lequel le couplage sortie-entrée est réalisé à l'aide d'un transformateur à fer, du genre de ceux qui sont couramment utilisés en radiotechnique.

Dans tous ces oscillateurs, le couplage réalisé par transformateur à fer étant très « serré », il faudra régler l'oscillation à la limite d'accrochage. Sinon, on obtiendrait une tension de sortie non sinusoïdale.

Montage à émetteur commun

Principe

Le montage à émetteur commun présente une tension de sortie en opposition de phase avec la tension d'entrée. Un transformateur va nous permettre de réinjecter la tension de sortie sur l'entrée, en phase, et d'obtenir ainsi un oscillateur sinusoïdal.

Dans un transformateur, les tensions du primaire et du secondaire sont normalement en opposition de phase ; il faut toutefois faire attention au sens de branchement des bobinages.

Montage

La charge de collecteur est constituée (fig. 1) par les deux secondaires en série d'un petit transformateur « driver ». Nous en mesurons la résistance ohmique en continu. Nous traçons la droite de charge. Nous montons un pont de polarisation de façon que le point de repos soit acceptable. Nous réinjectons ensuite sur la base la tension de sortie à l'aide du primaire du transformateur, qui inverse la phase. Le potentiomètre P nous sert à régler la réaction, à la limite d'accrochage. Un oscilloscope cathodique monté sur la sortie nous montre que l'appareil oscille bien et nous permet de mesurer la fréquence et la tension de sortie.

Si l'appareil n'oscille pas, avant toute vérification, changer le sens de branchement d'un des bobinages du transformateur.

★

Fig. 1. — *Oscillateur sinusoïdal utilisant un transistor à émetteur commun.*

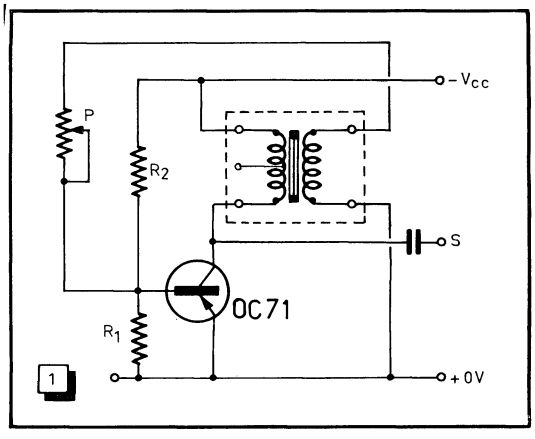
★

Exemple de réalisation

Transformateur : **Audax,** driver, type 28-32-TRS 9. Résistance des secondaires : 70 + 70 ohms.

Point de repos : $V_{ce} = 6{,}2$ V ; $I_c = 4{,}1$ mA ; $R_1 = 430\ \Omega$; $R_2 = 10$ kΩ.

Potentiomètre P : à la limite d'accrochage, environ 3,5 kΩ.



Sortie : 10 V crête à crête. Fréquence : 50 287 Hz.

La stabilité dans le temps de la fréquence d'oscillation est bonne : au cours d'une observation qui a duré une heure, la fréquence, à la température du laboratoire, n'a pas varié de plus de 50 Hz.

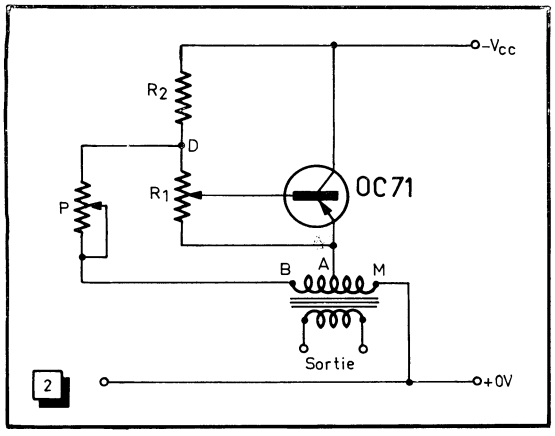
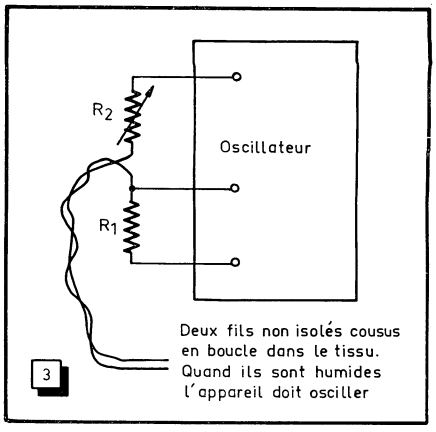


Fig. 2. — *Oscillateur sinusoïdal utilisant un transistor à collecteur commun.*

★

Fig. 3. — *Schéma de l'oscillateur utilisé en tant qu'indicateur d'humidité.*



Travail à effectuer

a - **Préparation.** — Calculer l'oscillateur en utilisant le transformateur TRS 9 et un transistor AC 125.

b - **Manipulation.** — Monter la maquette selon les calculs. Vérifier le point de repos choisi. Faire fonctionner la maquette et mesurer : tension de sortie c. à c. ; fréquence de sortie ; taux d'harmoniques.

Montage à collecteur commun

Principe

Le montage à collecteur commun présente une tension de sortie en phase avec la tension d'entrée. L'enroulement secondaire à point milieu d'un transformateur « driver » va nous servir à réinjecter la tension de sortie sur l'entrée. Le primaire du transformateur nous permettra d'extraire commodément l'oscillation obtenue.

Montage

Un des enroulements du transformateur (fig. 2) constitue la charge placée dans le circuit d'émetteur. Les résistances R_1 et R_2 constituent une polarisation convenable du transistor. La tension en A, en phase avec celle en B, est réinjectée en D sur l'entrée du transistor. La résistance variable P dose la réaction, afin que l'accrochage des oscillations se produise tout juste.

Un oscilloscope cathodique, connecté au primaire du transformateur, nous montre que l'appareil oscille et nous permet de mesurer la fréquence et la tension de sortie.

Exemple de réalisation

Transformateur : **Audax,** driver, type 28-32-TRS 9. Résistance des deux secondaires : 70 + 70 ohms.

Point de repos : V_{cc} : 6 V. $R_1 = 5$ kΩ ; $R_2 = 50$ kΩ.

Potentiomètre P : à la limite d'accrochage : environ 32 kΩ.

Sortie : 20 V crête à crête. Fréquence : 1 388 Hz.

Lors du montage de cet oscillateur, les erreurs de branchement des enroulements ne sont pas à craindre. Mais le réglage est « pointu » et l'appareil a tendance à fonctionner facilement en oscillateur bloqué.

Travail à effectuer

a - **Préparation.** — Calculer l'oscillateur en utilisant le transformateur TRS 9 et un transistor AC 125.

b - **Manipulation.** — Monter la maquette selon les calculs. Vérifier le point de repos choisi. Faire fonctionner la maquette et mesurer : tension de sortie c. à c. ; fréquence de sortie ; taux d'harmoniques.

Problèmes posés

a - Imaginer — et justifier — un système qui permette de faire varier la fréquence d'oscillation des oscillateurs étudiés, autant que possible de façon continue.

b - Il est demandé de mettre au point, à partir d'un des oscillateurs précédents, un « gadget » dit : « avertisseur de pipi ».

L'appareil est constitué par un des oscillateurs étudiés : dans le pont de polarisation (fig. 3) est inséré un interrupteur, constitué par deux fils souples non isolés, enfilés en boucle dans le tissu qui sera mis sous les fesses du bébé dans son berceau. En cas de pipi, les deux fils mouillés par le liquide conducteur doivent rétablir la polarisation et déclencher l'oscillateur, auquel on adjoindra un haut-parleur précédé d'un étage amplificateur, si nécessaire.

J. SPELTZ

B B I G A H E

PRINCIPES ET APPLICATIONS DES CIRCUITS INTEGRES LINEAIRES, par **H. Lilen.** — Un volume de 432 pages (16 × 24) avec 500 figures. — **Prix : 49,40 F ; par poste : 54,34 F.**

Après leurs homologues numériques, les circuits intégrés linéaires font une entrée en force sur le marché.

Des documentations très disparates — articles de revues, documents de firmes — existent sur eux, mais aucun ouvrage n'avait encore abordé ce domaine de façon exhaustive.

L'auteur a suivi pas à pas leur évolution, étudiant ces nouveaux composants et leurs emplois. Son ouvrage familiarisera le lecteur avec les circuits intégrés linéaires.

Une première partie du livre est consacrée à la technologie, aux principes et au fonctionnement des C.I.L. Dans la deuxième partie, 100 schémas d'application font de cet ouvrage le « dictionnaire des possibilités » de ces composants. L'exposé de l'auteur est tel que le lecteur pourra, à partir de ces schémas de base, imaginer toutes les réalisations dont il pourrait avoir besoin.

Caractérisé par une abondance de schémas théoriques et pratiques, des explications claires ne faisant pratiquement pas appel aux mathématiques, cet ouvrage sera un excellent initiateur aux techniques particulières des circuits intégrés linéaires. D'autre part, les spécialistes pourront y recueillir une foule de renseignements pratiques.

SCHEMATHEQUE 69, par **W. Sorokine.** — Un volume de 80 pages (27 × 21). — **Prix : 18,60 F ; par poste : 20,46 F.**

Depuis seize ans que paraissent annuellement ces volumes intitulés « Schémathèque », dans lesquels sont décrits et analysés avec l'appui des schémas originaux les principaux récepteurs de radiodiffusion ou de télévision de l'année, le succès des premiers temps ne s'est pas démenti. Ce nouveau volume contient notamment la description de trois téléviseurs couleurs, de quatre téléviseurs portatifs à transistors, de plusieus téléviseurs classiques à tubes, d'un magnétophone à cassettes et d'un combiné récepteur-magnétophone. Comme dans les précédents volumes un grand nombre d'oscillogrammes, relevés en différents points caractéristiques des appareils, sont publiés.

RECTIFICATIF

Un de nos lecteurs nous a écrit pour nous faire remarquer que l'horaire des mires publié dans notre précédent numéro est erroné. En fait, c'est un horaire qui a eu la vie courte puisqu'il n'a pas duré plus d'un mois. Les émissions du matin (avant 12 h) sont actuellement supprimées sur la deuxième chaîne ; le reste de l'horaire est conforme sauf pour ce qui concerne le mardi de 14 h 30 à 15 h 30, période réservée aux signaux test et mesures réseau.

CIRCUITS EQUIVALENTS ATTENUATEURS ET FILTRES

(Suite : voir "Radio-Constructeur" nos 240, 242, 244 et 245)

Nous terminons dans ce numéro l'étude des filtres du type « m », étude que nous avions commencée dans le précédent « Radio-Constructeur ». Nous aborderons ensuite l'analyse des filtres RC qui sont intéressants, car ils n'exigent pas de bobinages toujours assez délicats à réaliser.

Filtres passe-bande

La figure 36 représente deux exemples de filtres de bande du type *m*, mais il est évident que le nombre de leurs variantes est à peu près illimité. Pour le calcul de ces filtres on introduit un certain nombre de facteurs auxiliaires, soit :

$$f_o = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{F_1 F_2}; \qquad B = f_2 - f_1;$$

$$\eta = \frac{B}{F_2 - F_1}; \qquad n = f_o/B;$$

$$n_1 = F_1/f_o; \qquad n_2 = F_2/f_o;$$

$$m = \frac{\sqrt{\eta^2 - 1}}{\eta};$$

$$a = \frac{m}{(1 - m^2)(1 + n_2^2)\, n};$$

$$e = \frac{m}{(1 - m^2)(1 + n_1^2)\, n};$$

$$d = m\, n.$$

Quant aux formules de calcul, elles s'écrivent, pour le filtre *a* de la figure 36 :

$$L_1 = \frac{0{,}16\, R\, a}{f_o}; \qquad (88)$$

$$L_2 = \frac{0{,}16\, R\, e}{f_o}; \qquad (89)$$

$$L_3 = \frac{0{,}08\, R}{f_o\, d}; \qquad (90)$$

$$C_1 = \frac{160}{R\, f_o\, e}; \qquad (91)$$

$$C_2 = \frac{160}{R\, f_o\, a}; \qquad (92)$$

$$C_3 = \frac{320\, d}{R\, f_o}. \qquad (93)$$

Il est bien entendu qu'aucun couplage inductif ne doit exister entre les cinq bobines de ce filtre.

Exemple. — Soit à calculer un filtre tel que *a* de la figure 36, avec les caractéristiques suivantes : $f_1 = 30$ MHz ; $f_2 = 38$ MHz ; B = 8000 ; $f_o = 33\,800$. On voit qu'il s'agit d'un filtre qui pourrait être F.I. dans un téléviseur. On suppose, de plus, R = 1000 Ω.

On calcule d'abord les différents coefficients auxiliaires, mais pour cela il est nécessaire de s'imposer l'une des fréquences d'atténuation infinie, F_1 ou F_2, l'autre s'en déduisant automatiquement par la relation donnant f_o. On choisit, par exemple $F_2 = 1{,}2\, f_2 = 45\,600$ kHz, d'où $F_1 = 25\,000$ kHz.

On peut alors calculer :

$$n = 4{,}23; \qquad \eta = \frac{19\,400}{8000} = 2{,}43;$$

$$m = \frac{\sqrt{4{,}9}}{2{,}43} = 0{,}91;$$

$$n_1 = 0{,}74; \qquad n_2 = 1{,}35;$$

$$a = \frac{0{,}91}{2{,}02} = 0{,}45;$$

$$e = \frac{0{,}91}{1{,}04} = 0{,}875;$$

$$d = 3{,}85.$$

A partir de là, on utilise les six relations données plus haut et on obtient :

$$L_1 = \frac{72}{3{,}38 \cdot 10^4} = 2{,}13 \cdot 10^{-3} = 2{,}13\ \mu H;$$

$$L_2 = \frac{140}{3{,}38 \cdot 10^4} = 4{,}14\ \mu H;$$

$$L_3 = \frac{80}{13 \cdot 10^4} = 0{,}615\ \mu H;$$

$$C_1 = \frac{160}{2{,}96 \cdot 10^7} = 5{,}4\ pF;$$

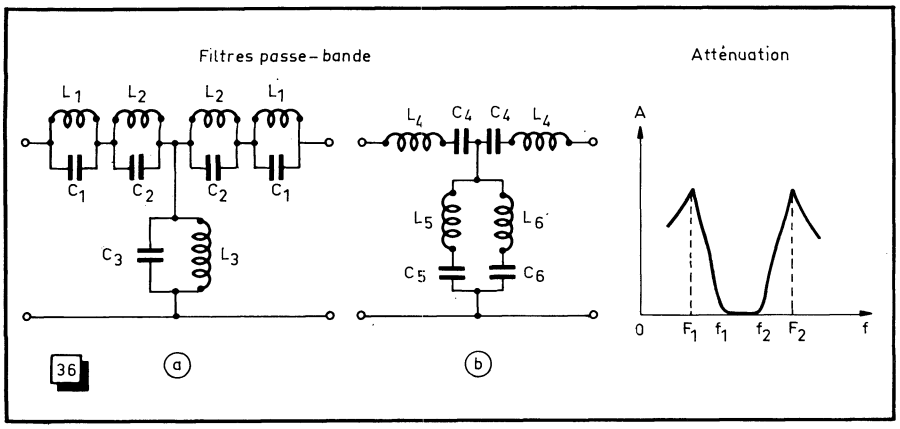


Fig. 36. — *Deux exemples de filtres L-C passe-bande, type* m, *avec l'allure de leur courbe d'atténuation.*

$$C_2 = \frac{160}{1{,}52 \cdot 10^7} = 10{,}5 \text{ pF} ;$$

$$C_3 = \frac{1230}{3{,}38 \cdot 10^7} = 36{,}5 \text{ pF}.$$

En réalité, le calcul des filtres pour amplificateurs F.I. en télévision se fait par des voies très différentes, et l'exemple ci-dessus ne peut être considéré, évidemment, que comme un exercice de calcul.

En ce qui concerne le schéma 36 *b*, son calcul peut se faire à l'aide de relations suivantes, où interviennent les mêmes facteurs auxiliaires que ci-dessus :

$$L_4 = \frac{0{,}16\ R\ d}{f_o} ; \quad (94)$$

$$L_5 = \frac{0{,}08\ R}{f_o\ e} ; \quad (95)$$

$$L_6 = \frac{0{,}08\ R}{f_o\ a} ; \quad (96)$$

$$C_4 = \frac{160}{R\ f_o\ d} ; \quad (97)$$

$$C_5 = \frac{320\ a}{R\ f_o} ; \quad (98)$$

$$C_6 = \frac{320\ e}{R\ f_o} . \quad (99)$$

Le calcul, bien que long, comme dans l'exemple précédent, ne présente aucune difficulté. D'autres structures de filtres passe-bande se déduisent des figures 36 *a* et *b* par simple application des principes d'équivalence des circuits L-C dont il a été question plus haut. Par exemple, le filtre en π de la figure 37 *a* se transforme en celui de la figure 37 *c*, par modification « équivalente » des deux branches verticales. De même, le filtre de la figure 37 *b* dérive directement de celui de la figure 36 *b* par transformation de sa branche verticale.

En ce qui concerne l'atténuation, elle se calcule par la relation (78), avec cependant le facteur t qui sera déterminé par

$$t = \frac{\eta_1}{\sqrt{\eta_1^2 - 1}} , \quad (100)$$

où $\eta_1 = n \left(x - \frac{1}{x} \right)$, $x = f/f_o$ et $n = f_o/B$.

Filtres R-C

Les circuits R-C, convenablement dimensionnés peuvent constituer des filtres passe-bas, passe-haut, passe-bande ou coupe-bande. Ces filtres sont, en général, beaucoup moins « sélectifs » que les filtres L-C, mais on les rencontre couramment dans les liaisons entre les étages d'un amplificateur ou dans les circuits de contre-réaction.

Filtres passe-bas

La cellule élémentaire d'un tel filtre est de la figure 38. En introduisant les notations analogues à celles utilisées pour les filtres L-C, on écrira :

$$f_c = \frac{159}{RC} \text{ (fréquence de coupure) ;} \quad (101)$$

$$x = f/f_c = f\,RC/159 \text{ (fréquence relative) ;} \quad (102)$$

$$\alpha = R/R_c \text{ (coefficient de charge).} \quad (103)$$

L'affaiblissement b introduit par une telle cellule se calcule, en *décibels*, par la relation

$$b = 20 \log \sqrt{(1+\alpha)^2 + x^2}. \quad (104)$$

Dans toutes ces relations, et aussi dans toutes celles qui se rapportent, plus loin, aux filtres R-C, la fréquence est exprimée en *hertz*, les résistances en *kiloohms* et les capacités en *microfarads*.

Exemple. — Calculer les affaiblissements pour les fréquences relatives de 0,1 - 0,2 - 0,5 - 1 - 2 - 5 - 10, pour $\alpha = 0$ et $\alpha = 2$.

Le cas $\alpha = 0$ correspond évidemment au fonctionnement à circuit ouvert ($R_c = \infty$). Pour mener à bien ce calcul, on dresse un tableau à trois colonnes : valeur de x ; valeur de b pour $\alpha = 0$; valeur de b pour $\alpha = 2$.

Fréquence relative x	b (dB) pour $\alpha = 0$	b (dB) pour $\alpha = 2$
0,1	0,043 env.	9,5
0,2	0,372	9,5
0,5	0,96 env.	9,66
1	3	10
2	7	11,13
5	14,14	15,3
10	20	20,4

Ces chiffres sont traduits par les deux courbes de la figure 39, à propos desquelles on peut faire une remarque importante : lorsque le coefficient de charge α est plus élevé, la bande de fréquences transmises avec une atténuation ne dépassant pas 3 dB est plus large.

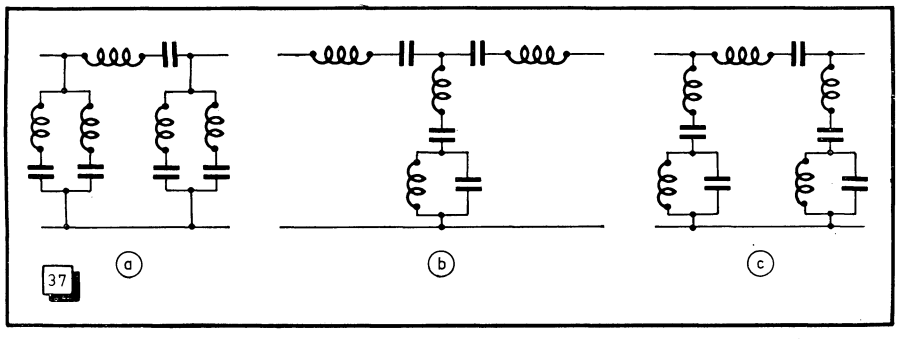
Autre remarque : à partir de la fréquence de coupure, et surtout à partir de $f = 2f_c$, l'atténuation est constante et de 6 dB chaque fois que la fréquence double. Autrement dit, elle est de 6 dB par octave.

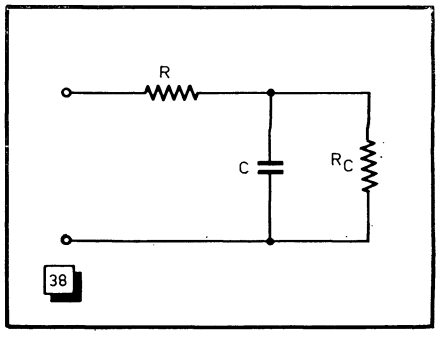
Pour déterminer rapidement la fréquence relative-limite x_1 atteinte avec une atténuation de 3 dB, on peut utiliser la relation

$$x_1 = f_1/f_c = 1 + \alpha. \quad (105)$$

Fig. 37. — *Autres structures possibles de filtres L-C passe-bande, du type* m.

Fig. 38. — *Cellule élémentaire de filtre passe-bas R-C, avec sa résistance de charge* R_c.





Exemple. — Quelle doit être la valeur de α pour que l'on ait $x_1 = 2{,}5$? On a, évidemment, $\alpha = x_1 - 1$, soit $\alpha = 1{,}5$, d'où $R_c = R/1{,}5$.

Lorsqu'on calcule une cellule passe-bas R-C, on détermine R en fonction du coefficient α imposé et de la résistance de charge R_c prévue. Ensuite, on calcule C par la relation

$$C = \frac{159}{R_c f_1} \cdot \frac{1+\alpha}{\alpha} . \qquad (106)$$

Exemple. — Calculer la valeur de C pour $R_c = 1$ kΩ, $f_1 = 1000$ Hz et $\alpha = 2$. Cette valeur, en microfarad, sera

$$C = \frac{159}{1000} . 1{,}5 \approx \frac{238}{1000} = 0{,}238 \ \mu F,$$

soit 0,22 µF, en adoptant une valeur standard. La résistance R de la cellule sera $R = 2 R_c = 2$ kΩ.

Il est évident que si la charge de la cellule comporte une capacité C_c en parallèle sur R_c, cette capacité fait partie de celle calculée ci-dessus.

Afin d'obtenir une aténuation plus rapide que celle résultant de l'introduction d'une cellule simple de la figure 38, on peut utiliser des combinaisons de cellules : figures 40 *a* et 40 *b*.

Le filtre de la figure 40 *a* est un symétrique en T, constitué par deux cellules en opposition, la capacité ayant la valeur 2 C. L'aténuation *b* qu'il introduit se calcule par la relation

$$b = 20 \log \sqrt{(1+2\alpha)^2 + 4x^2(1+\alpha)^2}, \qquad (107)$$

en décibels, évidemment.

Exemple. — Calculer l'attention introduite par un filtre en T composé de deux cellules déterminées plus haut, réunies en opposition, suivant la figure 40 *a* : $R = 2$ kΩ ; $C = 0{,}22$ µF ; $\alpha = 2$; $R_c = 1$ kΩ.

On calculera l'atténuation pour les mêmes points que plus haut, soit 0,1 - 0,2 - 0,5 - 1 - 2 - 5 - 10. La relation (107) conduit au tableau suivant :

Fréquence relative *x*	Atténuation *b* (en dB)
0,1	14,03
0,2	14,22
0,5	15,31
1	17,84
2	22,28
5	29,66
10	35,59

Cette atténuation se traduit par la courbe 1 de la figure 41. On voit que l'atténuation globale, dans l'intervalle $x = 0{,}1$ à $x = 10$, est de quelque 21,6 dB, c'est-à-dire pratiquement le double de ce que l'on obtient dans le cas de la courbe $\alpha = 2$ de la figure 39, tandis que l'atténuation de départ, l'atténuation d' « insertion », est seulement un peu plus importante dans le cas de la figure 41.

Si l'on se contente, dans le filtre de la figure 40 *a*, d'utiliser une capacité de valeur C et non pas de 2 C, l'atténuation *b* toujours en décibels, sera donnée par la relation

$$b = 20 \log \sqrt{(1+2\alpha)^2 + x^2(1+\alpha)^2}, \qquad (108)$$

qui aboutit, avec les valeurs de l'exemple ci-dessus, à la courbe 2 de la figure 41. L'atténuation est nettement moins prononcée et on gagne très peu par rapport à une cellule simple, à valeur de α égale, comme le montre la courbe 3, en trait interrompu, qui répète la courbe $\alpha = 2$ de la figure 39. L'avantage ne se ferait sentir ici que pour des valeurs très faibles de α et, en particulier, pour $\alpha = 0$.

Lorsqu'il s'agit de deux cellules identiques connectées en série (fig. 40 *b*), l'atténuation globale se calcule, en décibels, par la relation ci-dessous :

$$b = 20 \log \sqrt{(1+2\alpha)^2 + x^2 (\alpha^2 + 2d + 7)^2 + x^4}. \qquad (109)$$

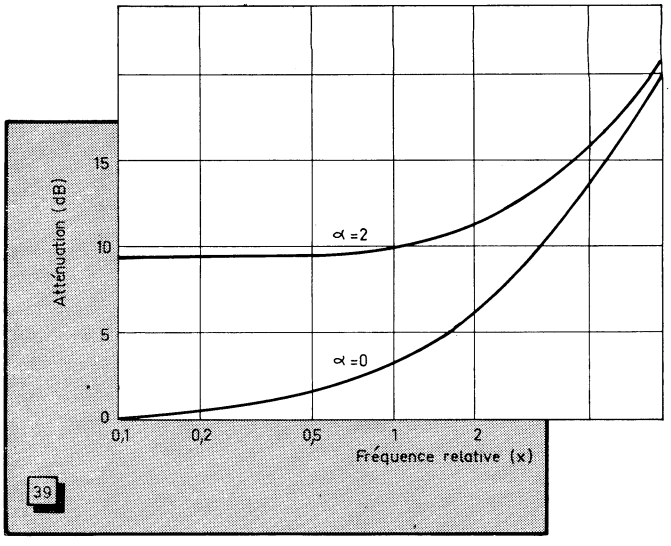


Fig. 39. — *Courbes d'atténuation, en fonction de la fréquence relative* x, *d'une cellule R-C passe-bas.*

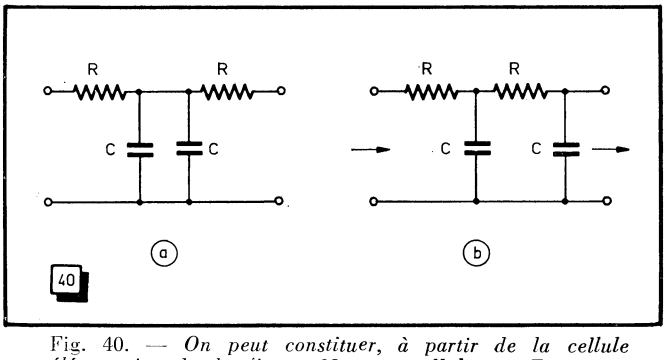


Fig. 40. — *On peut constituer, à partir de la cellule élémentaire de la figure* 38, *une cellule en T, ou un filtre à deux cellules, plus efficace.*

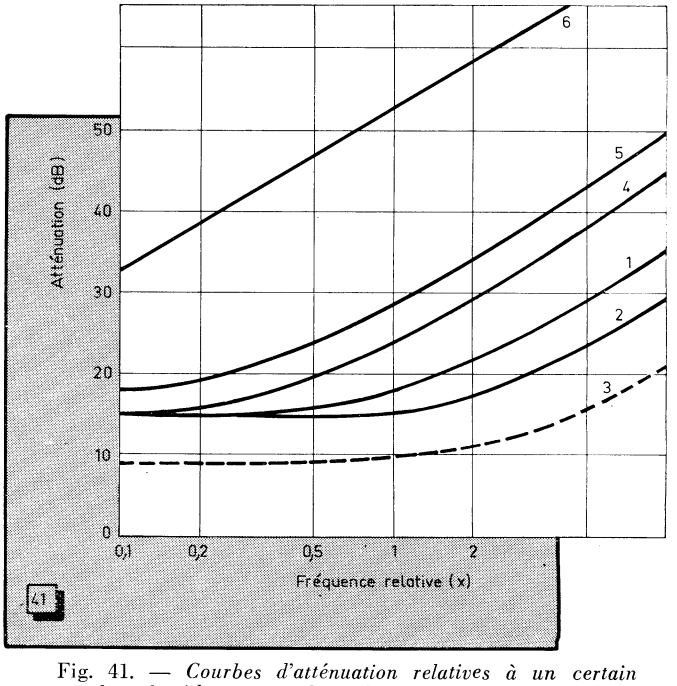


Fig. 41. — *Courbes d'atténuation relatives à un certain nombre de filtres passe-bas, de structures diverses (voir texte).*

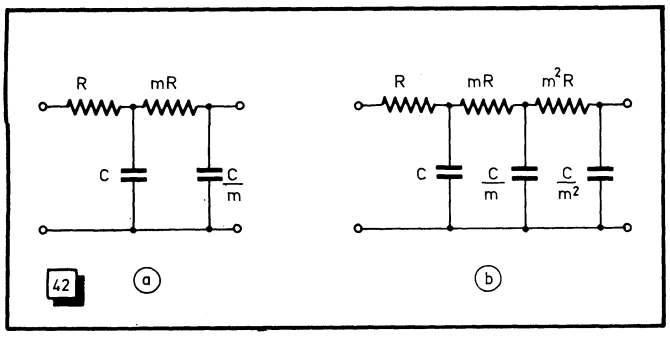


Fig. 42. — *Dans un filtre R-C à deux ou trois cellules, le rapport des valeurs des cellules successives peut être fonction d'un certain facteur* m.

Le calcul se fait comme pour les deux relations précédentes et conduit, avec les mêmes valeurs que celles de l'exemple précédent, à la courbe 4 de la figure 41 (pour $\alpha = 2$).

Enfin, pour avoir une atténuation encore plus importante on peut avoir recours à deux ou trois cellules connectées en série, mais dont les éléments sont dans un certain rapport avec ceux de la cellule précédente. Autrement dit, la valeur de la résistance de chaque cellule sera obtenue en multipliant par un certain coefficient m la valeur de R de la cellule précédente, tandis que la valeur de la capacité sera divisée par ce même coefficient. On obtient ainsi les filtres de la figure 42.

Si on veut calculer l'atténuation introduite par un tel filtre (à deux cellules), on utilisera la relation

$$b = 20 \log \sqrt{[1 + (m + 1)\,\alpha]^2 + x^2\left(2 + \frac{4}{m} + \frac{1}{m^2} + 2\,\alpha\,m + \alpha^2 m^2\right)^2 + x^4} \qquad (110)$$

Si l'on fait le calcul, pour $m = 2$ et $\alpha = 2$, on constate que la courbe obtenue (5, fig. 41) est pratiquement parallèle à celle correspondant à deux cellules simples (courbe 4). Il en est de même si on augmente m en faisant $m = 10$ (courbe 6). Encore une fois, l'avantage de ce genre de filtres n'apparaît que pour de très faibles valeurs de α.

Exemple. — Comparer les atténuations obtenues, pour $\alpha = 0$, avec les filtres des figures 40 *a*, 40 *b* et 42 *a*, pour ce dernier avec $m = 2$ et $m = 10$.

Dans ce cas, les formules (107), (109) et (110) se présentent respectivement, comme suit :

$$b = 20 \log \sqrt{1 + 4x^2}; \quad b = 20 \log \sqrt{1 + 49x^2 + x^4};$$

$$b = 20 \log \sqrt{1 + x^2\left(2 + \frac{4}{m} + \frac{1}{m^2}\right)^2 + x^4}.$$

On calculera l'atténuation ainsi obtenue pour les mêmes points que précédemment et on réunira les résultats dans le tableau comme ci-dessous.

Fréquence relative (x)	Figure 40 *a*	Figure 40 *b*	Figure 42 *a*	
			$m = 2$	$m = 10$
0,1	0,17	1,67	0,70	0,26
0,2	0,67	4,71	2,35	0,91
0,5	2,98	11,22	7,42	4,24
1	6,97	17,07	13,06	9,25
2	12,30	23,29	19,51	16,07
5	20,07	32,67	30,32	28,89
10	32,06	41,73	40,74	40,50

Les courbes correspondantes sont celles de la figure 43 : 1 pour la figure 40 *a* ; 2 pour la figure 40 *b* ; 3 pour la figure 42 *a* avec $m = 2$; 4 pour la même figure, mais avec $m = 10$.

Pour déterminer, dans le cas des filtres des figures 40 *b* et 42 *a*, la fréquence relative x_1 atteinte avec une atténuation de 3 dB, on peut utiliser la relation

$$x_1 = \sqrt{\frac{-d \pm \sqrt{d^2 + 4e}}{2}}, \qquad (111)$$

où les facteurs d et e sont définis comme suit :

$$e = [1 + \alpha\,(m + 1)]^2;$$

$$d = \left(2 + \frac{4}{m} + \frac{1}{m^2} + 2\,\alpha\,m + \alpha^2 m^2\right)^2.$$

Cependant, il faut tenir compte que ce calcul se fait par rapport au niveau correspondant à $x = 0$, c'est-à-dire défini par la relation

$$b = 20 \log \sqrt{[1 + \alpha\,(m + 1)]^2}, \qquad (112)$$

d'où il résulte justement, si l'on effectue toutes les opérations, le signe + entre d^2 et $4e$ dans l'expression (111).

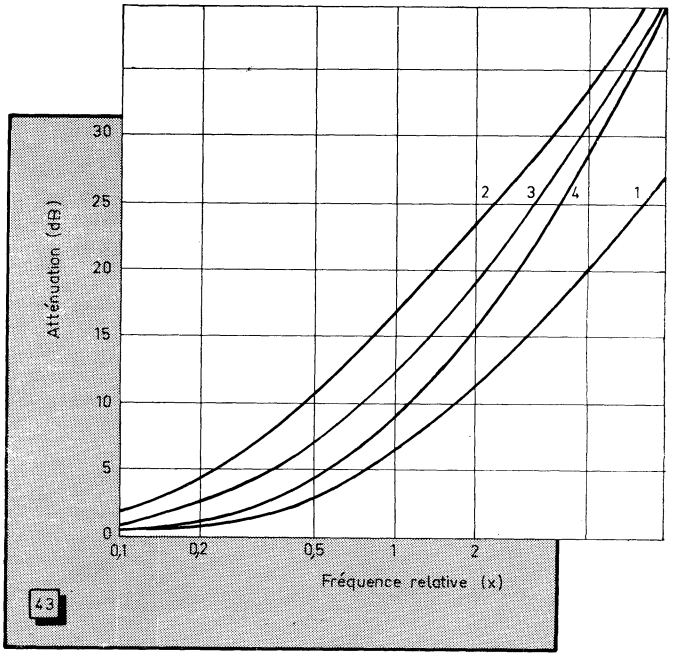


Fig. 43. — *Courbes d'atténuation de quelques filtres R-C (voir texte).*

Exemple. — Calculer x_1 pour $m = 1$ et les trois valeurs suivantes de α : 0,5, 1 et 2.

Pour $m = 1$, toutes les relations se simplifient et deviennent :

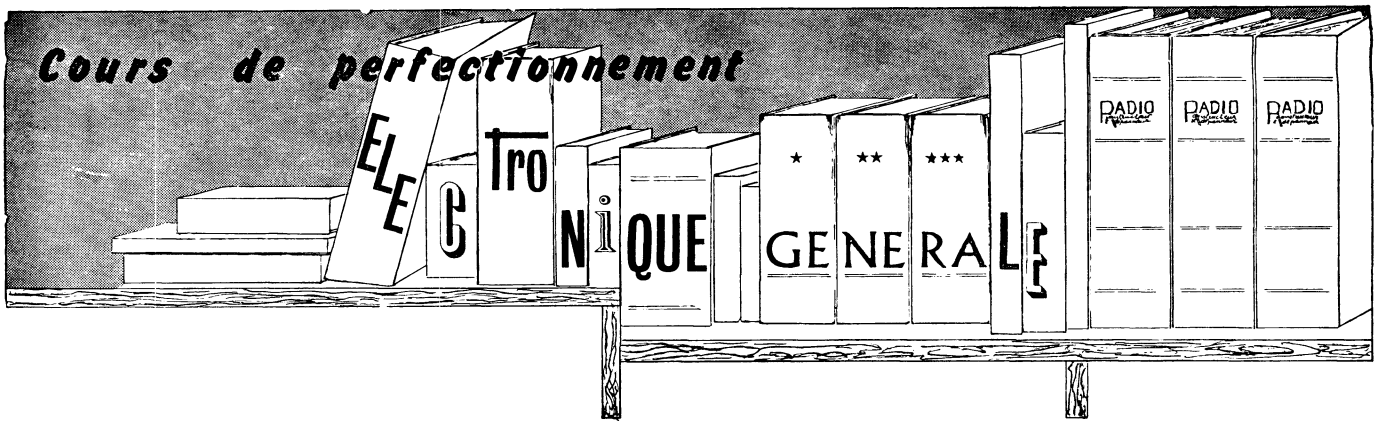
$$e = (1 + 2\,\alpha)^2; \quad d = (\alpha^2 + 2\,\alpha + 7)^2.$$

Dans ces conditions, on a :

Pour $\alpha = 0{,}5$: $e = 4$; $d = 68$; $x_1 = 0{,}245$;
Pour $\alpha = 1$: $e = 9$; $d = 100$; $x_1 = 0{,}30$;
Pour $\alpha = 2$: $e = 25$; $d = 225$; $x_1 = 0{,}332$.

Tout cela confirme ce qui a été dit plus haut : la bande transmise devient plus large lorsque α augmente, c'est-à-dire lorsque R_c devient plus faible par rapport à R. On peut se rendre compte, en particulier, que le résultat ci-dessus pour $\alpha = 2$ correspond exactement à la courbe 4 de la figure 41.

(A suivre) **W. SOROKINE**



Résistance de sortie en montage BC

Comme pour le montage EC cette résistance, que nous désignerons par R_{sb}, sera définie par le rapport

$$R_{sb} = \frac{\Delta U_{cb}}{\Delta I_c},$$

avec cette seule différence que la tension de sortie est ici représentée par U_{cb}. Cependant, si nous regardons le réseau de courbes I_c/U_{cb} avec I_e comme paramètre, c'est-à-dire relevées à courant d'émetteur constant, nous constatons que les différentes courbes sont pratiquement parallèles à l'axe U_{cb} dans toute l'étendue des tensions U_{cb} admissibles. Ce n'est qu'aux valeurs maximales de I_e que l'on peut commencer à percevoir une très légère inclinaison (fig. 503).

Il est déjà clair que la résistance de sortie correspondant au réseau de la figure 503 sera très élevée, puisqu'à une variation ΔU_{cb}, même importante, de la tension collecteur-base correspond une variation extrêmement faible ΔI_c du courant de collecteur.

Une méthode graphique, à l'échelle des courbes que l'on trouve généralement dans les notices, ne peut rien donner, et il n'est évidemment pas question d'utiliser les constructions s'inspirant des figures 496 et 497, parfaitement valables dans le cas d'un montage EC.

Une estimation tout à fait grossière peut être faite en évaluant à 1° près l'angle que la courbe correspondant à $I_e = 10$ mA fait avec l'horizontale. Sa cotangente est de 57,29 et le coefficient de proportionnalité et de 1 000. La résistance R_{sb} sera donc de 60 kΩ environ dans ces conditions. Bien entendu, si nous refaisons une appréciation analogue à partir d'une courbe $I_e = 2$ à 4 mA, dont l'angle avec l'horizontale représente une faible fraction de degré, la résistance de sortie correspondante dépassera 200 kΩ.

Donc, *la résistance de sortie en montage BC est très élevée,* en gros plusieurs dizaines de fois plus élevée que celle en montage EC du même transistor.

Dans les recueils de caractéristiques, celles des montages BC sont publiées très rarement, surtout sous forme de courbes, pour la bonne raison que ces montages ne sont guère utilisés que dans les étages H.F. et convertisseurs des tuners V.H.F. et U.H.F. et, parfois, dans les étages F.I. Ce que l'on trouve, en revanche, lorsqu'il s'agit de transistors susceptibles d'équiper ces étages, ce sont des indications « chiffrées » fixant la valeur d'un certain nombre de paramètres à un régime déterminé : résistances d'entrée et de sortie ; capacités correspondantes, etc.

La résistance de sortie y est présentée soit en tant que conductance ou en tant qu'admittance, suivant le système de paramètres adopté. Dans le premier cas elle est désignée par g_{22b} et dans le second, par h_{22b}, l'indice « 22 » montrant qu'il s'agit de la sortie (un paramètre d'entrée serait affecté de l'indice « 11 ») et « b » désignant, évidemment, le montage BC.

Tout cela constitue une anticipation sur ce que nous aurons à dire sur les différents systèmes de paramètres d'un transistor et c'est pour cela que nous nous bornerons, aujourd'hui, à signaler simplement la façon de déterminer la valeur de R_{sb}, sans aucune autre explication.

Qu'il s'agisse de conductance (g_{22b}), qui est l'inverse d'une résistance, ou d'admittance (h_{22e}) qui est celle d'une inpédance, l'unité dans laquelle ces paramètres sont exprimés est le *mho* (c'est-à-dire l'inverse de l'ohm) ou ses sous-multiples : millimho ou micromho. Comme 1 mho = 1 A/1 V = A/V, nous pouvons rencontrer également les « écritures » suivantes : mA/V pour millimho et μA/V pour micromho.

Pour passer aux valeurs des résistances correspondantes en *ohms,* on adoptera la règle très simple suivante :

Si le paramètre à transformer est exprimé en millimhos (mA/V), on divise 1 000 par le nombre de millimhos ;

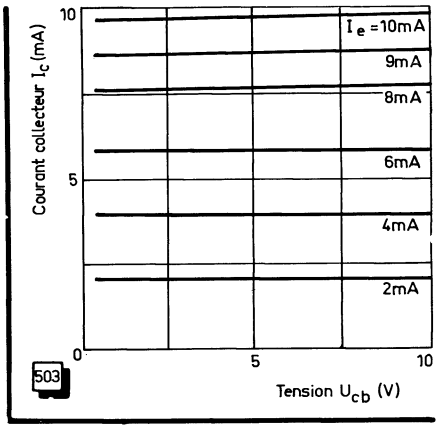


Fig. 503. — *Les différentes courbes d'un réseau I_c/U_{cb} avec I_e comme paramètre sont pratiquement horizontales.*

Si le paramètre à transformer est exprimé en micromhos (μA/V), on divise 1 000 000 par le nombre de micromhos.

Ainsi, une conductance $g_{22b} = 0{,}3$ mA/V correspond à une résistance de 1 000/0,3 = 3,3 kΩ. Mais cette valeur, apparemment assez faible, vaut, pour le transistor considéré (AF 124), pour $U_{cb} = 6$ V, $I_e = 1$ mA, mais $f = 100$ MHz. Aux fréquences faibles, par exemple à 1 kHz, l'admittance d'entrée nominale d'un transistor tel que OC 70 est de 0,7 μA/V, soit une résistance d'entrée de plus de 1,4 MΩ (pour $U_{cb} = 2$ V et $I_e = 0{,}5$ mA).

La résistance de sortie R_{sb} dépend de plusieurs facteurs, parmi lesquels nous citerons :

Le courant d'émetteur. — Lorsque ce courant augmente, la résistance de sortie R_{sb} diminue. Les courbes en trait plein de la figure 504 montrent l'allure de cette variation pour deux transistors H.F. différents, à la fréquence de 100 MHz et pour une tension U_{cb} de 6 V (AF 124) et 12 V (AFZ 12) ;

La tension collecteur-base. — Lorsque cette tension augmente, la résistance R_{sb} augmente également, comme

le montrent les courbes en trait interrompu de la figure 504, relevées pour $I_e = 1$ mA.

La fréquence. — Nous ne ferons ici qu'effleurer ce point, car l'influence de la fréquence sur les différents paramètres d'un transistor devra être analysée séparément et en détail. Cependant, les valeurs de g_{22b} ou de h_{22b} que l'on trouve dans les recueils de caractéristiques se rapportent presque toujours à une certaine fréquence, qui peut être différente de celle dont nous avons besoin. Il est donc intéressant d'avoir une idée sur la façon dont la résistance de sortie R_{sb} varie en fonction de la fréquence.

La figure 505 représente cette variation pour un transistor H.F. type AFZ 12, pour deux valeurs différentes de courant d'émetteur I_e. On peut constater que pour la courbe $I_e = 2$ mA, par exemple, R_{sb} augmente dans le rapport de $80/1{,}5 \approx 53$ lorsque la fréquence passe de 300 à 30 MHz. En faisant une extrapolation très hasardeuse, on peut dire que la résistance de sortie sera de l'ordre de $80 \times 50 = 4\,000$ kΩ $= 4$ MΩ à 3 MHz.

Dans tout ce qui a été dit plus haut il s'agissait de caractéristiques I_c/U_{cb} d'un transistor monté en BC avec I_e comme paramètre, c'est-à-dire relevées à courant d'émetteur constant, ce qui serait approximativement le cas d'une entrée attaquée par une source dont la résis-

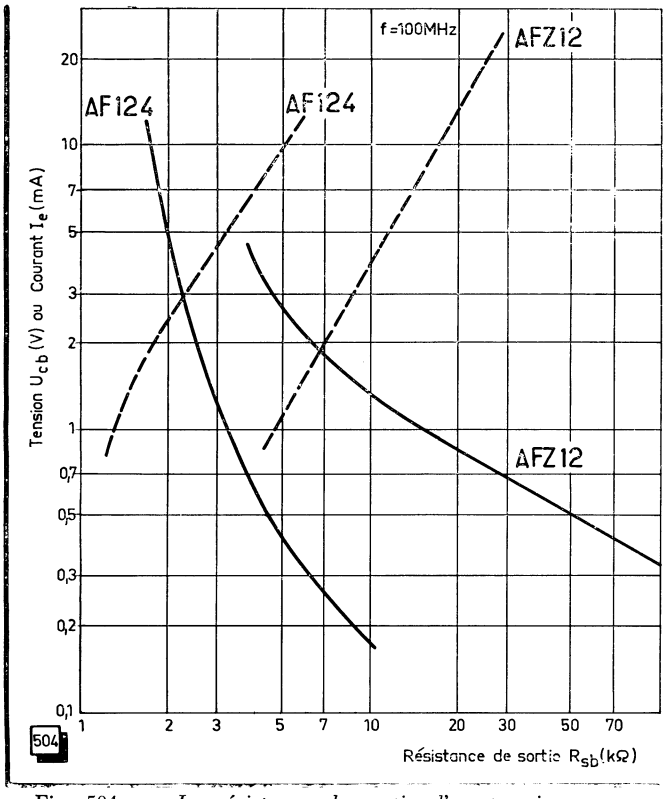


Fig. 504. — *La résistance de sortie d'un transistor en montage BC augmente lorsque I_e diminue ou que U_{cb} augmente.*

tance propre est très élevée en comparaison avec la résistance d'entrée du transistor.

Mais il est également possible d'envisager le cas où la résistance propre de la source est faible devant celle d'entrée du transistor, ce qui n'est certainement pas fréquent dans la pratique, mais constitue une « hypothèse de travail » intéressante, nous donnant une occasion supplémentaire de manipuler les courbes.

Dans ce cas, nous devons choisir la tension d'entrée U_{eb} en tant que paramètre pour tracer les courbes successives du réseau I_c/U_{cb}, c'est-à-dire travailler à tension

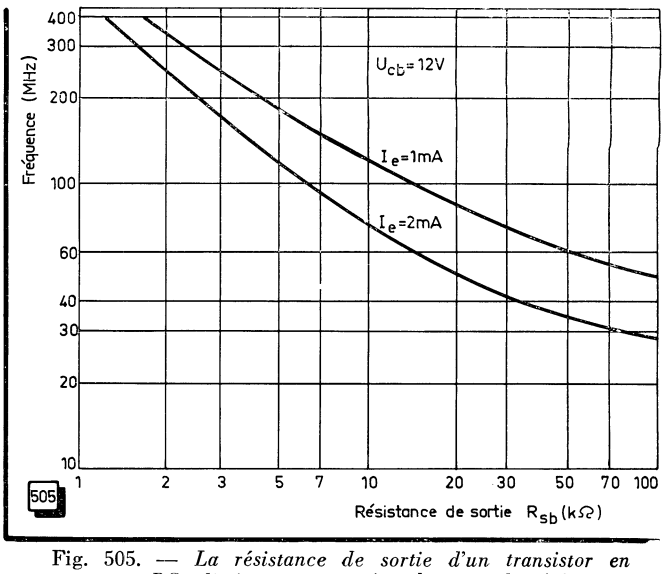


Fig. 505. — *La résistance de sortie d'un transistor en montage BC diminue assez vite lorsque la fréquence augmente.*

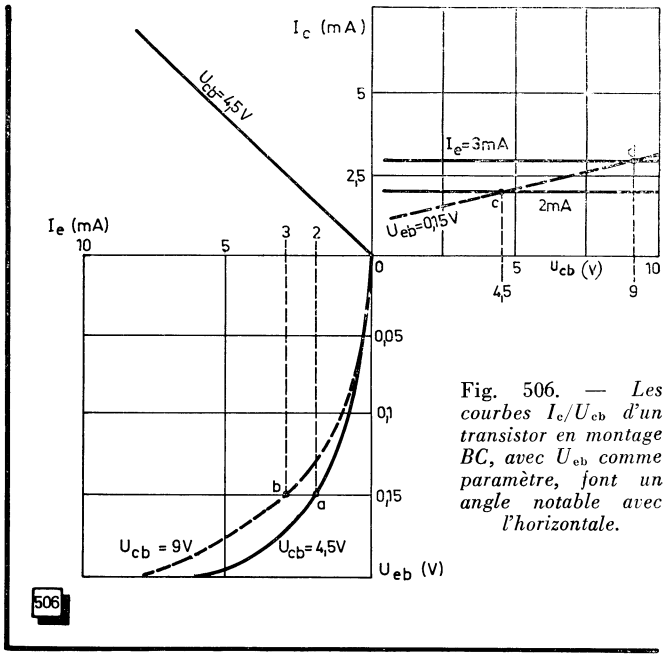


Fig. 506. — *Les courbes I_c/U_{cb} d'un transistor en montage BC, avec U_{eb} comme paramètre, font un angle notable avec l'horizontale.*

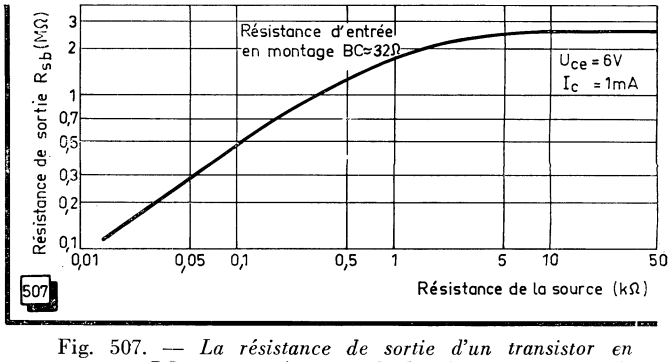
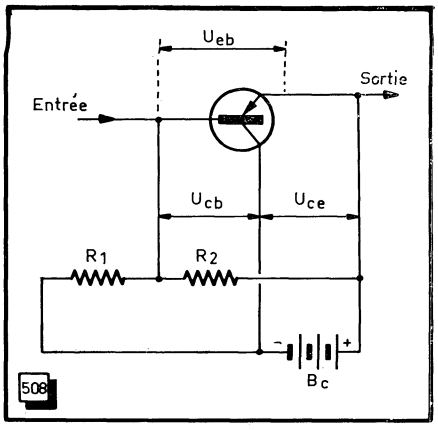
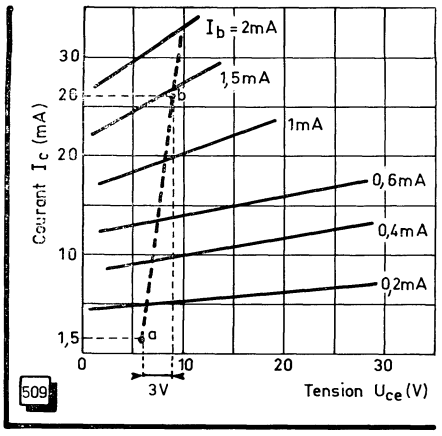


Fig. 507. — *La résistance de sortie d'un transistor en montage BC varie en fonction de la résistance propre de la source d'attaque.*





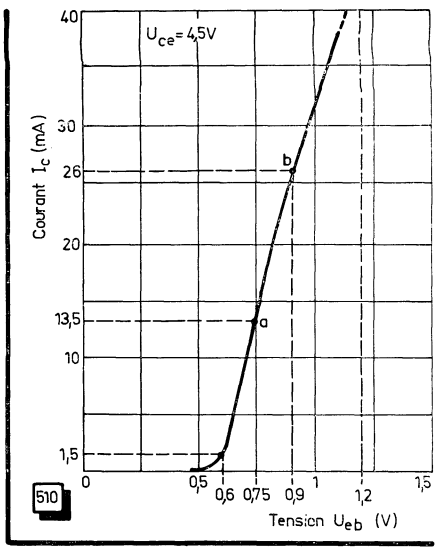


Fig. 508. — *Schéma de principe d'un transistor en montage CC.*
Fig. 509. — *La courbe* ab *traduit l'effet de la variation de la tension U_{ce} d'un transistor en montage CC.*
Fig. 510. — *Courbe I_c/U_{eb} du transistor de la figure* 509.

d'entrée constante. Prenons un réseau « universel » pour un transistor en montage BC (ici OC 71), comme celui de la figure 506 et supposons que son « quadrant » d'entrée I_e/U_{eb} comporte deux courbes, correspondant à $U_{cb} = 4,5$ V et 9 V, respectivement. Les graphiques que l'on trouve dans la documentation technique ne possèdent le plus souvent qu'une seule de ces courbes, mais il est facile (relativement) d'en tracer d'autres, pour des tension U_{cb} différentes, comme nous le verrons plus loin.

Une horizontale passant par une valeur quelconque de U_{eb}, par exemple 0,15 V, coupe les deux courbes aux points *a* et *b*, qui correspondent à un courant d'émetteur I_e de 2 et 3 mA, respectivement.

Il en résulte, que la courbe (que nous assimilerons à une droite) I_e/U_{eb} correspondant à $U_{cb} = 0,15$ V, passera par les points c ($U_{cb} = 4,5$ V ; $I_e = 2$ mA) et *d* ($U_{cb} = 9$ V et $I_e = 3$ mA).

Ce qui frappe immédiatement c'est que cette courbe est beaucoup plus inclinée que les courbes I_e, ce qui signifie que la résistance de sortie R_{sb} sera nettement plus faible que dans le cas précédent. Si l'on se fie aux chiffres du graphique, cette résistance serait de $4,5/1 \cdot 10^{-3} = 4,5$ kΩ. mais on doit tenir compte du fait que nous avons triché sur le tracé de la courbe $U_{cb} = 9$ V qui, en réalité, est beaucoup plus rapprochée de la courbe $U_{cb} = 4,5$ V, cela afin de rendre le dessin plus lisible. Néanmoins il serait raisonnable de penser que la résistance R_{sb} serait, dans ces conditions, de quelque 10 kΩ.

En résumé, on voit que la résistance de sortie R_{sb} dépend très nettement du circuit d'entrée, ou plus exactement de la résistance propre de la source d'attaque. La courbe de la figure 507 montre la variation approximative de la résistance de sortie R_{sb} en fonction de la résistance propre de la source d'attaque. La résistance d'entrée en montage BC du transistor pris comme exemple est de quelque 33 Ω et on voit que la résistance de sortie atteint pratiquement sa valeur maximale pour cent fois cette valeur. La valeur minimale de R_{sb} serait atteinte lorsque la résistance de la source sera à peu près de 30 à 40 fois inférieure à la résistance d'entrée, c'est-à-dire de l'ordre de l'ohm. Dans ces conditions, en « extrapolant » la courbe on trouverait pour R_{sb} une valeur de quelque 20 kΩ.

Enfin, pour en terminer avec la résistance de sortie en BC, signalons une relation approchée permettant de calculer R_{sb} en connaissant R_{se} (résistance de sortie en EC) et le gain en courant β :

$$R_{sb} \approx R_{se} \cdot \beta.$$

Par exemple, la résistance de sortie R_{se} d'un OC 71 est de 12,5 kΩ (valeur nominale moyenne). Le gain en courant β étant de l'ordre de 50, la résistance de sortie R_{sb}, dans les mêmes conditions ($U_{ce} = 2$ V ; $I_b = 3$ mA), devrait être de 625 kΩ. C'est la valeur indiquée par le constructeur.

Résistance de sortie en montage CC

Le circuit de sortie étant constitué par l' « espace » émetteur-collecteur, comme dans le cas du montage EC, on serait tenté, à première vue, de procéder de la même façon pour déterminer la résistance de sortie R_{sc}. Or, la réaction du transistor à la modification de la tension U_{ce} est, dans le cas d'un montage CC, primordiale, provoquant de très importantes variations du courant I_e pour de très faibles variations de la tension U_{ce}.

La figure 508 représente, sommairement, un transistor en montage CC, la tension de base étant obtenue à l'aide d'un diviseur de tension R_1-R_2. Supposons que les caractéristiques I_e/U_{ce} du transistor de ce schéma soient celles de la figure 509 et que les différentes tensions se répartissent, au départ, de la façon suivante :

$$U_{ce} = 6 \text{ V} ; \quad U_{eb} = 0,6 \text{ V} ; \quad U_{cb} = 5,4 \text{ V}.$$

Supposons maintenant que la tension U_{ce} se trouve portée à 7,5 V, ce qui représente un rapport d'accroissement de 1,25, qui se retrouvera à la tension U_{eb} grâce au diviseur de tension. Nous aurons donc $U_{eb} = 0,75$ V. Exactement de la même façon nous trouverons que pour $U_{ce} = 9$ V nous aurons $U_{eb} = 0,9$ V et pour $U_{ce} = 12$ V, $U_{eb} = 1,2$ V. Or, si nous consultons la caractéristique I_e/U_{eb} du transistor de la figure 509 (qui est un BCZ 10) nous voyons que le courant de collecteur I_e, qui est de 15 mA au « repos », prend, pour ces trois valeurs de U_{be}, les valeurs de 13,5, de 26 et de plus de 40 mA (fig. 510).

Autrement dit, pour une faible variation ΔU_{ce} de la tension U_{ce}, de 7,5 à 9 V par exemple, nous avons une variation ΔI_e très importante du courant de collecteur atteignant ici 13,5 mA. Partant de là, on peut déjà avoir une idée sur la valeur moyenne de la résistance de sortie R_{sc} pour la portion *a b* de la courbe :

$$R_{sc} \frac{\Delta U_{ce}}{\Delta I_e} = \frac{1,5}{1,35 \cdot 10^{-2}} = 110 \ \Omega.$$

Donc, *la résistance de sortie d'un transistor en montage CC est faible.* On remarquera que, pour simplifier les choses, nous avons supposé que la courbe de la figure 510 est valable pour la plage de tensions de 4,5 à 9 V, ce qui n'est pas tout à fait vrai. En reportant les valeurs de U_{ce} et de I_e ci-dessus sur le graphique de la figure 509, on peut tracer une courbe I_e/U_{ce} correspondante.

(*A suivre.*) **W. SOROKINE.**

Deux nouveautés pour votre bibliothèque

COURS FONDAMENTAL DE TÉLÉVISION

par *R. CARRASCO* et *J. LAURET*

Traitant aussi bien de l'émission que de la réception en noir et blanc ou en couleurs, des appareils transistorisés que de ceux à tubes, passant en revue tous les systèmes utilisés dans le monde, exposant les principes physiques tout en faisant une très large place aux problèmes pratiques, cet ouvrage se révèle comme étant le plus complet et le plus à jour de la technique TV actuelle (754 pages, 16 × 24, 730 illustrations, volume cartonné sous emboîtage. Prix : 64,90 F ; par poste : 71,39 F).

RÉGLAGE ET DÉPANNAGE DES TÉLÉVISEURS-COULEURS

par *Ch. DARTEVELLE*

Comportant près de 70 reproductions de photographies en couleurs, prises sur des écrans de téléviseurs et plus de 120 oscillogrammes typiques, relevés à partir des mires diffusées par les émetteurs de l'O.R.T.F., cet ouvrage, rédigé à l'intention des praticiens, est à la fois consacré à la recherche, grâce à l'image, de l'origine des diverses anomalies pouvant affecter le fonctionnement des téléviseurs couleurs et au réglage de ces derniers (160 pages, 24 × 16, avec plus de 300 illustrations. Prix : 37,10 F ; par poste : 40,81 F).

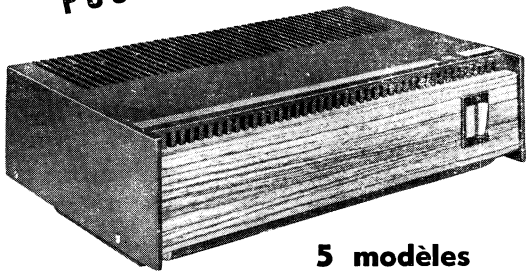
SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO — 9, rue Jacob, Paris (6e) — C. C. P. Paris 1164-34

REGULATEURS DE TENSION AUTOMATIQUES
à correction sinusoïdale et filtre d'harmoniques

Tous usages : grand public et industriel

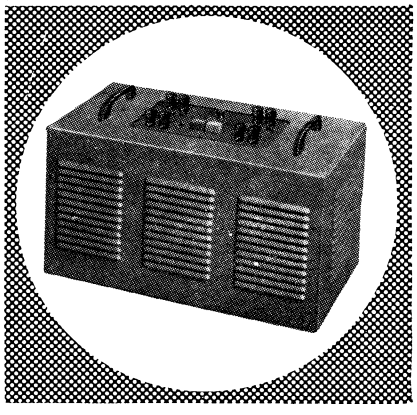
contre la du secteur

NOUVEAU ! POUR LA COULEUR



5 modèles

403 H : 300 W | 405 H : 475 W
404 H : 400 W | 405 S : 500 W
406 S : 600 W



Autres fabrications :
SURVOLTEURS-DEVOLTEURS
AUTOTRANSFORMATEURS
COMPENSES ET REVERSIBLES

Fondé en 1937

RAPY - Création LA DOCUMENTATION PROFESSIONNELLE
41, rue des Bois, Paris (19e)
Téléphone : 607-32-48 et 208-31-63

TVC

MIRE COULEUR M T S 5 transistorisée 100 % 625/819 L. entrelacées

Caractérisée par sa concordance aux normes de l'émission, la mire M T S 5 constitue un outil de travail techniquement et fonctionnellement sûr, tant en atelier de fabrication que dans les stations-service et les services d'installation.

Réalisée en coffret portable de faibles dimensions, la mire M T S 5, grâce à son tiroir U.H.F. peut se présenter sous 2 versions :

A - VIDEO seule - polarité positive - niveau 1 V. c. à c. - 75 ohms

B - VIDEO + tiroir U.H.F. - 1 canal complet, porteuses Son et Image pilotées par quartz - Niveau 50 mV. ajustable - 75 ohms

C - VIDEO + tiroir U.H.F. - Fréquence variable couvrant 11 canaux, Son fourni par quartz d'intervalle - Niveau 5 mV. - 75 ohms

REGLAGES POSSIBLES :

★ **PURETE** - 5 Bandes NOIR - BLEU - ROUGE - VERT - BLANC
★ **CONVERGENCE** 625 et 819 L.
★ **ZERO** des discriminateurs
★ **CENTRAGE** du circuit "cloche"
★ **ECHELLE** de GRIS
★ **PORTIER** ou color "KILLER"

RAPY

Notice sur demande

sider ondyne

11, rue Pascal
Paris 5e
tél. : 587.30.76

ils ont obtenu leur DIPLÔME D'ÉTAT D'ÉLECTRONIQUE

Bernard SINNIGER de Mulhouse nous écrit le 26/6/67 :

"J'ai obtenu le C.A.P. d'électronicien et je tiens à remercier la direction de l'Ecole et plus particulièrement les différents professeurs qui se sont chargés de la correction..."

Mr René SCHAEFFER de Thionville nous informe par sa lettre du 6/10/67 :

"Mon fils a passé avec succès le brevet de technicien en électronique en tant que seul candidat libre du département de la Moselle..."

comme beaucoup d'autres élèves en suivant nos

COURS PAR CORRESPONDANCE

Préparation théorique au C.A.P. et au B.T.E, complétée par des Travaux Pratiques à domicile et stage final à l'école. Bureau de Placement (Amicale des Anciens).

Préparations pour tous niveaux en

COURS DU JOUR

Admission de la 6e au BACCALAUREAT. Préparations : C.A.P. - B.T.E. - B.T.S. - Officier Radio - Carrière d'INGÉNIEUR.
Possibilités de BOURSES D'ÉTAT. Internats et Foyers. Laboratoires et Ateliers scolaires uniques en France.

Dernières créations par correspondance :

TRANSISTORS - TV COULEURS
PROGRAMMEUR
C.A.P. de DESSIN INDUSTRIEL

La plupart des Administrations d'État et des Firmes Électroniques nous confient des élèves et recherchent nos techniciens.

ÉCOLE CENTRALE
des Techniciens
DE L'ÉLECTRONIQUE
Reconnue par l'Etat (Arrêté du 12 Mai 1964)
12, RUE DE LA LUNE, PARIS 2e · TÉL. : 236.78-87 +

BON *à découper ou à recopier* RC

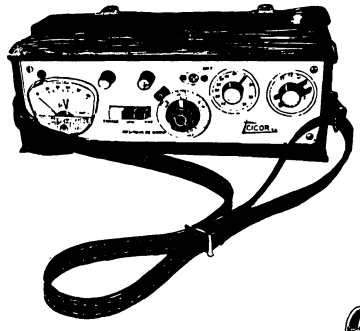
Veuillez m'adresser sans engagement la documentation gratuite

NOM.....

ADRESSE.....

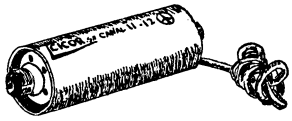
.....

RADIO-F.M. cicor TÉLÉVISION

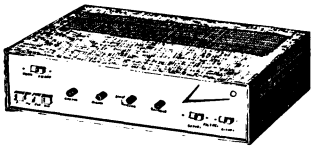


MESUREUR DE CHAMP

Entièrement transistorisé
Tous canaux français
Bandes I à V
Sensibilité 100 µV
Précision 3 db
Coffret métallique très robuste
Sacoche de protection
Dim. : 110 × 345 × 200



PRÉAMPLI D'ANTENNE TRANSISTORS
Al. 6,3 V alternatif et 9 V continu
Existe pour tous canaux français
Bandes I à V

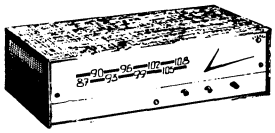


AMPLI BF "GOUNOD"

Tous transistors - STEREO
— 2 × 10 W efficace sur 7 Ω
— 4 entrées connectables
— Sortie enregistrement - Filtres de coupure aiguës graves
— Correcteur graves aiguës (Balance)

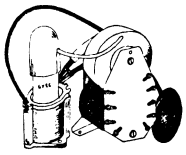
TUNER FM "BERLIOZ"

Tous transistors
87 à 108 Mhz - CAF - CAG
Mono ou stéréo



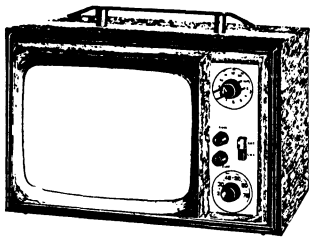
ENSEMBLE DÉVIATION 110°

Déviateur nouveau modèle
Fixation automatique des sorties



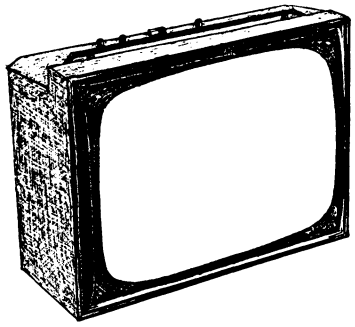
NOUVEAU :
THT 110°
Surtension auto-protégée

"TRAVELLER"



— Téléviseur portatif
— Secteur - Batterie
— Contraste automatique
— Ecran de 28 cm
— Equipé de tous les canaux français et Luxembourg
— Coffret gainé noir
— Antennes télescopiques incorporées
— Dimensions : 375 × 260 × 260 mm

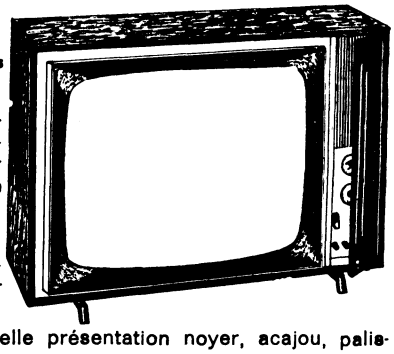
"PATIO" TÉLÉVISEUR PORTABLE 41



— Téléviseur mixte - Tubes - Transistors
— Le Récepteur idéal pour votre appartement et votre maison de campagne.
— Antennes incorporées - Sensibilité 10 µV
— Poids 14 kg - Poignée de portage
— Ebénisterie gainée luxueuse et robuste.

"HACIENDA"

Téléviseur 819-625 lignes
Ecran 59 et 65 cm



Tube auto-protégé endochromatique assurant au téléspectateur une grande souplesse d'utilisation.
— Sensibilité 15 µV
— Commutation 1re-2e chaine par touches.
— Ebénisterie très belle présentation noyer, acajou, palissandre.

Dimensions :
59 cm 720 × 515 × 250
65 cm 790 × 585 × 300

cicor 5, rue d'Alsace PARIS-Xe

202-83-80 (lignes groupées)

Disponible chez tous nos Dépositaires — RAPY

Tous nos modèles sont livrés en pièces détachées ou en ordre de marche.

Pour chaque appareil DOCUMENTATION GRATUITE comportant schémas, notice technique, liste de prix

■ PETITES ANNONCES

La ligne de 44 signes ou espaces : 5 F + 1,40 F (T.V.A.) = 6,40 F (demande d'emploi : 2,50 F + 0,70 (T.V.A.) = 3,20 F). Domiciliation à la Revue : 5 F + 1,40 F T.V.A. = 6,40 F. PAIEMENT D'AVANCE. — Mettre la réponse aux annonces domiciliées sous enveloppe affranchie ne portant que le numéro de l'annonce. Remise des textes au plus tard le 10 du mois.

● VENTES DE FONDS ●

S.O.M. vends fonds TV-MEN. C.A. 35 U. Prix : 13 U. App. conf. Atel. + gar. Loyer 3 000/an. Ecr. Revue no 205.

Banlieue Paris, vends cause santé affaire RADIO - TV - MENAGER en pleine expansion, emplacement plein centre, C.A. 40 U. Ecr. Revue no 192.

Vends cause santé fonds MENAGER - TV - S.A.V. Affaire saine, bon rapport, agglomération **Bordeaux**. Ecr. Revue no 193.

Vends fonds RADIO-TV-MENAGER PHILIPS. Près **Perpignan.** Aff. très saine. Prix : 180 000 + stock. Pas pressé. Personnes sans capitaux s'abstenir. Ecr. Revue no 198.

Cède **Drôme,** affaire DEPANNAGE - VENTE - RADIO-TV. C. A. 15 U. Technicien indispensable. Ecr. Revue no 201.

● OFFRES D'EMPLOI ●

Recherchons
DÉPANNEUR QUALIFIÉ
radio et télévision
RADIO PRIM
6, allée Verte
Paris-11e.

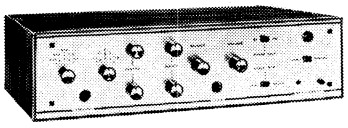
Dépanneur expérimenté RADIO - TV demandé par TELE-SERVICE, 55 - BAR-LE-DUC.

DÉCRIT DANS LE PRÉSENT NUMÉRO !

AMPLIFICATEUR STÉRÉO 2 X 25 Watts "WERTHER 50"

Entièrement équipé de **TRANSISTORS et DIODES au SILICIUM**

★ **HAUTE FIDELITE**
★ **HAUTE FIABILITE**



Présentation face AV, fond alu brossé, impression noire.
Coffret ébénisterie.
Dim. 420 x 230 x 120 mm.

- **REPONSE de L'AMPLI seul :** 15 Hz à 50 kHz < ± 0,5 dB à 20 W
- **DISTORSION HARMONIQUE** à puissance nominale < 0,2 % à 1 kHz, < 0,4 % à 20 kHz

PREAMPLIFICATEUR CORRECTEUR INCORPORE
Réponse du Préampli. (en absence des filtres) 15 Hz à 100 kHz
Correcteur « Graves » « Aigus » **sur chaque voie**
Efficacité des Corrections ± 15 dB à 20 Hz et 20 kHz
Niveau de Bruit > — 65 dB sur Entrées bas Niveau
Filtres Passe-Haut et Passe-Bas - Inverseur **monitoring.**
Inverseur de phase

★ **ALIMENTATION REGULEE**
avec dispositif de Sécurité Electronique
Câblage sur circuit imprimé

TOUTES LES PIECES DETACHEES « KIT » complet ..... **810, —**

FACULTATIF : 4 refroidisseurs pour étages déphaseurs. NET : 11 F

PEUT ETRE fourni en ORDRE DE MARCHE (nous consulter)

● **HAUT-PARLEURS HI-FI** ●

« PEERLESS »

« **KIT 3-15** » - 15 W - 45 à 18 000 Hz - 3 HP (21-12 et 5 cm) filtre **162,00**

« **KIT 3-25** » - 25 W - 40 à 18 000 Hz - 3 HP (31-12-5 cm) filtre **256,00**

« **KIT 4-30** » - 30 W - 30 à 18 000 Hz - 4 HP (13/18 - 25 et 2 × 7 cm) - Impédances : 4-8-15 et 25 Ω **355,00**
(Prévu pour enceintes réduites - 50 litres.)

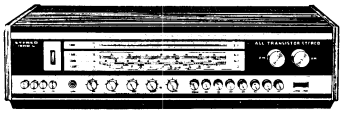
PLATINES TOURNE-DISQUES

DUAL :
1010 F. Lecteur Piézo .. **219,00**
1015 F. Sans lecteur .. **300,00**
1019. Lecteur « Shure » **562,00**

GARRARD :
SP 25 sans lecteur **215,00**
60 MK 2 sans lecteur .. **257,00**
SL 75 sans lecteur **539,00**
SL 95 sans lecteur **677,00**

PERPETUUM-EBNER :
PE 2001 ..... **250,00**
PE 34 (Semi-Prof.) **334,00**
PE 2020 (S.C.) **565,00**

"KORTING"
AMPLIFICATEURS et TUNERS-AMPLI



TUNER T 500 .. 503,00
AMPLI A 500 .. 556,00
AMPLIS TUNERS :
STEREO 400 .. 329,00
STEREO 700 .. 1 209,00

STEREO 1000 L - 2 × 25 watts
39 transistors - 16 diodes
2 redresseurs
Ampli B.F. 15 Hz à 40 kHz .. 1 444,00

★ **AMPLIFICATEURS vendus en « KITS »** ★

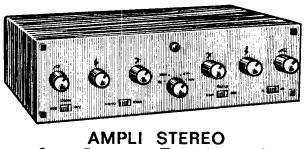
★ **HFM 10.** Ampli mono **10 watts.**
En « KIT » complet .. **243,00**
● **En ordre de marche** .. **356,00**

★ **STT 210.** Stéréo **2 x 10 watts.** Entièrement transistorisé.
En « KIT » complet .. **534,00**
● **En ordre de marche** .. **593,00**

★ **STT 215 S.** Stéréo **2 × 15 W.** **TOUT SILICIUM.**
En « KIT » complet **772,00**
● **En ordre de marche** **1 028,00**

★ **STT 225 S.** Stéréo **2 × 25 W.** **TOUT SILICIUM.**
● **En ordre de marche** **1 215,00**

LE TRANSECO 205



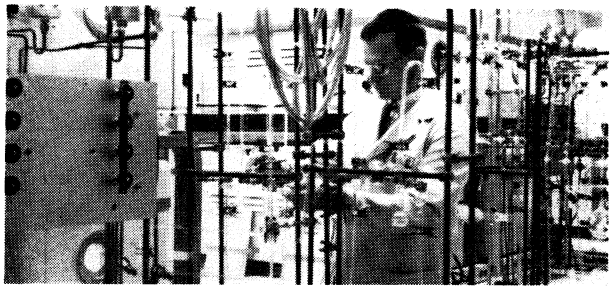
AMPLI STEREO
2 × 5 watts. Transistorisé.
Réponse linéaire de 20 Hz à 20 000 Hz. Distorsion harmonique 0,2 % à 1 kHz à 4 watts.
4 ENTREES. Corrections séparées.
COMPLET, en pièces détachées **359,-**

● TOUT LE MATERIEL HI-FI DES GRANDES MARQUES ●
Démonstration dans notre Auditorium.

RADIO Robur TELEVISION

R. BAUDOIN, Ex. Prof. E.C.E.
102, bd Beaumarchais
PARIS - XIe
Tél. ROQ. 71.31
C. C. P. 7062.05 PARIS

PARKING PRIVÉ réservé à notre clientèle



RB 76

électronique

formation ou recyclage

Formation et recyclage nécessitent le choix judicieux d'un mode d'enseignement bien adapté.
Efficace pour être rapidement utile, souple pour s'appliquer à chaque cas particulier, orienté sur les utilisations industrielles des techniques, l'enseignement par correspondance de l'**INSTITUT TECHNIQUE PROFESSIONNEL** apporte, depuis vingt ans, les connaissances que souhaitent l'ingénieur pour se parfaire, le technicien pour se spécialiser, le débutant pour s'initier.

INGÉNIEUR

Deux ans et demi à trois ans d'études sont nécessaires à partir du niveau du baccalauréat mathématiques. Ce cours comporte, avec les compléments de mathématiques supérieures, les éléments de physique moderne indispensables pour dominer l'évolution des phénomènes électroniques.
Programme n° IEN-20

AGENT TECHNIQUE

Un an à dix-huit mois d'études permettent, à partir d'un C.A.P. d'électricien, d'acquérir une excellente qualification professionnelle d'agent technique.
Programme n° ELN-20

SEMI-CONDUCTEURS-TRANSISTORS

De niveau équivalent au précédent, ce cours traite de l'électronique "actuelle", c'est-à-dire des semi-conducteurs, sous leurs diverses formes et de leurs utilisations qui se généralisent à tous les domaines.
Programme n° SCT-20

COURS FONDAMENTAL PROGRAMMÉ

A partir du Certificat d'Études Primaires, ce cours apporte en six à huit mois, les principes techniques fondamentaux de l'électronique. Les comparaisons avec des phénomènes familiers, l'appel au bon sens plus qu'aux mathématiques, facilitent l'acquisition des connaissances de base utilisables et ouvertes aux perfectionnements.
Programme n° EP-20

INFORMATIQUE

Ce nouveau cours d'Informatique, permet d'acquérir les connaissances réellement indispensables pour accéder en professionnel aux spécialités d'**opérateur,** de **programmeur** ou d'**analyste.**
Programme n° INF-20

AUTRES SPECIALISATIONS

ENERGIE ATOMIQUE - Formation d'ingénieur ..... EA 20
ELECTRICITE - Chef Monteur - Ag. Technique-Ingénieur 203
AUTOMOBILE - DIESEL - Technicien et Ingénieur 204
MATHEMATHIQUES - Du C.E.P. au Baccalauréat .... MA 202
Mathématiques supérieures .. MSU 202
Math. spéciales appliquées ... MSP 202
MECANIQUE ET DESSIN INDUSTRIEL 201
CHAUFF. VENTIL .... 207 | CHARPENTE METAL. 206
BETON ARME ..... 208 | FROID 200

REFERENCES : Ministère des Forces Armées, E.D.F., S.N.C.F., Lorraine-Escaut, S.N.E.C.M.A., Cie Thomson-Houston, etc...

INSTITUT TECHNIQUE PROFESSIONNEL

69, Rue de Chabrol, Section RC, PARIS 10e - PRO 81-14

POUR LE BENELUX : I.T.P. Centre Administratif 5, Bellevue, WEPION (Namur)
POUR LE CANADA : Institut TECCART, 3155, rue Hochelaga - MONTRÉAL 4

Je désire recevoir sans engagement le programme N° ..... **(joindre 2 timbres)**

NOM en majuscules ..... **ADRESSE** ..... **RC**

à crédit : **La célèbre gamme des ÉLYSÉES**

Modèles 15-20-30

SCIENTELEC

PRIX EN KIT

ÉLYSÉE 15 *(voir description page 45)* **540 F**

ÉLYSÉE 20.. **689 F** | ÉLYSÉE 30.. **827 F**

Pour le crédit Kit, nous consulter

EN ORDRE DE MARCHE

Prix comptant

2 X 15 W **678,00**
2 X 20 W **827,00**
2 X 30 W **1.010,10**

Documentation générale SCIENTELEC : Amplis, baffles, tuners, modules sur demande.

NOTRE FORMULE CRÉDIT

Versement comptant :	Mensualités de :
2 X 15 W : **146,00**	6 : **96,30** 12 : **50,80**
2 X 20 W : **177,00**	6 : **117,00** 12 : **61,60**
2 X 30 W : **214,00**	6 : **142,20** 12 : **74,60**

Pour 9, 15 et 18 mensualités : NOUS CONSULTER

Port et emballage en sus : 30,00

RADIO-STOCK

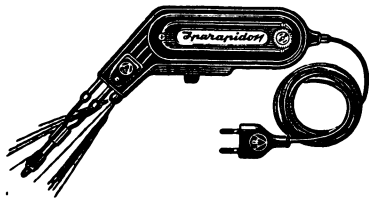
6, rue Taylor, PARIS-X^e^ — Tél. 607.83.90 et 05.09
(entre le 25 et 25 bis, rue du Château-d'Eau et 62, rue René-Boulanger)
C. C. P. Paris 5379-89 — Métro : J.-Bonsergent

RAPY

UN MAGNIFIQUE OUTIL DE TRAVAIL

PISTOLET SOUDEUR IPA 930

AU PRIX DE GROS



25 %
MOINS CHER

Fer à souder à chauffe inrtantanée

Utilisé couramment par les plus importants constructeurs d'appareillage électronique de tous pays — Fonctionne sur tous voltages altern. 110 à 220 volts — Commutateur à 5 positions de voltage, dans la poignée — Corps en bakélite renforcée — Consommation : 100 watts, pendant la durée d'utilisation seulement — Chauffe instantanée — Ampoule éclairant le travail, interrupteur dans le manche — Transfo incorporé — Panne fine, facilement amovible, en métal inoxydable — Convient pour tous travaux de radio, transistors, télévision, téléphone, etc. — Grande accessibilité — Livré complet avec cordon et certificat de garantie 1 an — Poids : 830 g — Valeur : 99 F.

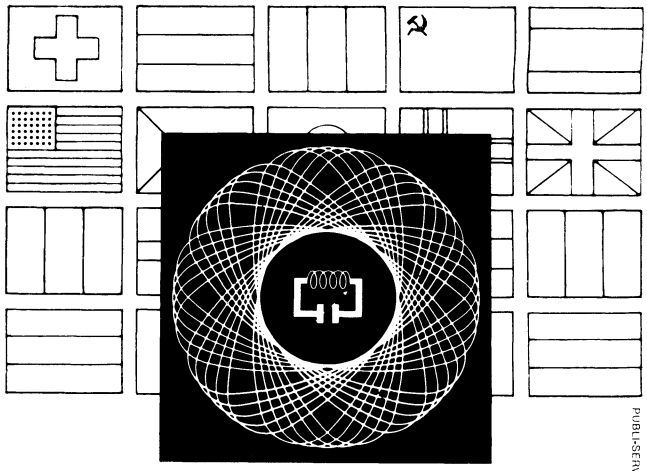
NET ..... **80 F**

Les commandes accompagnées d'un mandat-chèque, ou chèque postal C.C.P. 5608-71 bénéficieront du franco de port et d'emballage pour la Métropole

RADIO-VOLTAIRE

155, avenue Ledru-Rollin, PARIS-XI^e^ — ROQ. 98-64

RAPY



PUBLI-SERVICE

150.000 électroniciens à Paris

le premier intéressé C'EST VOUS !

SALONS INTERNATIONAUX DES

COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

ET DE L'ÉLECTROACOUSTIQUE

DU 28 MARS AU 2 AVRIL 1969
PORTE DE VERSAILLES - PARIS

COLLOQUE INTERNATIONAL SUR LA TÉLÉINFORMATIQUE

Problèmes scientifiques, techniques et économiques
Programme et modalités d'inscription sur demande
DU 24 AU 28 MARS 1969 - PARIS

S. D. S. A. - RELATIONS EXTERIEURES 16, RUE DE PRESLES - 75 PARIS 15^e^ - FRANCE

ATTENTION !

LE CATALOGUE COMPLET 1969 DES SEMI-CONDUCTEURS

vient d'être publié dans sa 3e édition augmentée de 16 pages :

format de poche (environ 9,5 cm × 14,5 cm)
80 pages plus couverture comprenant :

TABLEAUX de CORRESPONDANCE

SCHÉMAS DE BRANCHEMENT
CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES

6 pages de SCHÉMAS d'utilisation (aide-mémoire)
Contre 3,50 F en Timbres-poste.

RADIO PRIM
6, Allée Verte — Paris 11e

COURS PROGRESSIFS PAR CORRESPONDANCE

L'INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE

24, rue Jean-Mermoz - Paris (8e)

FORME **l'élite** DES RADIO-ÉLECTRONICIENS

MONTEUR • CHEF MONTEUR
SOUS-INGÉNIEUR • INGÉNIEUR
TRAVAUX PRATIQUES
PRÉPARATION AUX EXAMENS DE L'ÉTAT
PLACEMENT

infra

Documentation sur demande RC

la télévision en couleurs à portée d'

le diapo-télé test

AVEC VISIONNEUSE INCORPORÉE

BON GRATUIT D'INFORMATION

sur nos cours p. correspondance (à découper ou à recopier) Veuillez m'adresser sans engagement la documentation gratuite. (ci-joint 4 timbres pour frais d'envoi).

Degré choisi .....
NOM .....
ADRESSE .....
..... R.C. .....

AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT : Dessin Industriel, Aviation, Automobile

UN succès AU SALON

infra INSTITUT FRANCE ELECTRONIQUE

Je désire recevoir votre "Diapo-Télé-Test" (1er volume) avec visionneuse incorporée
Nom .....
Adresse .....
.....
Ci-inclus un chèque ou mandat-lettre de 12,70 F port comp.; 25,40 F pour vol. 1 et 2; 38,10 F vol. 1+2+3; 50,80 F vol. 1+2+3+4.

RAPY

LES QUATRE MEILLEURS LIVRES D'INITIATION

par E. AISBERG

■ **LA RADIO ?**
... Mais c'est très simple !
184 pages (18 X 23) - **PRIX : 7,80 F ; par poste : 8,58 F**

■ **LE TRANSISTOR ?**
... Mais c'est très simple !
148 pages (18 X 23) - **PRIX : 12,40 F ; par poste : 13,64 F**

■ **LA TÉLÉVISION ?**
... Mais c'est très simple !
168 pages (18 X 23) - **PRIX : 7,80 F ; par poste : 8,58 F**

■ **LA TÉLÉVISION EN COULEURS ?**
... C'est presque simple !
(en collaboration avec J. P. DOURY)
136 pages (18 X 23) - **PRIX : 21,60 F ; par poste : 23,76 F**

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO
9, rue Jacob, PARIS (6e) C. C. P. Paris 1164-34

DÉPARTEMENT PROFESSIONNEL INDUSTRIEL

GROSSISTE RADIOTECHNIQUE - COPRIM - R. T. C.

Tubes sécurité, thyratrons, cellules, tubes mesure, stabilisateurs, tubes affichage numérique, compteurs Geiger-Muller, émission, etc.

TOUS COMPOSANTS "TRANSCO"
POUR ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE - AUTOMATION CONTROLE - ASSERVISSEMENT

Connecteurs, cartes enfichables à circuit imprimé, blocs circuits, blocs Norbit, décades de comptage, multivibrateurs mono et bistable, résistances vitrifiées depuis 0,5 ohm, 3 à 100 watts, résistances C.T.N. et V.D.R., ferrites, pots, noyaux.

SEMI-CONDUCTEURS

Le plus grand choix en stock permanent : 500 types divers. Germanium, silicium, planar, Mesa, epitaxial, diodes, thyristors, zeners.

Nouveau tarif spécial 1969 contre 0,30 F en timbres

GROSSISTE COGECO

Condensateurs polyester, mylar, chimiques miniatures, résistances à couches 2 et 5 %

ASSISTANCE TECHNIQUE ASSURÉE

Nouveau tarif général 1969 contre 3 F en timbres

RADIO-VOLTAIRE
155, avenue Ledru-Rollin — PARIS (11e)
TÉL. 700-98-64 — C.C.P. 5608-71 — PARIS
PARKING ASSURÉ

RAPY

BULLETIN D'ABONNEMENT

à découper et à retourner à la

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

NOM .....

(Lettres d'imprimerie S.V.P.)

ADRESSE .....

.....

.....

MODE DE RÈGLEMENT *(biffer les mentions inutiles)*

- Mandat ci-joint
- Chèque ci-joint
- Virement postal au C. C. P. Paris 1164-34

		FRANCE	ÉTRANGER
Toute l'Electronique	à partir du N° ..... (ou du mois de.....) ABONNEMENT | RÉABONNEMENT	○ 40,00 F	○ 50,00 F
RADIO constructeur TV	à partir du N° ..... (ou du mois de.....) ABONNEMENT | RÉABONNEMENT	○ 24,00 F	○ 30,00 F
TELEVISION	à partir du N° ..... (ou du mois de.....) ABONNEMENT | RÉABONNEMENT	○ 25,00 F	○ 31,00 F
électronique Industrielle et microélectronique	à partir du N° ..... (ou du mois de.....) ABONNEMENT | RÉABONNEMENT	○ 60,00 F	○ 75,00 F
ELECTRONIQUE ACTUALITÉS	à partir du N° ..... (ou du mois de.....) ABONNEMENT | RÉABONNEMENT	○ 75,00 F	○ 90,00 F

Spécimens sur demande

TOTAL .....

DATE .....

RC 246

Pour la BELGIQUE, s'adresser à la Société BELGE DES EDITIONS RADIO, 164, Chaussée de Charleroi, Bruxelles-6, ou à votre libraire habituel.

Tous les chèques bancaires, mandats, virements doivent être libellés au nom de la SOCIETE DES EDITIONS RADIO, 9, r. Jacob, PARIS-6e.

CONVERSION DE FRÉQUENCE A LASERS

Débutant par une étude consacrée à un sujet d'une brûlante actualité, la **conversion de fréquence à lasers,** ce numéro traite par ailleurs de la **réalisation d'un compteur électronique transistorisé** — remplissant les fonctions de fréquencemètre, périodemètre, *chronomètre — ainsi* que celle d'un **gadget électronique** et d'un **générateur de signaux sinusoïdaux rectangulaires et en dents de scie.**

On y trouvera également la suite de l'article consacré aux **conditions optimales de fonctionnement des filtres de bande à quatre circuits couplés,** et deux études traitant des **discriminateurs de fréquence à comptage** et de la **technique des tuners F.M.**

Enfin, dans la rubrique B.F., on pourra se documenter sur **l'amplification de puissance à circuits intégrés et à circuits à couches épaisses** ainsi que sur les résultats du **banc d'essai d'un nouveau phonocapteur stéréophonique.**

TOUTE L'ELECTRONIQUE nº 333

Prix : 5 F **Par poste : 5,30 F**

UN MILLIER D'ÉMETTEURS ET DE RÉÉMETTEURS...

... assurent la couverture du territoire en première chaîne. Vous en trouverez la **liste complète, à jour au 1er décembre 1968, ainsi que les caractéristiques** dans les deux premiers numéros de 1969 de TELEVISION nº 190 et 191.

Au sommaire du numéro de ce mois (nº 191, mars 1969), nous relevons, en outre, des sujets aussi variés que : le début d'une étude originale sur la **télévision en relief,** les **problèmes de la prise de son en TV, l'utilisation de la mire couleurs Sotrafa, quelques aspects de la transistorisation des téléviseurs couleurs,** de nouvelles précisions sur la théorie des **amplificateurs H.F. à deux circuits couplés,** la réalisation d'un **amplificateur d'antenne V.H.F. à large bande.** De nombreuses informations d'actualité complètent, comme à l'accoutumée, ce riche numéro.

TELEVISION nº 191

Prix : 3 F **Par poste : 3,30 F**

INJECTION OU EXTRACTION DE COURANT?...

... Tel est le thème relatif aux circuits intégrés de logique, dont traite l'une des études du numéro de mars d'ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE. Au sommaire également :

— Où en est le soudage par faisceau d'électrons ?
— L'auscultation dynamique ultrasonore des matériaux.
— Un régulateur de température à circuits intégrés.
— Les applications du phototransistor « Universel » BPX 25.
— Montages de calcul à plusieurs générateurs de Hall.
— Etude et réalisation d'un traceur de courbes pour semi-conducteurs.
— La détection ultrasonore des fuites dans l'industrie,

et, dans la rubrique « Microélectronique » :

— La MECL III, la famille de logique la plus rapide au monde.
— Etude de nouvelles alimentations stabilisées 500 mA à circuits intégrés.
— Le « MESFET », FET travaillant à 12 GHz, ainsi que bien d'autres études auxquelles s'ajoutent les rubriques traditionnelles de la revue.

ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE nº 121

Prix : 7,50 F **Par poste : 7,80 F**

TOUTES LES NOUVELLES

industrielles, financières et commerciales sont publiées toutes les semaines dans ELECTRONIQUE-ACTUALITES, le journal dont tout le monde parle.

Prix : 2,50 F **Par poste : 2,70 F**

N.I.M. - LOGIER S. A., 4, place J.-B.-Clément, Paris — Le directeur de la Publication : L. GAUDILLAT — Dépôt légal 1969 - Editeur 472 Imprimeur 17

RAPPEL

des ouvrages de R. BESSON

■ RÉALISATION, MISE AU POINT ET DÉPANNAGE DES RÉCEPTEURS A TRANSISTORS

Pour ceux qui veulent construire eux-mêmes des récepteurs ou simplement en comprendre le fonctionnement. (2e édition)

80 pages (21 × 27). - **PRIX : 11,20 F; par poste : 12,32 F**

■ SCHÉMAS D'AMPLIFICATEURS B.F. A TRANSISTORS

Une gamme complète de schémas détaillés pour la réalisation d'amplificateurs de toute catégorie (radio, phono, prothèse auditive, etc.). (3e édition)

144 pages (16 × 24). - **PRIX : 18,60 F; par poste : 20,46 F**

■ SCHÉMAS D'AMPLIFICATEURS B.F. A TUBES

Une gamme complète d'amplificateurs basse fréquence, à petite et grande puissance. (4e édition)

64 pages (21 × 27). - **PRIX : 13,90 F ; par poste : 15,29 F**

■ TÉLÉVISEURS A TRANSISTORS

Description de tous les étages d'un téléviseur à transistors avec explication des schémas théoriques de base.

244 pages (16 × 24). - **PRIX : 27,80 F; par poste : 30,58 F**

■ TECHNOLOGIE DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

Tome I. — Études technologiques des résistances, condensateurs et bobinages.

264 pages (16 × 24). - **PRIX : 27,80 F; par poste : 30,58 F**

Tome II. — Diodes, transistors, circuits intégrés.

264 pages (16 × 24). - **PRIX : 30,90 F; par poste : 33,99 F**

■ TOUTE LA STÉRÉOPHONIE

Théorie et pratique de la stéréophonie : prise de son et reproduction. Description de schémas et d'installations.

168 pages (16 × 24). - **PRIX : 12,40 F; par poste : 13,64 F**

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob, PARIS (6e) C. C. P. Paris 1164-34

50.000 OHMS PAR VOLT

C'est la résistance interne du nouveau

C.S.M. 50

— Le contrôleur le mieux placé sur le marché européen —

- Équipage à suspension tendue par rubans.
- Calibres spécialement étudiés pour l'électronicien (à partir de 20 µA).
- Index désignant automatiquement l'échelle de lecture sur le cadran.
- Triple protection contre les surcharges.
- Cordons spéciaux du type imperdable.
- Fusible dans la pointe de touche.
- Échelle 6 V~ graduée de — 5 à + 18 dB. (niveau 0 = 1 mW - 600 Ω).

TENSIONS		INTENSITÉS chute de tension 0,3 V		RÉSISTANCE	
Continu 50.000 Ω/V	Alternatif 5000 Ω/V	Continu	Alternatif	Calibres	Centre d'échelle
0,1 V 0,6 V 6 V 20 V 60 V 600 V	 6 V 60 V 200 V 600 V	20 µA 200 µA 2 mA 20 mA 60 mA 0,6 A 6 A	 60 mA 0,6 A 6 A	1 Ω à 5000 Ω 1 KΩ à 5 MΩ	70 Ω 70 KΩ

DISPONIBLE PRIX H.T. **209F**

Une conception nouvelle assurant une haute fiabilité

Demandez la notice détaillée E 20

CHAUVIN ARNOUX

190, rue Championnet - PARIS-18e

Téléphone : 627 73-89 - 20 Lignes

UNISCOPE

OSCILLOSCOPE PORTATIF DE MESURE

P 70

pour le Serviceman :
un appareil indispensable

pour l'Ingénieur :
un auxiliaire précieux

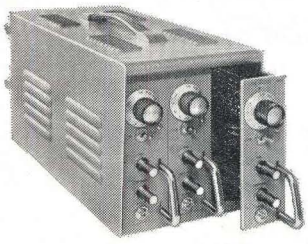
- Bande passante : du continu à 6 MHz
- Base de temps déclenchée : de 2 s/cm à 0,1 μ s/cm
- Etalonnages en tension et en temps
- Séparateur de télévision incorporé

une présentation fonctionnelle
une réalisation professionnelle

OSCILLOSCOPE PORTATIF A DOUBLE FAISCEAU - 10 DP

au laboratoire ou sur le chantier...

- **Précision et luminosité** : tube de 10 cm à post-accélération
- **Large bande** : plus de 8 MHz
- **Etalonnage en tensions** : de 10 mV/cm à 50 V/cm
- **Etalonnage en temps** : de 0,5 s/cm à 1 μs/cm



AMPLIFICATEURS DE TENSIONS CONTINUES

- Entièrement transistorisés
- Modules interchangeables
- Haute fiabilité
- Puissance de sortie élevée
- Enfichables en racks ou en coffrets
- Alimentation secteur ou batteries

une solution de vos problèmes d'amplification et d'enregistrement

UNITRON

Maintenant : **MODÈLE 10 DP/C**

SPÉCIAL POUR LA TÉLÉVISION EN COULEURS

75 TER, RUE DES PLANTES, PARIS 14e - TÉL. 532.93.78

RAPY