

RADIO constructeur

N° 242 • OCTOBRE 1968 • 3 F

**UN CHARGEUR AUTOMATIQUE
POUR ÉLÉMENTS
CADMIUM-NICKEL**

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

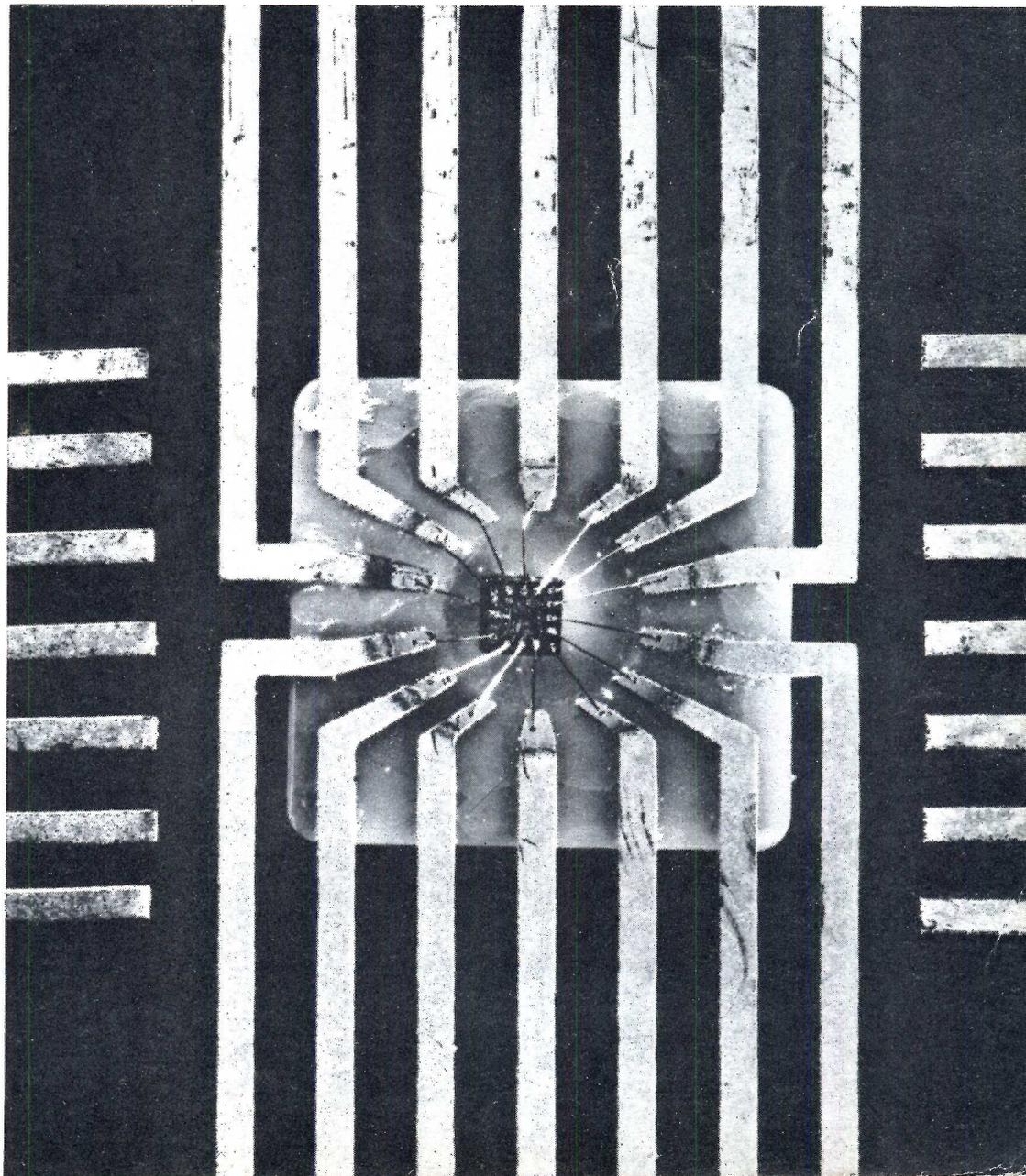
DANS CE NUMÉRO :

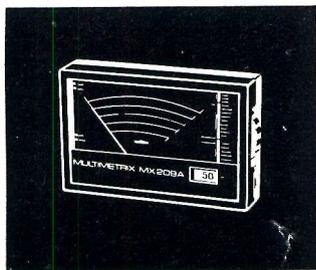
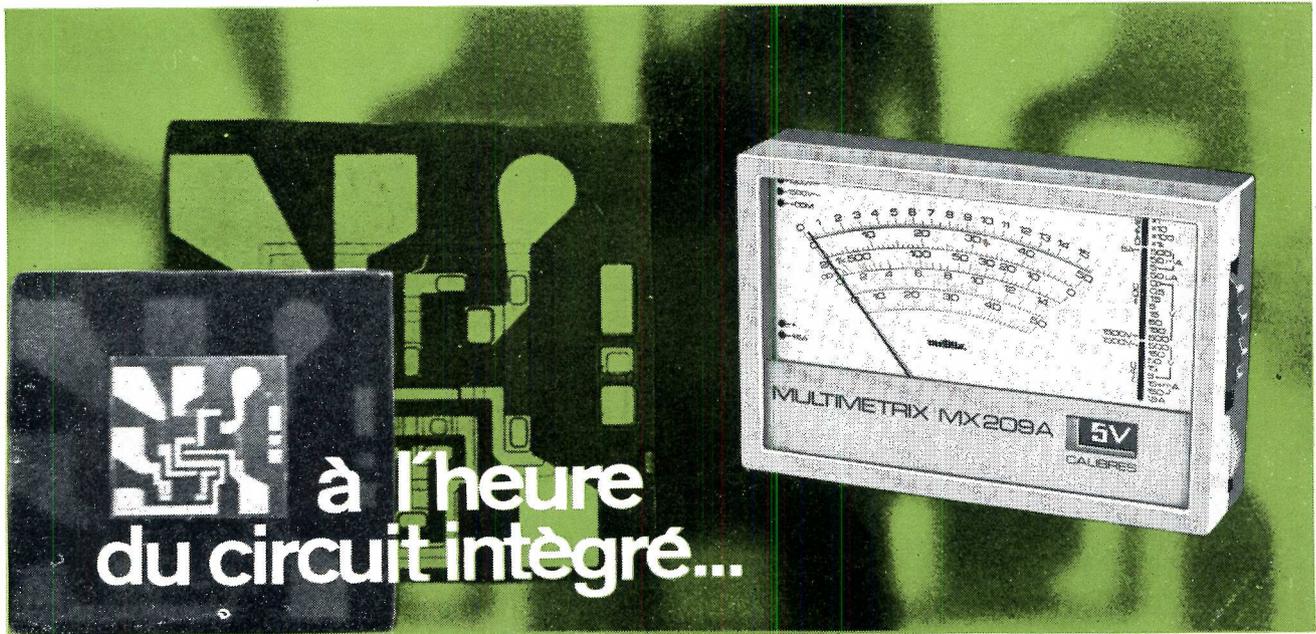
- Comment « aborder » les circuits intégrés 235
- SERVICE TV. — Maintenance des téléviseurs. Le tuner U.H.F. 247
- Du nouveau chez KORTING. Châssis TV de conception originale. Petit générateur de mire « Convergator ». Récepteurs combinés avec magnétophone à cassettes 261
- Nouveautés : composants, appareils de mesure, récepteurs 262

ÉLECTRONIQUE PRATIQUE

- Un relais d'alarme à transistors 236
- Un chargeur automatique pour accumulateurs cadmium-nickel 237
- Le calcul électronique. Les circuits logiques 242
- Circuits équivalents, atténuateurs et filtres (suite) 252
- Notre COURS DE PERFECTIONNEMENT : ELECTRONIQUE GENERALE. La résistance d'entrée du transistor dans les montages EC, CC et BC 255

Ci-contre : Circuit intégré DT11L 946 de la SGS-FAIRCHILD, encapsulé en boîtier plat. Le boîtier est vu en coupe de dessus.





Contrôleur "Multimétrix" MX 209 A

Multimètre portatif de format pratique. Protection par fusible et diode. Suspension antichoc. Ohmmètre de 2 Ω à 5 M Ω en 4 gammes.

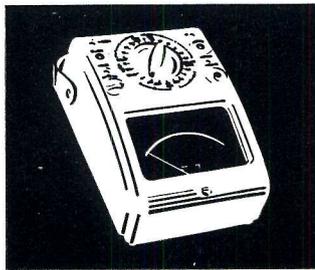
CARACTÉRISTIQUES COMMUNES AUX MODÈLES MX 209 A et MX 211 A

Ce sont deux NOUVEAUX MODÈLES, 20.000 Ω/V en continu, à sélecteur unique de calibres.

TENSIONS : Continu : 0,1 V à 1500 V en 9 calibres.
Alternatif : 5 V à 1500 V en 6 calibres.

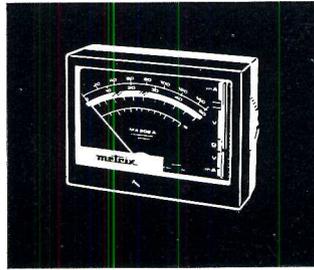
INTENSITÉS : Continu : 50 μA à 5 A en 6 calibres.
Chute de tension : 100 à 730 mV.
Alternatif : 150 μA à 1,5 A en 4 calibres.

Nombreux accessoires pour mesure de 6000 V cont. et alt., et 1000 A. alt.



Contrôleur professionnel MX 211 A

Protection par disjoncteur. Galvanomètre à bandes tendues. Boîtier bakélite. Appareil de table. Ohmmètre à 5 gammes : de 1 Ω à 20 M Ω .



Contrôleur universel MX 202 A

40.000 Ω/V en continu. Sélecteur unique de calibres. Galvanomètre à suspension par bandes, protégé. Possibilité de mesurer les éclaircissements. Nombreux accessoires.

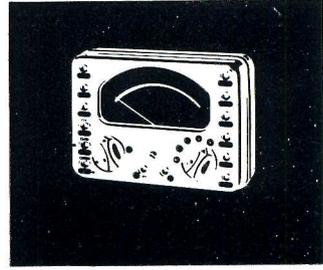
TENSIONS : Cont. : 50 mV à 1000 V en 10 calibres.

Alt. : 15 V à 1000 V en 5 calibres.

INTENSITÉS : Cont. : 25 μA à 5 A, en 7 calibres. Chute de tension comprise entre 0,05 V et 0,30 V.
Alt. : 500 mA à 5 A en 3 calibres.
Chute de tens. < 0,15 V.

RÉSISTANCES : 10 Ω à 2 M Ω en 3 gammes.

DÉCIBELS : 0 à 55 dB.



Contrôleur "de poche" 462

20.000 Ω/V en continu et alternatif. Equipage protégé et antichoc. Boîtier bakélite d'encorement réduit, format "de poche". Nombreux accessoires.

TENSIONS : Cont. : 1,5 V à 1000 V en 7 calibres.

Alt. : 3 à 1000 V en 6 calibres.

INTENSITÉS : Cont. : 100 μA à 5 A en 6 calibres.

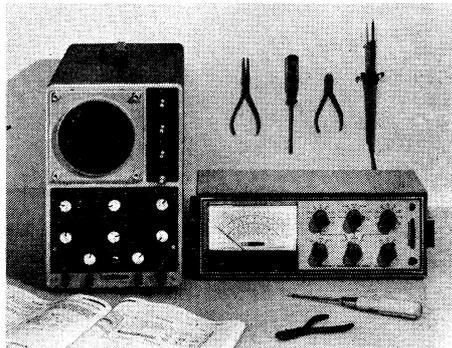
Alt. : 1 mA à 5 A en 5 calibre.

RÉSISTANCES : 5 Ω à 10 M Ω en 3 gammes.

DÉCIBELS : - 20 à + 50 dB.

Conçus chacun pour un besoin particulier, ces contrôleurs ont une précision de 1,5 % en continu et de 2,5 % en alternatif. Ils sont construits par le grand spécialiste français de la mesure : COMPAGNIE GÉNÉRALE DE MÉTROLOGIE - Boîte Postale 30 - 74 ANNECY - Téléphone (79) 45.46.00 - Télex 33822 - Câbles Métrix-Anneey - Bureaux de Paris : 56, Av. Emile-Zola (15^e) - Téléphone 250-63-26.

IM-25 : Millivoltmètre électronique CA-CC — entièrement transistorisé — alimentation piles ou secteur — 150 mV à 1.500 V pleine échelle — une échelle à zéro central — Ohmmètre.
 IO-12 E : Oscilloscope large bande — bande passante 3 Hz à 4 MHz à 3 dB — sensibilité 10 mV eff/cm — base de temps 10 Hz à 500 kHz plus 2 positions fixes pré-réglables (balayage ligne et image par exemple).



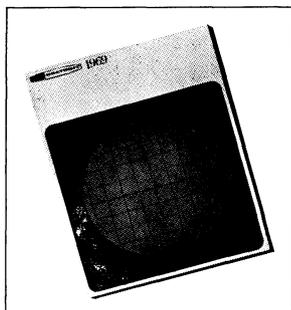
GAGNEZ 324 F AVEC LE KIT DE L'OSCILLOSCOPE IO-12 E ET 210 F SUR LE MILLIVOLTMETRE ELECTRONIQUE IM-25 DE HEATHKIT

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 A) Boîte Postale n° 47 92-BAGNEUX

Nom _____

Prénom _____ Age _____

Adresse _____

Profession _____



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 (6^e) - Tél. 326-18-90

Pince à dénuder

nouveau modèle

RAPY

pour le dénudage de fils très fins jusqu'à 5 mm

pincez...

tirez...

Pince fine comportant 36 lamelles au lieu de 24 pour le modèle courant, dénude impeccablement tous les fils très fins.

- aucun réglage
- aucune détérioration des brins conducteurs
- grosse économie de temps
- robuste simple et facile

R. DUVAUCHEL

3 bis, RUE CASTÉRÈS, 92-CLICHY - TÉL. : 737.34.30 et 34.31

En vente chez votre grossiste habituel



des milliers de techniciens, d'ingénieurs, de chefs d'entreprise, sont issus de notre école.

créée en 1919

Avec les mêmes chances de succès, chaque année, de nouveaux élèves suivent régulièrement nos **COURS du JOUR (Bourses d'Etat)** D'autres se préparent à l'aide de nos cours **PAR CORRESPONDANCE** avec l'incontestable avantage de travaux pratiques chez soi (*nombreuses corrections par notre méthode spéciale*) et la possibilité, unique en France, d'un stage final de 1 à 3 mois dans nos laboratoires.

PRINCIPALES FORMATIONS :

- Enseignement général de la 6^e à la 1^{re} (Maths et Sciences)
- Monteur Dépanneur
- Electronicien (C.A.P.)
- Cours de Transistors
- Agent Technique Electronicien (B.T.E. et B.T.S.E.)
- Cours Supérieur (préparation à la carrière d'Ingénieur)
- Carrière d'Officier Radio de la Marine Marchande

EMPLOIS ASSURÉS EN FIN D'ÉTUDES

DERNIÈRES CRÉATIONS

Cours Élémentaire sur les transistors
Cours Professionnel sur les transistors
Cours Professionnel de télévision
Cours de Télévision en couleurs
Cours de Télévision à transistors

ÉCOLE CENTRALE des Techniciens DE L'ÉLECTRONIQUE

Reconnue par l'Etat (Arrêté du 12 Mai 1964)
 12, RUE DE LA LUNE, PARIS 2^e - TÉL. : 236.78-87 +



Conseil National de l'Enseignement Privé par Correspondance

BON

à découper ou à recopier RC

Veillez m'adresser sans engagement la documentation gratuite

NOM

ADRESSE

A L'HEURE DE LA TV - COULEUR UN VISA POUR L'AVENIR AVEC



CENTRAD

MIRE COULEUR 888

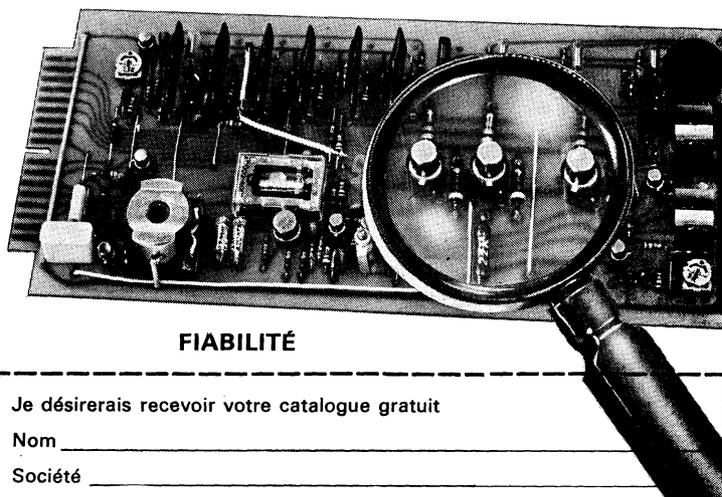
Appareil de conception extrêmement moderne, entièrement transistorisé, fournissant tous les signaux nécessaires au réglage et à la vérification des téléviseurs couleurs.

- Signaux de synchronisation entrelacés SECAM
- Grille de convergence et cadrage 12x16 carrés exacts avec points de surbrillance - Normes SCART
- Signaux d'identification pilotés par 2 quartz
- Echelle des gris à 6 niveaux équidistants
- Pureté sur une image grise, réglable manuellement du noir au blanc
- Signal de zéro discriminateur délivré par 2 quartz
- Réglage du circuit " cloche "
- Mire de couleurs : 6 bandes horizontales à teintes saturées aux normes ORTF
- Toutes les fonctions noir et blanc utilisables en 819 lignes
- Mire couleur à tiroir UHF interchangeable, livrable avec ou sans tiroir
- Tiroir UHF B. Enfichable sur connecteur dans la mire 888
- Fréquence variable couvrant tous les canaux UHF
- Modulation image + et —
- Son par quartz d'intervalle

FIABILITÉ

- Circuits imprimés sur verre époxy enfichables interchangeables
- Composants professionnels à haute stabilité
- Circuits modulaires à couche épaisse
- Fausses manœuvres impossibles

FIABILITÉ



FIABILITÉ



99, AVENUE DES ROMAINS
74 ANNECY - FRANCE
TÉL. : (79) 45-49-86 +
— TELEX : 33.894 —
CENTRAD-ANNECY
C. C. P. LYON 891-14

BUREAUX DE PARIS : 195, RUE DU FAUBOURG SAINT-DENIS
PARIS 10^e TÉLÉPHONE : 206-27-16

Je désirerais recevoir votre catalogue gratuit

Nom _____

Société _____

Adresse _____

Tél : _____



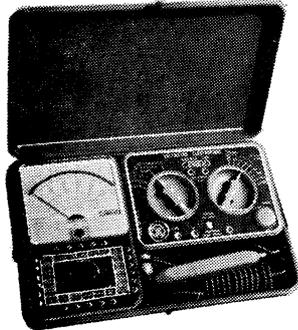
DU NOUVEAU !...

GIBOT

MESURES

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

LA MALLETTE DE
L'ÉLECTRONICIEU I...



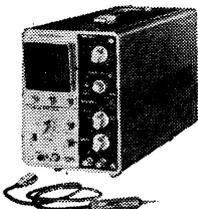
517A - 20 000 Ω/V en continu.
4 000 Ω/V en alternatif.
Cadran Miroir • 48 gammes.
● Anti-choocs ● Anti-surcharges.
● Equipage mobile blindé.
En coffret plastique
avec cordon, TTC **183,85**

743 - VOLTMÈTRE ÉLECTRONIQUE
11 MΩ en continu et 1^{re} gamme
de 100 mV
Equipé de transistors à effet de
champ. Mesure des résistances
jusqu'à 10 000 MΩ.
PRIX, avec étui, TTC ... **216,50**

L'ENSEMBLE avec étui
spécial, gravure ci-des-
sus, TTC **395,00**

Documentation générale
"CENTRAD" contre enveloppe timbrée

CENIRAD Kit FRANCE



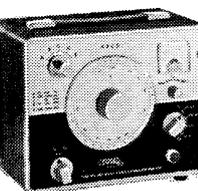
— DECRIIT DANS LES N°s 238 - 239 — OSCILLOSCOPE PROFESSIONNEL BEM 003

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 posi-
tions calibrées de 20 ms à 0,2 μs/div. Tube
cathodique diam. : 78 mm. Alimentation : alter-
natif 110 à 240 volts.
PRIX, complet en KIT **1.596,00**



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. **420,00**
PRIX, complet en « KIT », TTC ..
Décrit dans les n°s 236 et 237 de "Radio-Constructeur"



GÉNÉRATEUR BF "BEM 004"

— FRÉQUENCES : 5 gammes de 10 Hz
à 1 MHz.
— SINUSOÏDE - Tension de sortie réglable
en 4 gammes de 0 à 10 mV.
— DISTORSION < à 0,30 %.
— IMPÉDANCE 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 .. **624,00**

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

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 **252,00**
Etui cuir **28,80**

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 **630,00**
— Etui cuir **38,40**

GIBOT

★ RADIO-TÉLÉVISION

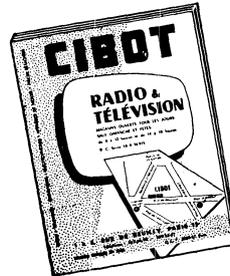
POSTEZ DÈS AUJOURD'HUI

★ LE BON DE COMMANDE CI-DESSOUS

PAR RETOUR DU COURRIER

NOUS VOUS ADRESSERONS :

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



Vous y trouverez :

Tubes Electroniques - Semi-Conducteurs -
 Diodes - Tubes cathodiques - Librairie -
 Mesures - Antennes - Appareillage élec-
 trique - Toutes les Fournitures pour le
 dépannage - Chargeurs d'accus - Tables
 et Meubles - Baffles acoustiques - Tourne-
 disques - Micros - Amplificateurs - Tuner
 AM/FM - Outillage - Régulateurs - Vi-
 breurs, etc.

PRIX **5 Frs**
(ou 15 timbres-poste à 0,30)

Cette somme, jointe, me sera remboursée
à ma première commande.

● BON RC 242

NOM

ADRESSE

.....

.....

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

Notre Service « DOCUMENTATION » met également

A VOTRE DISPOSITION :

(Indiquer d'une X la rubrique qui vous intéresse)

CATALOGUE 104/7

(Couverture Rose)

Toute une gamme d'ensembles de conception indus-
trielle 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

● SCHÉMATHÈQUE "CIBOT" ●

N° 1 5 TELEVISEURS - Adaptateurs UHF universels - Interphones
Emetteurs - Récepteurs - Poste Auto - 11 modèles de ré-
cepteurs à transistors - Tuners et Décodeur Stéréo FCC -
Magnétophone.

112 pages augmentées
de nos dernières réalisations

PRIX **4,00**

N° 2 BASSE FREQUENCE

13 Modèles d'Electrophones.
15 Modèles d'Amplificateurs Mono et Stéréo.
2 Préamplificateurs Correcteurs.

104 pages augmentées
de nos dernières réalisations

PRIX **4,00**

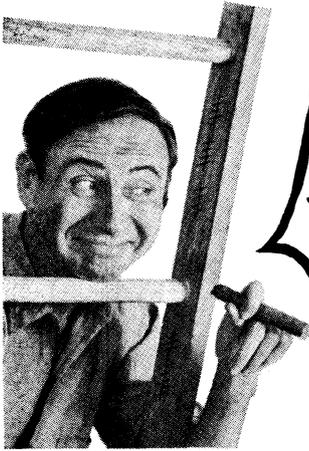
TOTAL

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 Reully, PARIS-XII^e.
Téléphone : DID. 66-90.
Métro : Faldherbe-Chaligny.
C.C. Postal 6129-57 PARIS.



IL EST VRAIMENT PROFESSIONNEL LE NOUVEAU MESUREUR DE CHAMP

AVEC LUI, ENFIN,
J'ARRIVE A CALCULER
AVEC PRÉCISION
MES INSTALLATIONS
D'ANTENNES !
**VIVE LE
MC 16**

CENTRAD MC 16



- 4 gammes de fréquence VHF et UHF
- Précision en fréquence : 2 %
- Sensibilité : 2,5 μ V à 1 V
- Détection AM - FM
- Haut-parleur incorporé
- Poids : 3,800 Kg.
- Circuits imprimés en verre epoxy
- Composants professionnels à haute stabilité

CENTRAD

89, AVENUE DES ROMAINS
74 ANNECY - FRANCE
TÉL. : (79) 45-49-86 +

— TELEX : 33.894 —
CENTRAD-ANNECY
C. C. P. LYON 891-14

BUREAUX DE PARIS : 195, RUE DU FAUBOURG SAINT-DENIS
PARIS 10^e TÉLÉPHONE : 206-27-16

**Tous les appareils CENTRAD sont en vente
dans nos Agences et Dépôts Régionaux DE PROVINCE**

03 **RADIO DU CENTRE**
5, RUE PASTEUR, MOULINS - 18.33

07 **SCHADROFF**
BOURG-ST-ANDEOL - 04.53.73

13 **COMPTOIR RADIO-TECHNIQUE**
14, RUE JEAN-DE-BERNARDY, MARSEILLE 1^{er} - 62.16.02

29 N **COMPTOIR TECHNIQUE D'ELECTRICITÉ**
6, RUE VICTOR-PENGAM, BREST - 44.63.19

31 **LAPORTE**
27, RUE CARAMAN, TOULOUSE - 22.16.95

35 **COMPTOIR TECHNIQUE D'ELECTRICITÉ**
13, RUE DE LA SANTÉ, RENNES - 00.82.46

38 **CHARLAS**
38, AVENUE ALSACE-LORRAINE, GRENOBLE - 44.29.02

44 **MESURELEC**
40, RUE ARISTIDE-BRIAND, NANTES

49 **RADIO COMPTOIR DE L'OUEST**
19, RUE DE LA ROE, ANGERS - 88.25.89

53 **RADIO COMPTOIR DE L'OUEST**
6, RUE FRANÇOIS-PYRARD, LAVAL - 90.14.30

54 **DELOCHE BERGERET**
19, RUE JEANNE-D'ARC, NANCY - 53.37.84

57 **NIKAES**
25, AVENUE FOCH, METZ - 68.06.92

59 **Fournitures Electroniques du Nord**
10, RUE JEAN JAURÉS, ANZIN - 46.53.68

ORTAM
11, RUE DE CROUY, ROUBAIX - 73.51.76

63 **RADIO DU CENTRE**
11, PLACE DE LA RÉSISTANCE, CLERMONT-FERRAND - 93.24.28

64 **TRANSISCOPE**
11, RUE DOCTEUR-DASSIEU, PAU - 27.40.02

66 **LAPORTE**
2, RUE DES TUILERIES, PERPIGNAN - 34.57.46

67 **HOHL & DANNER** Strasbourg, Mulhouse
6, RUE LIVIO, STRASBOURG-MEINAU - 34.54.34

69 **RADIALEX** Grenoble
74, RUE VENDOME, LYON - 24.51.78

71 **RADIO COMPTOIR DE BOURGOGNE**
4, RUE DOCTEUR-CALMETTE, CHALON/SAONE - 48.30.13

76 **OMNIUM ELECTRONIQUE**
EGLOFF FRÈRES et Cie - 8, RUE PAUL-DOUMER, LE HAVRE - 42.01.80

81 **BARDOU**
20, RUE DE LA MÉGISSERIE, GRAULHET - 1.57

83 **ARTEM** NICE - 85.54.75
1 et 3, AVENUE DUSSAP, TOULON - 93.45.02

89 **L'YONNE ÉLECTRIQUE**
RUE GUYNEMER, AUXERRE - 9.31

**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 (11^e)
 TÉL. 700-98-64 - C.C.P. 5608-71 - PARIS

PARKING ASSURÉ

RAPY

NOTRE OFFRE EXCLUSIVE

JEUX D'ÉLÉMENTS de montage pour Amplificateurs sans fer;
 DIODES ZENER; ASSORTIMENTS de Condensateurs, Potentiomètres,
 Résistances à couche et TRANSISTORS ORIGINAL de MARQUE
 (Extrait de notre OFFRE SPÉCIALE B/1968)

KIT N° 3 Amplificateur BF de puissance sortie sans fer 10/W **27,50 F**

Sept Transistors et deux Diodes	Courant max. 600-650 mA	
Alimentation 30 V	Raccord. de haut-parleur 5 ohms	
Courant repos 70 - 80 mA	Circuit imprimé, foré, dim. : 163x105 mm	6,20

avec schéma et liste détaillée des pièces détachées

DIODES ZENER 1 w à 4,3 5,6 6,2 6,8 7,5 8,2 9,1 10, 11, 12 V **1,30**

**ASSORTIMENTS DE COMPOSANTS
ÉLECTRONIQUES**

N° de commande	F
DIO 3 100 Diodes submin. au germanium	7,00
TRA 1 50 Transistors variés	7,50
ZE 101 10 Diodes zener, valeurs variées 250 mW-1 W	12,50
ELKO 1 30 Cond. électrolyt. BT, min. bien assortis	9,50
KER 1 100 Cond. céram., tub., disque et perle, 20x5 p.	6,25
KON 1 100 Cond. à film plast., 20 valeurs x 5 pièces	6,25
EIN 1 10 Potentiomètres min., valeurs bien assorties	4,50
WID 1-1/8 100 Résistances à couche, 20 x 5 p. 1/8 W	6,25
WID 1-1/2 100 Résistances à couche, 20 x 5 p. 1/2 W	7,50

**TRANSISTORS
ORIGINAL
DE MARQUES**

	équiv.	F
AC 153 AC 128	0,75	
AC 188K AC 178	1,50	
AD 136	2,90	
AD 150 OC 26	3,75	
AF 27 = AC 127	0,90	
AF 142 = AF 114	1,50	
AF 143 = AF 115	1,50	
AF 144 = AF 116	1,25	
AF 149 = AF 117	1,00	
RF 107 = BC 107	0,90	
2N 706 = BSY 62	0,90	

**UNIQUEMENT MARCHANDISE NEUVE DE HAUTE
QUALITÉ DISPONIBILITÉS LIMITÉES Prix nets**

Toutes les commandes seront exécutées immédiatement
 de Nurnberg par avion et contre remboursement.
 Expéditions dans tout le monde. Sous le régime du Marché Commun Européen
 marchandise exempte des droits de douane. Port et emballage au coûtant.

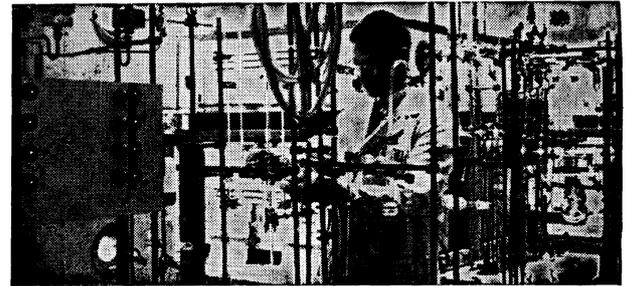


Demandez, s.v.p., gratuitement notre
 OFFRE SPÉCIALE B/1968 COMPLÈTE :

EUGEN QUECK

Ingénieur-Büro Import - Export

D-85 NURNBERG Augustenstr. 6
 République Fédérale Allemande



**électronique
formation ou recyclage**

Formation et recyclage nécessitent le choix judicieux d'un mode d'ensei-
 gnement bien adapté.

Efficace pour être rapidement utile, souple pour s'appliquer à chaque cas
 particulier, orienté sur les utilisations industrielles des techniques, l'ensei-
 gnement 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.

INGENIEUR

Deux ans et demi à trois ans d'études sont néces-
 saires à partir du niveau du baccalauréat mathématiques. Ce cours comporte,
 avec les compléments de mathématiques supérieures, les éléments de physi-
 que moderne indispensables pour dominer l'évolution des phénomènes
 électroniques.

Programme n° IEN-20

AGENT TECHNIQUE

Un an à dix-huit mois d'études per-
 mettent, 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 utiliza-
 tions qui se généralisent à tous les domaines.

Programme n° SCT-20

COURS ELEMENTAIRE

A partir du Certificat d'Etudes
 Primaires, ce cours apporte en six à huit mois, les principes techniques
 fondamentaux de l'électronique. Les comparaisons avec des phénomènes
 familiaux, l'appel au bon sens plus qu'aux mathématiques, facilitent l'acqui-
 sition des connaissances de base utilisables et ouvertes aux perfectionne-
 ments.

Programme n° EB-20

AUTRES SPECIALISATIONS

ENERGIE ATOMIQUE - Formation d'ingénieur	EA20
ELECTRICITE - Chef Monteur - Ag. Technique-Ingénieur	203
AUTOMOBILE-DIESEL - Technicien et Ingénieur	204
MATHEMATIQUES - 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., C^{ie} Thomson-Houston, etc...

INSTITUT TECHNIQUE PROFESSIONNEL

69, Rue de Chabrol, Section RC, PARIS 10^e - 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

indispensable !

**SERVICE-SET
KONTAKT**



**5 MINIBOMBES
AÉROSOLS
sélectionnées
dans la gamme KONTAKT
pour le dépannage
et l'entretien des contacts électriques
et présentées
dans une élégante pochette gratuite.**

* Les produits KONTAKT n'attaquent pas les matières plastiques.

KONTAKT 60 - Réduit les couches d'oxydes et de sulfures.

KONTAKT 61 - Constitue un micro-film anti-corrosif assurant une protection de longue durée, pour contacts et châssis neufs.

KALTE SPRAY 75 - Soudure des pièces sensibles à la chaleur et détection rapide des pannes d'origine thermique.

FLUID 101 - Produit hydrofuge repoussant l'eau, éliminant l'humidité et rétablissant les constantes électriques normales.

KONTAKT WL - Produit de nettoyage dissolvant les impuretés, les graisses et les résidus de fabrication.

*Documentation générale
et liste de nos dépositaires
sur demande à*

SLORA

B.P. 41 57-FORBACH

RAPY

AGELEC

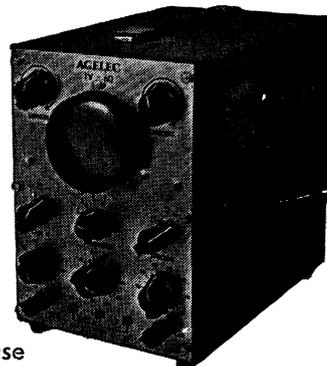
présente une gamme d'appareils étudiés spécialement pour le dépannage

Simplicité d'emploi — Robustesse — Performances

OSCILLOSCOPE TV 60

L'oscilloscope idéal pour les dépanneurs. Étudié et réalisé par des électroniciens en contact journalier avec les problèmes TV.

- ★ Sensibilité: 0,2 volt c/c = 1 cm
- ★ Bande passante: 5 c/s - M c/s
- ★ Balayage: 20-30.000 c/s
- ★ Tube D G 7/32
- ★ Consommation: 30 watts
- ★ Dim.: 275 X 225 X 160 mm
- ★ Poids: 6 kg



Prix: 720 F TVA comprise

SENSATIONNEL !

50 % des tubes cathodiques "défectueux" rénovés grâce au TC1

**CONTROLEUR ET RÉNOVATEUR
DES TUBES CATHODIQUES**



Cet appareil permet :

- 1° de contrôler l'état des tubes cathodiques (isolement, émission cathodique, durée de vie probable, etc.);
- 2° de remédier à la plupart de ces défauts (cathode usée, courts-circuits entre électrodes, etc.).

2 tubes sauvés remboursent largement le prix de l'appareil !
(240 F T.T.C.)

SIGNAL TRACER SN 60

**LE LABORATOIRE
DE POCHE**

★ Localise en quelques instants l'étage en panne dans un poste de radio.

Prix : 75,84 F
TVA comprise



Demandez une documentation.

AGELEC

11, rue Romain-Rolland — 93-LES LILAS — 845-74-18

Type

M

CONDENSATEURS ÉLECTROCHIMIQUES

MINIACEF

Série « haute-tension » (150 v à 350 v)



Anode et cathode en aluminium "etché" confèrent à ces condensateurs une remarquable stabilité en capacité



Fig. 3

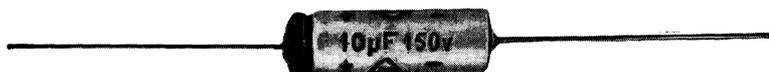


Fig. 5



Fig. 6

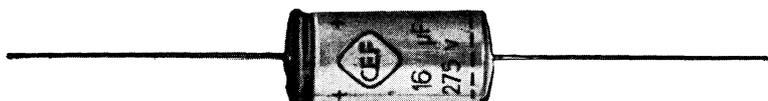
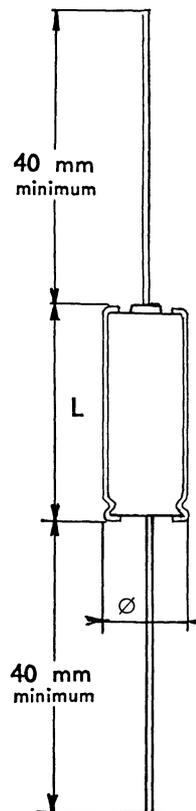


Fig. 7



Réalisation : Anode et cathode en aluminium « etché » confèrent à ces condensateurs une remarquable stabilité en capacité.

Utilisations : Filtrages, découplages, liaisons.

Présentation : Etui aluminium recouvert d'une gaine plastique isolante.

Sorties : Par fils spécialement étamés pour soudure au bain. \varnothing 0,8 mm.

Durée de vie : Comparable à celle de condensateurs au papier.

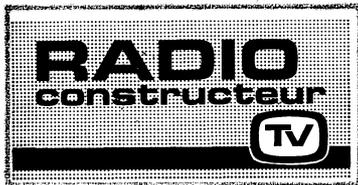
Température d'utilisation : — 10° C à + 70° C en service permanent dans les conditions normales d'emploi.
+ 85° C si la tension de service est de 50 V inférieure à la tension nominale.

Pression extérieure minimum : 10 cm de Hg.

Conditionnement : ces condensateurs sont livrés en sachets de 100 pièces.

CAPACITE (en μ F)	Tensions (en volts)		Dimensions (en mm)		Figure	I eff. maxim. à 100 Hz (en mA)	Impédance maximum à 100 kHz (en Ω)
	Service	Pointe	\varnothing	L			
10	150	165	9	28	5	70	4
25	—	—	14	30	7	130	1,5
32	—	—	14	30	7	140	1
2	275	300	9	18	3	20	36
5	—	—	9	28	5	45	15
10	—	—	9	28	5	70	5,5
16	—	—	11	30	6	100	3,5
20	—	—	14	30	7	110	3,25
2	350	385	9	18	3	20	36
4	—	—	9	28	5	40	15
8	—	—	11	30	6	60	7,5
16	—	—	14	30	7	100	3,75

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



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**

Étranger..... **30 F**

Changement d'adresse **0,60 F**

● ANCIENS NUMÉROS ●

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

Nos 73, 75, 76, 78, 79, 85 à 94,
96, 98 à 100, 102 à 105,
108 à 113, 116, 119 à 120,
122, 125, 127 à 130, 132 à
134 **1,20 F**

Nos 135 à 146 **1,50 F**

Nos 147 à 174, 177 à 181, 186,
188 à 191 **1,80 F**

Nos 193 à 194, 196 à 232 **2,10 F**

Nos 233 à 239 **2,50 F**

N° 240 et suivants **3,00 F**

Par poste : ajouter 0,20 F par numéro.



**SOCIÉTÉ DES
ÉDITIONS RADIO**

ABONNEMENTS ET VENTE :

9, Rue Jacob, PARIS (6^e)

033-13-65 — C. C. P. PARIS 1164-34

RÉDACTION :

42, Rue Jacob, PARIS (6^e)

633-65-43



PUBLICITÉ :

PUBLICITÉ ROPY S.A.

(P. 644)

143, Avenue Emile Zola, PARIS

TÉL. 736-57-43

Comment "aborder" les circuits intégrés

Est-il utile de connaître la constitution interne des circuits intégrés de différents types, que l'on trouve de plus en plus nombreux sur le marché ?

C'est la question qui a servi de point de départ à une vive discussion, au cours d'une réunion de journalistes professionnels, de techniciens et de professeurs à laquelle nous avons eu l'occasion d'assister récemment.

On peut dire, en gros, que les « enseignants » défendaient la nécessité de la « connaissance approfondie », tandis que les techniciens l'estimaient, en général, sans aucune utilité. Disons tout de suite que nous nous sommes rangé à l'opinion de ces derniers.

En effet, il faut penser qu'un circuit intégré, tout en étant constitué, en toute rigueur, d'un certain nombre de transistors, de résistances et de diodes, représente un bloc mécaniquement indivisible, une sorte de cellule élémentaire, à l'intérieur de laquelle il est tout à fait impossible d'intervenir de quelque façon que ce soit, même pas pour effectuer une mesure et, à plus forte raison, pour « dépanner ».

En d'autres termes, il faut s'habituer à considérer un circuit intégré non comme un montage, mais comme une fonction, au même titre qu'un tube électronique ou un transistor « discret ».

Vouloir à tout prix connaître le fonctionnement « interne » d'un circuit intégré n'a pas plus de sens que de vouloir connaître la forme et les dimensions exactes des électrodes d'un tube, le diamètre des fils constituant la ou les grilles, le « pas » de ces dernières, etc.

Il faut reconnaître, cependant, que les fabricants de circuits intégrés favorisent, involontairement sans aucun doute, la tendance « analytique », en

publiant dans leurs notices des schémas complets (le plus souvent sans aucune valeur numérique, d'ailleurs) des circuits qu'ils proposent.

Prenons un exemple concret : le circuit intégré TAA 300 (RTC), qui, sous une forme particulièrement compacte, celle d'un boîtier TO-74 (diamètre 9,4 mm ; hauteur 5,3 mm) constitue un amplificateur B.F. complet, pouvant délivrer une puissance de 1 W, avec une alimentation de 9 V. Il se compose — le schéma du fabricant nous l'indique — de 11 transistors, de 5 diodes et de 14 résistances, ce qui est déjà, en soi, à peine croyable lorsqu'on n'est pas habitué aux circuits intégrés.

Nous voyons également que l'ensemble représente un certain nombre d'étages à la structure connue : amplificateurs différentiels, à liaison directe, etc., mais en réalité cela nous est totalement indifférent. Si nous utilisons un TAA 300, nous devons le faire avec le même état d'esprit que si nous utilisons un tube EL 84, par exemple : nous vérifions que l'amplitude du signal à l'entrée et la puissance à la sortie correspondent aux spécifications du fabricant ; nous nous assurons, par acquit de conscience, que le courant de repos ne dépasse pas les limites fixées. Et c'est tout !

Que l'on analyse, dans le cadre d'un cours de technologie, par exemple, les solutions adoptées, et qu'on les justifie, c'est une autre affaire. Mais aussitôt que l'on passe à l'utilisation, un circuit intégré doit être traité en « boîte noire », qui, recevant un certain signal à l'entrée, doit restituer un signal bien déterminé à la sortie. Ce n'est pas autre chose. Et ce n'est déjà pas si mal que cela...

W.S.

RÉALISATION

d'un

RELAIS D'ALARME

à transistors

Ce relais d'alarme a été mis au point pour protéger un local inoccupé la nuit. Il est invisible, incrochetable, indérégla- ble, indépendant du secteur, peu exigeant en consommation (40 μ A à l'état de veille). Ce montage fait largement appel aux interrupteurs à lames souples **Mazda**, chaque ouverture à protéger recevant un interrupteur modèle 4 W. Chaque porte et chaque fenêtre reçoivent un petit aimant (de piège à ions, par exemple) caché dans le chambrant de manière que l'aimant soit en face de l'interrupteur. Tous les interrupteurs sont connectés en série, et le montage n'exige donc qu'un seul fil, le nombre d'interrupteurs pouvant être quelconque.

Les portes et fenêtres fermées, tous les interrupteurs sont donc en court-circuit. Le circuit AB se comporte comme une boucle fermée, dont la continuité se trouve rompue lors de l'ouverture d'une fenêtre ou d'une porte, par l'éloignement de l'aimant de l'interrupteur correspondant.

Pour expliquer le fonctionnement de ce montage, partons de l'instant où l'on veut quitter les lieux protégés. Pour ce faire, il faut placer le commutateur COM-1 en position 2, position qui contrôle le bon fonctionnement de l'installation. L'ampoule A ne doit pas s'allumer, car s'il en était autrement, cela signifierait qu'une ouverture n'est pas close. Toujours en position 2 du COM-1, et la continuité du circuit AB ayant été rétablie, on peut ouvrir une ouverture quelconque, l'allumage de l'ampoule indiquant alors le bon fonctionnement du montage et l'état de la pile d'alimentation, sans qu'il soit nécessaire de débrancher le système d'alarme, car en position 2 le condensateur C_1 se charge à travers la résistance de 27 k Ω .

Placer alors le commutateur COM-1 en position 3 (position de veille). Le temporisateur met le système hors fonction pendant environ 28 secondes (le temps nécessaire pour sortir et refermer la porte). Ce temporisateur fonctionne de la manière suivante.

En position 2, le condensateur C_1 a été chargé, et sa décharge à travers la résistance R_1 fait circuler un courant entre la base et l'émetteur de T_2 . Donc, ce transistor débite dans la bobine B_1 (bobine d'excitation d'un interrupteur 4 W), et l'interrupteur correspondant est donc fermé. Tant que C_1 garde une charge nécessaire pour assurer le courant de base de T_2 , le transistor T_1

teur correspondant se ferme et un courant traverse B_3 (relais **Siemens** à quatre contacts, A à D, repos, et quatre contacts travail) dont les contacts passent de la position repos, à la position travail.

A partir de ce moment le transistor T_1 ne peut plus contrôler la position du relais B_3 qui reste en position travail. Un courant permanent circule dans B_3 et, d'autre part, la boucle AB est ouverte par le déplacement du contact C du relais B_3 . Une tension est appliquée au condensateur C_1 à travers une résistance ajustable de 500 k Ω (réglée à mi-course) et ce condensateur se charge donc. Sa charge terminée, un courant circule dans T_2 et ferme l'interrupteur de B_1 (en 12 secondes) qui envoie un courant dans B_4 (bobine d'excitation d'interrupteur

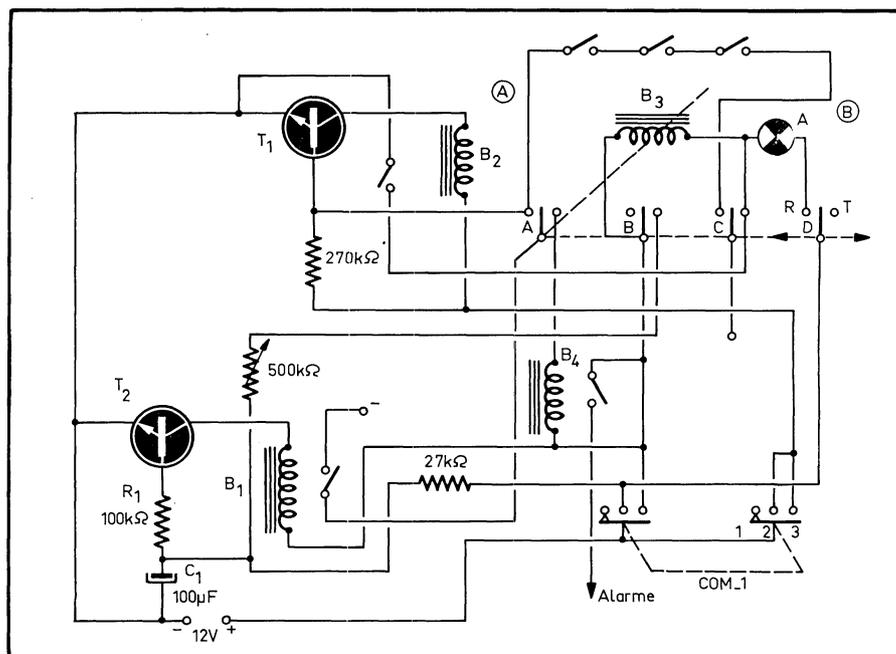


Schéma du relais d'alarme transistorisé. Entre les points A et B le nombre d'interrupteurs peut être quelconque.

ne peut débiter, car sa base est en court-circuit avec son émetteur. Le système reste au repos, jusqu'à la fin de la décharge de C_1 .

Admettons maintenant que, le système étant à l'état de veille, l'on ouvre une ouverture quelconque. La boucle AB se trouve donc interrompue; le transistor T_1 reçoit une tension sur sa base par l'intermédiaire de la résistance de 270 k Ω et débite un courant qui traverse B_2 (bobine d'excitation d'interrupteur 4 W). L'interrupteur

50 W). Cet interrupteur se ferme et déclenche l'alarme, dont le circuit ne doit pas consommer plus de 50 W. Les 12 secondes de temporisation permettent au propriétaire de placer le commutateur COM-1 en position 1, qui est celle de repos.

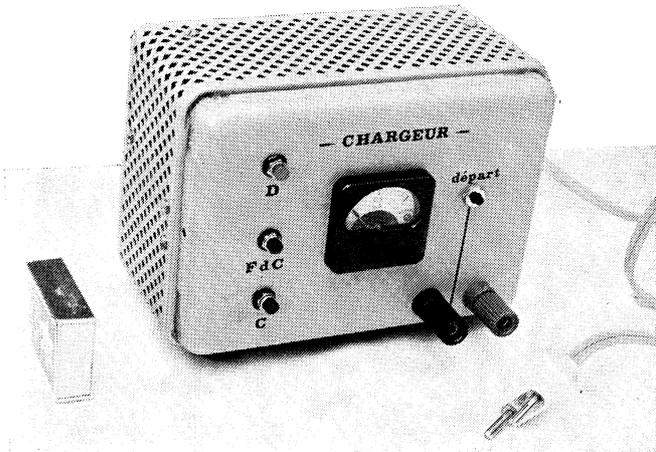
Les transistors T_1 et T_2 sont des BC 108. Pour courber les sorties des interrupteurs à lames souples il faut placer une pince entre le verre et la partie à plier, sous peine de casser la bulle de verre.

A. COLSON.

LA MÉTROLOGIE A STRASBOURG

Du 15 au 17 octobre prochains, se dérouleront les **IX^e Journées de la Métrologie** à l'Ecole Nationale Supérieure des Arts et de l'Industrie de Strasbourg (ENSAIS). De nombreux représentants des principaux constructeurs d'appareils de mesure fréquenteront ces journées qui seront certainement très intéressantes à suivre. Parmi les par-

ticipants, on peut noter entre autres : Philips, Métrix, Schneider (division électronique professionnelle), C.R.C., Alcatel, SEFRAM, Schlumberger, etc. Pour tous renseignements complémentaires, s'adresser à la Faculté des Sciences, Service Electronique, 3, rue de l'Université. Tél. : 35-51-50.



Réalisation d'un chargeur d'accumulateurs cadmium-nickel

Les accumulateurs cadmium-nickel sont, grâce à leurs nombreux avantages, de plus en plus utilisés en électronique. Si la charge des accumulateurs au plomb ne demande aucune précaution particulière, celle des accumulateurs cadmium-nickel doit se plier à plusieurs règles essentielles, faute de quoi les

performances obtenues peuvent laisser à désirer, et l'on aboutit inévitablement à une destruction rapide des éléments. Le chargeur automatique décrit respecte toutes les conditions de charge conseillées par le constructeur, pour l'obtention d'un rendement maximal.

bout de 18 heures. L'alimentation est coupée, et l'accumulateur isolé de tout circuit.

Toutes ces opérations peuvent être suivies et contrôlées, grâce à trois voyants et un galvanomètre, montés sur la face avant de l'appareil.

Nous allons étudier plus en détails toutes les parties constitutives de ce chargeur, à savoir :

- La base de temps et l'ensemble de commutation ;
- Le générateur de courant constant ;

1. — Introduction

La caractéristique de charge d'un accumulateur au plomb, c'est-à-dire la courbe traduisant les variations de la tension aux bornes de l'accumulateur en fonction du temps, présente une nette remontée en fin de charge. On utilise généralement cette propriété, dans les chargeurs automatiques d'accumulateurs au plomb, pour commander le système de fin de charge. Dans le cas des batteries cadmium-nickel, aucun symptôme ne se manifestant généralement en fin de charge, il est impossible d'utiliser une variation de caractéristique de l'accumulateur pour provoquer l'arrêt de la charge. Ce dernier est donc commandé à partir d'une base de temps, qui permet de disposer d'une temporisation d'une vingtaine d'heures, réglable suivant le type d'accumulateur utilisé.

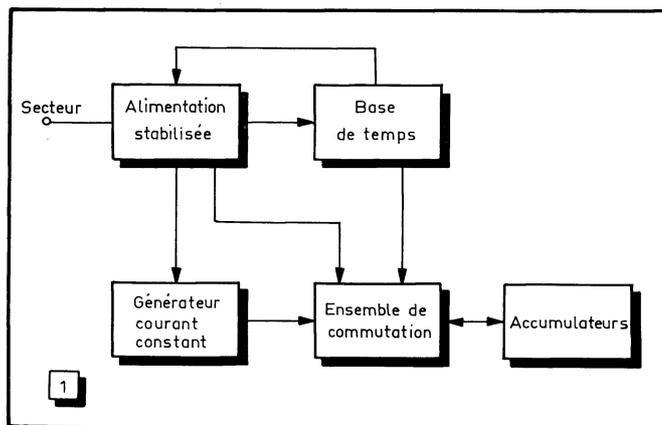
2. — Étude théorique

Le schéma synoptique du chargeur est représenté dans la figure 1. Une alimentation stabilisée en tension, alimente simultanément une base de temps, un générateur de courant constant et l'ensemble de commutation automatique. L'accumulateur étant branché aux bornes de l'appareil, trois opérations ont lieu successivement, sans aucune intervention manuelle, quelle que soit la tension nominale de l'accumulateur utilisé. Ces trois opérations sont les suivantes :

1. — Décharge complète de l'accumulateur à travers une résistance de puissance de 15 ohms, et déclenchement simultané d'une base de temps, permettant de disposer d'une temporisation de 18 heures ;

2. — Arrêt de la décharge lorsque la tension aux bornes de l'accumulateur n'est plus que de 1 volt environ, et commutation en position charge. La charge s'effectue à courant constant. Suivant les données du constructeur, la valeur de ce courant de

Fig. 1. — L'ensemble de commutation, qui joue le rôle de poste d'aiguillage, permet à l'accumulateur d'éliminer sa charge résiduelle, avant qu'il soit commuté sur le générateur de courant constant. La base de temps détermine la durée de charge, ajustée en fonction du type d'accumulateur utilisé.



charge correspond au régime C/10 pour le type d'accumulateur utilisé (*) ;

3. — Arrêt automatique de la charge au

(*) C représente la capacité de l'accumulateur en mAh. Ainsi, pour un modèle de 50 mAh, le courant de charge sera de 50 mA.

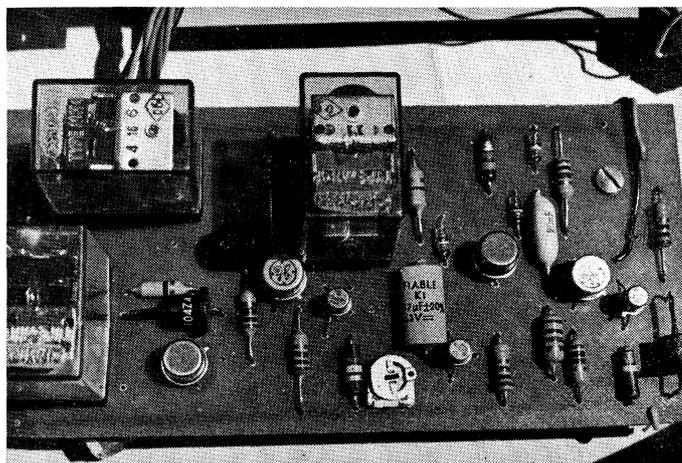
— L'alimentation.

2-1. — La base de temps

Le problème était de réaliser une base de temps capable de délivrer une impulsion toutes les 18 heures, avec une précision de quelques dizaines de minutes. Les systèmes



Vue de la platine en circuit imprimé du chargeur d'accumulateur



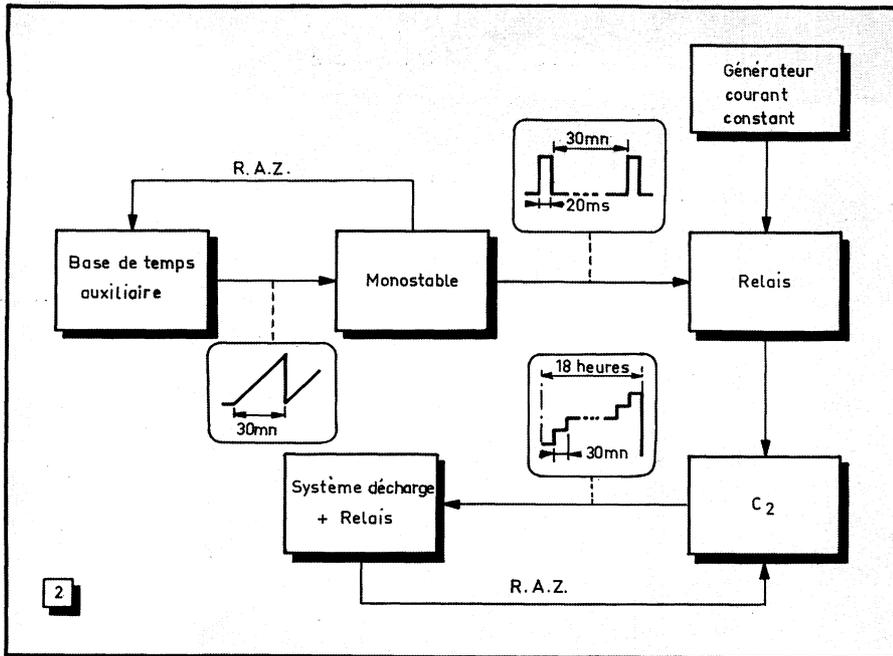
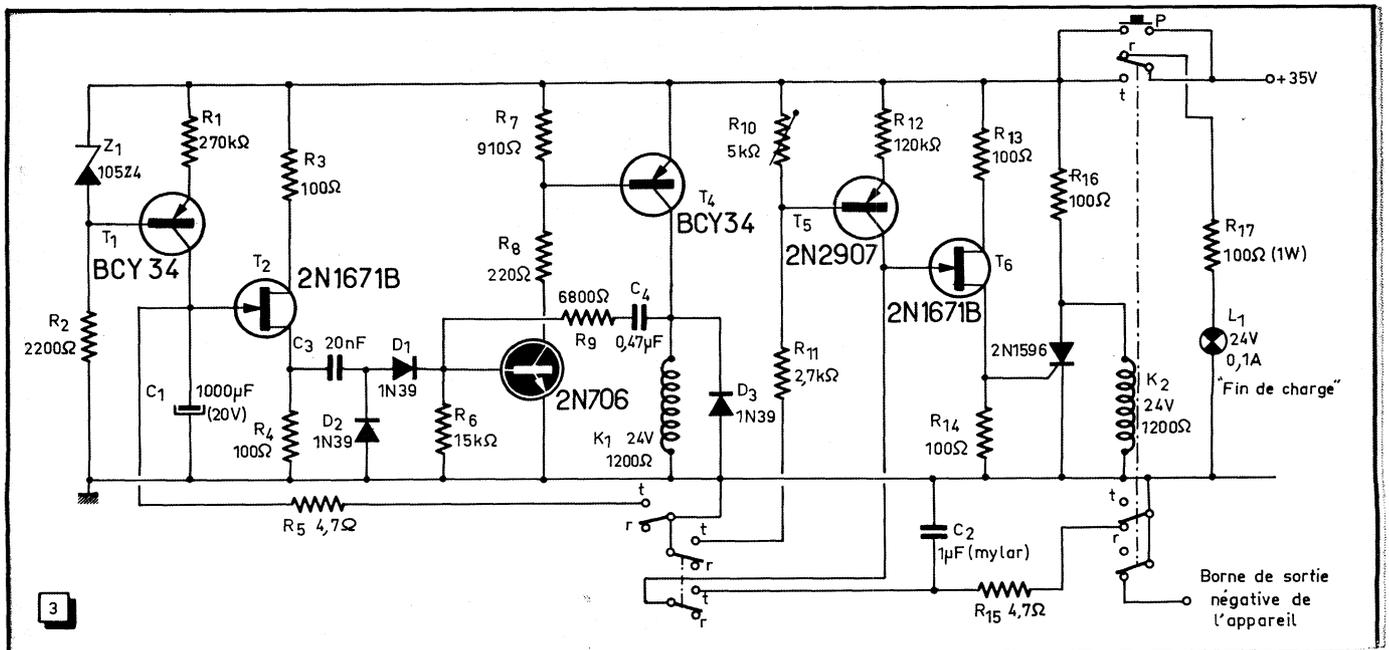


Fig. 2. — La base de temps, qui permet de disposer de durées de temporisation de 24 heures et plus, est basée sur le principe de la pompe à diode. Une base de temps auxiliaire, associée à un multivibrateur monostable, permet, toutes les 30 secondes, de charger le condensateur C_2 à courant constant pendant 20 ms. Au bout d'une quarantaine d'impulsions, la tension aux bornes de C_2 atteint un niveau suffisant pour déclencher son système de décharge et provoquer la coupure de l'alimentation.

Fig. 3. — L'ensemble T_1-T_2 déclenche toutes les 30 secondes le multivibrateur monostable T_3-T_4 associé au relais K_1 . Ce dernier connecte pendant 20 ms, le condensateur C_2 aux bornes d'un générateur de courant constant constitué par T_5 . Au bout de 36 impulsions, la tension aux bornes de C_2 atteint le seuil de déclenchement d'un transistor unijonction T_6 . L'impulsion positive apparaissant alors aux bornes de la résistance R_{14} amorce le thyatron. Le bobinage du relais K_2 est court-circuité, ce qui provoque la coupure de l'alimentation et l'arrêt de la charge de l'accumulateur.



classiques à bistables étaient à éliminer en raison du nombre considérable d'éléments qu'ils exigeaient. La réalisation devait être simple, c'est-à-dire peu onéreuse, d'un fonctionnement sûr et d'une mise au point quasi nulle. La solution adoptée utilise le principe de la classique pompe à diode. Un condensateur C_2 au mylar, à très faibles pertes, en constitue l'élément principal. Un tel condensateur, chargé sous 20 volts, perd moins de 0,3 volt en 48 heures.

Le schéma synoptique de l'ensemble base de temps, ainsi que l'allure des signaux à la sortie des différents étages sont représentés dans la figure 2. Une base de temps auxiliaire envoie toutes les demi-heures, par l'intermédiaire d'un multivibrateur monostable, une impulsion élémentaire de courant à travers le condensateur C_2 . Au bout de 36 impulsions, la tension aux bornes de C_2 atteint un niveau suffisant pour déclencher son système de décharge, et provoquer la coupure de l'alimentation.

Le schéma de principe complet de la base de temps est donné dans la figure 3. Un condensateur C_1 de $1\ 000\ \mu\text{F}$ est chargé à courant constant grâce au transistor T_1 . La tension aux bornes de C_1 croît donc linéairement jusqu'au seuil de déclenchement du transistor unijonction T_2 . L'impulsion apparaissant sur la base B_1 du transistor T_2 lors du déclenchement, commande un multivibrateur monostable à transistors complémentaires $T_3 - T_4$, qui délivre une impulsion calibrée de 20 ms de largeur environ. Cette impulsion, appliquée au bobinage du relais K_1 , permet de charger linéairement le condensateur C_2 pendant la durée de l'impulsion. Le condensateur C_2 , doit, entre deux impulsions consécutives, être isolé de ses circuits de charge et de décharge, ceux-ci ne ramenant pas une impédance suffisante aux bornes de C_2 . Un montage électronique séparateur, présentant une résistance d'entrée de plusieurs milliers de mégohms avait

été initialement prévu. Il nous a paru plus sage, et moins onéreux, de remplacer ce montage par un simple relais, qui présentait entre ses contacts, une résistance d'isolement encore bien supérieure. Ce relais permettait, de plus, d'effectuer sans complication la mise à zéro indispensable du condensateur C_1 .

Le courant de charge de C_2 est réglé de façon que la tension aux bornes de ce condensateur, atteigne le seuil de déclenchement d'un second transistor unijonction T_6 , au bout de 36 impulsions environ. L'impulsion produite par T_6 , commande un thyatron de faible puissance qui, venant court-circuiter le bobinage du relais K_2 , entraîne la coupure de l'alimentation et isole les bornes de sortie du reste du montage. Cet ensemble base de temps constitue, à lui seul, un temporisateur permettant de disposer, simplement par le jeu des condensateurs C_1 et C_2 et des résistances R_1 et R_{10} , de temporisations pouvant aller d'une fraction de seconde, à 24 heures et plus.

2-2. — Etude du système de commutation charge - décharge

Le schéma synoptique de ce système est représenté dans la figure 4. Lorsque l'on presse le poussoir P, l'accumulateur à charger est connecté aux bornes d'une résistance de puissance de 15 Ω , à travers laquelle il achève de se décharger. La tension apparaissant aux bornes de cette résistance rend conducteur le transistor T_7 , initialement bloqué. Le relais K_3 colle en maintenant l'accumulateur connecté aux bornes de la résistance. Lorsque l'accumulateur n'a plus qu'une tension de 1 volt environ à ses bornes, le courant collecteur du transistor devient insuffisant pour assurer le collage du relais. Ce dernier revient à sa position de repos, en commutant l'accumulateur sur le générateur de courant constant.

2-3. — Etude du générateur de courant constant

Son schéma est donné dans la figure 5. Le principe bien connu d'un tel montage, consiste à maintenir constante, par une diode Zener, la tension aux bornes d'une résistance fixe. Cette dernière est choisie en fonction du courant désiré et de la diode Zener utilisée. Le transistor a volontairement été choisi parmi les transistors de forte puissance, afin qu'un court-circuit, même prolongé, des bornes de sortie ne puisse affecter en rien le bon fonctionnement de l'appareil.

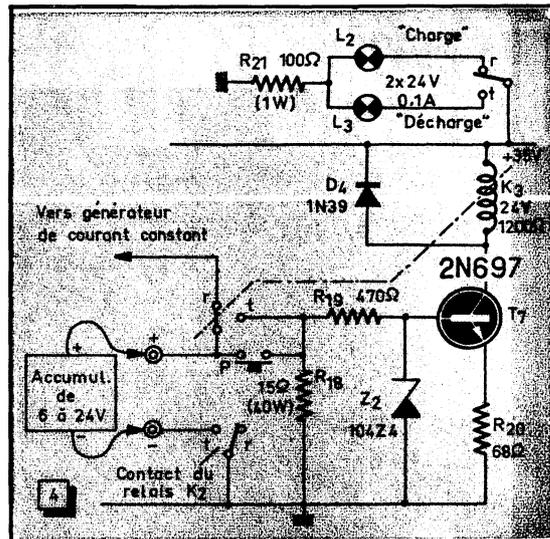
2-4. — Alimentation

Le schéma complet de la partie alimentation est donné dans la figure 6. L'ensemble du secteur est alimenté à partir du secteur par l'intermédiaire d'une alimentation stabilisée basse-tension, fournissant une tension continue de 35 volts.

3. — Réalisation pratique

L'ensemble de l'appareil est logé dans un coffret de 150 x 110 x 95 mm. Précisons qu'il s'agit là de dimensions minimales et

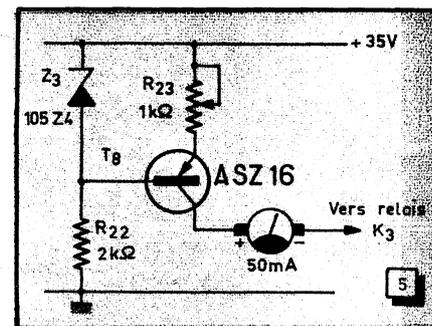
Fig. 4. — Lorsque l'on presse le poussoir P, l'accumulateur est connecté aux bornes d'une résistance R_8 de forte puissance, au travers de laquelle il se décharge. Le transistor T_7 se sature et provoque le collage du relais K_3 . La borne positive de l'accumulateur est donc maintenue connectée au point chaud de la résistance R_8 , la borne négative étant mise à la masse par l'autocollage du relais K_3 . Quand la tension aux bornes de l'accumulateur n'est plus que de 1 volt environ, l'accumulateur est commuté sur le générateur de courant constant.



que l'on aura intérêt à choisir un boîtier de dimensions supérieures. Les parties « base de temps » et « ensemble de commutation », sont montées sur un premier circuit imprimé représenté par la figure 7. L'alimentation et le générateur de courant constant font l'objet d'un second circuit imprimé (fig. 8). Le condensateur C_1 de 1000 μF sera un

Les relais utilisés sont des modèles 24 V, 1 200 Ω à quatre contacts. Ces relais sont montés sur le circuit imprimé, ce qui facilite le câblage et un éventuel dépannage. Enfin, le bouton poussoir, qui comporte deux circuits indépendants, est du type SERMEC

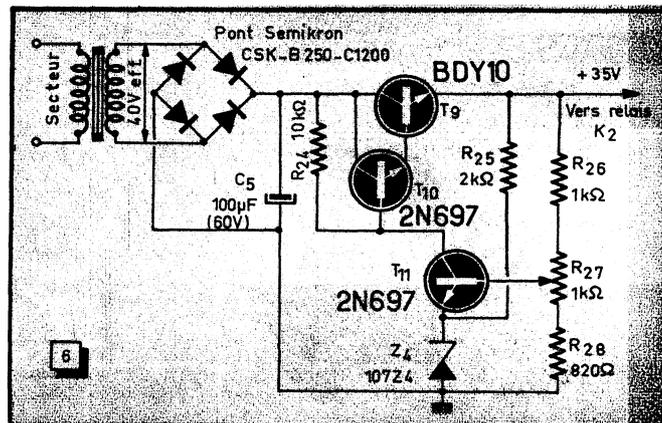
Fig. 5. — Schéma de principe du générateur de courant constant. La diode Zener permet de maintenir la tension constante aux bornes de la résistance R_8 . Le courant émetteur, donc le courant collecteur, demeure constant à condition de charger convenablement le circuit collecteur du transistor.



modèle électrochimique de bonne qualité. En revanche, C_2 sera obligatoirement un condensateur au mylar de 1 μF , à l'exclusion de tout autre type, même et surtout si un modèle « équivalent » est proposé par le revendeur habituel. Quant aux transistors, ils peuvent être remplacés par des semi-conducteurs équivalents; il en est de même pour les diodes type 1N39, les diodes Zener et le thyatron de faible puissance.

ou équivalent. Pour la partie alimentation, toutes les résistances sont des modèles 0,5 W - 10 %. Les deux transistors de régulation, ainsi que les diodes Zener, peuvent être remplacés sans inconvénient par des semi-conducteurs équivalents. Le transfor-

Fig. 6. — Schéma complet de l'alimentation.



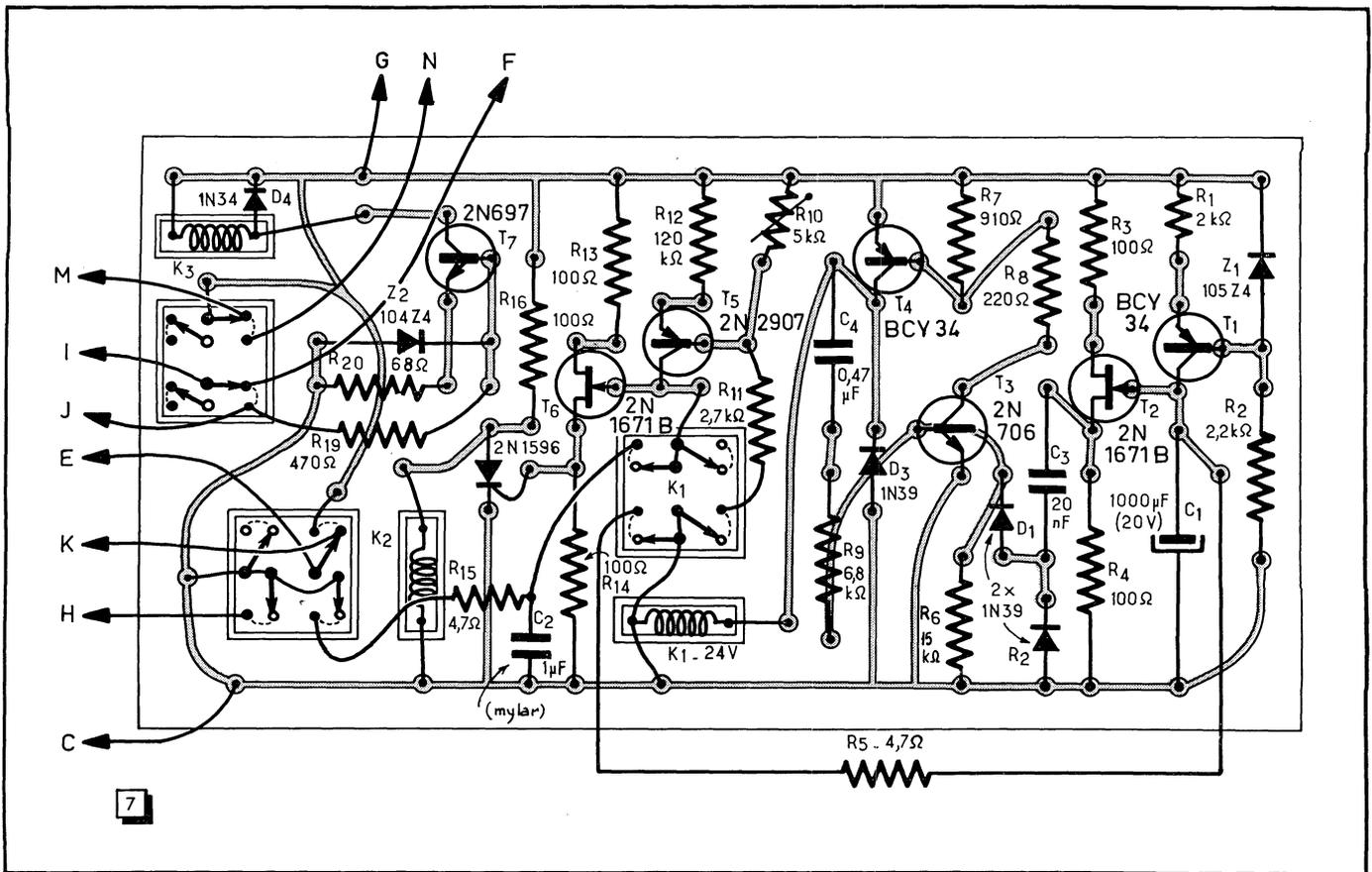


Fig. 7. — Connexions à établir pour la réalisation du circuit imprimé, représenté ici à l'échelle 2. Pour simplifier l'implantation, les condensateurs C_1 et C_2 sont montés côté « circuit ». Il en est de même pour les résistances R_5 , R_{11} , R_{15} et R_{16} qui sont montées entre le circuit imprimé proprement dit, et les contacts correspondants des relais.

mateur d'alimentation utilisé, est un modèle **Myrrha** de 10 VA avec un primaire déjà bobiné. On aura d'ailleurs intérêt à utiliser le modèle 20 VA, surtout si l'on est pas limité par la place, ni gêné par un problème d'implantation. Il est à remarquer que le galvanomètre monté sur la face avant de l'appareil n'est nullement indispensable au bon fonctionnement du chargeur et peut être supprimé sans inconvénient. Les liaisons à effectuer entre les deux plaquettes de circuit imprimé et les autres éléments sont indiquées sur le schéma de la figure 9.

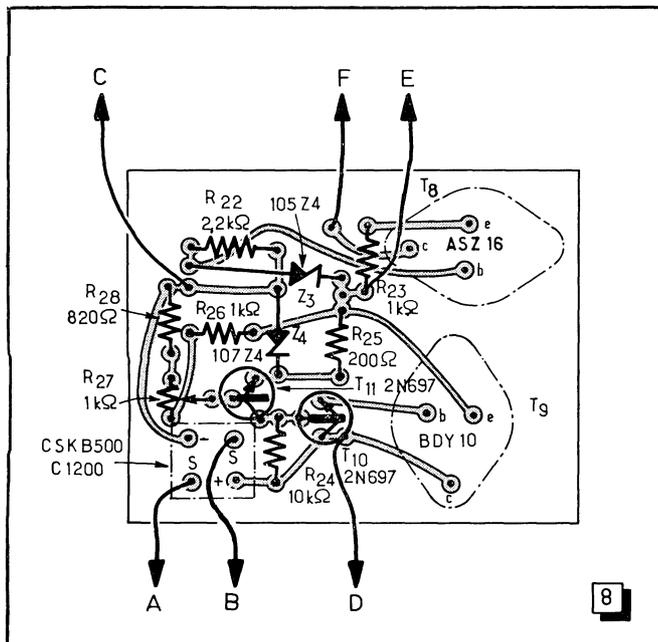
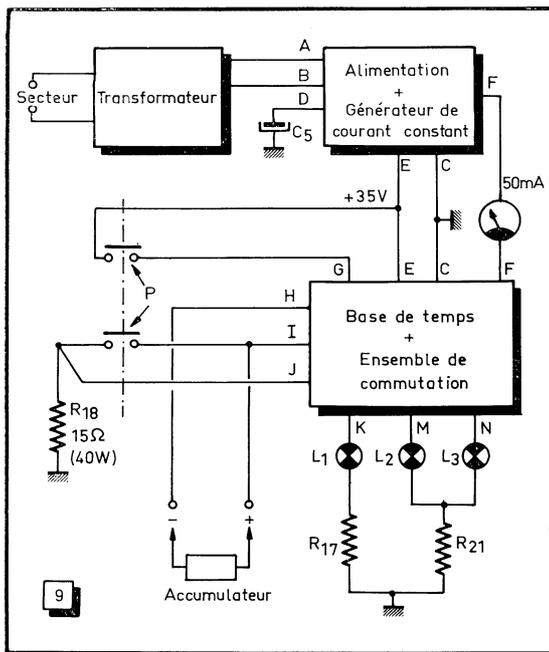


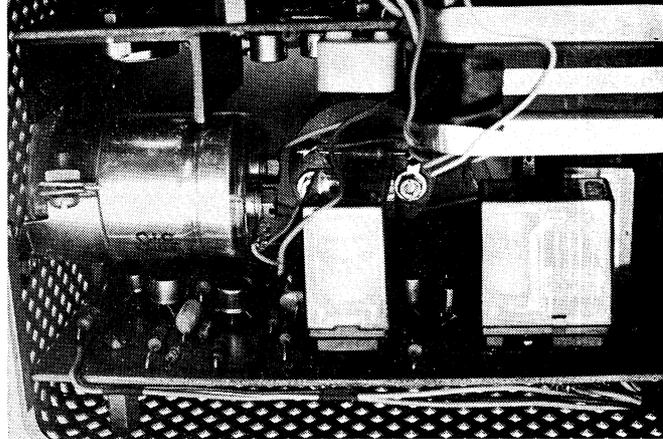
Fig. 8. — Schéma du circuit imprimé « alimentation » et « générateur de courant constant ».

4. - Mise au point

Après avoir soigneusement vérifié le câblage et la valeur de tous les éléments, on met l'appareil sous tension et l'on ajuste le potentiomètre ajustable R_{27} , pour obtenir une tension de 35 V à la sortie de la plaquette alimentation. Seul le voyant « Fin de Charge » doit alors se trouver allumé. Sans rien brancher aux bornes de l'appareil, on presse le poussoir P, et l'on vérifie l'auto-collage du relais K_2 . Le voyant « Charge » doit alors se trouver seul allumé. A l'aide d'un voltmètre électronique, d'un oscilloscope passant le continu ou, à la rigueur, d'un contrôleur universel à 20 k Ω /V sur la position 50 volts continu, on s'assure que la charge du condensateur C_1 se fait effectivement à courant constant, c'est-à-dire que la tension à ses bornes croît linéairement avec le temps. On vérifiera que cette même



Ci-contre, à droite :
Vue intérieure partielle
de l'appareil.



★
Fig. 9. — Ensemble des con-
nexion à réaliser entre les
deux plaquettes de circuit
imprimé et les autres éléments.

tension retombe bien à zéro toutes les demi-heures environ, et que ces fins de cycle s'accompagnent bien du déclenchement du multivibrateur monostable T_3 - T_4 , et du collage du relais K_1 . Pour vérifier que la charge du condensateur C_2 se fait de façon correcte, on remplace provisoirement le condensateur C_1 , par un condensateur de $1 \mu\text{F}$ environ, ce qui ramène la temporisation de la première base de temps de 30 minutes à 1 seconde environ, et l'on règle la résistance ajustable R_{10} de façon à provoquer l'amorçage du transistor unijonction T_6 au bout de 36 impulsions environ. Cet amorçage de T_6 se traduit par la coupure de l'alimentation sur la plaquette « Base de

temps », c'est-à-dire par l'arrêt des battements du relais K_1 , et par l'allumage du voyant « Fin de charge » qui demeure seul allumé. On resoude enfin le condensateur C_1 de $1000 \mu\text{F}$ avant de positionner la plaquette dans le coffret. Si le câblage est correct, l'ensemble de commutation chargé-décharge ne demande aucune mise au point et doit donc fonctionner correctement dès la mise sous tension de l'appareil. On s'en assurera en court-circuitant les bornes d'entrée avec un milliampèremètre, qui doit indiquer un courant de 50 mA. Si le chargeur a été muni d'un milliampèremètre, il suffira de court-circuiter directement les bornes de sortie et de lire le débit corres-

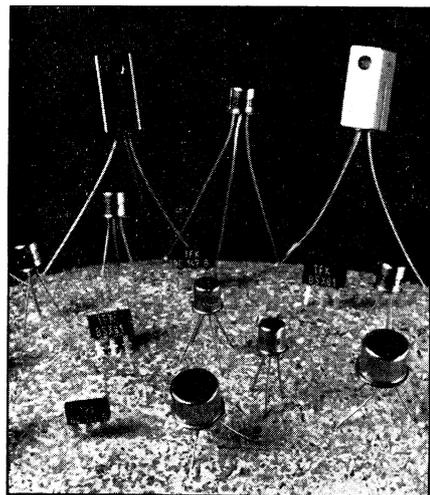
pondant sur le galvanomètre. On procèdera enfin à un essai complet avec un accumulateur qui sera, quelle que soit sa tension nominale, directement connecté à la sortie de l'appareil. Après avoir pressé le bouton poussoir, le voyant « Décharge » doit s'allumer pendant un temps fonction de la charge résiduelle de l'accumulateur. Le passage automatique en position « Charge », signalé par les voyants, doit s'accompagner d'une déviation de l'aiguille du galvanomètre, correspondant à un débit de 50 mA. La fin de charge, signalée par le voyant, doit se produire 18 heures après la mise en marche de l'appareil. Cette durée n'est pas critique et l'on peut tolérer une erreur de plus ou moins 30 minutes.

Remarque importante

Le chargeur décrit a été conçu pour un type d'accumulateur bien déterminé, à savoir le modèle VB type 500 mAh de 6, 9, 12 ou 24 volts fabriqué par **Voltabloc**. Dans le cas où un autre type d'accumulateur serait utilisé, il suffirait, en jouant sur les valeurs des résistances R_{21} , pour la valeur du courant de charge, et R_1 - R_{10} , pour la temporisation, de se placer dans les conditions de charge conseillées par le constructeur.

J.-P. EGLIZEAUD.

QUELQUES NOUVEAUX SEMI-CONDUCTEURS (A E G - TELEFUNKEN)



Transistors (types standards)

En plus des types BC 107, BC 108 et BC 109 en boîtiers métalliques, prévus pour les étages préamplificateurs et drivers B.F., il y a maintenant une version à enrobage de matière plastique de ces mêmes transistors. Ce sont des types **BC 167 - BC 168 - BC 169 et BC 237 - BC 238 - BC 239**. Le boîtier mesure $5 \times 4 \times 3$ millimètres et s'apparente au TO-92. Ces six transistors se distinguent par l'ordre des connexions : BCE pour les trois premiers ; EBC pour les trois derniers.

Pour les étages de sortie vidéo, les oscillateurs de référence et les étages de sortie de différence de couleur, on dispose des transistors suivants :

BF 177. — Pour l'étage final vidéo des téléviseurs à petit tube-images et oscillateurs de référence des téléviseurs couleurs ;

BF 178. — Pour l'étage final vidéo des appareils noir-blanc ;

BF 179 A. — Pour les étages de sortie de différence de couleurs (V—Y) ;

BF 179 B. — Pour les étages de sortie de différence de couleurs (R—Y) ;

BF 179 C. — Pour les étages de sortie de différence de couleurs (B—Y).

Pour les étages F.I. des téléviseurs, deux modèles à enrobage plastique correspondant aux types BF 167 et BF 173 ont été mis sur le marché : les transistors **BF 196** (électriquement iden-

tique au BF 167) et **BF 198** (électriquement identique au BF 173), en boîtiers plastiques à configuration TO-5, et **BF 197** (BF 167) ou **BF 199** (BF 173) en boîtiers similaires au TO-92 (ordre de branchement BEC).

Des types correspondant à BF 184 et BF 185 apparaissent, sous les dénominations **BF 254 et BF 255**, en boîtier TO-92.

Le transistor planar au silicium **BF 180**, en boîtier TO-18, peut être utilisé dans les étages d'entrée régulés ou non des sélecteurs de canaux V.H.F. et U.H.F. Pour le mélangeur auto-oscillateur de ces tuners, on dispose du type **BF 181**.

Diodes (types standards)

La diode universelle BA 147 existe maintenant pour deux valeurs de tension inverse : **BA 147** ($U_R = 25 \text{ V}$) et **BA 147/50** ($U_R = 50 \text{ V}$).

L'accord dans la bande FM se fait à l'aide de la diode-capacité **BB 104**, qui existe en deux groupes de capacité (vert et bleu). La diode **BB 104** est montée en double diode à cathode commune dans un boîtier en matière plastique de forme TO-5.

Les diodes à capacité variable suivantes, à boîtier plastique, sont nouvelles dans la gamme : **BB 105 A** et **BB 105 B** pour les tuners U.H.F. ; **BB 105 G** pour les sélecteurs V.H.F.

LE CALCUL ÉLECTRONIQUE

Quatrième partie : LES CIRCUITS LOGIQUES

(Suite : voir "Radio-Constructeur" nos 227, 229, 230, 240 et 241)

Les sigles

Nous avons expliqué dans le précédent numéro la signification du sigle RTL et avons indiqué un schéma possible pour un circuit DTL avec une seule diode de seuil.

On voit même quelquefois une seconde diode, D_2 , en série avec D_1 pour augmenter encore le niveau maximal d'entrée tolérable sans débloquer T.

Une telle structure porte le nom de « DTL » (Diode Transistor Logic) et elle est très avantageuse par rapport à la RTL : pas de limitation du nombre des entrées, pas de résistance de valeur critique, pas de source de tension négative.

Elle n'est pas toujours très rapide (précisons tout de même qu'il s'agit de réponse en bien moins d'une microseconde, mais les logiciens sont des gens horriblement pressés). Cela se comprend assez facilement.

Supposons, en effet, que nous ayons porté les trois entrées A, B et C à + E : le courant passant dans R_1 s'en va par D_1 à la base de T qui est saturé. Abaissons maintenant brusquement le potentiel de A, par exemple, à zéro : le courant qui passait par R_1 cesse d'aller vers la base du transistor, et il va vers A par la diode D_1 . La base du transistor se trouve donc « en l'air » et, pour passer de la saturation au blocage, le transistor T prend un certain temps, ce qui est un phénomène bien connu des électroniciens : il s'agit du « temps de désaturation » (storage time) qui retarde le passage de la tension de sortie de 0 à 1.

Le transistor multi-émetteur

Pour améliorer ces performances, les spécialistes des circuits intégrés ont mis au point un nouveau transistor, doué de plusieurs émetteurs, se présentant, en coupe, comme sur la figure 29 et se symbolisant comme sur la figure 30.

Il s'utilise, par exemple, comme sur le schéma de la figure 31, pour réaliser un « nand », dont le fonctionnement nécessite quelques explications.

Ce montage présente une grande analogie, malgré les apparences, avec celui de la figure 28. En effet, il ne faut pas

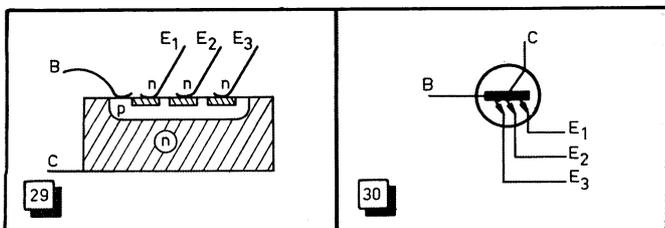


Fig. 29. — Vue en coupe du transistor multi-émetteurs (trois émetteurs indépendants, une seule base et un seul collecteur), utilisé dans les circuits logiques.

Fig. 30. — Représentation symbolique du transistor multi-émetteurs de la figure 29.

oublier que la jonction base-collecteur du transistor T_1 est une véritable diode dont l'anode serait en (M) et la cathode en (P) : cette diode remplace donc exactement la diode D_1 de la figure 28. Si tous les émetteurs du transistor T_1 sont à + E, le courant passant dans R_1 s'en va, par la diode base-collecteur de T_1 , à la base de T_2 qui est saturé, la tension de sortie étant nulle. A ce moment, le transistor T_1 ne fonctionne pas comme un transistor, mais comme quatre diodes ayant une anode commune (la base du transistor) ; trois de ces diodes sont les jonctions base-émetteur allant vers les trois émetteurs, la quatrième diode est la jonction base-collecteur.

Mais le transistor T_1 peut se comporter comme un vrai transistor, et plus seulement comme un ensemble de quatre diodes. Supposons, en effet, que l'on parte d'un état où les trois entrées sont à + E (le courant dans R_1 va à la base de T_2 par la jonction base-collecteur de T_1 et sature T_2) et que l'on porte brusquement une des entrées, A par exemple, au potentiel zéro. Il y aura bien un courant qui va passer par la jonction base-émetteur A de T_1 , mais, en plus, l'effet transistor va jouer dans T_1 et il va être possible de faire passer un courant *inverse* dans la diode base-collecteur de T_1 : un courant va « entrer » dans le collecteur du transistor T_1 , comme dans tout *n-p-n* qui se respecte.

On voit donc que, dans ce cas, on ne se contente pas de « couper » le courant base de T_2 et de laisser cette base « en l'air » (comme on le faisait dans la logique DTL), mais on *inverse* le courant base de T_2 , assurant ainsi un blocage beaucoup plus rapide de ce transistor. Certes, ce courant inverse ne passera pas longtemps : juste le temps nécessaire pour décharger les capacités parasites et évacuer la charge parasite stockée dans la base de T_2 , accélérant ainsi son reblocage.

Nous avons ainsi réalisé la logique à Transistor et Transistor, qui se désigne par « TTL ». On en fait des versions à très faible consommation, que l'on distingue par la lettre μ et c'est la $T\mu L$ (à signaler que certains trouvent trop long de répéter deux fois la lettre T dans TTL et utilisent le sigle T^2L).

Enfin, à l'opposé de la $T\mu L$, on a réalisé des logiques permettant un fonctionnement à tension assez élevée, à haut niveau (High Level), d'où le nom de « HLTTL ».

Premières associations de circuits logiques

Les différents circuits logiques que nous avons décrits (« ou », « et », « pas », « ni », « nand ») constituent en quelque sorte les « briques » avec lesquelles on bâtit les grandes structures de calculateurs. Mais, ici, on ne passe pas directement des briques à la maison : on commence par des « sous-ensembles », réalisés par assemblages de plusieurs circuits logiques fondamentaux ; ce sont ces sous-ensembles que l'on assemblera pour réaliser des ensembles.

Nous allons donc voir les différents sous-ensembles pour entrer progressivement dans la complexité des ordinateurs, car on ne pourrait l'aborder directement. En effet, dans les sous-ensembles, nous ne parlerons plus de transistors, de résistances, de diodes : tous les circuits logiques fondamentaux seront dési-

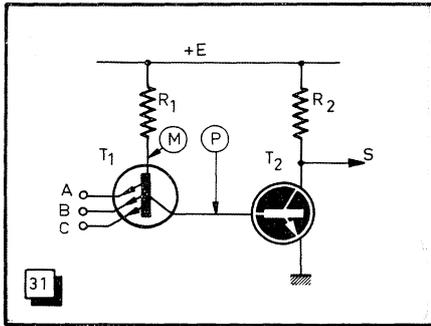


Fig. 31. — Réalisation du circuit « nand » en logique « TTL » (ou « T²L ») en utilisant le transistor multi-émetteur. Le montage est très analogue à celui de la figure 28 (diode D₁ remplacée par jonction collecteur-base du transistor T₁). La logique TTL est plus rapide que la logique DTL.

gnés par leurs représentations symboliques, telles que nous les avons indiquées sur les figures 11 (« ou »), 13 (« et »), 15 et 16 (« pas »), 22 (« ni ») et 24 (« nand »). Les nouveaux sous-ensembles seront, une fois étudiés, représentés à leur tour par des rectangles avec des entrées et des sorties; c'est la seule façon de ne pas faire des ensembles un fouillis inextricable de composants. D'ailleurs, dès maintenant, les circuits intégrés permettent de fournir des petites boîtes, à peine plus grandes qu'un transistor, contenant chacune un sous-ensemble (même, dans certains cas, plusieurs sous-ensembles).

On pense que l'étape suivante sera la réalisation sous forme de circuits intégrés du stade suivant : les ensembles eux-mêmes. Ce stade, que nous abordons à notre époque (1968) est appelé « LSI » (Large Scale Integration = intégration à grande échelle).

Exemple du "ou exclusif" (semi-additionneur)

Nous commencerons par ce sous-ensemble non parce qu'il est tellement plus important que les autres, mais parce qu'il permet d'accomplir par lui-même une opération de calcul arithmétique électronique, et nous pensons que nos lecteurs, ayant suivi nos développements avec une patience dont l'auteur les félicite, se demandent « si l'on va un jour arriver enfin à du calcul électronique... ».

La fonction de Boole à réaliser est celle dont la table de vérité est indiquée ci-dessous :

A	B	S
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Autrement dit, il s'agit d'avoir une tension de sortie quand on applique une tension sur l'entrée A, ou sur l'entrée B, mais pas si l'on applique la tension sur les deux entrées à la fois, d'où le nom de « ou exclusif ».

Nous avons déjà vu la fonction qui correspond à la table de vérité ci-dessus; elle a deux formes possibles :

$$S = (A + B) \overline{AB} \quad \text{ou} \quad S = A\overline{B} + B\overline{A}$$

En considérant la fonction sous sa première forme, on voit

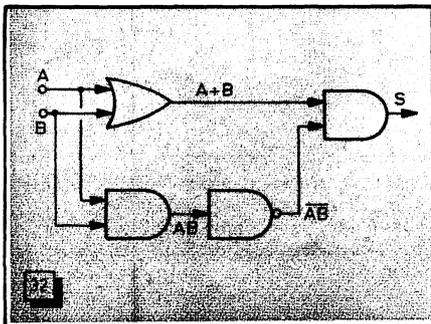


Fig. 32. — Réalisation du circuit « ou exclusif » donnant une tension de sortie en S s'il y a de la tension sur A ou sur B, mais pas sur A et B à la fois. La fonction correspondante est $S = (A + B) \overline{AB}$; on la réalise ici au moyen de deux « et », d'un « ou » et d'un « pas ».

tout de suite comment on peut la réaliser avec des circuits « et », « ou » et « pas » : le schéma est indiqué sur la figure 32. Il est également possible de n'utiliser que des circuits du type « complémentés » (« ni » et « nand ») selon le schéma de la figure 33. Pour le fonctionnement de ce dernier, rappelons que le circuit « ni » de droite peut être considéré comme fournissant à sa sortie le complément $\overline{u + v}$ de la somme de ses entrées u et v , ou bien le produit uv des compléments des entrées. Sous cette dernière forme, on voit que, pour obtenir à sa sortie $(A + B) \overline{AB}$, il faut que l'une de ses entrées, u , soit simplement $A + B$ (fourni par le premier « ni »), l'autre, v , étant \overline{AB} , fourni par le circuit « nand » suivi d'un inverseur.

Sous la deuxième forme ($S = A\overline{B} + B\overline{A}$), on voit que l'on peut le réaliser avec trois « nand » (fig. 34), à condition que l'on dispose déjà de A et de B. Il est à signaler que beaucoup de constructeurs proposent des circuits « ou exclusifs » réa-

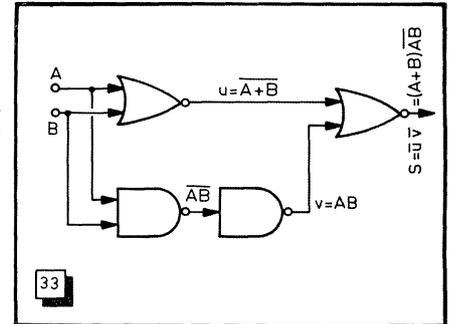


Fig. 33. — Réalisation du circuit « ou exclusif » au moyen de circuits complémentés (deux « ni » et un « nand »).

lisés à peu près comme sur la figure 34, supposant donc que l'on dispose, pour les attaquer, des compléments des variables A et B (ce qui est souvent le cas, mais pas toujours).

En quoi un tel circuit est-il directement utilisable dans le calcul binaire? Tout simplement pour l'addition binaire. Rap-

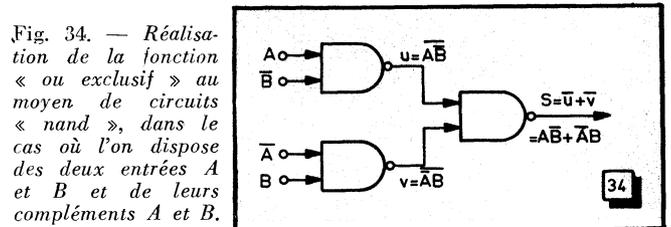


Fig. 34. — Réalisation de la fonction « ou exclusif » au moyen de circuits « nand », dans le cas où l'on dispose des deux entrées A et B et de leurs compléments A et B.

pelez-vous : la règle de l'addition de deux nombres binaires est la suivante :

$$\left. \begin{array}{l} 0 + 0 = 0 \\ 0 + 1 = 1 \\ 1 + 0 = 1 \\ 1 + 1 = 10 \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{attention! ici le signe + n'est pas le} \\ \text{« ou » de Boole, mais la simple addition} \\ \text{arithmétique.} \end{array}$$

Le chiffre des unités de la somme est donc zéro dans le premier et dans le quatrième cas, et un dans le second et le troisième cas.

Dans le quatrième cas, le chiffre des unités est bien zéro, mais il y a, comme en arithmétique ordinaire pour une somme dépassant dix, une retenue. Pour cette dernière, pas de difficulté : elle n'existe que si $A = 1$ et $B = 1$; on l'obtient donc par un circuit « et ».

Donc, le circuit de la figure 33, par exemple, attaqué sur ses entrées A et B par les tensions représentant électriquement les chiffres des unités d'un nombre N et d'un nombre N' donne sur sa sortie la tension représentant électriquement le chiffre des unités de la somme de N et N'.

En ce qui concerne les unités, un seul circuit du type de la figure 33 suffit. Quand il faudra additionner les chiffres des « dizaines » de N et de N', le circuit de la figure 33 ne suffira plus. En effet, à ces deux chiffres (ou plutôt à leur somme),

il faut encore ajouter éventuellement la retenue qui peut venir de l'addition des chiffres des unités.

Nous verrons plus loin comment on s'en tire ; indiquons simplement, pour le moment, que le circuit de la figure 33, s'il suffit pour l'addition des unités, ne suffit pas pour les deuxaines, ni pour les quatraines... C'est la raison pour laquelle ce circuit est souvent désigné sous le nom de « demi-additionneur » (half adder).

Le basculeur R-S

C'est un type tout différent de sous-ensemble que nous allons envisager maintenant. Son schéma est indiqué sur la figure 35 a. On voit qu'il se compose simplement de deux circuits « nand », N et N', couplés en boucle fermée, la sortie de chacun d'entre eux étant connectée à une entrée de l'autre.

Supposons que nous ayons tout d'abord

$$A = B = 1.$$

On sait que, dans ce cas, chaque circuit « nand » se comporte comme un circuit « pas » pour l'entrée qui n'est pas à 1. Il y a donc deux états possibles :

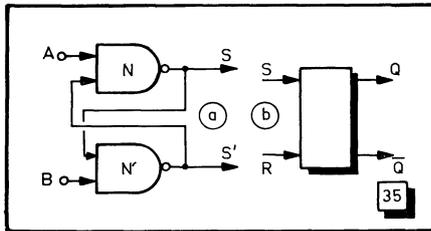
$$\begin{cases} S = 0 \\ S' = 1 \end{cases} \quad \text{ou} \quad \begin{cases} S = 1 \\ S' = 0 \end{cases}$$

Notre montage a donc deux états d'équilibre stables ; c'est un bistable.

Supposons que, pour fixer les idées, il soit dans le premier des états envisagés ($S = 0, S' = 1$), que nous appellerons « état repos ».

Si nous portons alors momentanément l'entrée B au potentiel zéro, que se passera-t-il ? Au risque de décevoir les lecteurs, nous précisons : rien. En effet, la sortie $S = 0$ du cir-

Fig. 35. — Association de deux circuits « nand » pour obtenir un bistable du type « RS ». Si les deux entrées A et B sont maintenues à +E (au 1), N et N' forment un bistable à deux états possibles ($S = 0$ et $S' = 1$ ou bien $S = 1$ et $S' = 0$). En portant momentanément l'entrée A, par exemple, à zéro, on amène la sortie S au 1 (à moins qu'elle n'y soit déjà) et elle y reste. La commande en B amènerait la sortie S' au 1 (à moins qu'elle n'y soit déjà). Le circuit se représente symboliquement comme en (b).



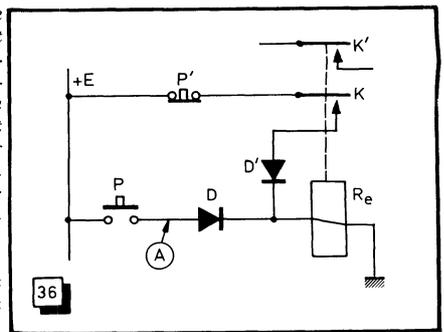
cuit N applique déjà un zéro sur l'entrée supérieure de N', donc, en lui appliquant ou non un zéro sur son entrée inférieure, on ne change rien à sa sortie qui ne peut être que 1, puisqu'il y a un zéro sur une de ses entrées. Donc, sa sortie reste 1, ce qui fait rester à 0 la sortie S de N.

Maintenant, portons momentanément l'entrée A au potentiel zéro. Notre circuit va sortir de sa passivité : comme le « nand » N reçoit un zéro (momentané) sur son entrée supérieure (A), sa sortie devient un 1. Cette sortie est appliquée à l'entrée supérieure de N', dont l'entrée inférieure (B) est 1 : la sortie de N' devient donc zéro, appliquant par conséquent un 0 sur l'entrée inférieure de N (qui a, momentanément, un zéro sur son autre entrée A).

Nous pouvons maintenant faire revenir A à 1 : le nouvel état ($S = 1, S' = 0$) va se maintenir ; l'action du zéro sur A n'est plus nécessaire, puisque S' envoie un zéro sur l'autre entrée de N et qu'il suffit d'un seul zéro à l'entrée d'un « nand » pour que la sortie soit 1.

Tout se passe exactement comme dans le cas d'un relais à contact de maintien (fig. 36). Le relais R_e actionne le contact travail K (éventuellement d'autres contacts comme K', etc.). Les deux diodes D et D' constituent un circuit « ou » et le poussoir P permet d'envoyer une tension +E en A. Si nous

Fig. 36. — Système de relais avec contact de maintien, analogue au fonctionnement du bistable R-S : en appuyant momentanément sur le poussoir P, on fait coller le relais et il reste collé. En appuyant momentanément sur le poussoir P', on fait décoller le relais et il reste décollé.



actionnons ce poussoir, le courant arrive à la bobine du relais par la diode D, le relais colle. Le contact K se ferme et la tension +E peut arriver maintenant au relais par la diode D'. Il est possible, alors, de cesser d'agir sur le poussoir P, l'arrivée de courant par le contact K et la diode D' suffit pour maintenir collé le relais.

Si l'on appuyait de nouveau sur le poussoir P, rien ne se passerait : le relais est déjà collé.

On voit que le relais avec son contact d'entretien est bien bistable : s'il est ouvert et que l'on appuie à la main sur l'armature, celle-ci restera collée, puisque, en appuyant sur l'armature, on a établi le contact K et envoyé un courant de collage à la bobine par D'. Si le relais est collé, il suffit de tirer assez fort sur son armature pour la décoller et elle restera décollée : en tirant sur elle on a coupé le contact K et supprimé l'envoi de courant à la bobine.

Si le relais est collé, il y a un autre moyen de le décoller : il suffit d'appuyer brièvement sur le poussoir à contact repos P', qui coupera momentanément l'arrivée de courant à la diode D', donc à la bobine, et provoquera le décollage du relais. Celui-ci une fois décollé, il est inutile de prolonger l'action sur P' : le contact K est ouvert.

Les lecteurs connaissent déjà ce système depuis longtemps : c'est celui des commandes « Marche-Arrêt » à deux poussoirs, classiquement utilisées dans les moteurs électriques, le disjoncteurs, etc.

Le « set » et le « reset »

Le fonctionnement du circuit de la figure 35 a est du même type. Quand le montage est dans l'état « repos » ($S = 0, S' = 1$), l'entrée B est sans action, mais le fait de porter momentanément l'entrée A au potentiel zéro et de ramener cette entrée au potentiel +E fait passer le tout dans l'état « travail » ($S = 1, S' = 0$). Une fois que le basculeur est dans cet état, l'entrée A devient inactive : seule l'entrée B permet, en la portant momentanément au potentiel zéro, de ramener le montage dans l'état zéro.

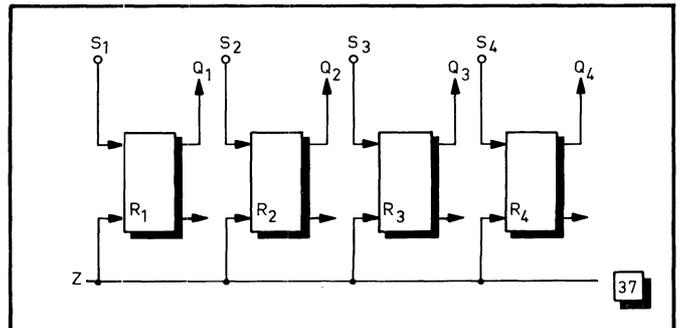


Fig. 37. — Les bistables « R-S » peuvent jouer le rôle de mémoire. En les ramenant tous au même état, par action d'une ligne Z (Zéro) sur leurs entrées R, on « efface » la mémoire. Par la suite, tous ceux qui auront reçu une impulsion sur leur entrée S fourniront de la tension de sortie sur leur sortie Q, gardant ainsi la mémoire de leur excitation en S.

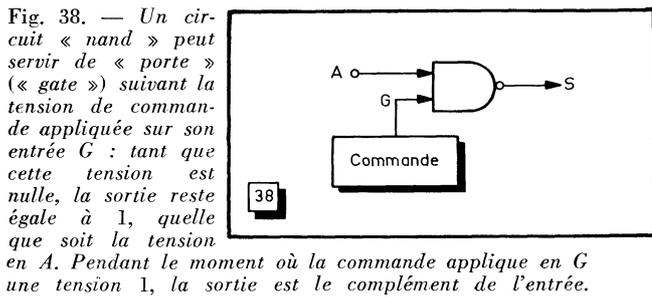
C'est la raison pour laquelle on désigne, en général, l'entrée A par la lettre S, initiale du mot « Set » (« mis » en position, c'est-à-dire amené à l'état travail). L'entrée B est alors désignée par la lettre R, initiale du mot « Reset » (« remise » à l'état repos).

Dans la plupart des cas, on désigne les sorties, non par les lettres S et S' (pour réserver la lettre S pour l'entrée Set), mais par les lettres Q et \bar{Q} , puisque ces deux sorties sont toujours complémentaires l'une de l'autre.

Le problème qui se pose maintenant est de savoir ce qui se passerait si l'on appliquait simultanément une tension nulle aux deux entrées du montage de la figure 35 a. On peut déjà prévoir que, pendant cette application, les tensions des deux sorties seraient 1 chacune. Donc, au moment où les deux entrées sont ramenées simultanément au 1, les deux sorties devraient alors redevenir nulles, ce qui ne peut se maintenir. En un mot, on ne peut prévoir ce qui se passera, et c'est là le principal inconvénient des basculeurs du type R-S (on appelle ainsi un basculeur réalisé selon le schéma de la figure 35 a).

Un tel basculeur, symbolisé comme sur la figure 35 b, est très utile dans le calcul binaire comme élément de mémoire. En effet, montons une série de ces basculeurs, comme l'indique la figure 37. Si nous appliquons sur la ligne Z (Zéro) un signal portant cette ligne au potentiel zéro puis la ramenant au potentiel + E, nous amenons tous les basculeurs dans l'état « repos » : les tensions des sorties Q₁, Q₂, Q₃ et Q₄ deviennent nulles.

Si nous appliquons des signaux (coupures brèves de tension) sur les entrées S₁ et S₂, par exemple, en ramenant ensuite ces entrées à + E comme elles l'étaient toutes auparavant, les



basculeurs n° 1 et n° 3 passeront dans l'état « travail » : on trouvera de la tension sur Q₁, et sur Q₃, cette présence de tension constituant la « mémoire » des signaux appliqués en S₁ et S₂.

Une telle mémoire est infiniment plus coûteuse que celles que nous avons déjà citées (tores magnétiques, par exemple), mais on peut la « lire » sans l'effacer, contrairement au cas des tores.

Un beau montage... inutilisable

Le basculeur R-S est déjà intéressant, mais il ne nous permet pas la commande par une entrée unique en faisant systématiquement passer le basculeur dans l'état où il n'était pas au moment de l'arrivée de l'impulsion. Un tel basculeur existe, on l'appelle « T » (comme « Transition », le mot ayant le bon goût d'être le même dans notre langue et en anglais).

Dans le basculeur R-S, il faudrait que l'impulsion de commande arrive uniquement sur l'entrée S quand le montage est dans l'état repos (Q = 0, \bar{Q} = 1), et uniquement sur l'entrée R quand le montage est dans l'état travail (Q = 1, \bar{Q} = 0). On pense à une solution qui consisterait à utiliser les tensions des sorties Q et \bar{Q} pour commander des circuits « nand » utilisés comme « portes » (ou « gates »). Ce dernier type d'utilisation exige une explication préalable.

Si nous utilisons un circuit « nand » comme l'indique la figure 38, tant que la tension G, issue du circuit de « commande » est nulle, la tension de sortie S vaut 1 quelle que soit la tension d'entrée A. En revanche, dès que le circuit de commande envoie de la tension à l'entrée G (G = 1), on sait que le

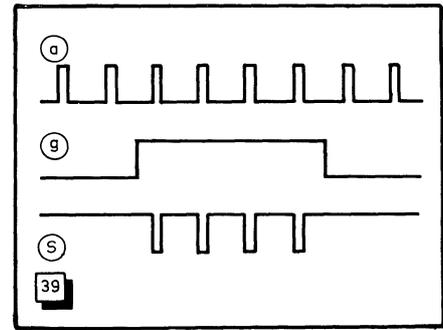


Fig. 39. — Dans le circuit de la figure 38, si l'on applique en A des impulsions positives (a), pendant la durée de la commande par G (g), on trouvera en sortie des impulsions négatives (S).

circuit « nand » devient un circuit « pas » par rapport à son entrée A et que l'on a :

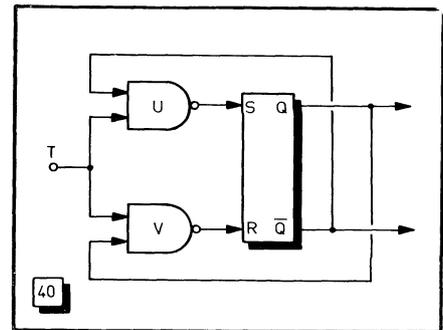
$$S = \bar{A}$$

Si l'on envoie, par exemple, le signal de la figure 39 a à l'entrée A, tant que le signal appliqué à l'entrée G (fig. 39 g) est 0, la sortie S vaut 1, quel que soit le signal appliqué en A. A partir du moment où la tension en G est devenue 1, le circuit « nand » est inverseur, et l'on trouve en S l'opposé de ce que l'on applique en A. On voit que, dans le cas présent, quatre des impulsions appliquées en A se retrouveront, inversées, en S. Après la redescende à 0 de la tension en G, le circuit ne transmet plus rien, la sortie reste obstinément à 1.

Le circuit « nand » a donc joué le rôle d'une « porte » qui, ouverte par le signal 1 en G, laisse passer (en l'inversant) le signal en A et, une fois refermée par le signal 0 en G, ne laisse plus rien passer. C'est la raison pour laquelle les circuits « nand » sont souvent appelés « portes nand » (on trouve aussi les termes « portes ni », « portes ou » et « portes et », ces trois circuits se prêtant à un usage analogue à celui du « nand », avec des conventions différentes pour les entrées et les sorties).

Il semble donc que ces portes soient les solutions rêvées pour le problème posé : « aiguiller » une impulsion vers le R ou le S d'un basculeur R-S, suivant l'état de celui-ci. Un peu de réflexion conduit automatiquement au schéma de la figure 40. L'entrée T est maintenue au potentiel zéro, sauf pendant l'envoi d'une impulsion, qui porte momentanément cette entrée au potentiel + E. Tout semble parfait : si le basculeur est dans l'état « repos », le 1 présent sur \bar{Q} « sensibilise » le « nand » U, autrement dit la porte correspondante est ouverte et l'impulsion appliquée en T sera appliquée, en polarité négative comme il convient, à l'entrée S, qui est justement celle que l'on doit attaquer. En revanche, le 0 présent sur la sortie Q à l'état repos bloque le circuit V, faisant demeurer sa sortie à 1, quel que soit le signal appliqué en T. Si le basculeur était dans l'état « travail », l'impulsion appliquée en T ne pourrait passer que vers l'entrée R, le circuit U étant une porte « fermée » par

Fig. 40. — Pour transformer un basculeur R-S en basculeur T (changement d'état chaque fois que l'on envoie une impulsion en T, quel que soit l'état précédent), on pourrait penser à ce montage dans lequel les « nand » U et V doivent jouer le rôle d'un « aiguillage », envoyant l'impulsion T vers S quand le basculeur est au repos, vers R quand il est en position « travail ». Mais ce montage ne fonctionne pas : dès que l'impulsion arrive où elle doit arriver, le basculeur bascule, l'aiguillage est immédiatement inversé et, l'impulsion n'étant pas encore terminée, il y a envoi de l'impulsion là où elle est indésirable.



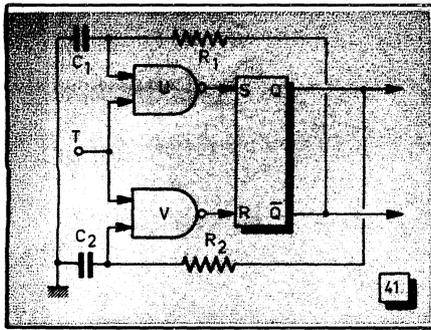


Fig. 41. — Pour rendre utilisable le montage de la figure 40, il suffit d'introduire deux circuits retardateurs, R_1-C_1 et R_2-C_2 , entre les sorties du basculeur et les commandes de U et V : l'« aiguillage » est bien commandé par l'impulsion, mais il n'a lieu, en réalité, que quand celle-ci est terminée.

Oui, mais... cela ne fonctionne pas. Pourquoi? Tout simplement parce que le jeu des circuits U et V constitue bien un « aiguillage » qui va envoyer l'impulsion T où elle doit aller, mais, dès que le basculement aura commencé, l'aiguillage va changer de position et envoyer T où elle ne doit pas aller. Pour continuer dans le domaine ferroviaire, l'aiguillage est bien placé comme il faut avant que l'express n'arrive, mais il change de position pendant le passage du train. Si on faisait cela à la S.N.C.F., plus personne ne prendrait le train.

Un "détail qui change tout..." : le retard

Nous comprendrions très bien que les lecteurs s'insurgent : avoir peiné pour suivre le fonctionnement « prévu » d'un montage, pour apprendre après que ce montage ne peut pas fonctionner, c'est décevant. En réalité, il n'y a que peu de choses à ajouter au montage de la figure 40 pour le rendre pleinement utilisable. Il suffit, en effet, de placer des circuits retardateurs sur les lignes qui vont des sorties Q et \bar{Q} aux entrées U et V. Oh! il ne s'agit pas de montages compliqués, non, mais de simples circuits du genre filtre passe-bas avec une résistance et un condensateur, comme sur la figure 41, par exemple.

En effet, prenons le montage de la figure 41 et supposons qu'il se trouve depuis longtemps dans l'état repos. Comme la sortie Q est au potentiel zéro et \bar{Q} à + E, le condensateur C_1 a eu le temps de se charger à + E à travers la résistance R_1 , et le condensateur C_2 a eu le temps de se décharger jusqu'à zéro à travers la résistance R_2 . Donc, si nous envoyons en T une impulsion positive courte, elle sera transmise par U à l'entrée S, bloquée par V et non transmise à l'entrée R. Le basculeur va donc changer d'état et passer dans l'état « travail », la tension sur Q devenant immédiatement + E et sur \bar{Q} zéro.

Mais, en raison des filtres passe-bas R_1-C_1 et R_2-C_2 , cet effet ne se manifestera sur U et V que longtemps après le basculement, à un moment où l'impulsion en T est terminée.

Autrement dit, toujours en revenant à nos analogies ferroviaires (que la S.N.C.F. ne s'en formalise pas!) tout se passe

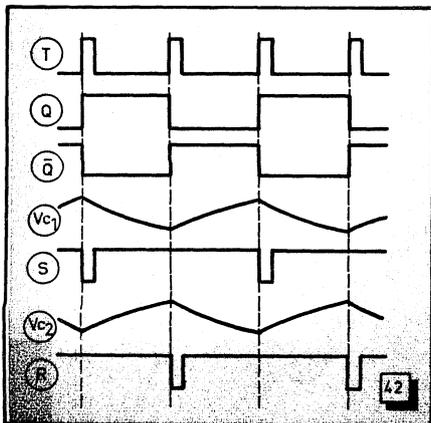


Fig. 42. — Formes d'ondes du montage de la figure 41, montrant que, à partir des impulsions appliquées en T, on ne trouve qu'une impulsion sur deux (impulsions impaires) sur S et une sur deux (impulsions paires) sur R.

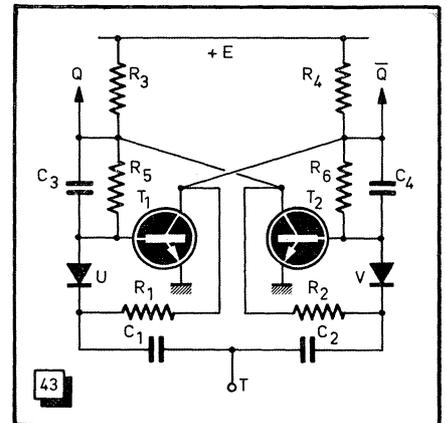
comme si plusieurs trains, arrivant successivement sur une même voie à un poste d'aiguillage, devaient être acheminés alternativement sur la voie A (trains de numéros pairs) et sur la voie B (trains de numéros impairs). Notre système de la figure 40 fait appel, pour cela, à un homme qui manœuvre le poste d'aiguillage au moment où il voit le train passer dessus. Nos circuits filtres de la figure 41 agissent exactement de la même façon qu'un bon déjeuner (un peu trop arrosé!) sur le même aiguilleur, augmentant énormément son « temps de réponse » : il voit passer un train et se « précipite » (mollement) sur le levier, ce qui fait qu'il n'arrive à commander celui-ci que quand le train a déjà fini de passer depuis plusieurs secondes. Il a orienté correctement son aiguillage pour le passage du train suivant, mais sans perturber le passage du premier train.

Précisons tout de même que, pour les trains, la S.N.C.F. n'utilise pas la méthode que nous avons indiquée : ce serait trop dangereux... pour le foie des aiguilleurs.

Pour bien préciser tout ce qui se passe dans le circuit de la figure 41, nous avons tracé sur la figure 42 les différentes formes d'ondes qui correspondent aux variations de tension aux différents points du circuit.

Les variations de tension en Q et \bar{Q} sont bien évidentes : le basculeur change d'état à chaque impulsion T. On trouve aux bornes de C_1 la tension V_{C1} qui rappelle la forme d'onde de la sortie \bar{Q} , mais en y remplaçant toutes les variations brusques

Fig. 43. — Application pratique du principe de la figure 41. Une impulsion négative en T ne passe par U, par exemple, que si le transistor T_1 est saturé depuis un certain temps : le potentiel de la cathode de U est alors devenu nul, celui de la cathode de V étant presque + E, ce qui bloque le passage de l'impulsion vers T_2 .



par des transitions lentes. De même, aux bornes de C_2 , la tension V_{C2} a une variation qui rappelle celle de Q, mais en y remplaçant les variations brusques par des transitions lentes.

Il est donc normal que l'on ne trouve en S, à la sortie de U, que les impulsions impaires et en R, à la sortie de V, que les impulsions paires.

Un exemple bien classique de ce type de réalisation est le bistable d'Éccles-Jordan à aiguillage par diodes, tel qu'il est schématisé sur la figure 43. Chaque transistor, quand il est à la saturation, bloque l'autre (par exemple, quand T_1 est saturé, son collecteur est au potentiel zéro, ou presque, soit $\bar{Q} = 0$, ce qui bloque T_2 en portant la base de ce dernier, par R_6 , à un potentiel presque nul). Réciproquement, un transistor bloqué provoque la saturation de l'autre : par exemple, quand T_1 est bloqué, son collecteur est au potentiel + E, ou presque ($\bar{Q} = 1$) ; il amène donc T_2 à la saturation par le courant qu'il envoie à la base de ce dernier transistor par la résistance R_5 .

Les diodes jouent un rôle très parallèle à celui que jouaient les circuits « and » U et V de la figure 41, à une différence près : ces diodes sont des circuits « et », transmettant, par exemple, l'impulsion négative appliquée en T à la base de T_1 si :

il y a une impulsion

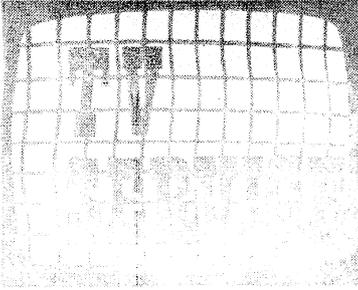
et si la cathode de la diode U est au potentiel zéro.

Les circuits retardateurs R_1-C_1 et R_2-C_2 jouent le même rôle que dans la figure 41.

(A suivre)

J.-P. CEHMICHEN.

Radio-Constructeur



MAINTENANCE DES TELEVISEURS

(Suite : voir "Radio-Constructeur" nos 236 à 240)

II. — LE TUNER U. H. F.

F. — Remplacement d'un tuner U. H. F.

1. — Alimentation

Lorsqu'il s'agit de remplacer un tuner U.H.F., deux points de vue sont à considérer : son mode d'alimentation, et les réglages des circuits de sortie et de liaison à l'amplificateur F.I. Souvent, c'est un tuner à transistors qui succédera à un tuner à tubes. Mais il peut aussi venir en remplacement d'un autre tuner à transistors, alimenté différemment. En effet, le mode d'alimentation a évolué selon la chronologie que nous allons rappeler.

L'alimentation du tuner à tubes se faisait à l'origine à partir d'une ligne H.T. d'environ 180 V. Les premiers tuners à transistors, fonctionnant généralement sous 12 volts, avec une intensité de 10 mA, étaient connectés à cette source par l'intermédiaire de résistances chutrices, comme nous l'avons vu précédemment. On notera que deux résistances de 10 k Ω étaient généralement utilisées, au lieu d'une seule de 20 k Ω , et que leur puissance nominale était de 2 W, alors qu'elles ne dissipent qu'un watt. Ces précautions s'expliquent par le souci de maintenir, pour chaque composant, la tension aux bornes et la dissipation très en-deçà de leurs valeurs autorisées, afin de prévenir le phénomène de diminution, au cours du temps, de leur résistance, et les dommages pouvant en résulter pour les transistors.

Certains constructeurs ont jugé bon de stabiliser la tension de 12 V, soit au moyen d'une diode Zener (fig. 1), soit au moyen d'une varistance. Un autre montage, assez original, consiste à utiliser une fraction de la tension de polarisation du tube final de la base de temps trames (fig. 2). Il suffit de partager la résistance de cathode en deux sections R_1 et R_2 , et d'ajouter un condensateur de découplage C_1 . Ce procédé procure une bonne stabilisation de la tension en A, le débit du tuner étant faible devant le courant total du tube de puissance. Cependant, une rupture éventuelle de R_1 serait mortelle pour les transistors, la cathode du tube se trouvant alors portée à une tension égale à celle d'alimentation H.T.

La fiabilité des transistors croissant rapidement au cours des dernières années, on

a pris de moins en moins de précautions spéciales pour alimenter le tuner. Dans les modèles récents, on est revenu à la simple chute de tension par résistances, celles-ci étant placées à l'intérieur du boîtier. A l'extérieur, n'apparaissent que deux cosses d'alimentation, correspondant chacune à un étage du tuner. Il est possible de les relier entre elles directement, ou par l'intermédiaire d'une résistance. La tension à appliquer à ces cosses est loin d'être critique : un fabricant indique 180 V \pm 10 %.

Cette diversité de modes d'alimentation des tuners à transistors nécessite l'identification du modèle que l'on a en mains, afin de ne pas appliquer 200 V à un tuner prévu pour 12 V. Dans le cas où l'on ne possède aucune indication, il convient de procéder avec prudence, en intercalant d'abord des résistances en série et en mesurant, soit le courant dans le circuit, soit la tension à l'entrée du tuner. Cette recherche peut être également conduite avec plus de rapidité au moyen d'une alimentation extérieure à tension réglable ; c'est encore une des innombrables applications de cet appareil trop méconnu des laboratoires de dépannage.

En dehors de la tension d'alimentation de 12 V, la plus courante, on rencontre aussi les valeurs nominales de 10,8 V, 11 V, 12,6 V. Enfin, certains types de tuners peuvent être livrés avec la borne positive ou la borne négative reliée à la masse.

2. — Différents modes de liaison tuner-amplificateur F.I.

Une fois le tuner correctement alimenté, il est indispensable de procéder à l'alignement des circuits accordés F.I. en U.H.F. Cette opération implique le contrôle ou le réalignement préalable de l'amplificateur F.I. du téléviseur. Cette question devant être traitée au moment de l'étude de cette section, nous supposons pour le moment que ses courbes de réponse sont correctes à tous points de vue. D'autre part, les indications qui suivent s'appliquent aussi bien au réglage des circuits F.I. du tuner existant, dans le cas où ils sont seuls responsables d'une mauvaise réception en U.H.F., qu'à celui nécessité par la mise en place d'un tuner nouveau.

La liaison entre le tuner et l'amplificateur F.I. se fait toujours à basse impédance, au

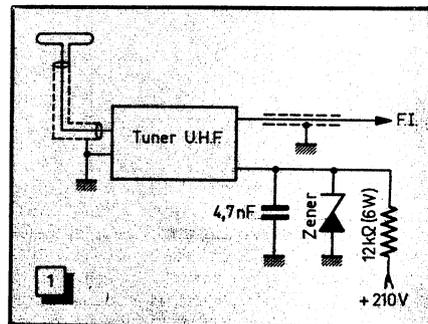


Fig. 1. — Dans certains téléviseurs, la tension d'alimentation du tuner U.H.F. à transistors, obtenue à partir de la H.T., est stabilisée par diode Zener.

moyen d'un câble coaxial de 50 Ω . La longueur de ce câble est déterminée par le constructeur, et ne doit pas être modifiée, même si les points à relier sont beaucoup plus rapprochés. En effet, la capacité répartie du câble (de l'ordre de 100 pF par mètre) intervient souvent dans les caractéristiques des circuits. C'est le cas du

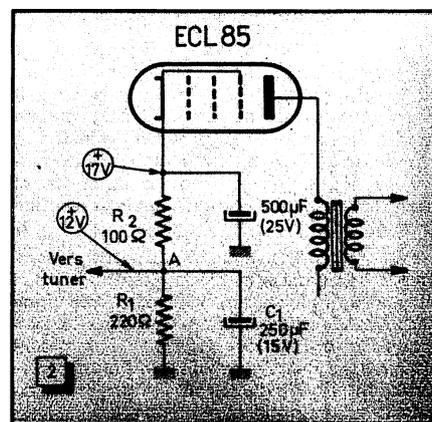


Fig. 2. — Montage original où la tension de 12 V destinée au tuner est prélevée sur la résistance de cathode du tube final trames, résistance fractionnée en deux parties R_1 et R_2 . Un condensateur de découplage supplémentaire C_1 est ajouté.

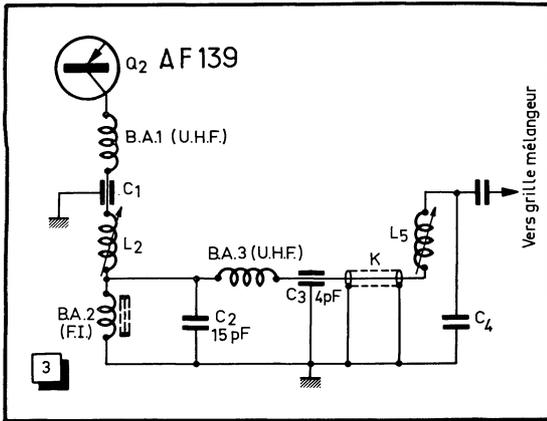


Fig. 3. — Circuit de sortie F.I. d'un tuner à transistors, et couplage au préamplificateur. L_2 : primaire du filtre de bande ; C_3 : capacité de couplage à la base ; L_5 : secondaire du filtre de bande ; K : câble coaxial de liaison.

schéma partiel de la figure 3, où l'on voit le circuit de collecteur du transistor Q_2 , oscillateur-mélangeur. Le dernier élément de ce circuit est le condensateur C_3 . Le premier élément du circuit d'entrée de l'étage suivant est la bobine L_5 . Entre les deux, se trouve le câble coaxial K . Si on fait abstraction des bobines d'arrêt BA_2 et BA_3 , on constate que les éléments L_2 , C_3 et L_5 constituent un filtre de bande à deux circuits, à couplage capacitif à la base ; l'élément de couplage est le condensateur formé par la mise en parallèle de C_3 et de la capacité du câble K (fig. 4 a).

Le condensateur C_3 agit d'autre part en tant que découplage pour les signaux U.H.F. ; ainsi se trouve limitée la tension U.H.F. en provenance de l'oscillateur local, qui, injectée dans la sortie F.I., constitue une source de rayonnement parasite. Le filtre de bande de la figure 4 a possède une courbe de réponse représentée en 4 b, très proche de la courbe idéale. La porteuse F.I. vision (F.I. ∇) est à -6 dB, et l'atténuation de la porteuse F.I. son (F.I. \square) est à un point d'atténuation très faible. Quant au « creux » de la courbe, son atténuation est au plus égale à 1,5 dB.

On voit par cet exemple que le tuner renferme les éléments du primaire du filtre de bande, et une partie de la capacité de couplage, alors que le secondaire du filtre fait partie de l'étage suivant, que ce soit le mélangeur du sélecteur V.H.F., ou un amplificateur séparé. La courbe de la figure 4 b ne peut être obtenue que si la capacité du câble, les valeurs de L_5 et C_3 , et l'amortissement du circuit, sont convenablement choisis.

Selon les fabrications, les circuits de sortie F.I. des tuners, et ceux d'entrée F.I. des sélecteurs de canaux, varient sinon dans leurs grandes lignes, du moins sous le rapport de la valeur des éléments. Lorsque le tuner et le sélecteur proviennent d'un même fabricant, l'adaptation et l'alignement ne posent aucun problème, et donnent rapidement le résultat optimal. Mais on comprend aussi pourquoi un technicien TV, appelé à « faire marcher » un montage hybride, peut éprouver des difficultés insurmontables à obtenir la courbe de réponse désirée. Vu la facilité de montage d'un tuner, des « professionnels » non qualifiés en posent sur des téléviseurs comme ils brancheraient

une lampe d'éclairage sur une installation électrique !

Ce genre d'intervention est facilité par le fait que l'on peut acheter un tuner n'importe où dans le commerce, ce qui paraît à première vue plus commode que de consulter le constructeur du téléviseur. Or, un tuner vendu dans ces conditions est dépourvu de schéma complet et d'instructions relatives à son couplage. Il est donc bien difficile de choisir le type qui convient, et très souvent, après une telle « adaptation », les performances du téléviseur en U.H.F., jugées d'après l'aspect de l'image (l'équipement des « professionnels » en cause ne dépasse pas, généralement, le contrôleur universel), font l'objet de longues et vaines discussions tendant

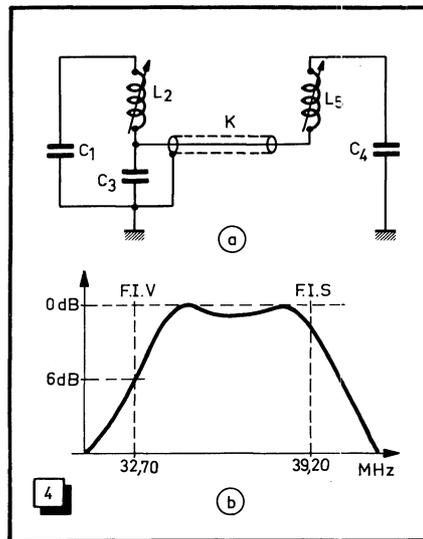


Fig. 4. — a) Eléments essentiels du filtre de bande de la figure 3, représentés de manière à faire apparaître la constitution réelle de la capacité de couplage à la base. Cette capacité est la somme de celle de C_3 et de celle du câble K . b) Courbe de réponse du filtre de la figure 4 a. Sa forme est très proche de la caractéristique idéale. F.I.v : porteuse F.I. vision. F.I.s : porteuse F.I. son.

à discriminer, parmi les défauts constatés, ceux qui peuvent provenir du récepteur de ceux imputables à l'émetteur ou à la propagation !

3. — Comment relever la courbe de réponse d'un tuner

Le tuner étant normalement alimenté, et couplé correctement au premier étage amplificateur F.I., on peut passer à l'alignement. Cette opération exige un vobuloscope (ou un ensemble vobulateur-oscilloscope), des sondes d'injection, et une sonde de détection. Le vobulateur doit être complété par au moins deux marqueurs, si ces indispensables dispositifs ne lui sont pas incorporés.

Le synoptique de la figure 5 rappelle la disposition des appareils. Le vobulateur (Vob.) injecte au tuner (T) un signal modulé en fréquence. Le signal F.I., après passage dans le préamplificateur (P) et l'amplificateur F.I. vision (F.I. ∇), est détecté en (D). La courbe représentant l'amplitude de la tension détectée en fonction de la fréquence est obtenue en reliant la sortie du détecteur à l'entrée verticale V de l'oscilloscope (Osc.). Le balayage horizontal de celui-ci est produit directement par une sortie spéciale du vobulateur, reliée à l'entrée H.

Précisons maintenant les détails de mise en œuvre de l'appareillage. Un premier point concerne le mode d'injection du signal F.I. vobulé au tuner. Si ce dernier utilise des tubes, le moyen le plus commode consiste à attaquer le tube oscillateur-mélangeur par couplage capacitif, à l'aide de l'accessoire représenté en coupe sur la figure 6. C'est un blindage standard (B) auquel on a ajouté au sommet une prise coaxiale de châssis (C). La douille centrale de cette fiche est reliée à une feuille de cuivre de forme cylindrique (F), isolée du blindage par une mince feuille de carton bakérisé (I).

S'il s'agit d'un tuner à transistors, son fabricant indique le point d'injection du signal vobulé, souvent appelé « point test ». On voit sur la figure 7 comment ce point (T) est connecté au circuit de sortie, en amont de la bobine F.I. (L_1). Le câble coaxial de sortie du vobulateur est fermé par une résistance (R_1) égale à son impédance caractéristique, 75 Ω le plus souvent, et l'injection du signal se fait à travers un condensateur (C_1) de très faible capacité, 1,5 à 2 pF. Les éléments R_1 et C_1 ont des connexions aussi courtes que possible. Il est recommandé, en outre, de boucler l'entrée d'antenne du tuner sur son impédance caractéristique.

La tension de sortie du vobulateur doit être suffisante pour obtenir un oscillogramme aisément exploitable. Mais nous rappelons qu'un excès de tension provoque la saturation des amplificateurs F.I., donc une déformation de la courbe de réponse. D'autre part, il est recommandé de se tenir au-dessous du seuil d'entrée en action de la C.A.G. En revanche, une tension de sortie trop faible produit un rapport signal/bruit trop faible : comme le gain vertical de l'oscilloscope doit alors être poussé, le bruit devient très visible sur l'écran, ôte toute netteté au tracé, et « noie » les

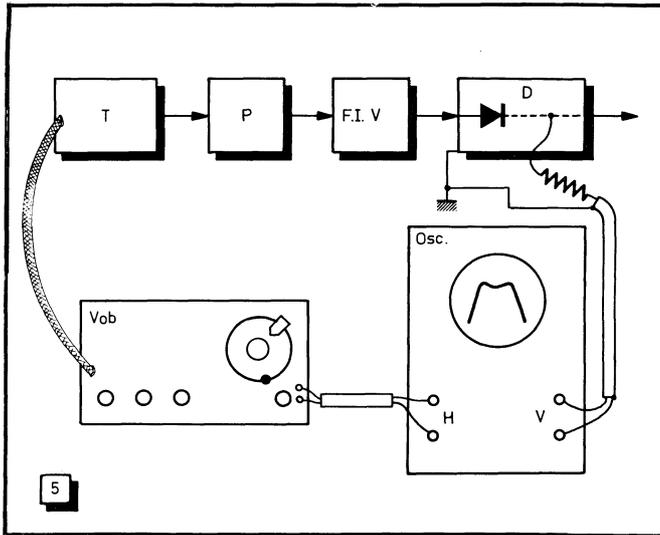


Fig. 5. — Disposition de l'appareillage d'alignement des circuits F.I. d'un tuner : Vob : vobulateur ; T : tuner ; F.I.v : amplificateur F.I. vision ; Osc : oscilloscope ; P : préamplificateur F.I. ; D : détecteur vidéo ; V : entrée verticale de l'oscilloscope ; H : entrée horizontale ; R : sonde de détection.

« pips » de marquage dont l'amplitude est déjà faible, dans le cas où elle est également réglée par l'atténuateur de sortie du vobulateur.

La sonde de détection est constituée par une simple résistance série R, de quelques dizaines de kilohms (fig. 5). D'ailleurs, la plupart des constructeurs de téléviseurs prévoient, sur le boîtier de détection ou sous le châssis, un point test comportant déjà une résistance en série.

La courbe de réponse à obtenir n'est pas, bien entendu, celle de la figure (4 b), puisqu'on s'occupe ici uniquement de la bande passante F.I. vision. La courbe idéale correspondante est celle de la figure 8. Les marqueurs doivent être réglés, l'un sur 32,70 MHz, l'autre sur 37,75 MHz. Les points A et B, où l'on doit amener les pips, sont situés à mi-hauteur de l'oscillogramme, puisqu'ils doivent correspondre à un niveau d'atténuation de 6 dB.

En pratique, il n'en est pas toujours ainsi, en particulier pour le point B. Pour obtenir

la largeur de bande de 5,05 MHz à - 6 dB qu'il définit, on est parfois conduit à une réduction de gain inacceptable, et on doit se contenter de placer B vers 37 MHz. Un tel compromis, empressons-nous de le dire, n'a pas de conséquence visible sur la définition horizontale de l'image. L'oscilloscope et l'œil du téléspectateur sont, en la matière, des juges très différents quant au degré de sévérité. Après avoir entendu maintes fois proclamer que « l'image en deuxième chaîne était bien plus nette qu'en première chaîne », alors que la courbe F.I. était horriblement pointue, nous n'avons plus que de la compassion pour les efforts des promoteurs du standard à 819 lignes et de la bande passante vision de 10 MHz !

Ainsi, une image « nette » est faite de grosses tâches très contrastées, et exempte de souffle. L'absence de ce dernier est appréciée au plus haut point, alors que la hurlante grossièreté de l'image n'est même pas remarquée. Nous nous sommes laissé dire qu'un jeune technicien TV, par-

tant de ce principe, réduit systématiquement à 4 MHz la largeur de bande F.I. de tous les téléviseurs qui passent par ses mains, pour la plus grande satisfaction de ses clients !

Ces constatations, si affligeantes soient-elles, viennent en tout cas rappeler que l'on ne fait de véritable télévision qu'en champ fort. Dans des conditions défavorables, on est contraint de rechercher le meilleur compromis possible entre le gain et le rapport signal/bruit, d'une part, et la largeur de bande d'autre part. Il faut aussi s'efforcer d'obtenir une courbe de réponse symétrique et régulière. La présence d'une profonde « crevasse » dans le tracé a des conséquences plus graves qu'une allure un peu pointue de la courbe. Si un « accident » de ce genre ne peut être éliminé par l'action des réglages, on doit penser que certains éléments des circuits se comportent comme un réjecteur. Cela peut être, en particulier, une conséquence d'une adaptation incorrecte du tuner au premier étage F.I.

4. — Action des différents réglages

Il nous reste à examiner maintenant sur quels réglages on doit agir. Pour cela nous reprendrons les types de montages dans

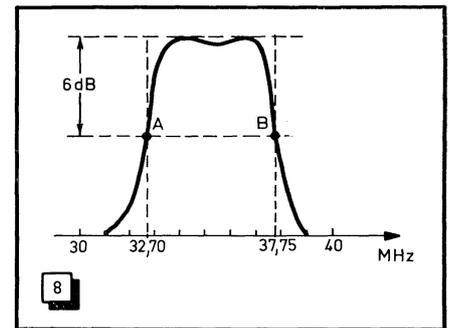


Fig. 8. — Courbe de réponse idéale F.I. vision en U.H.F. La position du point A est impérative. La fréquence correspondant à B peut, sans grande conséquence pratique, varier entre 37 et 37,75 MHz. Mais il importe que l'allure générale soit régulière.

leur ordre chronologique, en commençant par celui où le filtre de bande F.I. se trouve sur une barrette spéciale du sélecteur V.H.F. La figure 9 représente le schéma d'une telle barrette, et ses liaisons avec les circuits du sélecteur. La sortie F.I. du tuner attaque d'abord le tube amplificateur V.H.F. (V_1), par l'intermédiaire du circuit de L_2 . La deuxième triode de V_1 est chargée par le circuit de L_3 , et la liaison à la grille du tube mélangeur V_2b se fait par le condensateur C_1 . Les contacts 14-15-16, qui sur les barrettes normales correspondent au circuit d'oscillateur, sont ici inutilisés, et l'alimentation de l'anode de la triode est coupée.

Pour obtenir la courbe de réponse de la figure 8, on doit agir successivement sur le noyau de L_1 (sur le tuner, fig. 7), et sur ceux de L_2 et L_3 (sur la barrette spéciale, fig. 9). Le réglage de L_1 permet de

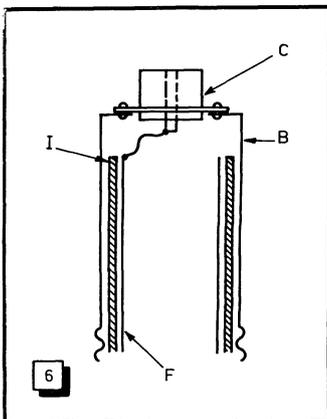


Fig. 6. — Sonde d'injection pour tuner à tubes constituée par un blindage standard B, auquel a été fixée une prise coaxiale de châssis C. Le contact central de C est relié à une feuille de cuivre F, isolée par une feuille isolante I.

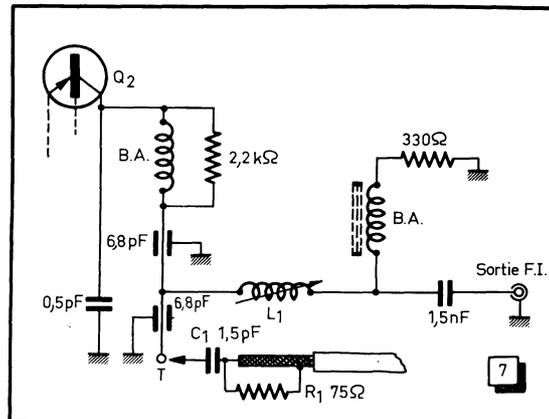


Fig. 7. — Sonde d'injection pour tuner à transistors, et position du point d'injection T. Les éléments R_1 et C_1 sont soudés très court.

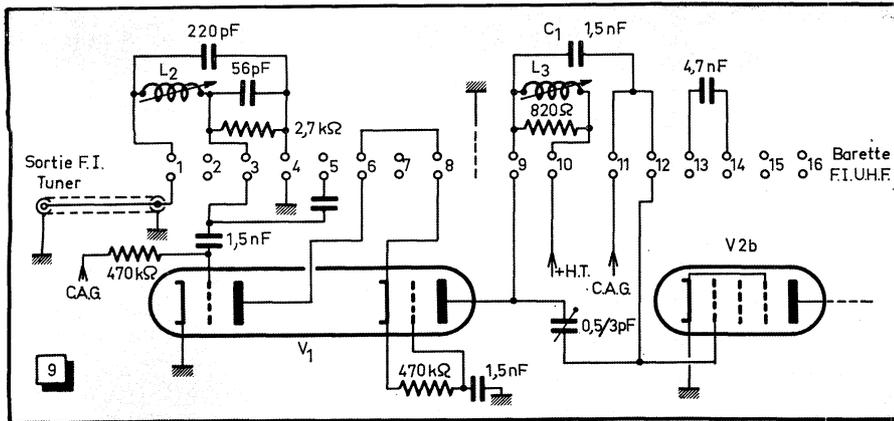


Fig. 9. — Constitution d'une barrette spéciale F.I.-U.H.F., et relations de ses circuits avec ceux du sélecteur V.H.F. (contacts numérotés de 1 à 16). La bobine L_2 est accordée sur 39,20 MHz pour une amplitude maximale. L_3 commande la « bascule » de la courbe, et permet d'obtenir le palier horizontal au sommet. Il faut donc observer alternativement le résultat des détections son et vision.

positionner la porteuse vision de 32,70 MHz à - 6 dB, et celui de L_3 permet de faire « basculer » la courbe et d'obtenir un palier horizontal au sommet. Quant à L_2 , elle doit être accordée sur 39,20 MHz (F.I. son) pour un niveau de sortie B.F. maximal. Comme on travaille ici avec le volubateur, il faut placer la sonde détectrice à la sortie du détecteur « son », et observer la courbe correspondante. Le marqueur réglé sur 39,20 MHz doit donner un « pip » au sommet de cette courbe, dont on recherche en même temps la hauteur maximale.

Il est utile de contrôler à nouveau la courbe F.I. vision, et de retoucher à plusieurs reprises les réglages si nécessaire. C'est à ce stade que l'on devra apprécier, dans les cas difficiles, l'opportunité d'un compromis entre les positions réelles des deux porteuses et leurs positions idéales.

A ce mode de couplage du tuner par barrette spéciale a succédé une variante, supprimant celle-ci, donc la manœuvre du rotacteur, mais utilisant toujours le tube mélangeur du sélecteur V.H.F. Dans l'article précédent, nous en avons rencontré un exemple, où l'attaque de la grille du tube se fait à travers un pont capacitif. On retrouve sur le sélecteur, dans ces systèmes, au moins un circuit accordé correspondant à L_3 de la figure 9.

Le deuxième type de montage auquel on peut avoir affaire est celui de la figure 10, schéma simplifié ne comportant que les éléments essentiels. C'est le cas où le tuner est suivi d'un préamplificateur totalement indépendant du sélecteur V.H.F. Ce préamplificateur, qui assume en même temps la fonction de filtre de bande, est construit autour d'un tube triode-pentode V_3 . L'en-

semble $C_2-C_3-C_4-L_2$ constitue une trappe à réjection infinie, accordée sur 31,20 MHz, qui réduit la bande passante du côté de la porteuse vision. Deux autres circuits accordés, L_3 et L_4 , sont disposés dans la grille et l'anode de V_3a . On agit sur le noyau de L_3 pour positionner la porteuse vision à 32,70 MHz, et sur celui de L_4 pour niveler la courbe et obtenir un palier au sommet. Quant au circuit de sortie du tuner (L_1), on doit le régler pour le maximum d'amplitude de la courbe.

Une particularité intéressante du montage de la figure 10 est l'utilisation du tube V_3b en adaptateur d'impédance, ce qui permet de sortir sur une résistance R_1 de 470 Ω. Le câble coaxial de liaison K attaque alors la cathode du tube V_4 , premier amplificateur F.I., sur la prise entre R_2 et R_3 . Le signal F.I. en provenance du sélecteur V.H.F. est, quant à lui, injecté sur la grille de V_4 par l'intermédiaire du transformateur T_1 .

Dans une autre version de ce montage, le préamplificateur F.I. utilise un tube EF183, dont l'anode est chargée par un circuit accordé. Une prise sur la bobine permet, là encore, d'obtenir une sortie à basse impédance pour l'attaque de V_4 .

Enfin, nous citerons encore un troisième type de couplage du tuner à l'amplificateur F.I. Ce système, qui incorpore directement un préamplificateur F.I. à transistor au tuner, est employé sur les équipements actuels destinés à l'adaptation des anciens téléviseurs. Il permet de résoudre simplement ce problème pour un très grand nombre de fabrications, à condition toutefois que les valeurs de la F.I. son et de la F.I. vision soient normalisées. Comme on le voit sur la figure 11, l'ensemble tuner-préamplificateur est fourni avec son câble coaxial de sortie K, lequel est muni à son extrémité d'un petit condensateur de traversée (C), de quelques picofarads. Il suffit de souder ce condensateur à l'entrée E de la platine F.I., point où arrive déjà le câble en provenance du sélecteur V.H.F. Ainsi, il n'y a pas de commutation à prévoir.

Afin de faciliter à l'extrême l'adaptation, les réglages de L_1 , L_2 et L_3 sont effectués en usine, et la longueur du câble K ne doit pas être modifiée. Le seul inconvénient qui résulte du branchement du deuxième câble au point E est un léger désaccord du premier circuit F.I. en V.H.F.

Il n'est donc pas interdit à un technicien convenablement équipé de contrôler les courbes de réponse F.I. sur les deux standards, et de retoucher si nécessaire les réglages de L_1 , L_2 et L_3 . L'expérience montre, en effet, qu'un technicien « de service » parvient souvent, quoiqu'à l'aide d'un appareillage beaucoup moins perfectionné, à effectuer des alignements plus soignés qu'un technicien d'usine, travaillant en série et soumis au sacro-saint rendement.

Dans l'impossibilité d'envisager toutes les particularités de montage existantes, et toutes celles de réglage correspondantes, nous croyons utile de rappeler que les constructeurs sérieux donnent toutes les indications nécessaires pour un alignement correct des circuits F.I. d'un tuner.

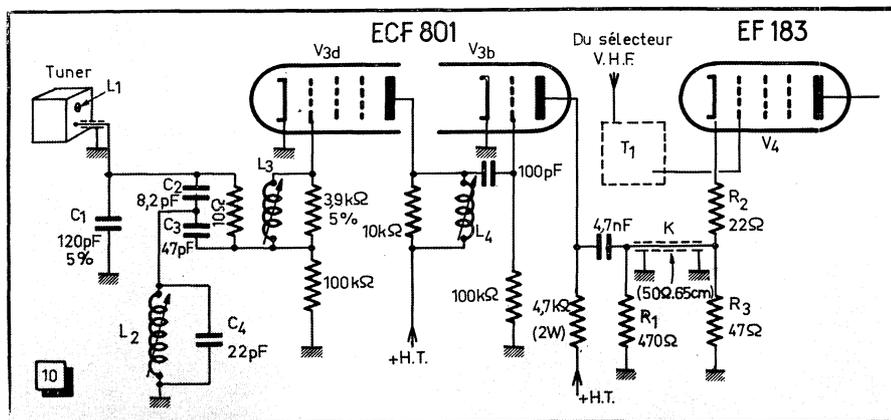


Fig. 10. — Montage récent où le préamplificateur F.I., totalement indépendant du sélecteur V.H.F., est constitué d'un tube double V_3 . Le tuner T attaque la pentode V_3a à travers une trappe à réjection infinie, $C_2-C_3-C_4-L_2$, réglée sur 31,20 MHz. Dans la grille et l'anode, se trouvent deux circuits accordés. Le réglage de L_3 positionne la porteuse vision à 32,70 MHz, et celui de L_4 commande la bascule de la courbe. Le circuit de sortie du tuner, L_1 , est réglé pour le maximum d'amplitude générale. Le tube V_3b fonctionne en adaptateur d'impédance, et le câble coaxial K attaque sur son impédance caractéristique le circuit de cathode R_2-R_3 de V_4 , premier tube amplificateur F.I.

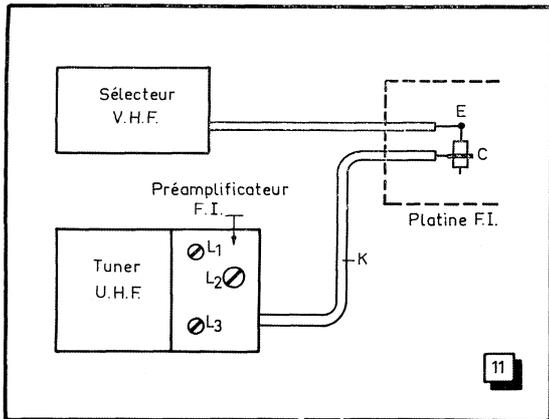


Fig. 11. — Les tuners actuels destinés à l'adaptation des anciens téléviseurs comportent un préamplificateur F.I. incorporé. Le câble K de sortie F.I. est directement relié en E à celui venant du sélecteur V.H.F., par l'intermédiaire d'une faible capacité C. Les circuits L_1 , L_2 et L_3 sont pré-réglés en usine.

Les exemples que nous avons donnés peuvent néanmoins permettre à un technicien TV, devant un appareil inconnu, de retrouver le type de montage et d'identifier l'emplacement des réglages. D'ailleurs, la technique de l'alignement au volubateur entre autres avantages, permet de voir immédiatement l'effet produit sur la forme de la courbe par l'action sur tel ou tel noyau. Une erreur de circuit, dans ces conditions, est sans gravité, à condition de la rectifier **sur le champ**. Il est en effet beaucoup plus difficile de refaire une courbe correcte après avoir tourné les noyaux maintes fois au hasard et en tous sens !

5. — Accidents d'alignement et remèdes

A ce propos, il n'est pas superflu de rappeler que les bobines constituant le filtre de bande F.I. associé à un tuner comportent des noyaux de ferrite d'assez petit diamètre, donc fragiles.

On peut en faire éclater un avec le tournevis isolant, ou même découvrir que quelqu'un s'y est déjà employé. Or, un noyau éclaté est coincé. On ne peut guère intervenir alors que sur des bobines extérieures au tuner et accessibles par leurs deux bouts. Si le noyau lui-même possède une fente de manœuvre à ses deux extrémités, on s'efforce d'agir sur le côté intact du noyau, après avoir dégagé la partie fendue. Mais cette opération ne peut pas toujours être menée à bien, et l'on risque finalement d'avoir à extraire le noyau en petits morceaux, et à en rechercher un semblable. Aussi, avant d'en arriver là, est-il

intéressant de savoir si le noyau coincé **doit** être retouché. Pour cela, il suffit d'employer la méthode du barreau de ferrite et de la spire de cuivre (fig. 12). Tandis que l'on observe la courbe de réponse à l'oscilloscope, on présente d'abord le barreau de ferrite F face au noyau N. Puis on glisse une spire de cuivre fermée S, montée au bout d'un bâtonnet isolant M, sur l'enroulement B.

Si, dans les deux cas, on obtient une modification de la courbe de réponse en sens opposé de celui désiré, le noyau N ne demande aucune retouche. Si l'action du barreau F produit une amélioration, on peut tenter d'accorder le circuit par adjonction d'un noyau supplémentaire N'. Si c'est l'action de la spire S qui est bénéfique, on peut accorder le circuit en écartant les spires de l'enroulement, ou en diminuant leur nombre, très progressivement, demi-tour par demi-tour, en coupant **chaque fois** l'excédent de fil, et en vérifiant chaque fois l'accord par l'action alternée du barreau et de la spire.

On peut aussi placer à demeure une spire telle que S, le réglage optimal se faisant par glissement, ou encore introduire en N' un noyau d'aluminium. Mais il est évident que si le désaccord à corriger est trop grand, l'amortissement provoqué par ces deux derniers procédés peut affecter l'alignement, et empêcher de donner à la courbe la forme désirée.

On constatera parfois que les effets sur la courbe du barreau de ferrite extérieur sont peu marqués. Dans ce cas, il est nécessaire de procéder par introduction dans

la bobine d'un noyau provisoire tel que N', tenu dans un morceau de gaine isolante, par exemple. Si c'est l'effet de la spire qui est invisible, c'est que celle-ci est de trop grand diamètre. Il convient alors de la former directement sur l'enroulement, en laissant juste l'espace nécessaire pour le glissement, et de la fermer par soudure. La manœuvre directe de la spire produisant un « effet de main » gênant, celle-ci doit être poussée en place au moyen d'un outil isolant. Si elle devient définitive, elle sera immobilisée avec un peu de cire H.F. (Ne pas employer de vernis ni de colle cellulosique, assurant une fixation **très** définitive !)

Il est à peine besoin d'ajouter que la fragilité des noyaux miniatures recommande de ne les manœuvrer qu'à bon es-

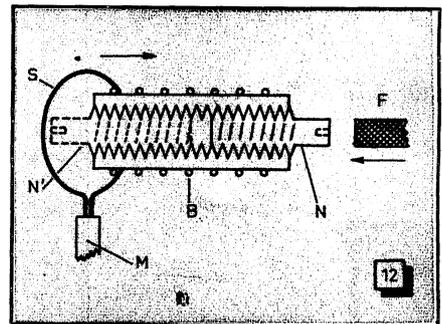


Fig. 12. — Contrôle de l'accord d'une bobine B dont le noyau N, endommagé, est coincé. Un barreau de ferrite F, ou un noyau supplémentaire N', provoquent un accroissement de la self-induction. Une spire de cuivre fermée S, glissée sur la bobine, ou un noyau tel que N', mais en aluminium, produit une diminution de la self-induction. Ces mêmes noyau ou spire de contrôle peuvent se transformer en réglages auxiliaires définitifs, dans les cas où il est impossible de remplacer le noyau d'origine.

cient, un nombre minimal de fois au cours d'une opération d'alignement, et avec des outils bien adaptés. En l'occurrence, un défaut de patience et de réflexion peut se payer par des détériorations auxquelles, nous l'avons vu, on peut toujours remédier, mais au prix d'une somme très supérieure de patience et de réflexion.

P. BROSSARD.

QUELQUES NOUVEAUX SEMI-CONDUCTEURS (RTC)

Transistors H.F.

à hautes performances

Ces transistors, dont la désignation commune est 216 BLY, peuvent délivrer, suivant le type choisi, entre 4 et 50 W à 200 MHz. Il y a, au total, dans cette famille, dix types de transistors divisés en deux groupes : L (alimentation basse tension : 13 V) ; H (alimentation haute tension : 28 V). Dans chacun des deux groupes on trouve cinq transistors prévus pour des puis-

sances de 4, 8, 15, 25 et 50 W. C'est ainsi que le type 216 BLY/L 50 désigne un transistor alimenté sous 13 V et pouvant délivrer une puissance H.F. de 50 W. Les boîtiers diffèrent en fonction de la puissance : TO-39 pour 4 W ; TO-60 pour 8, 15 et 25 W ; boîtier « Tourelle » époxy de grandes dimensions pour 50 W.

Diodes « Varicap »

Ces nouvelles diodes, BB 105 B et BB 105 G, sont prévues pour l'accord des tuners U.H.F. et des sélecteurs V.H.F., où les condensateurs variables traditionnels peuvent être désormais avantageusement remplacés par des diodes à variation de capacité « Varicap ». Un tel élément est une diode au silicium de technologie

planar, dont la capacité varie en fonction de la valeur de la tension inverse qui lui est appliquée.

La capacité maximale pour les deux types ci-dessus, à 500 kHz et pour $U_R = -3$ V, est de 11,5 pF. La capacité minimale, pour $U_R = -25$ V, est de 2 à 2,3 pF pour BB 105 B et de 1,8 à 2,8 pF pour BB 105 G.

Diode interrupteur

Cette diode (BA 185) se comporte comme un interrupteur. Son impédance dans le sens direct est très faible lorsqu'elle est traversée par un courant. Au contraire, son impédance devient très grande lorsqu'une tension inverse lui est appliquée.

CIRCUITS ÉQUIVALENTS

ATTÉNUATEURS ET FILTRES

(Suite : voir "Radio-Constructeur" n° 240)



Cellules asymétriques

Les relations permettant de calculer la valeur des éléments des cellules asymétriques en T et en π se présentent de la façon suivante :

Cellule en T (fig. 13 a)

$$R_1 = Z_1 \left(\frac{N+1}{N-1} \right) - R_3; \quad (36)$$

$$R_2 = Z_2 \left(\frac{N+1}{N-1} \right) - R_3; \quad (37)$$

$$R_3 = \frac{2\sqrt{NZ_1Z_2}}{N-1}. \quad (38)$$

Cellule en π (fig. 13 b)

$$\frac{1}{R_1} = \frac{1}{Z_1} \left(\frac{N+1}{N-1} \right) - \frac{1}{R_3}; \quad (39)$$

$$\frac{1}{R_2} = \frac{1}{Z_2} \left(\frac{N+1}{N-1} \right) - \frac{1}{R_3}; \quad (40)$$

$$R_3 = \frac{N-1}{2} \sqrt{\frac{Z_1Z_2}{N}}. \quad (41)$$

Exemples :

1. — Calculer une cellule en T permettant d'adapter une ligne 75 Ω à l'entrée d'un téléviseur prévue pour 300 Ω : $Z_1 = 75 \Omega$; $Z_2 = 300 \Omega$.

La solution n'est possible que si les relations (36) et (37) conduisent à des valeurs positives, ce qui aboutit à la condition

$$Z_1(N+1) > 2\sqrt{NZ_1Z_2},$$

c'est-à-dire

$$\frac{N+1}{\sqrt{N}} > \frac{2\sqrt{Z_1Z_2}}{Z_1},$$

où Z_1 représente l'impédance la plus faible des deux. Dans le cas des valeurs ci-dessus, le deuxième membre de cette inégalité

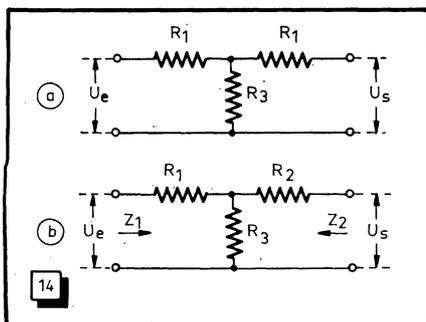


Fig. 14. — Calcul de l'atténuation dans le cas d'une cellule symétrique (a) et asymétrique (b).

est égal très sensiblement à 4, ce qui conduit à $N \geq 15$, atténuation non négligeable. Adoptons $N = 16$. Il vient :

$$R_3 = \frac{1200}{15} = 80 \Omega;$$

$$R_1 = 75 \cdot 1,135 - 80 = 5 \Omega;$$

$$R_2 = 300 \cdot 1,135 - 80 = 260 \Omega.$$

Si l'on ne tient compte que des tensions en présence, on se rend compte que la tension à l'entrée du téléviseur représente, dans le cas ci-dessus ($N = 16$), la moitié de celle à l'entrée de la cellule d'adaptation.

2. — Si l'on veut refaire le même calcul, mais pour une cellule en π , on s'aperçoit que les conditions de « réalisabilité » sont les mêmes que pour une cellule en T. En adoptant la même valeur $N = 16$ pour l'atténuation, on trouve :

$$R_3 = 282 \Omega;$$

$$\frac{1}{R_1} = \frac{3,25}{282} \approx \frac{1}{87};$$

$$\frac{1}{R_2} = \frac{0,07}{282} \approx \frac{1}{4000};$$

Donc, en résumé, $R_1 = 87 \Omega$ et $R_2 = 4000 \Omega$. Le rapport des tensions à l'entrée et à la sortie est évidemment le même que dans le cas d'une cellule en T.

Impédance des cellules symétriques

Dans le cas des cellules de la figure 12, l'impédance caractéristique Z s'exprime, en fonction de la valeur des éléments, par les relations suivantes :

Cellule en T

$$Z = R_1 \sqrt{1 + 2 \frac{R_3}{R_1}}; \quad (42)$$

Cellule en π

$$Z = \frac{R_1}{\sqrt{1 + 2 \frac{R_1}{R_3}}}; \quad (43)$$

Cellule en T ponté

$$Z = \sqrt{R_3 R_4}. \quad (44)$$

Il en résulte que pour les cellules en T et en π composées d'éléments de même valeur l'impédance caractéristique est $Z = R_1 \sqrt{3}$ pour une cellule en T, et $Z = R_1 / \sqrt{3}$ pour une cellule en π .

Atténuation en décibels

Lorsqu'il s'agit de cellules symétriques, dont l'impédance caractéristique est la même aux deux extrémités, ou de cellules asymétriques dont l'affaiblissement est exprimé par un rapport

de puissances, l'affaiblissement en décibels peut être directement déduit d'après un tableau que l'on trouve partout.

Dans le cas de la figure 14 a (cellule en T symétrique) l'affaiblissement A_{dB} en décibels s'exprime par

$$A_{dB} = 20 \log \frac{U_e}{U_s},$$

ou encore, puisque le rapport U_e/U_s a été désigné par A, par

$$A_{dB} = 20 \log A.$$

On détermine $\log A$ à l'aide du tableau correspondant et on obtient l'expression de l'affaiblissement en décibels.

Sinon, la valeur de A, recherchée directement dans le tableau de décibels, dans la colonne « Rapport de tensions ou d'intensités », fournit, en regard, le nombre de décibels correspondant.

On retiendra quelques valeurs, qui faciliteront les appréciations et les calculs rapides :

A	dB
1,41	3
2	6
3,16	10
4	12
5	14
10	20

S'il s'agit d'une cellule asymétrique (fig. 14 b), les choses peuvent se présenter sous un double aspect.

Dans le cas où l'affaiblissement de la cellule est indiqué en rapport de puissances N, comme plus haut, son expression en décibels est directement donnée par le tableau correspondant (colonne « Rapport de puissances ») ou calculée par l'expression

$$N_{dB} = 10 \log N.$$

Pour déterminer le rapport correspondant de tensions, soit U_e/U_s , il faut écrire que le rapport de puissances P_e/P_s est égal à N et exprimer les deux puissances en fonction des tensions et des impédances correspondantes :

$$P_e = U_e^2/Z_1 \quad \text{et} \quad P_s = U_s^2/Z_2.$$

Il vient donc

$$\frac{U_e^2}{U_s^2} \times \frac{Z_2}{Z_1} = N. \quad (45)$$

Comme on connaît Z_2/Z_1 , on calcule facilement l'atténuation en tension.

Exemple. — Quelle valeur de N doit-on adopter dans le calcul d'une cellule d'adaptation en T, avec $Z_1 = 75 \Omega$ et $Z_2 = 300 \Omega$, pour obtenir un rapport $U_e/U_s = 10$?

D'après (45) on a

$$N = 100 \times \frac{300}{75} = 400.$$

Lorsqu'il y a plusieurs cellules connectées en série et adaptées (impédance de sortie de l'une correspondant à celle d'entrée de la suivante), l'atténuation globale en décibels du système représente la somme des atténuations partielles, également en décibels, indépendamment du facteur d'affaiblissement, A ou N, utilisé lors du calcul de chaque cellule.

Atténuateurs commutables

Lorsqu'il s'agit d'un atténuateur de sortie d'un générateur, par exemple, sa structure est généralement celle de la figure 15. Le problème consiste à assurer un certain nombre de paliers d'atténuation, à adapter, le mieux possible, la résistance de sortie R_1 du générateur à la résistance de charge R_c et à réaliser les conditions d'impédance constante aussi bien à l'entrée, côté générateur, qu'à la sortie. Toutes ces conditions étant parfois difficilement réalisables en même temps, on admet souvent quelques compromis.

Dans un générateur à tubes, la sortie se fait très fréquemment par la cathode, ce qui aboutit à une résistance de sortie très faible, de l'ordre de l'inverse de la pente S. Autrement dit, si

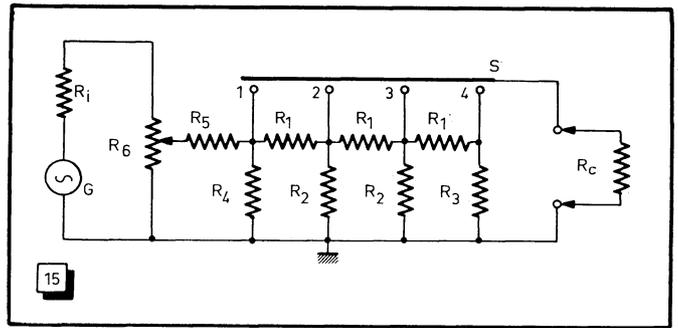


Fig. 15. — Schéma de principe d'un atténuateur commutable.

la pente du tube de sortie est de 10 mA/V, soit 1.10^{-2} A/V, la résistance de sortie sera de $1/1.10^{-2}$ ohms, soit 100 Ω . De même, si la pente est de 5 mA/V, soit 5.10^{-3} A/V, la résistance de sortie sera de $1/5.10^{-3} = 200 \Omega$ et ainsi de suite.

Quant à la résistance de charge R_c , elle est très souvent constituée par un câble coaxial bouclé sur une résistance égale à son impédance caractéristique, soit 50 ou 75 Ω le plus fréquemment.

Les cellules successives de l'atténuateur sont calculées pour obtenir, à chaque position du contacteur S, un affaiblissement supplémentaire identique à celui de la position précédente. Autrement dit, si le niveau maximal sur la position 1 est U, il sera U/A sur la position 2, U/A^2 sur la position 3 et U/A^3 sur la position 4. Le plus souvent on adopte $A = 10$.

Dans la mesure du possible, l'impédance de l'atténuateur doit rester constante, pour n'importe quelle position de S, aussi bien à la sortie, côté R_c , qu'à l'entrée, côté G.

On détermine d'abord la résistance terminale R_3

$$R_3 = R_c \frac{A + 1}{A}, \quad (46)$$

ce qui conduit à $R_3 = 1,1 R_c$ si $A = 10$.

Ensuite, on peut calculer les résistances R_2 :

$$R_2 = R_c \frac{A + 1}{A - 1}, \quad (47)$$

ce qui se réduit à $R_2 = 1,22 R_c$ pour $A = 10$. Enfin, on calcule R_1 :

$$R_1 = R_c \frac{A^2 - 1}{A}, \quad (48)$$

soit $R_1 = 9,9 R_c$ pour $A = 10$.

Lorsqu'un atténuateur à plots est associé à un atténuateur progressif tel que R_6 (fig. 15), il est nécessaire que la valeur de R_6 soit du même ordre de grandeur que R_1 et qu'en même temps elle soit nettement plus faible (5 à 10 fois) que la résistance d'entrée de l'atténuateur. Pour satisfaire cette condition, on introduira une résistance telle que R_5 et on déterminera la valeur de R_4 en se servant de relations suivantes :

$$R_5 \geq 10 R_1 \quad (49)$$

et

$$R_4 = \frac{R_1 R_5}{0,9 (10 R_1 - R_5)}. \quad (50)$$

Si l'on fait $R_5 = 10 R_1$, on obtient $R_4 = \infty$, ce qui signifie que cette résistance peut être supprimée. L'inconvénient du schéma de la figure 15 est que l'impédance de sortie augmente par rapport à la valeur « nominale » sur les positions 1 et 2 du contacteur (surtout en position 1). Pour cette raison, on adopte souvent la solution de l'atténuateur progressif placé avant le tube final, par exemple comme l'indique la figure 16. La résistance de sortie du tube peut être toujours ajustée de façon à avoir la même valeur que R_c , en agissant sur R_4 . Dans ces conditions, le calcul de l'atténuateur se simplifie beaucoup, puisqu'il se trouve constitué par une suite de cellules symétriques.

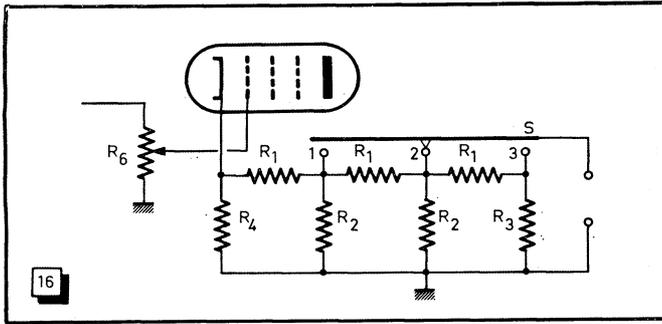


Fig. 16. — Un atténuateur commutable placé à la sortie cathodique d'un tube.

Un atténuateur commutable peut être considéré, en effet, comme une juxtaposition de cellules en π , suivant le schéma de la figure 17, et pour le calcul duquel on peut considérer les choses de la façon suivante. Côté sortie ce réseau doit présenter une certaine résistance R_s , obtenue par la mise en parallèle d'une résistance telle que R_0 et de la résistance terminale R_1 du réseau, en tenant compte de toutes les autres résistances qui viennent en parallèle sur R_1 .

Si A est l'atténuation (rapport de tensions) obtenue à l'aide d'une cellule, les différents éléments de cet atténuateur se calculent comme suit :

$$R_0 = 2 R_s ; \quad (51)$$

$$R_1 = 2 R_s \frac{A + 1}{A - 1} ; \quad (52)$$

$$R_2 = 2 R_s \frac{A^2 - 1}{2A} . \quad (53)$$

Etant donné que le schéma de la figure 17 est purement théorique et que la structure définitive et réelle est celle de

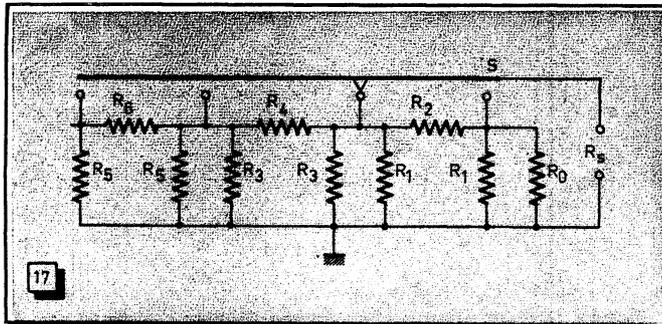


Fig. 17. — Un atténuateur commutable se calcule comme étant composé d'un certain nombre de cellules en π .

la figure 15, résultant de la mise en parallèle de R_1 et R_0 , de R_1 et R_3 , etc., et du remplacement de ces combinaisons par des résistances uniques, les deux façons d'aborder le problème conduisent au même résultat, ce qui apparaît d'ailleurs nettement si l'on compare les relations (46) à (48) et (51) à (53).

Si l'impédance terminale côté générateur est la même que l'impédance de sortie, le calcul se fait sans aucune complication. Si cette impédance terminale est différente, la dernière cellule ($R_5 - R_0 - R_6$ de la figure 17, par exemple) sera une cellule d'adaptation. On peut, d'ailleurs, adopter dans ce cas la disposition de la figure 16, qui aura l'avantage d'offrir une impédance identique pour toutes les positions de S . La cellule $R_2 - R_1 - R_4$ sera alors calculée de façon à réaliser l'adaptation en introduisant une atténuation minimale, à moins que la tension dont on dispose aux bornes de R_4 ne soit très supérieure à celle que l'on veut avoir en 1.

Exemples :

1. — Calculer l'atténuateur de la figure 16 à partir des données suivantes :

- Charge de sortie constituée par un câble coaxial de 75Ω .
- Impédance de sortie du tube : 75Ω .
- Tension aux bornes de R_4 : 4 V.
- Tension nécessaire en 1 : 1 V.
- Atténuation par plot : 10 (donc $A = 10$).

En utilisant les relations (46) à (48) on trouve :

$$R_3 = 1,175 = 82,5 \Omega,$$

valeur que l'on trouverait également à l'aide de (51) et (52), en considérant que R_3 de la figure 16 résulte de la mise en parallèle de R_0 et R_1 de la figure 17.

La résistance R_2 correspondant au plot 2 sera :

$$R_2 = 1,2275 = 91,5 \Omega.$$

Les deux résistances R_1 disposées entre 1 et 2 et 2 et 3 sont :

$$R_1 = 9,975 = 742,5 \Omega.$$

La résistance R_2 correspondant au plot 1 résulte de la mise en parallèle d'une résistance de $2 \times 91,5 = 183 \Omega$ avec une résistance donnée par la relation (52) avec $A = 4$. D'où $150.167 \approx 250 \Omega$. La résistance résultante est donc de $105,7 \Omega$ environ.

La résistance R_1 placée entre la cathode et le plot 1 sera calculée par (53) avec $A = 4$, d'où $R_1 = 150.1875 = 281 \Omega$. Enfin, la résistance R_4 sera donnée par (52), encore une fois, et sa valeur sera donc de 250Ω .

2. — Refaire le même calcul que ci-dessus, mais avec une atténuation de 10 dB par plot.

Etant donné qu'il s'agit de cellules symétriques, dont l'impédance est la même des deux côtés, l'atténuation en décibels se traduit en rapport de tensions directement par le tableau, ce qui donne $A = 3,16$. A partir de là le calcul s'effectuera comme ci-dessus.

(A suivre)

W. SOROKINE.

QUELQUES NOUVEAUX SEMI-CONDUCTEURS (SGS-FAIRCHILD)

Nouveaux transistors n-p-n à haute tension et vitesse élevée

Ces transistors, appelés **BFW 66** et **BFW 71**, supportent 60 V et ont une puissance de dissipation, à la température ambiante, de 0,5 W en TO-18 et de 0,8 en TO-39. Leur fréquence de transition f_T est de 250 MHz à $I_c = 50$ mA, la valeur typique étant de 400 MHz.

Le gain β est élevé (100 minimum à $I_c = 150$ mA). De plus, la tension de saturation U_{ce} est faible : 0,18 V maximum pour $I_c = 150$

milliampères et 0,5 V seulement pour $I_c = 500$ milliampères.

Ces transistors peuvent être employés à des températures de -55°C à $+200^\circ\text{C}$. Ils seront utilisés dans les étages de sortie en classe B jusqu'à 0,5 W, les circuits de commande de tubes d'affichage à cathode froide, etc. Ils conviennent aussi pour la commutation à vitesse moyenne.

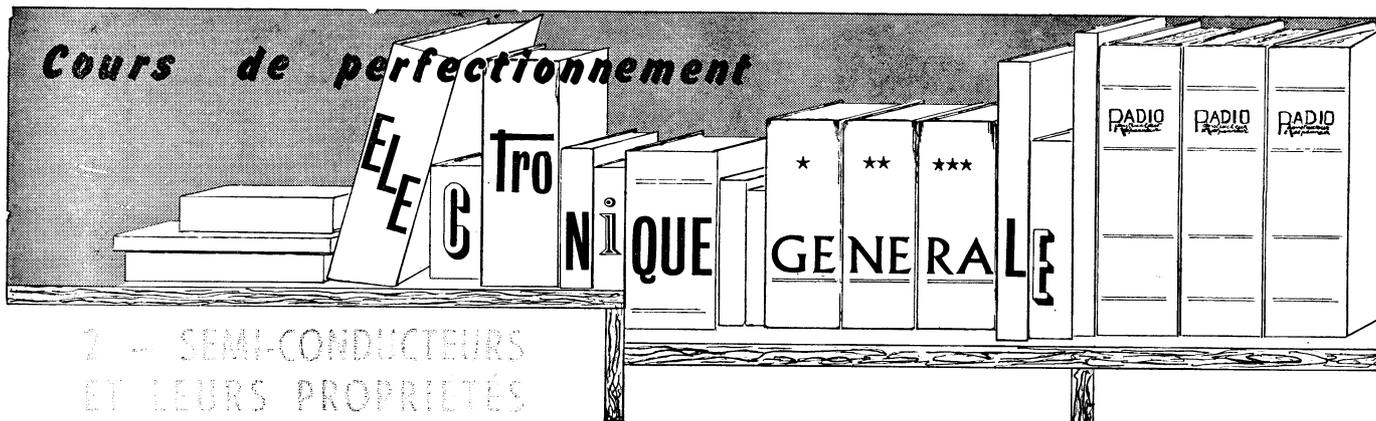
Nouvelle diode miniature

La nouvelle diode **BAW 28**, du type miniature « Microglass », a été étudiée pour les circuits où il est nécessaire de prévoir des diodes à faible capacité, à conductance élevée, à faible puissance dissipée et à vitesse élevée. Elle présente une chute de tension directe de 1 V maximum à 100 mA, un courant de fuite de

$0,2 \mu\text{A}$ et une tension inverse de 30 V. Elle peut fonctionner dans la gamme de températures de -55°C à $+150^\circ\text{C}$. Elle est également livrable en assemblages multiples.

Transistors H.F. à hautes performances

Appelés **BFW 63** et **BFW 64** ces transistors ont des performances qui améliorent beaucoup le rendement des circuits H.F. et F.I. des récepteurs jusqu'à 200 MHz. Leur gain est élevé et se situe vers 35 dB à 60 MHz pour le BFW 63 et vers 21 dB à 200 MHz pour le BFW 64. Leur capacité de réaction en émetteur commun est très faible, de l'ordre de 0,25 pF. Le facteur de bruit est faible : 3 dB à 60 MHz et 5 dB à 200 MHz, pour les deux transistors, ce qui simplifie l'étude des amplificateurs F.I. à grand gain.



2 - SEMI-CONDUCTEURS ET LEURS PROPRIÉTÉS

(Suite : voir "Radio-Constructeur" nos 207 à 209, 211 à 237, 239 à 241)

C - LES TRANSISTORS

Nous avons vu, dans notre précédent numéro, comment le courant I_c ou I_e se répercutait sur la valeur de la résistance d'entrée dans le cas des montages EC et CC.

Il nous reste à voir ce qui se passe dans le cas d'un montage BC, où les choses sont très simples : résistance d'entrée pratiquement indépendante de la tension U_{cb} , mais influencée par le courant I_e (ou I_c , si l'on préfère), dans la même proportion que celle d'un montage EC, à peu près.

Le graphique de la figure 457 permet de se rendre compte de l'allure des courbes qui représentent la variation de la résistance d'entrée de quelques transistors en montage BC, en fonction du courant d'émetteur I_e . Pour ne pas étaler ce graphique d'une façon excessive, nous y avons adopté la solution d'une double échelle, aussi bien pour la résistance que pour le courant.

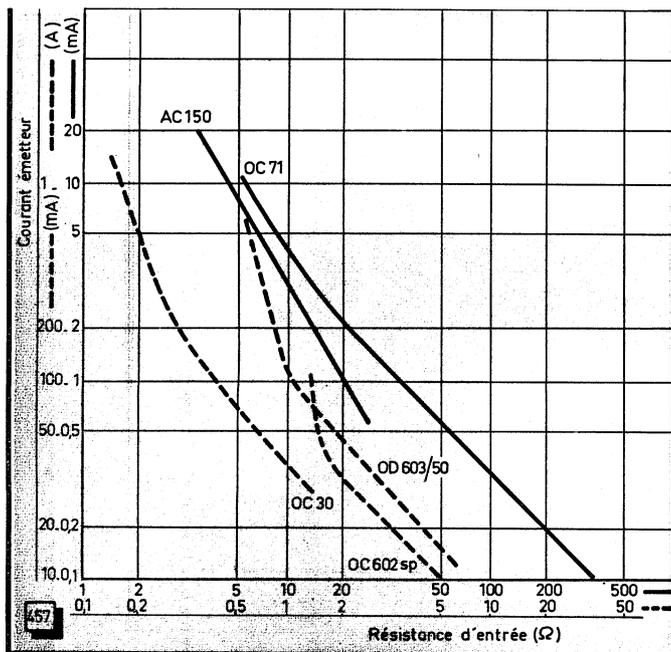


Fig. 457. — Variation de la résistance d'entrée en fonction du courant d'émetteur pour quelques transistors en montage BC.

Détermination rapide de la résistance d'entrée en CC et en BC

Nous avons indiqué plus haut la façon de tracer, point par point, la courbe I_c/U_{cb} complète d'un transistor en montage CC, mais ce procédé graphique peut être encore

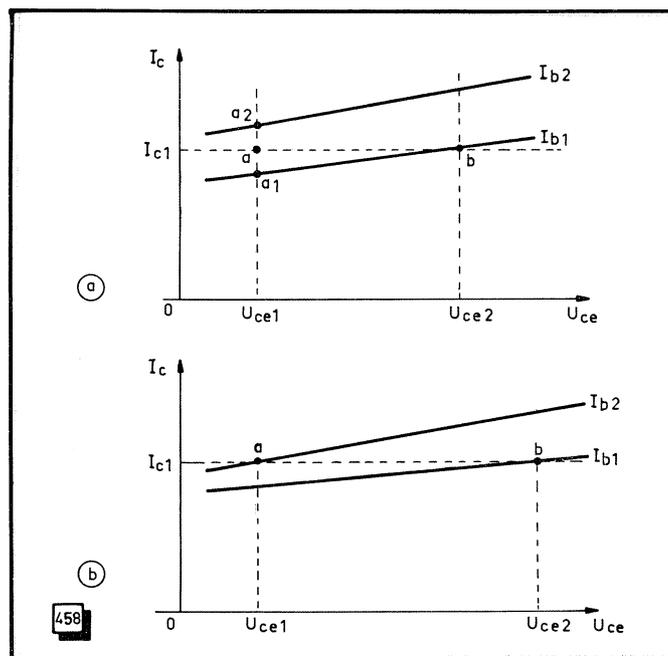
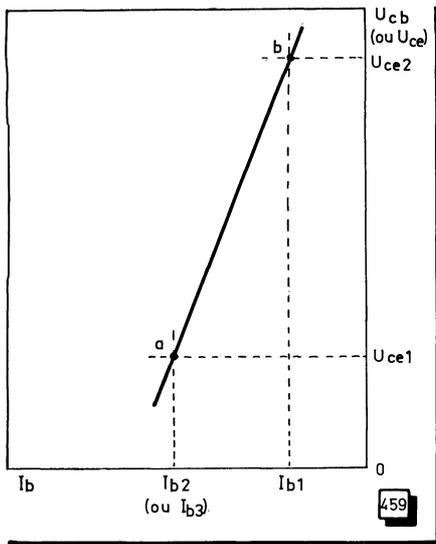


Fig. 458. — Pour déterminer rapidement l'ordre de grandeur de la résistance d'entrée d'un montage CC, il suffit de repérer deux points d'intersection des courbes I_b avec une droite I_c .

simplifié très largement si l'on veut connaître seulement la résistance d'entrée correspondant aux valeurs suffisamment élevées de U_{cb} (donc de U_{ce}).

En effet, si nous regardons les courbes de la figure 456, par exemple, nous voyons que chacune d'elles correspond à une même valeur de la résistance d'entrée pour toutes les valeurs de U_{cb} , comprises entre $-0,4$ V et $+8$ V (la limite du côté des valeurs négatives peut varier assez fortement d'un transistor à l'autre). Il suffit donc, en



★
 Fig. 459. — Les valeurs de I_b et de U_{ce} trouvées par le procédé de la figure 458 seront éventuellement reportées sur un graphique séparé, mais cette opération est le plus souvent inutile.
 ★

fait, de déterminer, pour chacune de ces courbes, deux points seulement, et de tracer une droite, dont la pente nous donnera la valeur de la résistance d'entrée correspondant à une certaine valeur de I_c .

On utilisera, pour ce travail, le réseau I_c/U_{ce} avec I_b comme paramètre, que l'on trouve pratiquement pour tous les transistors et qui ressemble beaucoup au réseau I_a/U_a d'une pentode. Nous y traçons alors une horizontale partant de la valeur I_{c1} du courant de collecteur pour laquelle nous recherchons la valeur de la résistance d'entrée r_{ed} (fig. 458).

Deux cas peuvent se présenter alors : l'horizontale I_{c1} est coupée en un seul point b par la courbe correspondant à une valeur I_{b1} du courant de base (fig. 458 a) ; l'horizontale I_{c1} est coupée en deux points, a et b , par deux courbes I_b différentes, correspondant aux valeurs I_{b1} et I_{b2} (fig. 458 b).

Dans le premier cas il faut, pour trouver à quelle valeur I_{b2} de I_b correspond le point a , procéder par interpolation et estimer, « à vue de nez », combien vaut aa_1 , par rapport

à a_1a_2 . Dans le cas de la figure 458 a, on a pratiquement $aa_1 = 0,5 a_1a_2$ et, de ce fait, $I_{b3} = 0,5 (I_{b1} + I_{b2})$. Aux points a et b correspondent les valeurs U_{ce1} et U_{ce2} de la tension collecteur-émetteur, que nous confondrons avec la tension collecteur-base, ce qui peut se justifier si nous ne recherchons qu'un ordre de grandeur. De plus, pour rendre cette approximation plus « serrée », il est bon de choisir le point a de façon que la tension U_{ce1} ne soit pas inférieure à 2,5-3 V.

Dans le second cas, lorsque la droite I_{c1} est coupée par deux courbes I_b (fig. 458 b), la construction ne présente aucune difficulté, à condition que le point a ne corresponde pas à une tension U_{ce} trop faible, auquel cas il vaut mieux revenir au cas de la figure 458 a.

Les deux groupes de valeurs, U_{ce1} et I_{b2} d'une part, et U_{ce2} et I_{b1} d'autre part définissent les deux points d'une droite telle que ab de la figure 459, mais, en réalité, il n'est même pas nécessaire de tracer cette droite, car la tangente de l'angle qu'elle forme avec l'horizontale, c'est-à-dire la résistance d'entrée, est directement donnée par le rapport

$$r_{ed} = \frac{U_{ce2} - U_{ce1}}{I_{b2} - I_{b1}}$$

les tensions et les intensités étant évidemment exprimées en unités « homogènes » : volts et ampères ; millivolts et milliampères, etc.

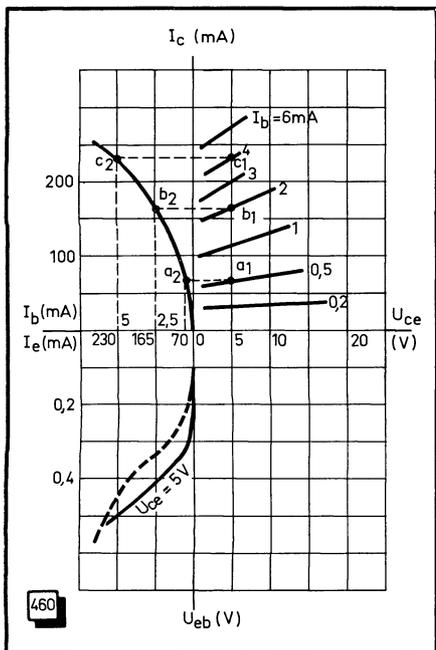
Par exemple, si nous avons $U_{ce2} - U_{ce1} = 8$ V et $I_{b2} - I_{b1} = 50 \mu A$, la résistance d'entrée sera

$$r_{ed} = \frac{8}{5 \cdot 10^{-5}} = \frac{800\,000}{5} = 160\,000 \text{ } \Omega = 160 \text{ k}\Omega.$$

Lorsqu'il s'agit de la résistance d'entrée d'un transistor en montage BC, deux cas peuvent se présenter : on a besoin de toute la courbe I_c/U_{cb} de circuit d'entrée ; on a besoin de connaître rapidement l'ordre de grandeur de la résistance d'entrée pour une certaine plage, réduite, de courants I_c .

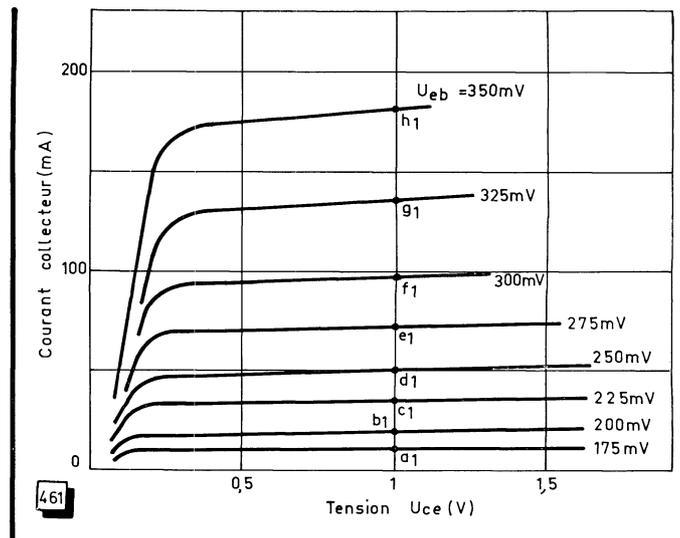
Dans le premier cas, comme nous l'avons indiqué plus haut, on peut utiliser directement la courbe I_c/U_{cb} lorsqu'elle figure dans les caractéristiques du transistor que l'on se propose d'employer. Si elle manque, on devra faire appel au réseau classique $U_{cb}/I_b/I_c/U_{ce}$ et transposer les valeurs de I_c (que l'on assimilera à celles de I_e) sur l'axe I_b .

Par un point de l'axe U_{ce} correspondant à la tension pour laquelle ont été tracées les courbes I_c/I_b et I_b/U_{cb} , ce qui correspond à $U_{ce} = 5$ V dans le cas de la figure 460, on trace une verticale qui coupe les différentes courbes



★
 Fig. 460. — Tracé de la courbe I_c/U_{cb} d'un montage BC à partir du réseau I_c/U_{ce} et des courbes I_c/I_b et I_b/U_{cb} de caractéristiques EC.
 ★

★
 Fig. 461. — Réseau I_c/U_{ce} avec U_{cb} comme paramètre, utilisé pour déterminer les points d'une courbe I_c/U_{cb} d'un montage BC.
 ★



I_c/U_{ce} en des points tels que a_1, b_1, c_1 , etc. Les horizontales tracées à partir de ces points rencontrent la courbe I_c/I_b en des points tels que a_2, b_2, c_2 , etc. La projection de ces points sur l'axe I_b du graphique original permet d'y déterminer un certain nombre de points de la nouvelle graduation en valeurs de I_c (ou de I_e) : 70 mA pour a_2 ; 165 mA pour b_2 ; 230 mA pour c_2 , etc. (fig. 460).

L'inconvénient de ce procédé est que la graduation en valeurs de I_e n'est pratiquement jamais linéaire, ce qui ne permet guère une appréciation rapide de la pente, donc de la résistance d'entrée. Il est donc presque toujours nécessaire de « linéariser » cette graduation et de redessiner la courbe I_c/U_{ce} à partir des correspondances entre les valeurs de I_e et celles de U_{ce} . Par exemple, si l'on effectue cette opération sur le graphique de la figure 460, en faisant correspondre la graduation $I_e = 100$ mA à $I_b = 2,5$ mA, et $I_e = 200$ mA à $I_b = 5$ mA, l'allure réelle de la courbe I_c/U_{ce} sera celle en trait interrompu.

Un procédé beaucoup plus simple est celui qui consiste à utiliser un réseau de courbes I_c/U_{ce} avec U_{ce} comme paramètre. Malheureusement, ce type de graphiques est rare-

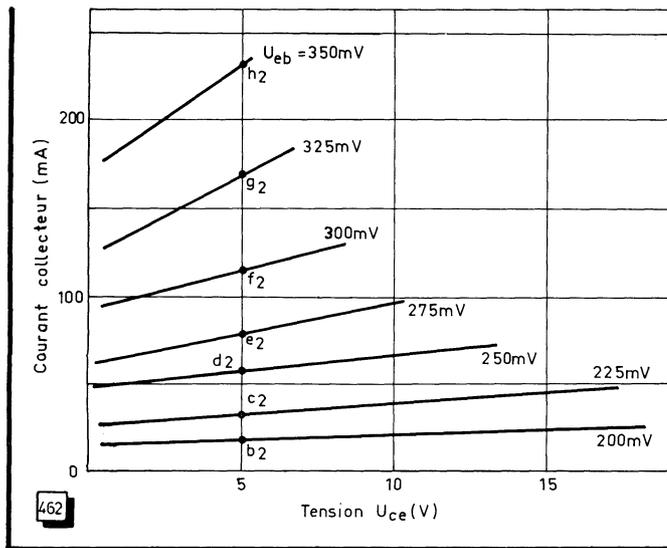


Fig. 462. — Ce réseau I_c/U_{ce} se rapporte au même transistor que celui de la figure 461, mais correspond aux valeurs élevées de U_{ce} .

ment fourni par les fabricants de transistors français, mais se rencontre souvent dans les notices de fabricants étrangers, allemands en particulier.

Toujours est-il qu'il se présente comme celui de la figure 461, pour de faibles valeurs de U_{ce} , généralement jusqu'à 1 ou 1,5 V, et comme celui de la figure 462 pour les valeurs plus élevées. On choisit alors une certaine valeur de U_{ce} (bien que, comme nous l'avons déjà dit, elle influe très peu sur l'allure de la courbe) et on mène, par la graduation correspondante de l'axe U_{ce} , une verticale, qui coupe les différentes courbes en des points tels que a_1, b_1, c_1 , etc. pour la figure 461. Ces différents points donnent donc autant de points de correspondance I_c (ou I_e)/ U_{ce} , et il suffit de les reporter sur un autre graphique (fig. 463) pour obtenir la courbe du circuit d'entrée recherchée.

Si l'on refait la même opération pour une tension U_{ce} différente, par exemple 5 V, en utilisant le réseau de la figure 462, on obtient la courbe en trait interrompu de la figure 463 qui, comme il fallait s'y attendre, s'écarte très peu (mais vers le haut) de la courbe correspondant à $U_{ce} = 1$ V.

La résistance d'entrée, pour n'importe quel point de cette courbe, s'obtient par le procédé habituel : à l'aide

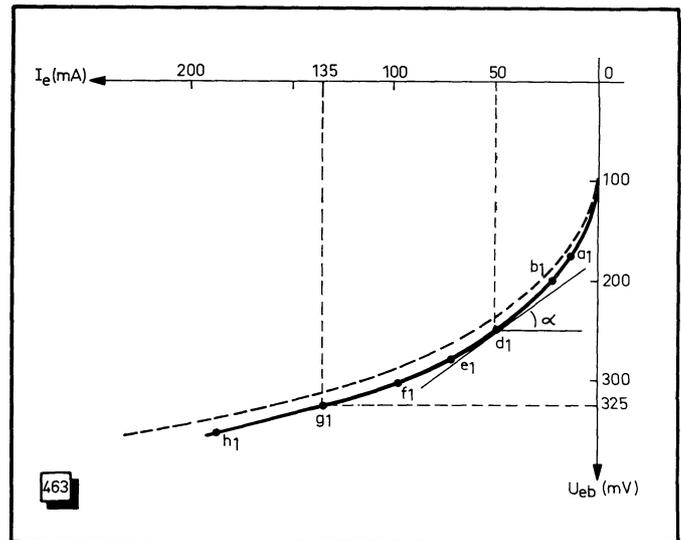


Fig. 463. — Transposition des points obtenus à l'aide du réseau de la figure 461 sur un graphique séparé, afin de tracer la courbe I_e/U_{ce} .

de la tangente d'un angle tel que α . On vérifiera que, dans le cas de la figure 463, c'est-à-dire pour $I_e = 50$ mA, cette résistance est de 1,2 Ω environ.

Cependant, le plus souvent, on n'a pas besoin de tracer une courbe complète du circuit d'entrée, mais de connaître rapidement l'ordre de grandeur de la résistance d'entrée pour une certaine valeur de I_e . Dans ce cas, on peut simplifier grandement le procédé graphique ci-dessus et opérer comme nous l'avons fait pour la résistance d'entrée CC.

Supposons que nous ayons besoin de la valeur de r_{ed} pour $I_e = 50$ mA, ce qui correspond au point d_1 de la figure 461. Nous allons admettre que la portion de la courbe d'entrée comprise entre les points c_1 et e_1 , qui « encadrent » d_1 , peut être assimilée à une droite, ce qui nous permet d'écrire

$$r_{ed} = \frac{275 - 225}{70 - 32} = \frac{50}{38} = 1,32 \Omega.$$

Comme on le voit, le résultat est très voisin, pour la pratique, de celui obtenu par le tracé de la tangente. On pourra s'assurer de la même façon que la résistance d'entrée est légèrement supérieure à 1,1 Ω au même point, mais pour $U_{ce} = 5$ V.

Variation de la résistance d'entrée en fonction de la charge

Montage EC

Pour mettre en évidence la variation de la résistance r_{ed} en fonction de la charge, il nous faut nous placer, évidemment, dans les conditions de fonctionnement « dynamique », c'est-à-dire celles qui existent dans les montages réels. Nous supposons donc, en commençant par le montage EC, que le transistor analysé possède, dans son circuit de collecteur, une résistance de charge R_c dont nous pouvons faire varier la valeur. Nous supposons également qu'une résistance R_e se trouve intercalée dans le circuit d'émetteur, et qu'un courant I_b , constant quelle que soit la valeur de R_c , circule dans le circuit de base (fig. 464).

La présence de la résistance de charge R_c modifie totalement l'aspect des choses et nous oblige, pour comprendre ce qui se passe, à tracer les droites de charge correspon-

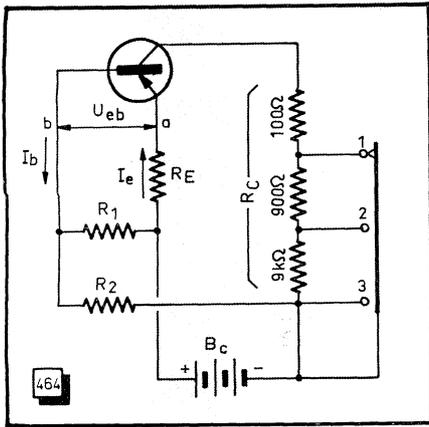


Fig. 464. — Montage classique d'un transistor en EC, avec la possibilité de faire varier la valeur de la résistance de charge R_c .

tant aux valeurs de R_c en circuit. Ce tracé se fait sur le réseau de courbes I_c/U_{ce} du transistor utilisé et ne diffère en rien de ce que nous avons fait lorsqu'il s'agissait d'une pentode (R.C. n° 213). Nous en rappelons cependant brièvement le principe dans les figures 465 et 466 surtout à cause de l'obligation où l'on se trouve assez souvent d'opérer sur deux réseaux différents : l'un correspondant

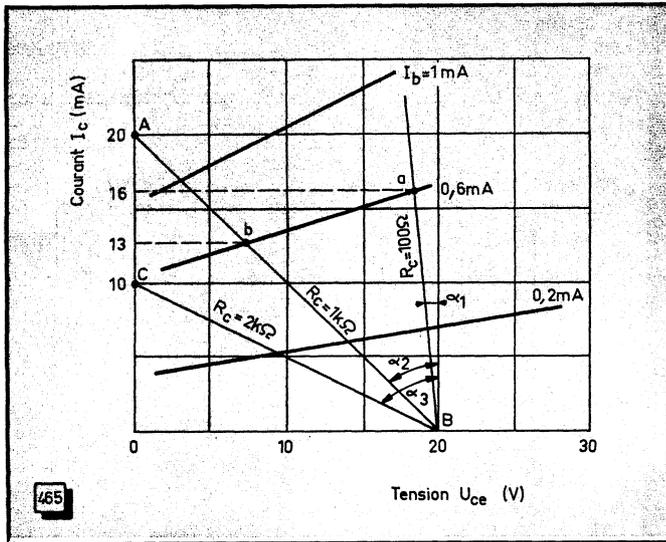


Fig. 465. — Réseau I_c/U_{ce} d'un transistor monté en EC, avec I_b comme paramètre et l'allure des droites de charge pour trois valeurs différentes de R_c .

aux valeurs élevées de U_{ce} (fig. 465) ; l'autre correspondant aux valeurs faibles de cette tension (fig. 466).

La droite de charge correspondant à une certaine valeur de R_c est définie par deux points : A, où l'on fait $U_{ce} = 0$; B, où l'on fait $I_c = 0$. En d'autres termes, le point B représente la tension d'alimentation, de sorte que pour avoir A il suffit de faire le rapport U_{ce}/R_c . Ce sont des opérations qui, au début, demandent une certaine attention, mais que l'on finit très vite par effectuer pour ainsi dire automatiquement.

Dans le cas de la figure 465, la droite AB correspond, comme on le voit, à $R_c = U_{ce}/I_c = 20/20 = 1 \text{ k}\Omega$, en exprimant I_c en milliampères. La droite de charge BC, aboutissant au point C correspondant à $I_c = 10 \text{ mA}$, représente, elle, $R_c = 20/10 = 2 \text{ k}\Omega$.

Mais les différentes droites de charge peuvent encore être définies d'une autre façon : par la tangente de l'an-

gle α qu'elle font avec une verticale. La droite AB correspond ainsi à un angle α_2 , qui est visiblement de 45° . Donc, $\text{tg } \alpha_2 = 1$ et

$$R_c = \text{tg } \alpha_2 \frac{U_{ce}}{I_c} = 1 \times \frac{20}{2 \cdot 10^{-2}} = 1000 \Omega.$$

Cela permet, en particulier, de calculer rapidement l'angle α que doit faire une droite correspondant à une valeur quelconque de R_c , procédé commode lorsque le point tel que A se trouve très loin en dehors des limites du graphique (valeurs faibles de R_c).

Par exemple, si nous voulons tracer une droite correspondant à $R_c = 100 \Omega$ (fig. 465), nous devons avoir la relation suivante :

$$\text{tg } \alpha_1 = \text{tg } \alpha_2/10,$$

d'où, dans notre cas, $\text{tg } \alpha_1 = 0,1$ et $\alpha_1 = 5,8^\circ$ environ. De même, on vérifiera que pour $R_c = 2 \text{ k}\Omega$ il faut $\text{tg } \alpha_3 = 2$, d'où $\alpha_3 = 63,4^\circ$ environ. Le procédé de la tangente a également son utilité lorsqu'il s'agit de tracer une droite de charge sur un réseau correspondant aux valeurs faibles de U_{ce} soit généralement tel que les angles α se rapprochent de 89° et que l'allure des droites de charge devient pratiquement horizontale, comme on peut le voir sur le dessin.

Par exemple, pour la droite $R_c = 2 \text{ k}\Omega$ on doit avoir :

$$R_c = \text{tg } \alpha \frac{U_{ce}}{I_c},$$

où le rapport U_{ce}/I_c est égal, à l'échelle du graphique de la figure 466, à $1/25 \cdot 10^{-3} = 40$. On a donc $R_c = 2000 = 40 \text{ tg } \alpha$, d'où $\text{tg } \alpha = 50$, ce qui correspond bien à un angle α de $88,85^\circ$ environ.

Voyons maintenant comment les choses se passent lorsque la valeur de R_c varie, plus exactement lorsqu'elle augmente de 100Ω à $10 \text{ k}\Omega$. Puisque le courant de base, que nous supposons $I_b = 0,6 \text{ mA}$, reste constant, le point de fonctionnement glisse le long de la courbe correspondante et prend les positions successives : a pour $R_c = 100 \Omega$; b pour $R_c = 1 \text{ k}\Omega$ (fig. 465) ; c pour $R_c = 2 \text{ k}\Omega$; d pour $R_c = 10 \text{ k}\Omega$ (fig. 466). Les valeurs correspondantes du courant de collecteur sont respectivement : 16, 13, 10 (en arrondissant) et 2 mA.

Supposons, en revenant à la figure 464, que le courant $I_c = 16 \text{ mA}$ corresponde à une chute de tension de 1,6 V dans R_c (ce qui revient à dire que $R_c = 100 \Omega$) et que la tension U_{eb} soit de 0,7 V, avec b négatif par rapport à a. Si la résistance de charge passe à 1000Ω , le courant collecteur n'est plus que de 13 mA et la chute de tension dans R_c diminue : 1,3 V. Le point a devient moins positif

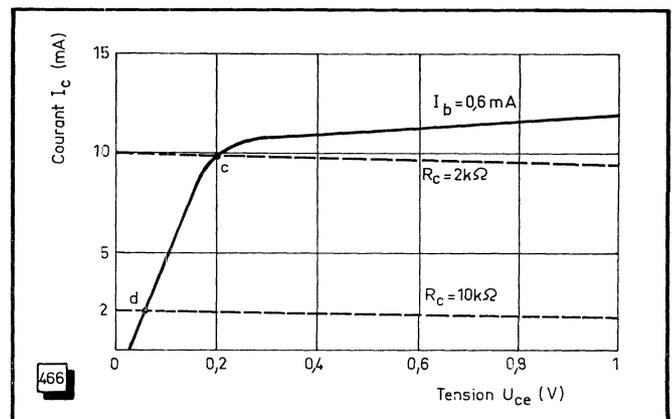


Fig. 466. — Une courbe I_c/U_{ce} du même transistor que celui de la figure 465, mais tracée pour les valeurs faibles de U_{ce} avec, par conséquent, l'échelle correspondante très dilatée. Les droites de charge deviennent presque horizontales.

par rapport à b et la tension U_{cb} augmente : 1 V. Or, nous avons vu précédemment (R.C. n° 236) que la résistance d'entrée diminue lorsque la tension U_{be} augmente (courbes de la figure 427).

On refait le même raisonnement pour les points c et d de la figure 466, c'est-à-dire pour $R_c = 2 \text{ k}\Omega$ et $10 \text{ k}\Omega$ respectivement. La tension U_{cb} augmente de plus en plus et la résistance d'entrée diminue parallèlement.

Il faut cependant noter une particularité propre au montage EC : l'accroissement de la valeur de R_c , à courant I_c constant, provoque une diminution de la résistance d'entrée, mais en même temps, comme le courant de collecteur I_c diminue, cette résistance tend à augmenter. Ces deux « actions » opposées se compensent partiellement, l'influence de R_c restant, cependant, prédominante, de sorte que la diminution réelle de la résistance d'entrée est relativement peu importante, du moins dans les limites des valeurs de R_c couramment utilisés. On peut dire, en gros, que cette diminution peut représenter alors tout au plus 50 à 60 % de la valeur de r_{ed} maximale, c'est-à-dire celle qui correspond à la sortie en court-circuit ($R_c = 0$).

Ajoutons qu'il est parfaitement possible de reconstituer un raisonnement analogue en adoptant une valeur constante pour I_c et un courant I_b variable. Le potentiel en a (fig. 464) reste alors fixe, mais celui en b devient de plus en plus négatif au fur et à mesure que la valeur de R_c augmente.

Montage CC

En adoptant un montage analogue à celui de la figure 464, on arrive au schéma de la figure 467 avec, comme précédemment, la résistance de charge R_c pouvant prendre trois valeurs différentes et le courant de base I_b fixe.

Les différentes droites de charge se tracent sur le réseau de courbes I_c/U_{ce} , qui ont pratiquement la même allure que celles des figures 465 et 466, de sorte que nous pouvons, sans inconvénient, utiliser ces deux graphiques pour notre raisonnement.

Lorsque $R_c = 100 \Omega$, le courant I_c est de 16 mA, et il passe, successivement, par les valeurs de 13, 10 et 2 mA lorsque R_c prend les valeurs de 1 k Ω , 2 k Ω et 10 k Ω , respectivement. Le courant I_b , restant fixe, la tension U_{cb} (fig. 467) devient de moins en moins positive par rapport à b , puis les deux potentiels deviennent identiques, après quoi a devient de plus en plus négatif par rapport à b . Parallèlement, la tension U_{ce} diminue en valeur absolue et à la limite, lorsque la chute de tension dans R_c atteint presque la valeur de la tension d'alimentation ($R_c = 10 \text{ k}\Omega$),

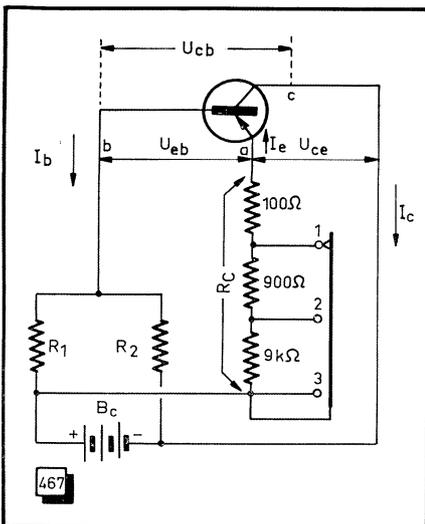
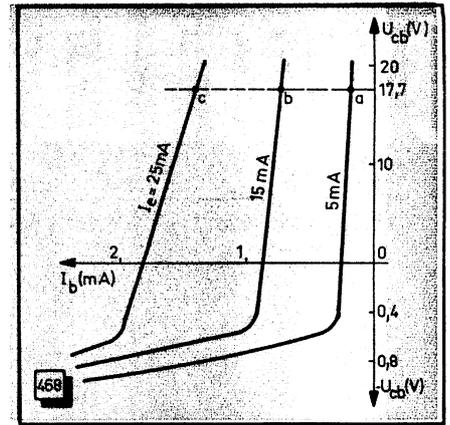


Fig. 467. — Montage classique d'un transistor en CC, avec la possibilité de faire varier la valeur de la résistance de charge R_c , qui se trouve dans le circuit d'émetteur.

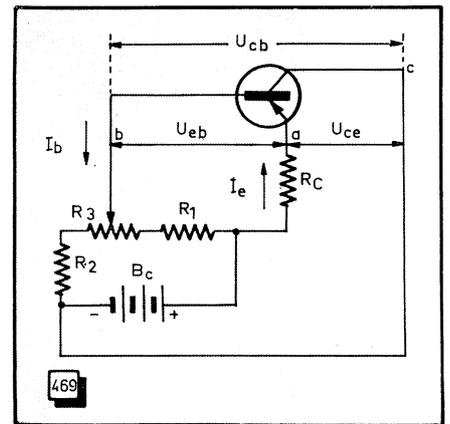
Fig. 468. — En utilisant un réseau I_b/U_{cb} , avec I_c comme paramètre, on peut se rendre compte, que pour une valeur constante de U_{cb} (cas de la figure 467), la résistance d'entrée est d'autant plus faible que le courant I_c est plus élevé, c'est-à-dire que la valeur de R_c est plus faible.



se réduit à quelque 50 — 100 mV (point d de la figure 466). Quant à la tension U_{cb} , elle demeure fixe, si l'on admet que I_b l'est aussi.

Si nous adoptons les mêmes chiffres que précédemment, c'est-à-dire U_c (tension d'alimentation) = 20 V et $U_{cb} = 0,7 \text{ V}$ (en valeur absolue) pour $-1,6 \text{ V}$ en a , nous voyons que la tension en b doit être de $-2,3 \text{ V}$ et que, par conséquent, nous devons avoir $U_{cb} = 17,7 \text{ V}$. En utilisant les courbes I_b/U_{cb} (fig. 468) correspondant au transistor employé pour ces « expériences » (BCZ 10), nous

Fig. 469. — Montage d'un transistor en CC, où l'on fait varier le courant de base I_b afin de maintenir le courant de collecteur toujours à la même valeur. Ici, la tension U_{cb} varie en fonction du courant d'émetteur, c'est-à-dire en fonction de la valeur de R_c .

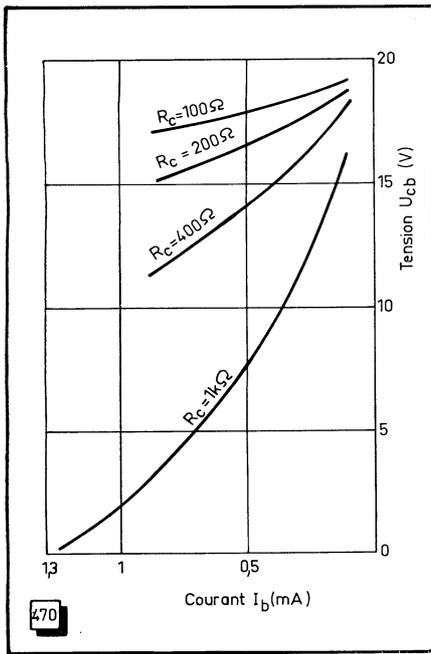


voyons immédiatement qu'au niveau 17,7 V de la tension U_{cb} la résistance d'entrée augmente (pente plus « raide ») lorsque R_c augmente (I_c faible).

A remarquer que la variation de la résistance d'entrée dans le même sens que la valeur de R_c peut être déduite directement du fait que cette résistance, pour tous les montages, augmente lorsque le courant du collecteur (ou d'émetteur) diminue, comme il est facile de se rendre compte en regardant les courbes des figures 465 et 466.

La variation relative de la résistance d'entrée d'un montage CC peut être considérable, pouvant atteindre, théoriquement, le rapport 1 000 lorsque R_c varie de 0 (court-circuit) à ∞ (circuit ouvert). Mais si l'on s'en tient aux valeurs de R_c pratiquement utilisables, la variation globale ne dépasse guère le rapport 10, qui est encore beaucoup plus important que celui d'un montage EC.

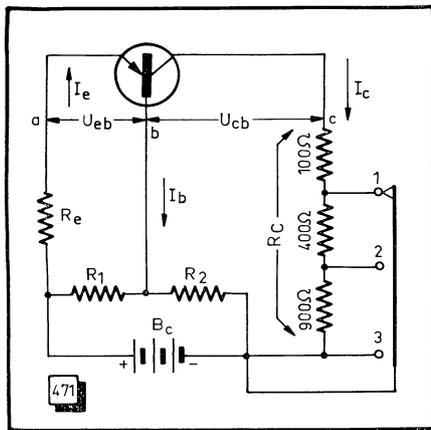
On peut, bien entendu, mettre en évidence l'influence de R_c sur la résistance d'entrée en maintenant fixe le courant d'émetteur, mais en faisant varier celui de base, suivant le montage de la figure 469, par exemple. Supposons que R_c soit de 100 Ω , et le courant I_b de 0,6 mA. Si la résistance R_c est de 1 k Ω , il est nécessaire d'augmenter le courant I_b , jusqu'à 0,9 mA environ pour que le courant I_c soit tou-



★
 Fig. 470. — Réseau I_b/U_{cb} d'un transistor monté en CC, avec R_c comme paramètre. On voit que la résistance d'entrée, c'est-à-dire la pente des différentes courbes, augmente lorsque R_c augmente, et que, de plus, cette variation de la résistance d'entrée peut être très importante.

jours de 16 mA, comme on peut le voir sur la figure 465. Dans le premier cas la tension U_{ce} sera de 18,4 V, tandis que dans le second elle ne dépassera guère 4 V.

Ce qui nous intéresse, pour le circuit d'entrée, c'est la tension U_{cb} et le courant de base I_b . Cette dernière résulte de l'examen direct du graphique de la figure 465, tandis que la (ou les) courbe I_b/U_{cb} dont on dispose très souvent permet de déduire les valeurs correspondantes de U_{cb} avec



★
 Fig. 471. — Montage classique d'un transistor en BC, avec la possibilité de faire varier la valeur de la résistance de charge R_c .

une précision largement suffisante pour la pratique. Dans ces conditions, la tension U_{cb} est donnée pour chaque point, par la relation

$$U_{bc} = U_{ce} - U_{cb}$$

en tenant compte des valeurs absolues (la base étant positive par rapport au collecteur).

Toutes ces considérations nous permettent de déterminer, pour chaque valeur de R_c , un certain nombre de points et de tracer la courbe I_b/U_{cb} correspondante.

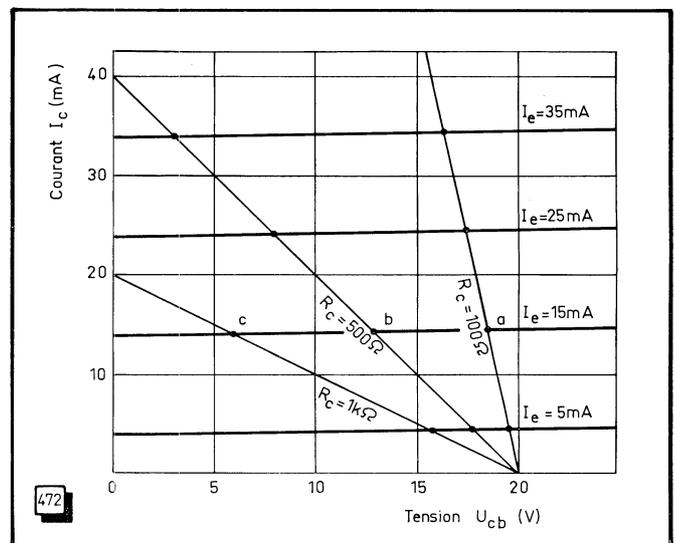
C'est ainsi que l'on peut, pour le transistor BCZ 10, établir un graphique tel que celui de la figure 470, pour quatre valeurs différentes de R_c , et d'après lequel on voit immédiatement que la résistance d'entrée, c'est-à-dire la pente de ces courbes, est d'autant plus élevée que la valeur de R_c est plus grande.

Une évaluation sommaire nous montrera que la résistance d'entrée, pour $I_b = 0,5$ mA, par exemple, est de l'ordre de 2,3 kΩ pour $R_c = 100 \Omega$, de 4,2 kΩ pour $R_c = 200 \Omega$, de 7,8 kΩ pour $R_c = 400 \Omega$ et de 14 kΩ pour $R_c = 1$ kΩ. Mais cette résistance varie suivant le courant d'émetteur aussi, autrement dit suivant I_e . Ainsi, en l'évaluant au « niveau » $I_b = 0,25$ mA, on trouvera approximativement, dans le même ordre que ci-dessus : 3,6 kΩ ; 5,9 kΩ ; 10,8 kΩ ; 24 kΩ.

Montage BC

Le schéma expérimental peut être, par exemple, celui de la figure 471, utilisant le même principe que les précédents. On peut, comme pour les autres montages, supposer d'abord que l'on laisse le courant I_b constant et que l'on modifie progressivement la valeur de R_c en la faisant passer de 100 à 1 000 Ω. Cependant, du fait de l'allure particulière des courbes I_c/U_{cb} d'un transistor monté en BC (fig. 472), la tension U_{cb} ne varie pratiquement pas (ou du moins pas d'une façon « mesurable ») en fonction de la résistance R_c .

En effet, le réseau I_c/U_{cb} en question se distingue par l'allure pratiquement horizontale des différentes courbes I_c . De ce fait, quelle que soit la valeur de la résistance R_c ,



★
 Fig. 472. — Le réseau I_c/U_{cb} d'un transistor monté en BC, avec I_e comme paramètre, se caractérise par l'allure pratiquement horizontale des différentes courbes I_e , par le fait que ces courbes s'écartent d'autant moins des « niveaux » correspondants I_c que la valeur de I_c et de I_e est plus élevée et, surtout, par le fait qu'une courbe I_e rencontre les différentes droites de charge en des points tels que a, b et c, correspondant pratiquement à une même valeur de I_c .

le point où la droite de charge correspondante rencontre une certaine courbe I_e correspondra à une même valeur de I_c .

Cela veut dire que dans le montage de la figure 471 la tension U_{cb} restera pratiquement constante pour n'importe quelle valeur de R_c (dans certaines limites, bien entendu), mais que la tension U_{cb} sera d'autant plus faible que la valeur de R_c sera plus élevée.

(A suivre.)

W. SOROKINE.

Dans notre prochain numéro :
 Etude du gain des trois montages.



DU NOUVEAU CHEZ KORTING

Châssis TV de conception mécanique originale
Générateur de mire "CONVERGATOR"

Récepteurs-magnétophones à cassettes combinés

Invités par la Direction de cette firme dynamique, une cinquantaine de membres de l'U.I.P.R.E. (Union Internationale de la Presse Radio-Electronique) ont eu l'occasion d'assister, les 9 et 10 septembre à Grassau (Allemagne), à une série de conférences techniques particulièrement intéressantes, touchant les progrès techniques les plus récents réalisés par **Körting** dans le domaine de la TVC, de la haute fidélité, de l'enregistrement magnétique, etc.

Nous allons essayer ci-après de résumer l'essentiel de quelques sujets traités.

Nouveau châssis de télévision couleurs

Laissons de côté le schéma de principe, qui correspond aux normes PAL et ne peut, de ce fait, intéresser que faiblement le technicien français. Ce qui est à signaler, cependant, c'est l'utilisation d'un sélecteur de canaux combiné V.H.F./U.H.F. à trois transistors, ainsi que la transistorisation des étages F.I. vision et son, de l'amplificateur vidéo, de la séparation et des étages de C.A.G. (12 transistors en tout). Assez curieusement, l'amplificateur B.F. utilise encore un tube double, le PCL 86.

Ce qui est très original dans ce châssis, c'est la conception « mécanique » de la partie chrominance, constituée par un certain nombre de platines imprimées s'enfichant dans la platine de base, qui en assure l'interconnexion et supporte également la ligne à retard (fig. 1). Les broches de contact recevant les platines enfichables traversent la platine de base et peuvent être utilisées d'un côté comme de l'autre. Il en résulte que n'importe laquelle des cinq platines amovibles de l'ensemble, qui se trouvent toutes tournées vers l'inté-

rieur, peut être retirée et remise en place du côté de la platine de base. De cette façon, sans rien démonter et sans faire basculer le châssis principal, on peut procéder à la vérification complète de la platine « inversée », mesurer toutes les tensions, relever les oscillogrammes, etc.

La partie chrominance, c'est-à-dire les étages représentés sur la photo de la figure 1, est intégralement transistorisée et comporte 22 transistors.

Appareils pour le service après-vente et la mise au point des téléviseurs couleurs

Le générateur de mire couleurs type 82 150, pour les normes PAL et NTSC, est connu en France, mais peu utilisé, pour des raisons de différence de standard. Il délivre tous les signaux nécessaires pour le réglage et la réparation des téléviseurs couleurs, et notamment 8 barres couleurs verticales : blanc, jaune, cyan, vert, magenta, rouge, bleu et noir.

Ce qui est beaucoup plus intéressant, c'est le petit générateur de signaux appelé « Convergator », qui existe pour le standard français 625 lignes. Cet appareil, de très faible encombrement, entièrement transistorisé et alimenté par 6 piles de 1,5 V, délivre un quadrillage de barres horizontales et verticales fines, blanches sur fond noir, dont les fréquences de trames et de lignes sont rigoureusement asservies l'une à l'autre, car les deux sont obtenues par la subdivision d'une fréquence pilote de 31 250 kHz.

L'appareil est doté d'un oscillateur U.H.F. couvrant une bande de ± 5 canaux autour du canal 35 et d'un modulateur. Il permet le réglage des convergences, de la géométrie, de la linéarité et de la pureté des téléviseurs couleurs (et des téléviseurs noir-blanc en ce qui concerne la linéarité et la géométrie, bien entendu).

Son alimentation, bien qu'assurée par piles, est stabilisée afin d'éviter l'influence

de l'usure de ces dernières, dont la tension globale peut descendre à quelque 6 V (au lieu de 9 V) sans que cela se répercute sur la fréquence ou l'amplitude des signaux émis.

Le Convergator » est équipé de 28 transistors et 10 diodes, et ses dimensions sont de 155 x 105 x 65 mm.

Récepteurs combinés avec un magnétophone à cassettes

Dans ce domaine, on trouve chez **Körting**, plusieurs modèles, dont l'appareil type 29 251, dont la partie radio est constituée par un récepteur à quatre gammes, dont la bande FM et une gamme O.C. L'originalité principale de ce récepteur réside dans son dispositif automatique de commande du niveau d'enregistrement, ce qui constitue une facilité et une simplification énormes, car cela supprime la nécessité de surveiller constamment l'indicateur de niveau et de retoucher la commande correspondante chaque fois que cela devient nécessaire.

L'appareil type 30 355, dont la photo de la figure 3 représente l'aspect extérieur, est un magnétophone combiné avec un récepteur FM à accord par diodes capacités. Il peut être alimenté soit par une batterie de 6 piles 1,5 V, soit par le secteur, et la commande automatique du niveau d'enregistrement y est également prévue.

✱

Pour terminer, nous tenons à remercier la Direction de **Körting**, en la personne du Dr G. Böhme, du Dr K. Thomson et de M. H. Klinzner, d'avoir organisé cette série de conférences techniques du plus haut intérêt, qui nous ont permis de réunir une documentation dont nos lecteurs pourront largement profiter, et aussi d'avoir fait le nécessaire pour que la fatigue des séances de travail puisse se dissiper dans une atmosphère cordiale d'une réunion amicale.

W. S.

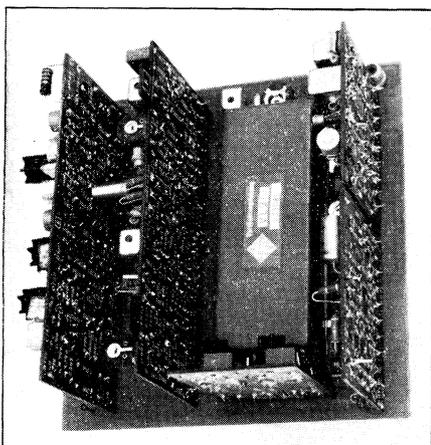


Fig. 1. — Partie chrominance du châssis couleurs Körting, où les cinq platines imprimées se trouvent dans leur position normale.

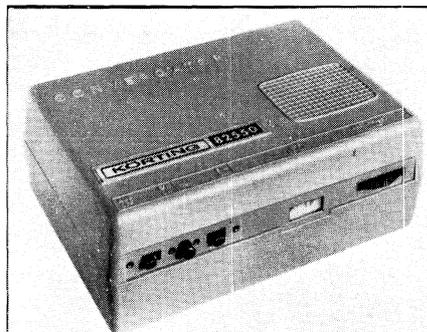


Fig. 2. — Générateur de mire portatif « Convergator », pour le réglage des convergences et de la géométrie d'un téléviseur couleurs.



Fig. 3. — Appareil type 30 355, qui est une combinaison d'un récepteur FM et d'un magnétophone.

NOUVEAUTÉS

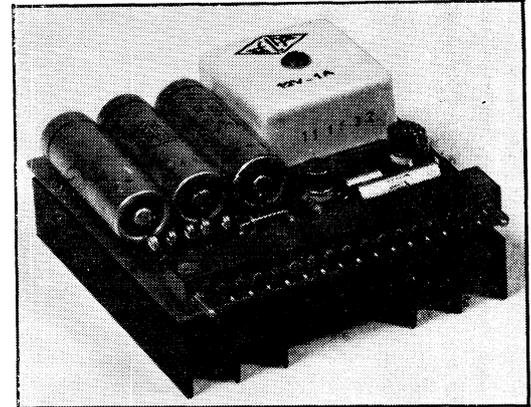


Composants - Appareils de mesure - Récepteurs

Ce que nous avons noté pour vous dans les différents stands de quelques expositions récentes



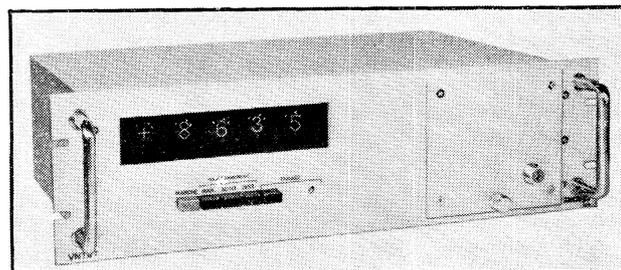
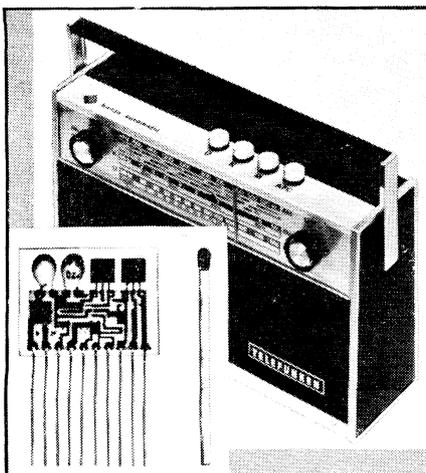
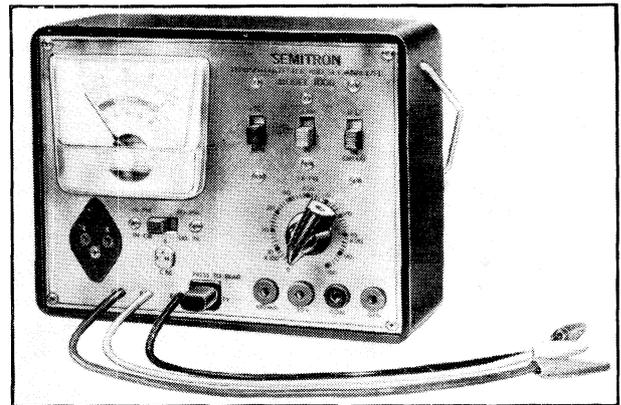
Sonomètre type S.S.T. 2 pour la mesure du niveau des bruits, pouvant être utilisé aussi bien lors de l'étude des machines nouvelles que dans la surveillance des machines en service. Il peut être également utilisé pour la mesure des bruits dans les locaux d'habitation, dans les usines, les wagons de chemin de fer, les avions, etc. Il sert aussi à mesurer l'isolement acoustique et à explorer les champs sonores, soit à l'air libre, soit dans les salles. Sa plage de mesure s'étend de 24 à 140 dB, le niveau 0 dB correspondant à $2 \cdot 10^{-5}$ N/m² à 1000 Hz. Un microphone de mesure électrodynamique est incorporé à l'appareil, mais on peut également utiliser un ou plusieurs microphones extérieurs. L'appareil est entièrement transistorisé, alimenté par 2 piles de 4,5 V, pèse 1,5 kg et mesure 100 × 100 × 220 mm (LEA).



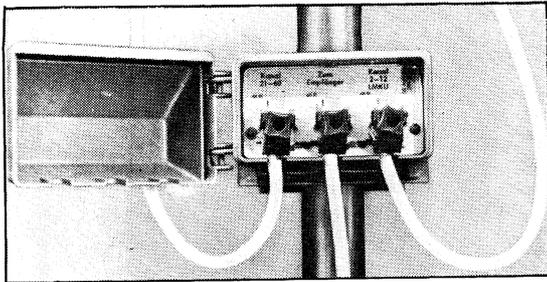
Bloc d'alimentation stabilisée type CAT-12, délivrant une tension de 12 V avec une intensité pouvant atteindre 1 A. La tension d'entrée alternative doit être de 17 V eff. pour I eff. = 1,2 A et de 18 V pour I = 0. La résistance interne statique est inférieure à $5 \cdot 10^{-3} \Omega$ et la résistance dynamique inférieure à $1 \cdot 10^{-2} \Omega$ à 1 kHz et à $2,5 \cdot 10^{-1} \Omega$ à 200 kHz. La stabilité est meilleure que 10^{-3} pour des variations de $\pm 10\%$ de la tension d'entrée. L'ondulation résiduelle est inférieure à 100 μ V eff. et le coefficient de température est tout au plus égal à $2,5 \cdot 10^{-4}$, de 20 °C à 60 °C (ELA).

Récepteur portatif « Banjo Automatic 101/105 », équipé de 9 transistors, 5 diodes et 2 stabilisateurs, dont une partie est constituée par un circuit intégré. Ce récepteur couvre 3 gammes : P.O., FM et G.O. ou O.C. au choix. Il est muni d'une antenne télescopique et d'une antenne ferrite pour P.O. et G.O. Son étage final sans transformateur délivre une puissance de 1 W à un H.P. de 8 × 14 cm. Alimentation 9 V par 6 piles 1,5 V. Dimensions : 250 × 150 × 75 cm (AEG-TELEFUNKEN).

Transistormètre type 1000, qui est, en réalité, un appareil à vérifier les transistors (ou les diodes) et les montages qui utilisent des semi-conducteurs. Il sert à vérifier les transistors de tous types (H.F., B.F., faible ou forte puissance, p-n-p ou n-p-n), mais peut être également utilisé en voltmètre (jusqu'à 20 V), en milliampèremètre (jusqu'à 100 mA), en générateur de signal et en β -mètre (jusqu'à $\beta = 400$) (SEMITRONICS CORP.).

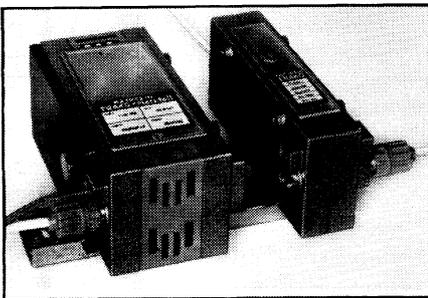
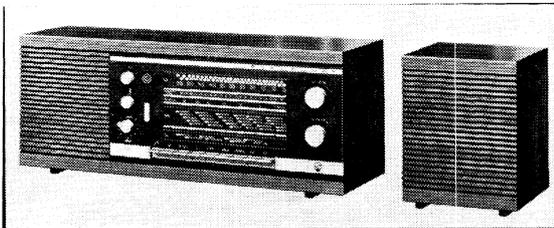


Voltmètre numérique à transistors, type VNT-4 T, pour la mesure des tensions continues de 100 μ V à 1000 V par tiroirs embrochables, ou de résistances de 1 k Ω à 10 M Ω . Possibilité de commutation de gamme et de polarité automatique. Impédance d'entrée 100 k Ω (ou 10 M Ω). Cadence : 5 mesures à la seconde (AOIP).

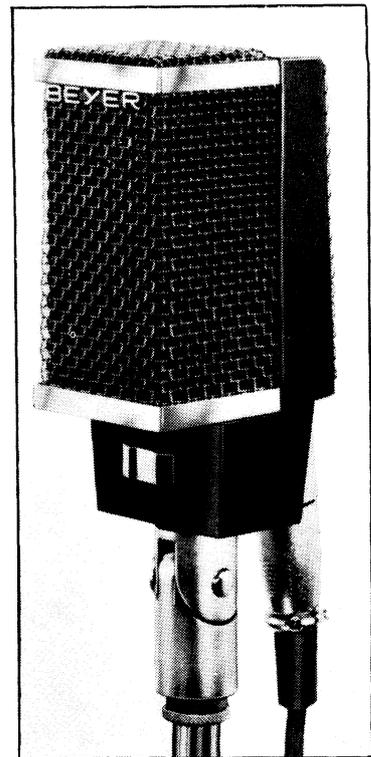


Nouveaux coupleurs d'antennes TV, du type économique et munis d'un coffret étanche pour le montage à l'air libre. Leur système de connexion des câbles d'arrivée et de sortie est particulièrement simple. Le système de fermeture est également simple, mais efficace, assurant une étanchéité parfaite quelles que soient les conditions atmosphériques : vent violent, pluie, neige (HIRSCHMANN).

Ensemble stéréophonique « Granada », couvrant 5 gammes, dont la bande FM et deux gammes O.C., et équipé d'un décodeur stéréo automatique. Equipé de 22 transistors, 14 diodes et un redresseur. Réglage séparé des graves et des aiguës. Commandes de cadran séparées pour FM et AM. Toutes les commandes par clavier à 9 touches. Puissance de sortie 2 X 6 W. Dimensions (avec le deuxième H.P.) : 780 X 240 X 175 mm (BLAUPUNKT).

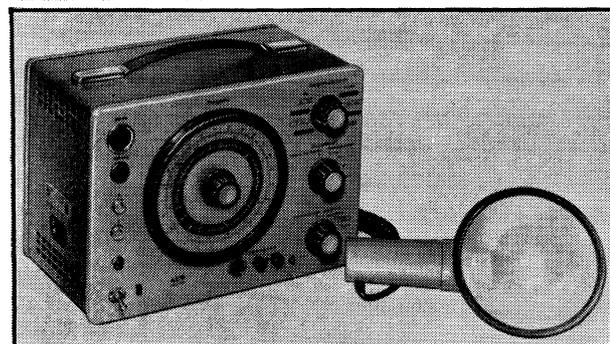


Amplificateurs d'antenne de la série « Traco », permettant, avec la plus grande facilité, toutes les combinaisons nécessaires lors d'une installation d'antenne collective. Ces amplificateurs se distinguent par leurs dimensions très réduites et par leur coffret rigide, en aluminium fondu. Ils existent pour chaque canal et en trois versions pour chacun en ce qui concerne le gain : 20, 35 et 50 dB. Les modèles 35 et 50 dB comportent un réglage permettant de réduire le gain de 12 dB. L'assemblage des différents amplificateurs nécessaires se fait à l'aide d'une réglette métallique, qui permet de recevoir également le bloc d'alimentation (KATHREIN).

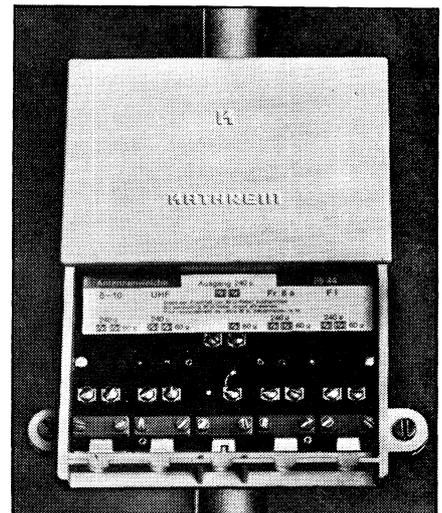


Microphone dynamique à ruban, uni-directionnel, type M 360, de forme et de conception entièrement nouvelles. Convient pour la transmission de la musique ou de la parole. Courbe de réponse : 30 à 20 000 Hz, avec un relèvement de 4 dB à 2 kHz et à 10 kHz. Atténuation à 180° : > 25 dB. Impédance : 200 ou 50 Ω (BEYER).

Electrophone à transistors, type DT 1600, équipé d'une platine tourne-disques à 4 vitesses : 16, 33, 45 et 78 tours/minute. Présenté en valise-coffret moulée, extra-plate, avec, dans le couvercle amovible, un haut-parleur de grandes dimensions (165 mm). Son amplificateur, à 4 transistors et une diode, peut délivrer une puissance de 2 watts. Il comporte un réglage de puissance et un réglage de tonalité. L'alimentation se fait sur secteur 110 à 220 V. Il existe un modèle spécial (DT 1602) avec alimentation par piles (6 piles « torche » de 1,5 V). Dimensions : 340 X 260 X 165 mm. Poids : 4 kg (DUCRETET-THOMSON).



Stroboscope à lampe-flash, type LBS-141, pour la mesure et l'observation des mouvements rapides, périodiques ou non périodiques. Cet appareil est utilisable pour la mesure des phénomènes dont la fréquence se situe entre 3 et 320 Hz. Un appareil analogue, type LBS-251, permet des mesures dans la plage 3-1000 Hz. Tous ces stroboscopes peuvent être commandés de l'extérieur à l'aide de capteurs appropriés (AEG-TELEFUNKEN).



Coupleurs d'antenne universels, à 3 ou 4 entrées, pour installations d'antennes collectives. Un coupleur à 4 entrées permet, par exemple, de réunir une antenne radio (AM et FM), une antenne bande III et deux antennes U.H.F. (canaux 21-37 et 42-60). De très nombreuses combinaisons sont possibles. Toutes les entrées, ainsi que la sortie, peuvent se faire en 60 ou en 240 Ω. Les pertes d'insertion se situent entre 0,5 et 2 dB et la protection d'un circuit à l'autre est supérieure à 18 dB (KATHREIN).

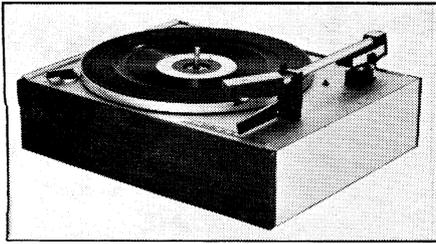
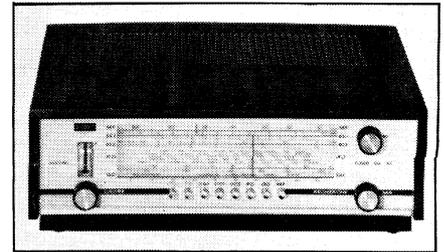
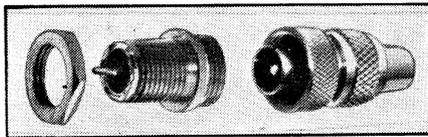
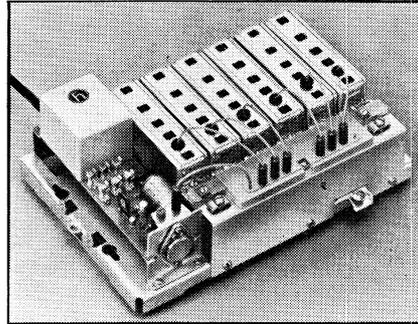


Table de lecture type « Musikus 509 Z », équipée d'un tourne-disques-changeur TW 509, dont le dispositif de descente et de montée du bras est particulièrement précis et qui est muni d'un bras tubulaire sans torsion, d'un axe changeur auto-stabilisateur et d'un système de verrouillage du bras, qui empêche d'abîmer la tête lorsqu'il n'y a pas de disque sur le plateau. Fonctionnement particulièrement régulier grâce à un moteur de 4 pôles (AEG-TELEFUNKEN).

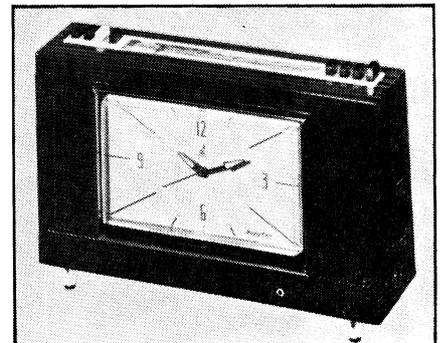


Tuner AM/FM stéréophonique, entièrement transistorisé (14 transistors et 13 diodes). Couvre 5 gammes, dont la bande FM et 2 gammes O.C. Cadre ferrite P.O.-G.O. orientable. Décodeur stéréo automatique incorporé. Dispositif C.A.F. commutable (en FM). Commande de recherche de stations séparée en AM et en FM. Alimentation secteur 115/230 V. Dimensions : 380 × 285 × 135 mm (PATHE-MARCONI).

Système d'assemblage pour amplificateurs d'antenne à transistors, type TBK 6, pouvant recevoir un bloc d'alimentation Tng 6 et jusqu'à 6 amplificateurs du type Tks. Le bloc d'alimentation est stabilisé et délivre une tension de 24 V avec une intensité pouvant atteindre 110 mA. Le bloc TBK 6 constitue, en même temps, un coupleur et permet une liaison à câble unique avec le récepteur. Aucune interaction n'est à craindre si les canaux reçus sont écartés d'au moins 7 MHz en V.H.F. et de 32 MHz en U.H.F. Si une des émissions n'a pas besoin d'être amplifiée, l'amplificateur correspondant est remplacé par une boîte de couplage. Le gain possible varie de 8 dB en O.C. à 28 dB en TV (HIRSCHMANN).

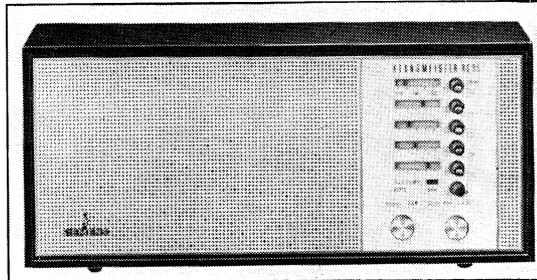


Nouvelle fiche coaxiale avec verrouillage. La fiche mâle, équipée d'une bague de verrouillage, se monte sur la prise femelle fixée sur le panneau, ce qui permet un montage rapide et un verrouillage particulièrement efficace (PERENA).

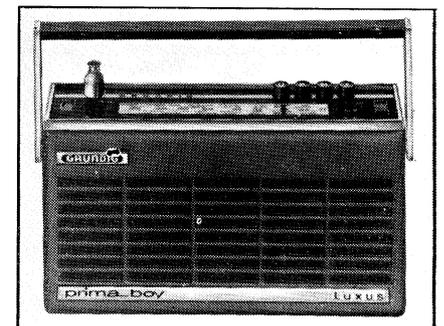
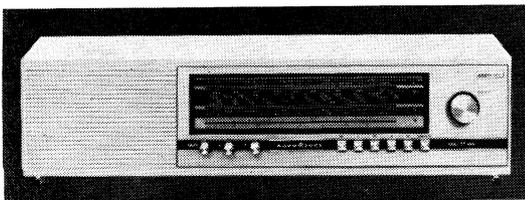


Récepteur-réveil-matin « Cottage », équipé d'une pendule électrique qui permet soit un réveil « en musique » sur une émission de votre choix, soit le réveil sonnerie. Dans la journée le dispositif automatique assure la mise en fonctionnement du récepteur à l'heure choisie et sur une émission sélectionnée d'avance. Ce récepteur (P.O.-G.O.) est équipé de 9 transistors et sa puissance de sortie est de 350 mW. Alimentation par piles. Dimensions : 260 × 170 × 80 mm (DUCRETET-THOMSON).

Récepteur FM « Klangmeister RG 95 Electronic » à accord par diodes capacités, dont la polarisation est commandée par 5 touches préréglées, dont chacune correspond à un petit cadran particulier. L'appareil est équipé d'un haut-parleur de qualité, de 130 × 180 millimètres, et permet d'obtenir une puissance de sortie de 3 W. Il y a en tout 10 transistors, 9 diodes et un redresseur. Consommation (secteur) : 7 W (SIEMENS).

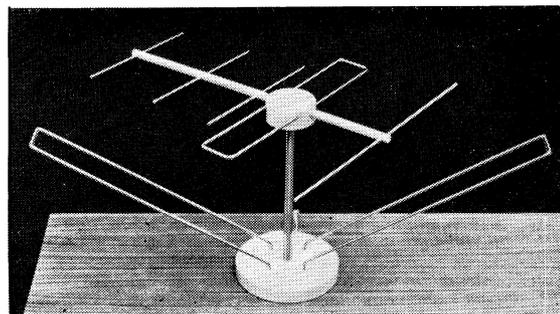


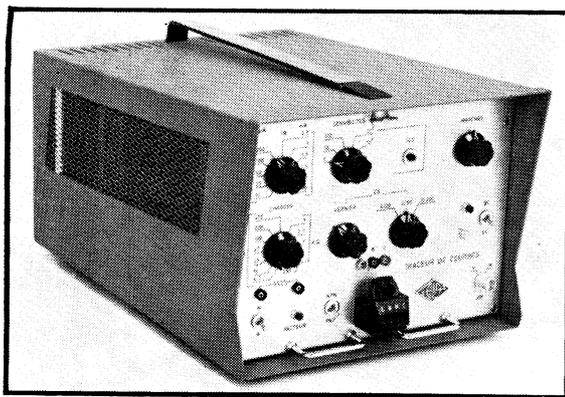
Récepteur « Exclusiv », équipé de 13 transistors, 7 diodes et un redresseur. Alimenté sur secteur (consommation 25 W). Reçoit 4 gammes, dont O.C. et FM. Réglage séparé de graves et d'aiguës. Puissance de sortie 7 W, sur H.P. de 100 × 150 millimètres. Etage de sortie sans transformateur. Dimensions : 594 × 156 × 162 mm (NORDMENDE).



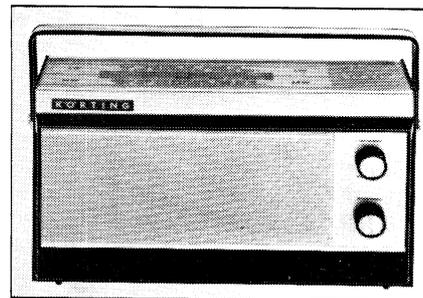
Récepteur portatif type « Prima-Boy Luxus 208 », à 3 gammes (FM, O.C. et P.O.), équipé de 9 transistors et 4 diodes. Puissance de sortie 0,4 W, sur haut-parleur de 85 mm de diamètre. Réglage de tonalité par coupure d'aiguës. Alimentation par 4 piles 1,5 V, dont la durée normale est de l'ordre de 50 heures. Consommation : 26 mA pour 50 mW à la sortie. Prise pour bloc d'alimentation secteur (TN 12). Dimensions : 210 × 120 × 60 mm. Poids : 980 g (avec piles) (GRUNDIG).

Antenne intérieure TV, type « Super-Telix », pour V.H.F. et U.H.F. En V.H.F. son gain est égal à 1 (0 dB), mais en U.H.F. ce gain peut atteindre 8 dB (canaux 55-60), avec un rapport AV/AR de l'ordre de 17 dB. Sur les canaux inférieurs U.H.F. (21-28) le gain est de 4 dB, et le rapport AV/AR de quelque 14 dB. L'antenne « Super-Telix » existe aussi en version U.H.F. seulement. Dans le modèle mixte l'antenne U.H.F. est orientable indépendamment du socle (KATHREIN).



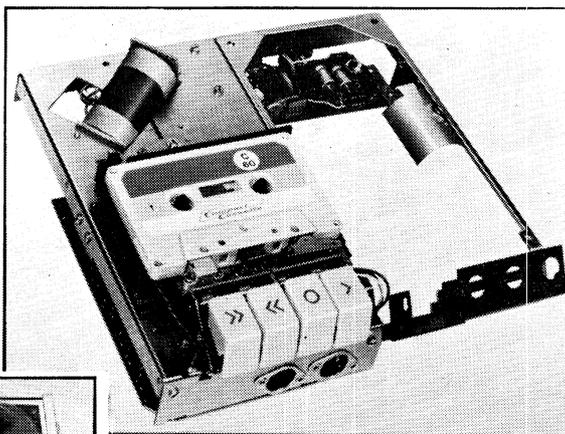


Traceur de courbes « Elatrans », permettant de tracer les principales caractéristiques des semi-conducteurs sur tout oscilloscope : transistors de toute sorte, n-p-n ou p-n-p, diodes diverses, y compris les « tunnels », les Zener et les thyristors. Courant collecteur maximal 5 A. Tensions de collecteur partagées en 4 gammes : 0 à 20 V ; 0 à 50 V ; 0 à 200 V ; 0 à 400 V. Réglage continu à l'intérieur de chaque gamme. Huit valeurs possibles pour le courant de base : 10 - 20 - 50 - 100 - 250 - 500 μ A ; 1 - 1,5 - 2,5 - 5 - 10 mA. La charge peut être choisie, parmi 11 valeurs différentes, entre 4,7 Ω et 10 k Ω (ELA).

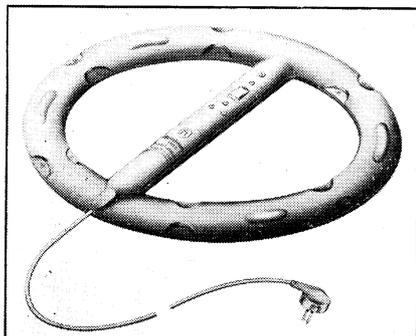


Récepteur portable, type TR 810, prévu pour recevoir les gammes P.O. et G.O. Equipé de 7 transistors et 1 diode, il délivre une puissance de 500 mW. Alimenté par 4 piles de 1,5 V et stabilisé de telle sorte que la tension d'alimentation peut descendre à 3 V. Dimensions : 250 x 145 x 65 mm (KERTING).

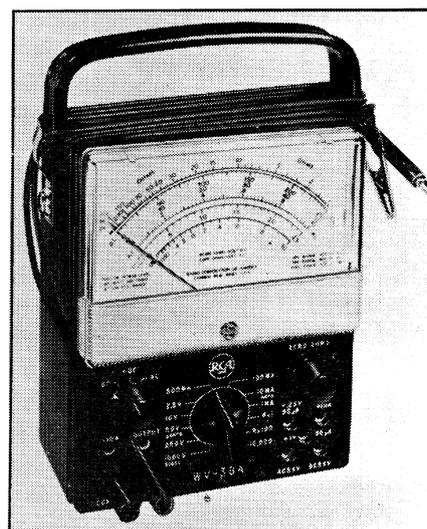
Enregistreur-lecteur, type MG 200, comprenant la partie mécanique et les circuits électroniques et pouvant s'ajouter à un récepteur, par exemple, ou à un autre ensemble quelconque. Système bipiste à vitesse unique de 4,75 cm/s, prévu pour cassettes C 60 ou C 90. Moteur sans balais, réglé électroniquement, dont le taux de pleurage n'excède pas 0,3 %. Commandes par clavier à quatre touches : marche-arrêt ; avance ou retour rapides ; enregistrement. Alimentation 7,5 V. Dimensions : 115 x 210 x 55 mm (IMPERATOR-ARENA).



Bobine de démagnétisation pour téléviseurs couleurs, souvent nécessaire, malgré la présence d'un circuit de démagnétisation automatique, pour rétablir la pureté. Elle se branche sur le secteur alternatif 220 V et ne pèse que 1,8 kg. L'opération consiste à lui faire décrire quelques cercles devant l'écran, à l'éloigner ensuite au moins de 2 à 3 m et à la placer perpendiculairement à l'écran avant de couper le courant (HIRSCHMANN).

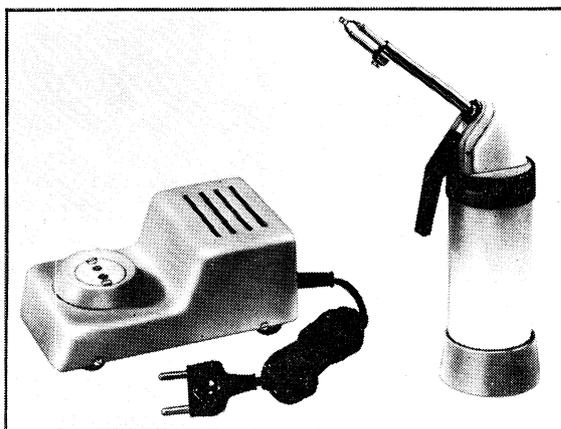


Magnétoscope CV-2100-C, permettant l'enregistrement sur bande des programmes de télévision et leur reproduction sur un récepteur quelconque, moyennant quelques modifications peu importantes. Cet appareil est pourvu d'un système de réglage automatique des niveaux d'enregistrement, système débrayable pour permettre l'obtention d'effets spéciaux par réglages manuels. L'image peut être arrêtée par la simple manœuvre d'un bouton. L'enregistrement se fait par deux têtes rotatives, à 1500 tr/mn, la vitesse de la bande étant de 28 cm/s et l'autonomie de 40 mn. L'appareil convient aux normes 625 lignes C.C.I.R. et française et 819 lignes française. Il fonctionne sur secteur 220 V et consomme 110 W. Dimensions : 460 x 280 x 400 mm. Poids : 23,2 kg (SONY).

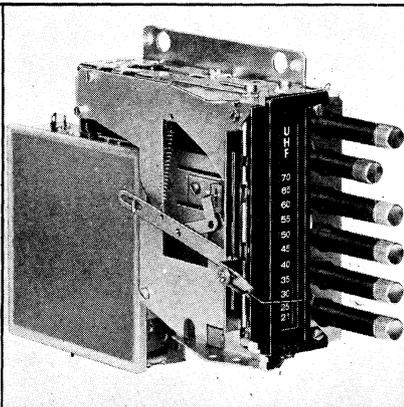


Multimètre type WV-38 A, pour la mesure des tensions continues de 0,25 V à 5000 V (pleine déviation), des tensions alternatives de 0,1 V à 5000 V, des intensités de 50 μ A à 10 A et des résistances jusqu'à 20 M Ω , avec le milieu de l'échelle à 12 Ω , 1,2 k Ω et 120 k Ω . Résistance propre : 20 k Ω /V en continu et 5 k Ω /V en alternatif. Chute de tension en ampèremètre : 0,25 V. Utilisable en alternatif jusqu'à 50 kHz. Dimension : 175 x 133 x 80 mm (RCA).

Fer à souder instantané, type « Express 2000 », indépendant du secteur et comportant un élément rechargeable, au cadmium-nickel, d'une capacité nominale de 10 Ah, se rechargeant complètement en 14-16 h. La panne est en acier nickel-chrome, avec la pointe en nickel pur, de 3 ou 1,5 mm. Le poids du fer est de 570 g et le poids du chargeur est de 700 g. Le diamètre du fer est de 47 mm et sa hauteur de 220 millimètres. La puissance nominale est de 40 W, avec environ 100 soudures pour une charge. Un élément d'accumulateur peut supporter plus de 3000 recharges (GUILBERT).

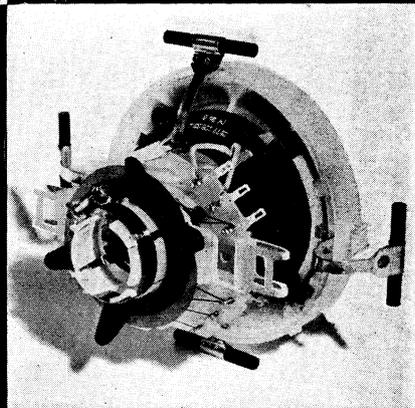


**tous les
composants
pour
téléviseurs
noir & blanc**

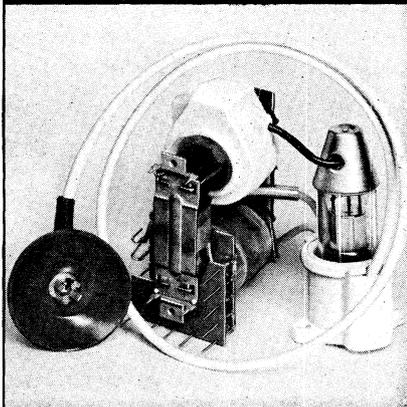


**SELECTEUR
UHF-VHF UV1**

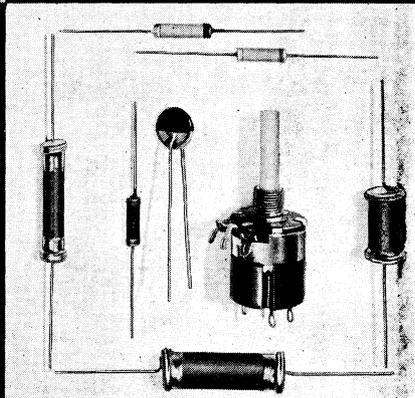
**DEVIATEUR
réf : ST 1354**



**THT 18 kV
réf. : ST 2079**



**PIECES
DETACHEES**

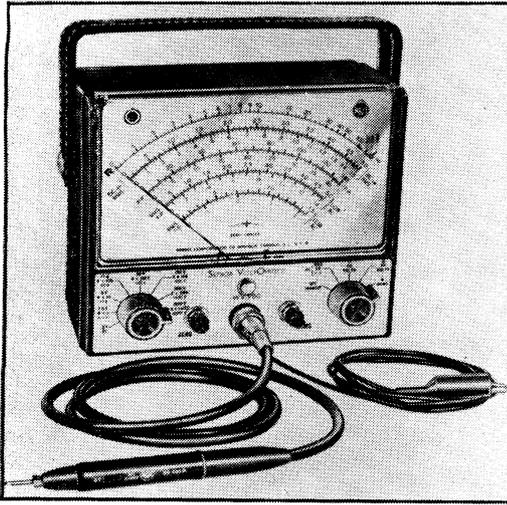


R.T.C. LA RADIOTECHNIQUE - COMPELEC

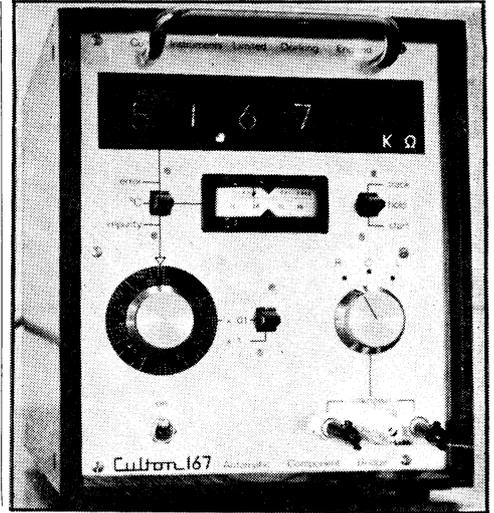
130, Avenue Ledru-Rollin - PARIS (11^e) - Téléphone : 797 99 30

Documentation sur demande

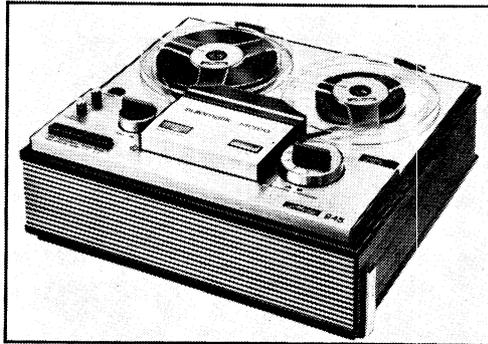
Globe: 347



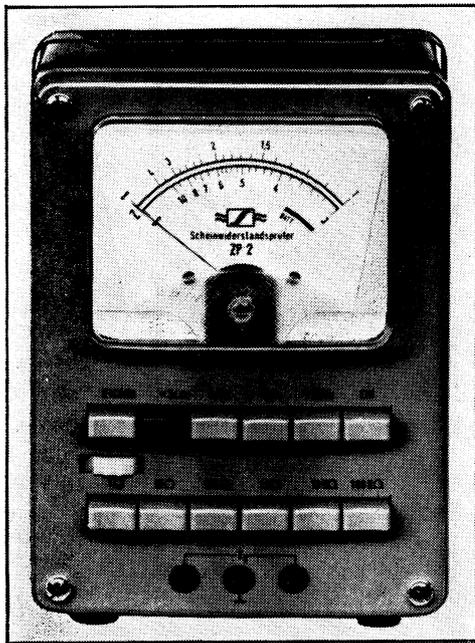
Multimètre type « Senior Volt-ohmyst » WV 98 C, en réalité un volt ohmmètre électronique, permettant les mesures suivantes : tensions continues (8 calibres), de 0,5 à 1500 V à pleine déviation ; tensions alternatives (7 calibres), de 1,5 à 1500 V, à des fréquences de 30 Hz à 3 MHz ; résistances (7 calibres), d'une fraction d'ohm à 1000 M Ω (milieu de l'échelle à 10, 100, 1000, etc. ohms). La résistance d'entrée est de 11 M Ω en continu et de 0,83 à 1,5 M Ω , avec 60 à 70 pF en parallèle, en alternatif. Précision : $\pm 3\%$ pour les tensions continues ou alternatives (sinusoïdales). Nombreux accessoires : sonde pour la mesure des tensions H.F. jusqu'à 250 MHz ; sonde à diode cristal ; sonde T.H.T. pour 50 kV. Alimentation sur secteur alternatif et consommation de 6 W environ. Dimensions : 165 x 178 x 96 mm (RCA).



Magnétophone type 944, à quatre pistes et bobines de 18 cm de diamètre. La vitesse de défilement de la bande est de 9,5 cm/s, ce qui permet une durée d'enregistrement ou de reproduction de 2 x 120 minutes (en stéréo). Les différentes commandes s'effectuent à l'aide d'un seul bouton et de trois touches, pour la mise en marche et l'arrêt, ainsi que le choix des pistes. Le compteur est à trois chiffres et l'arrêt est automatique à la fin d'une bande. L'appareil est équipé de 17 transistors, 3 diodes et 1 redresseur. Le fait qu'il est à quatre pistes permet le « playback » (METZ).

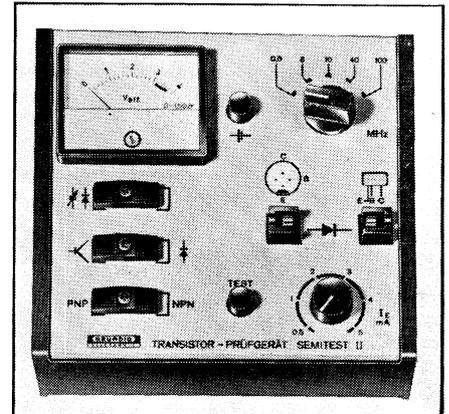
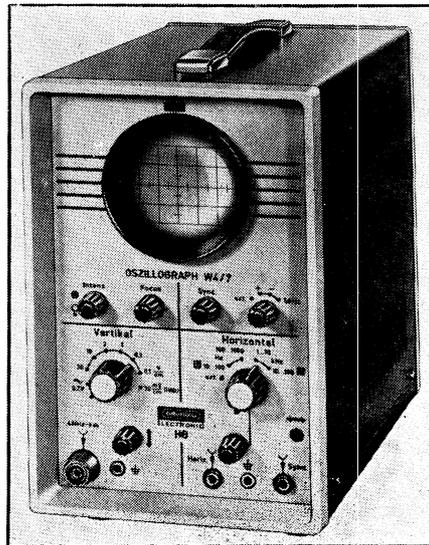


Pont automatique, à affichage numérique, pour la mesure des inductances, des capacités et des résistances. N'importe lequel de ces composants est mesuré en moins de 2 secondes, avec une précision supérieure à 0,1 %. Les résultats sont affichés sous forme numérique et imprimés. Les gammes des valeurs mesurables se présentent comme suit : inductances de 1 mH à 1099,9 H ; capacités entre 0,01 pF et 10,999 μ F ; résistances entre 10 Ω et 10,999 M Ω . La sélection de gamme et l'équilibre du pont sont automatiques et ne sont pas affectés par le bruit ou les parasites du secteur. Ce pont est transistorisé et comprend un oscillateur de 1 kHz comme source d'alimentation. Dimensions : 241 x 292 x 432 mm (CULTON INSTRUMENTS).



Impédancemètre type ZP 2 pour la mesure des résistances et des impédances de 1 Ω à 1 M Ω , des capacités de 40 pF à 650 μ F et des inductances de 40 μ H à 650 H. Fréquences de mesure : 250 Hz ; 1 à 4 kHz. Précision de la mesure : ± 5 à 10 %. Alimentation par piles (7 à 9 V). Dimensions : 220 x 150 x 115 mm (SENNHEISER).

Oscilloscope W 4/7, prévu pour la réparation de téléviseurs, de récepteurs radio et des magnétophones. Bande passante (amplificateur Y) : 5 Hz à 1 MHz à 30 mV/cm ou 3 Hz à 6 MHz à 100 mV/cm. Amplificateur X à bande passante de 1 Hz à 700 kHz. Base de temps relaxée de 10 Hz à 100 kHz en 4 gammes. Synchronisation interne, externe ou secteur. Atténuateur de l'entrée verticale à 7 positions, de 30 mV/cm à 30 V/cm. Equipement : 6 tubes + DG 7-32. Dimensions : 167 x 270 x 280 mm (GRUNDIG).



Transistormètre « Semitest II » pour l'essai dynamique des transistors n-p-n ou p-n-p, des diodes ordinaires et des diodes-capacités. La fréquence de mesure peut être de 0,5 - 3 - 10 - 40 - 100 MHz. L'appareil de mesure indique la tension d'oscillation du transistor essayé. Pour la mesure des diodes ordinaires ou des diodes-capacités on doit monter sur l'appareil un transistor en bon état. La valeur maximale mesurable de la capacité d'une jonction est de 500 pF à 3 MHz, de 350 pF à 10 MHz, de 100 pF à 40 MHz et de 25 pF à 100 MHz. L'alimentation se fait à l'aide de 6 piles de 1,5 V. Dimensions : 145 x 135 x 70 mm. Poids : 0,5 kg environ (GRUNDIG).

NOUVEAUTÉ

TOME 2

technologie des composants électroniques

DIODES
TRANSISTORS
CIRCUITS INTÉGRÉS

par R. BESSON

Le premier tome de TECHNOLOGIE DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES traite des éléments passifs. Ce nouveau volume, de présentation analogue, en constitue une suite logique bien qu'indépendante : en effet, il concerne tous les dispositifs à semi-conducteurs existant actuellement.

R. Besson ne s'est pas limité à la description de divers procédés de fabrication. Il s'est efforcé de montrer les utilisations possibles pour chaque composant. C'est pourquoi cet ouvrage s'adresse dans une égale mesure, aux fabricants et aux usagers de composants électroniques. A ces derniers, il permettra de concevoir différents montages en choisissant, en toute connaissance de cause, les éléments appropriés.

Extrait de la table des matières :

- Le germanium.
- Le silicium.
- Les diodes.
- Les éléments photosensibles.
- Les transistors.
- Les microcircuits.
- Les circuits intégrés.
- Le laser.
- Les éléments réfrigérants à effet Peltier.
- Les résistances non linéaires.
- 264 pages (16 x 24) avec 248 illustrations
- Prix : 30,90 F; par poste : 33,99 F

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob, PARIS (6^e) C. C. P. Paris 1164-34

COMMUNIQUE



A TOUS SES CLIENTS

LES ANCIENS, SATISFAITS, ET LES NOUVEAUX QUI VOUDRAIENT L'ÊTRE

REDONNEZ à votre téléviseur fatigué
UNE NOUVELLE JEUNESSE
BLINDOTUB



ou
achetez-en
un
neuf

S.I.C.E.R.O.N.T. — BP 99 — 92 ASNIERES

Documentation gratuite sur demande.

F2

EFFICACE, RAPIDE, SANS DANGER, nettoie et désoxyde sans démontage POTENTIOMÈTRES, CLAVIERS, ROTACTEURS, CURSEURS etc... se fait en standard 170/200 cm³ et Super-économique 500/540 avec poignée.

K F

ÉLECTROFUGE 100

Le seul isolant THT (17/18000 v.) séchant en 10 minutes. Permet la soudure : THT, BOBINAGES, CIRCUITS IMPRIMÉS, etc... se fait en standard et Super-économique 500/540 avec poignée.

K F

BLINDOTUB

Du GRAPHITE en aérosol ! qui résiste à l'eau et à l'humidité. Réfection complète ou partielle des tubes cathodiques, enceintes plaques sensibilisées. Existe en 112 et 350 cm³.

K F

SITOSEC

Nettoyant puissant refroidissant les pièces à traiter. Prépare les surfaces à isoler, à graphiter, préserve de la surchauffe pendant les opérations de soudure. RADIO-TV, TÉLÉPHONIE, MICRO-CONTACTS, RELAIS, etc...



DU NOUVEAU !



MINI-TROUSSE EXPRESS

- ★ d'intervention rapide
- ★ d'une efficacité remarquable par 2 mini-bombes qui se complètent à merveille

F2
SITOSEC

- ★ à un prix très mini



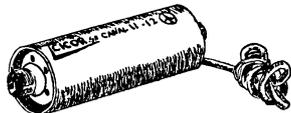
MESUREUR DE CHAMP

Entièrement transistorisé
Tous canaux français
Bandes I à V

Sensibilité 100 μ V
Précision 3 db

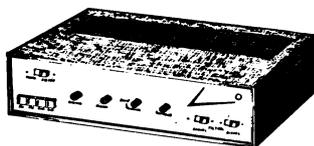
Coffret métallique très robuste

Sacoche de protection
Dim. : 110 x 345 x 200



PRÉAMPLI D'ANTENNE TRANSISTORS

Al. 6,3 V alternatif et 9 V continu
Existe pour tous canaux français
Bandes I à V



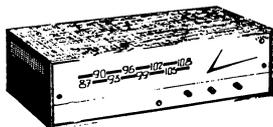
AMPLI BF "GOUNOD"

Tous transistors - STEREO
— 2 x 10 W efficace sur
7 Ω
— 4 entrées connectables

— Sortie enregistrement - Filtrés de coupure aiguës graves
— Correcteur graves aiguës (Balance)

TUNER FM "BERLIOZ"

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



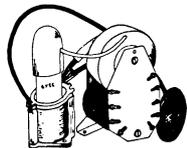
ENSEMBLE DÉVIATION 110°

Déviateur nouveau modèle
Fixation automatique des sorties

NOUVEAU :

THT 110°

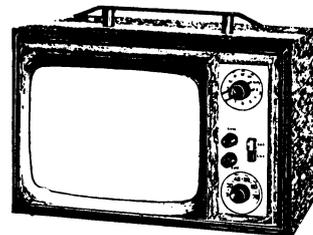
Surtension auto-protégée



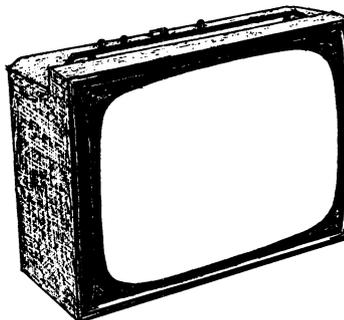
Tous nos modèles sont livrés en pièces détachées ou en ordre de marche.

"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 x 260 x 260 mm



"PATIO" TÉLÉVISEUR PORTABLE 41



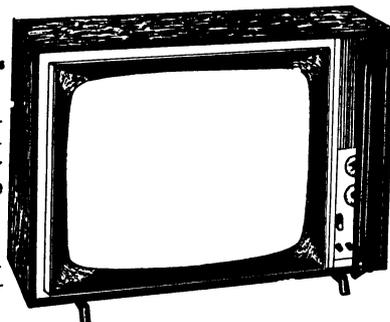
- Téléviseur mixte - Tubes - Transistors
- Le Récepteur idéal pour votre appartement et votre maison de campagne.
- Antennes incorporées - Sensibilité 10 μ V
- Poids 14 kg - Poignée de portage
- Ebénisterie gainée luxueuse et robuste.

"HACIENDA"

Téléviseur 819-625 lignes
Ecran 59 et 65 cm

Tube auto-protégé endochromatique assurant au téléspectateur une grande souplesse d'utilisation.

- Sensibilité 15 μ V
- Commutation 1^{re}. 2^e chaîne par touches.
- Ebénisterie très belle présentation noyer, acajou, palissandre.



Dimensions :

59 cm 720 x 515 x 250
65 cm 790 x 585 x 300

cicor

5, rue d'Alsace
PARIS-X^e

202-83-80 (lignes groupées)

Disponible chez tous nos Dépositaires

RAPY

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

PETITES ANNONCES

La ligne de 44 signes ou espaces : 5 F + 1 F (T.V.A.) = 6 F (demande d'emploi : 2,50 F + 0,50 (T.V.A.) = 3 F). Domiciliation à la Revue : 5 F + 1 F T.V.A. = 6 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.

OFFRES D'EMPLOIS

DÉPAN.

1^{re} force. Très bon salaire. Place stable. Tél. 368-33-87.

DEMANDES D'EMPLOIS

Technicien TV 26 ans, AT1 expérimenté, bonnes références, ayant suivi stages couleurs, cherche situation stable branche technico-commercial ou industrie région Est de préférence. Ecrire LUC J.M., 50-MARIGNY. Tél. 50.

Electronicien disp. 10 U cherche association Carte représent. ou Gérance-Vente fonds comm. Ecrire Revue n° 125.

DIVERS

A vendre appareil téléphonique pour enregistrer communications téléphoniques. Marque Senta-phon. Etat neuf. Prix intér. Ecrire Revue n° 123.

VENTES DE FONDS

Fonds Radio-Télé-Disq. ou P. de P. S/Préf. Sarthe. Mag. 33 m² pl. Centre. Gd Logt. CA 17 U. A dév. av. 3,5 U. Dép. retraite. Ecrire Revue n° 116.

Cause dble emploi, cède en Bretagne très belle affaire sans concurrence. CA 60 U. Uniq^t Radio-TV. Ecrire Revue n° 118.

Côte d'Azur vend 22 U à débattre, cause santé, très bonne affaire radiotélé. Urgent. Gérance-vente envisagée sous sérieuses garanties. Ecrire Revue n° 128.

Parat

LA SACOCHE UNIVERSELLE

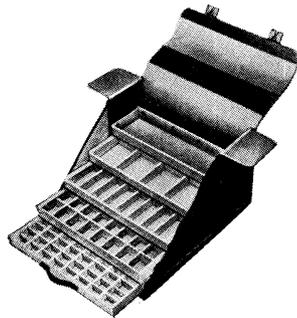
en cuir ou en skaï

POUR TOUTES LES PROFESSIONS

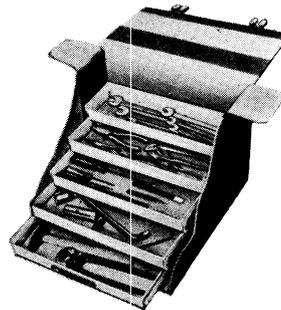
De nombreux modèles - Un geste, et vous avez tout sous la main

GROSSISTES
prenez
position

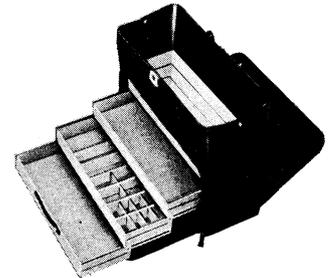
- tirer ou presser légèrement les 5 tiroirs s'ouvrent ou se ferment hermétiquement en glissant l'un sur l'autre ;
- chaque tiroir peut se diviser en petites cases - par bacs intérieurs et cloisons amovibles ;
- tiroirs en plastique spécial résistant parfaitement aux acides, à l'huile, à la graisse, à l'alcali, à l'essence, etc.



PARAT
MODELE DEPANNAGE
avec compartiment pour dossier. Cuir noir lisse N° 110 401. Skaï noir lisse N° 210 407. 5 compartiments. 1 compartiment pour classement de 40 mm de large. 2 serrures à crémaillères.



PARAT
MODELE REPRESENTANTS
Cuir noir lisse n° 110 401. Skaï noir lisse n° 210 405. 5 compartiments. 2 serrures à crémaillères.

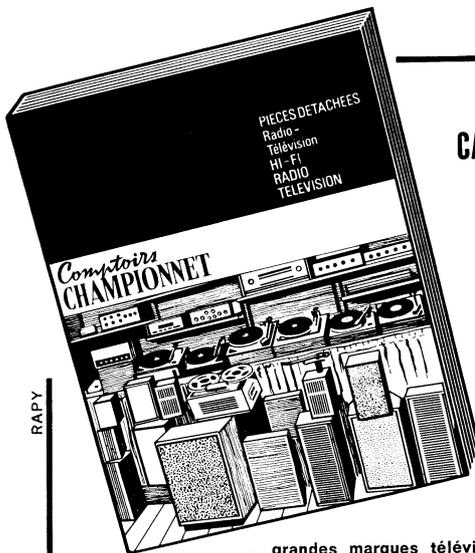


PARAT
MODELE REPRESENTANTS
avec 5 tiroirs ouvrants plus porte-documents, pratique : pour docteurs, vétérinaires, visiteurs médicaux et toutes représentations en général n° 210 515.

PRO-INDUSTRIA (R. DUVAUCHEL)

3 bis, rue Castères, 92 - CLICHY
Tél. : 737-34-30 et 31

RAPY



Nouveau
CATALOGUE 1968

Edition rouge
(92 pages
avec illustrations)

PRIX :
4,00 F
(en timbres
de préférence)

Avec
en supplément :
CATALOGUES

grandes marques télévision, transistors, magnétophones, électrophones, auto-radio.

DOCUMENTATIONS : magnétophones, matériel Hi-Fi (platines, tuners, enceintes, têtes de lecture, etc.). Accessoires de télévision, petit outillage, appareils de mesures, librairie technique, etc.

TABLE DES MATIERES : Librairie - Tubes - Antennes radio et TV - Appareillage radio et électrique - Appareils de mesure - Condensateurs - H.-P. - Outillage - Fers à souder - Bandes magnétiques - Auto-radios - Transfo - Abaisseurs et régulateurs de tension - Tuner F.M. + décodeur - Modules - Enceintes miniatures et enceintes acoustiques - Récepteurs à transistors - Magnéto - Micro - Platines - Tuner A.M. transistorisé et F.M.

Nom.....

Adresse.....

COMPTOIRS CHAMPIONNET, 14, rue Championnet, PARIS-18^e
C.C.P. 12358.30

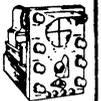
DÉCOUVREZ L'ÉLECTRONIQUE PAR LA PRATIQUE ET L'IMAGE



Un nouveau cours par correspondance - très moderne - accessible à tous - bien clair - SANS MATHS - SANS THEORIE compliquée - pas de connaissance scientifique préalable - pas d'expérience antérieure. Ce cours utilise uniquement LA PRATIQUE et L'IMAGE sur l'écran d'un oscilloscope. Pour votre plaisir personnel, améliorer votre situation, préparer une carrière d'avenir aux débouchés considérables : LECTRONI-TEC.

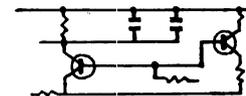
1 - CONSTRUISEZ UN OSCILLOSCOPE

Le cours commence par la construction d'un oscilloscope portatif et précis qui restera votre propriété. Il vous permettra de vous familiariser avec les composants utilisés en Radio-Télévision et en Electronique. Ce sont toujours les derniers modèles de composants qui vous seront fournis.



2 - COMPRENEZ LES SCHEMAS DE CIRCUIT

Vous apprendrez à comprendre les schémas de montage et de circuit employés couramment en Electronique.



3 - ET FAITES PLUS DE 40 EXPERIENCES

L'oscilloscope vous servira à vérifier et à comprendre visuellement le fonctionnement de plus de 40 circuits.

- Action du courant - Calculateur simple dans les circuits - Circuit retardateur
- Effets magnétiques - Récepteur Radio
- Redressement - Circuit photo-électrique
- Transistors - Commutateur transistor
- Amplificateurs - Etc.
- Oscillateur

LECTRONI-TEC REND VIVANTE L'ÉLECTRONIQUE !

GRATUIT BON^{RC38} pour une brochure en couleur de 20 pages

envoyez ce bon à LECTRONI-TEC 1, rue Kieffer, DINARD (I.-&-V.)

Nom..... majuscules

Adresse..... S.V.P.

OUVRAGES D'INITIATION

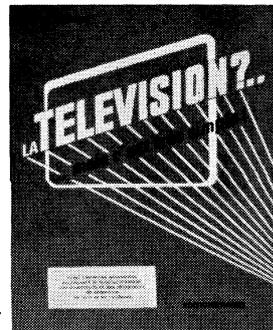


LA RADIO?...
MAIS C'EST TRÈS SIMPLE!
par E. AISBERG. — Le grand « classique » de la littérature mondiale, ayant servi à former des centaines de milliers d'électroniciens.
184 pages (18 × 23) 7,80 F

LA TÉLÉVISION?...
MAIS C'EST TRÈS SIMPLE!
par E. AISBERG. — Principes de la transmission des images. Etude détaillée des divers circuits de téléviseurs.
168 pages (18 × 23) 7,80 F

LE TRANSISTOR?...
MAIS C'EST TRÈS SIMPLE!
par E. AISBERG. — Cet ouvrage complet celui consacré à la radio en expliquant le fonctionnement et les applications des transistors.
148 pages (18 × 23) 12,40 F

LA TÉLÉVISION EN COULEURS?...
C'EST PRESQUE SIMPLE!
par E. AISBERG et J.-P. DOURY. — Principes des systèmes NTSC, PAL, SECAM. Analyse des circuits.
136 pages (18 × 23) 21,60 F



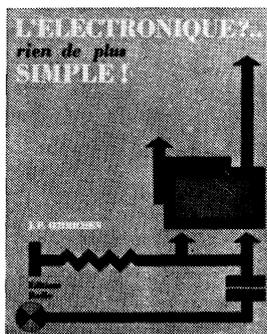
L'ÉLECTRONIQUE?... RIEN DE PLUS SIMPLE!
par J.-P. CEHMICHEN. — Tous les « capteurs », toutes les applications de l'électronique y compris les calculateurs... discutés entre Curiosus et Ignotus.
248 pages (18 × 23) 27,80 F

TECHNIQUE DE L'ÉLECTRICITÉ
par A. MARCUS. — Principes physiques, générateurs, lois des courants continu et alternatif, moteurs, toutes les applications.
320 pages (16 × 24) 21,60 F

TECHNIQUE DE LA RADIO
par M.G. SCROGGIE. — Cours complet permettant d'assimiler aisément les bases physiques des appareils à tubes et à transistors.
456 pages (16 × 24) relié 27,80 F

INITIATION A LA PRATIQUE DES RÉCEPTEURS A TRANSISTORS

par H. SCHREIBER. — Quoi de plus instructif et de plus amusant que d'apprendre en réalisant 10 récepteurs?..
132 pages (16 × 24) 15,50 F



...LA SÉRIE « SIMPLE »...
Ces ouvrages d'initiation, célèbres dans le monde entier se composent de dialogues copieusement illustrés et expliquant clairement la composition et le fonctionnement de divers circuits et appareils.

COURS D'ÉLECTRICITÉ POUR ÉLECTRONICIENS
par P. BLEULER et J.-P. FAJOLLE. — Rédigé par deux éminents professeurs, ce cours constitue une base indispensable à une étude sérieuse de l'électronique.
368 pages (16 × 24) 40,20 F

COURS ÉLÉMENTAIRE D'ÉLECTRONIQUE
par G. MATORÉ. — Tous les secrets des montages à tubes et à transistors révélés à ceux qui veulent se lancer dans l'électronique.
260 pages (16 × 24) 27,80 F

COURS FONDAMENTAL DE RADIO ET D'ÉLECTRONIQUE
Rédigé sous la direction de W. EVERITT par un groupe de professeurs américains, à jour de l'état actuel de la technique, ce cours va des lois élémentaires d'électricité aux dernières applications de l'électronique. Il est adopté par de nombreuses écoles.
672 pages (16 × 24) 46,30 F

TECHNOLOGIE DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

par R. BESSON. — Diverses catégories de composants, leur fabrication, leurs propriétés et leurs applications.

TOME I. — Résistances, bobinages et condensateurs.
264 pages (16 × 24) 27,80 F

TOME II. — Diodes, transistors et autres semiconducteurs.
264 pages (16 × 24) 30,90 F

TECHNIQUE ET APPLICATIONS DES TRANSISTORS

par H. SCHREIBER. — Propriétés physiques des semiconducteurs, jonctions, diodes et transistors. Leur technologie, fabrication, mesures et applications en radio et en électronique.
336 pages (16 × 24) 21,60 F

TECHNOLOGIE DES CIRCUITS IMPRIMÉS

par J.-P. CEHMICHEN. — Matériaux et méthodes employés pour la fabrication des circuits imprimés à la pièce, en petite ou en grande série. Ouvrage copieusement illustré en couleurs.
224 pages (16 × 24) 27,80 F

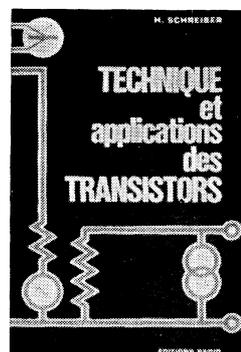
TECHNOLOGIE

ÉTUDES ET CONCEPTION DES RADIORÉCEPTEURS A TUBES ET A TRANSISTORS

par O. LIMANN. — Étroitement liés, le texte et les images expliquent clairement tous les aspects théoriques et pratiques de la réception radio. A étudier avec soin avant d'aborder la réalisation d'appareils électroniques.
288 pages (16 × 24) 27,80 F

EMPLOI RATIONNEL DES TRANSISTORS

par J.-P. CEHMICHEN. — Ouvrage de base traitant de l'emploi des transistors dans tous les secteurs d'électronique. Un prodigieux condensé d'expérience!
376 pages (16 × 24) 30,90 F



CIRCUITS ÉLECTRONIQUES A TRANSISTORS

par J.-P. CEHMICHEN. — Etude méthodique de la production, transformation et utilisation de signaux les plus variés. Solution générale de tous les problèmes d'électronique.
288 pages (16 × 24) 27,80 F

PRATIQUE ÉLECTRONIQUE

par J.-P. CEHMICHEN. — Conception, calcul et réalisation de divers ensembles électroniques à tubes et à transistors, y compris les applications les plus récentes.
304 pages (16 × 24) 13,90 F

CALCUL ET RÉALISATION DES TRANSFORMATEURS

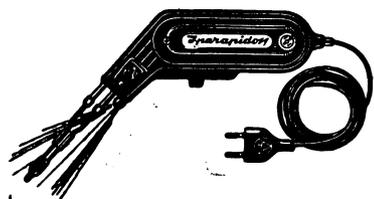
par Ch. GUILBERT. — Transformateurs d'alimentation, de B.F., inductances, relais.
160 pages (16 × 24) 13,90 F

ANALYSE ET CALCUL DES AMPLIFICATEURS HAUTE-FRÉQUENCE

par A. BENSASSON. — Théorie des filtres passe-bande à 2 ou 3 circuits couplés. Amplificateurs à large bande. Emploi des transistors. La réaction. Exemples d'applications.
448 pages (16 × 24) 49,40 F

→ AJOUTER 10 % POUR FRAIS D'ENVOI ←

UN MAGNIFIQUE
OUTIL DE TRAVAIL
PISTOLET SOUDEUR IPA 930
AU PRIX DE GROS



25 %
MOINS CHER

Fer à souder
à chauffe
instantanée

Utilisé couramment par les plus importants constructeurs d'appareillage électronique de tous pays — Fonctionne sur tous voltages alter. 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, dans un élégant sachet en matière plastique à fermeture éclair. Poids : 830 gr. Valeur : 99.

NET **78 F**

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

RADIO-VOLTAIRE

155, avenue Ledru-Rollin, PARIS-XI^e — EOQ. 98-84

RAPY

TWC

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, portuses 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



11, rue Pascal
Paris 5^e
tél. : 587.30.76

COURS PROGRESSIFS
PAR CORRESPONDANCE
**L'INSTITUT FRANCE
ÉLECTRONIQUE**

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

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

MONTEUR • CHEF MONTEUR
SOUS-INGÉNIEUR • INGÉNIEUR
TRAVAUX PRATIQUES

**PRÉPARATION AUX
EXAMENS DE L'ÉTAT**



PLACEMENT

Documentation **RC**
sur demande

**BON GRATUIT
D'INFORMATION**

sur nos cours p. correspondance
(à découper ou à recopier)
Veuillez m'adresser sans engage-
ment 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

RAPY

la télévision
en couleurs
à portée d'



le
**diapo-télé
test**



UN **infratest**
AU SALON

infra
INSTITUT FRANCE ELECTRONIQUE
24, rue Jean Mermoz - Paris 8^e - Tél. 723.14.63

Je désire recevoir votre "Diapo-Télé-Test"
(1^{er} 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.

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

**Toute
l'Electronique**

à partir du N°
(ou du mois de.....)

ABONNEMENT | RÉABONNEMENT

FRANCE

ÉTRANGER

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**

à partir du N°
(ou du mois de.....)

ABONNEMENT | RÉABONNEMENT

60,00 F

75,00 F

**ELECTRONIQUE
ACTUALITES**

à partir du N°
(ou du mois de.....)

ABONNEMENT | RÉABONNEMENT

75,00 F

90,00 F

Spécimens sur demande

TOTAL

DATE

RC 242

Pour la BELGIQUE, s'adresser à la Société BELGE DES ÉDITIONS 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 SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO, 9, r. Jacob, PARIS-6.

LES HYPERFRÉQUENCES

Technique très particulière, les hyperfréquences demandent à leur utilisateur de connaître les principes de l'électronique mais aussi de posséder de sérieuses notions de mécanique. Les éléments de lignes de transmission pour hyperfréquences doivent en effet, pour assurer une propagation correcte des ondes, être calculés et réalisés avec le plus grand soin, tout défaut de construction se traduisant imitoyablement par une altération des caractéristiques du signal propagé. Dans ce domaine, brides, jonctions, coudes et torsades constituent les points les plus critiques, que l'on doit surveiller particulièrement. Aussi un article abondamment documenté leur est-il consacré dans ce numéro, au sommaire duquel on lira également : les circuits impulsionnels à transistors ; les amplificateurs différentiels, un générateur d'analyse, etc.

Enfin, le circuit intégré, sujet à l'ordre du jour, fait l'objet de plusieurs articles détaillant les utilisations les plus variées qui en sont faites, notamment dans le domaine de la basse fréquence.

TOUTE L'ELECTRONIQUE n° 329

Prix : 5 F

Par poste : 5,20 F

LE TUBE A INDEXATION DE FAISCEAU

Ce tube, monocanon, est un des concurrents à venir du tube couleurs à masque perforé. Sa constitution, son principe de *fonctionnement*, le mode d'obtention du signal de commande du faisceau sont exposés dans ce numéro 187 de TELEVISION (octobre 1968), au sommaire duquel on trouvera également : des abaques de calcul d'aériens V.H.F. à progression logarithmique, un schéma d'amplificateur d'antenne V.H.F. à faible bruit, la description d'une ligne à retard pour la voie de luminance d'un récepteur couleurs, les circuits de correction de traçage pour tubes à masque, la suite de la description d'un oscilloscope transistorisé de Métrix, la suite et fin de l'étude sur les filtres de bande à 3 ou 4 circuits couplés, la présentation de la nouvelle génération de matériels de reportage de l'O.R.T.F. et de nombreuses informations d'actualité.

TELEVISION n° 187

Prix : 3 F

Par poste : 3,20 F

LE 1^{er} TRIAC FRANÇAIS...

... dénommé *alternistor* par son fabricant, vient de faire son apparition sur le marché. Ses caractéristiques et ses applications font l'objet du premier article du numéro d'octobre 1968 d'ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE. Au sommaire de ce même numéro :

— Des applications industrielles de l'électronique, avec :

La vérification et la mesure des erreurs de forme sur des surfaces circulaires ;

Les codeurs angulaires et leurs applications ;

Des schémas de convertisseurs continu-alternatif ;

Blocs fonctionnels et relais à lames souples « Reed ».

— Des articles sur la micro-électronique, avec :

Les fonctions complexes de la famille TTL ;

Un nouveau registre à décalage en M.S.I. ;

Les basculeurs « maître-esclave ».

Ainsi que bien d'autres études et rubriques, auxquelles s'adjoint désormais une « Boîte à idées », recueil d'idées et de schémas originaux proposés par les lecteurs de la Revue.

ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE n° 117

Prix : 7,50 F

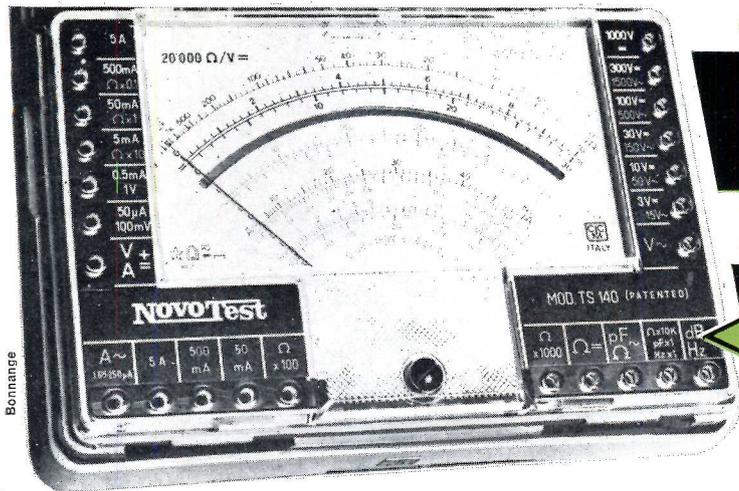
Par poste : 7,70 F

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 : 2,75 F



CONTROLEUR UNIVERSEL

NovoTest

20.000 Ω PAR VOLT

**CADRAN
GEANT**

- 10 GAMMES
- 50 CALIBRES
- GALVANOMETRE PROTEGE
- ANTI-CHOC
- MIROIR ANTI-PARALLAXE

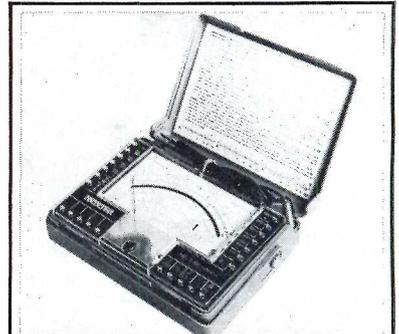
159^F

Le « NOVOTEST TS 140 » est un appareil d'une très grande précision. Il a été conçu pour les Professionnels du Marché Commun. Sa présentation élégante et compacte a été étudiée de manière à conserver le maximum d'emplacement pour le cadran dont l'échelle est la plus large des appareils du marché (115 mm). Le « NOVOTEST TS 140 » est protégé électroniquement et mécaniquement, ce qui le rend insensible aux surcharges ainsi qu'aux chocs dus au transport. Son cadran géant, imprimé en 4 couleurs, permet une lecture très facile.

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES :

- Tensions en continu 8 calibres :
100 mV - 1 V - 3 V - 10 V - 30 V - 100 V - 300 V - 1 000 V
- Tensions en alternatif 7 calibres :
1,5 V - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V - 1 500 V - 2 500 V
- Intensités en continu 6 calibres :
50 μA - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A
- Intensités en alternatif 4 calibres :
250 μA - 50 mA - 500 mA - 5 A
- Ohmmètre 6 calibres :
Ω x 0,1 - Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1 K - Ω x 10 K (champ de mesures de 0 à 100 MΩ)

- REACTANCES 1 calibre :
de 0 à 10 MΩ
- FREQUENCES 1 calibre :
de 0 à 50 Hz et de 0 à 500 Hz (condensateur externe)
- OUTPUT 7 calibres :
1,5 V (condensateur externe) - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V - 1 500 V - 2 500 V
- DECIBELS 6 calibres :
de - 10 dB à + 70 dB
- CAPACITES 4 calibres :
de 0 à 0,5 μF (alimentation secteur) - de 0 à 50 μF - de 0 à 500 μF - de 0 à 5 000 μF (alimentation pile)



NORD RADIO 139, RUE LA FAYETTE, PARIS (10^e) TEL.: 878-89-44 - C.C.P. PARIS 12.977-29

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

Tous
usages :
grand public
et
industriel

Dynatra

**NOUVEAU!
POUR LA COULEUR**



TYPE
SUPER-LUXE TELE

SL 200 W

contre
la
FIÈVRE
du
secteur

Autres fabrications :
SURVOLTEURS-DEVOLTEURS
AUTOTRANSFORMATEURS
COMPENSES ET REVERSIBLES

TYPE INDUSTRIEL



500 à 2000 W

Fondé
en
1937

Dynatra s.a.

41, rue des Bois, Paris (19^e)
Téléphone : 607-32-48 et 208-31-63

RAPY - Création LA DOCUMENTATION PROFESSIONNELLE

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

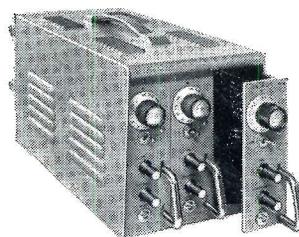
*une présentation fonctionnelle
une réalisation professionnelle*



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 μ s/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*

UNTRON

Maintenant : **MODÈLE 10 DP/C**
SPÉCIAL POUR LA TÉLÉVISION EN COULEURS

75 TER, RUE DES PLANTES, PARIS 14^e - TÉL. 532.93.78