

RADIO constructeur

TV

N° 243 • NOVEMBRE 1968 • 3 F

GÉNÉRATEUR H. F. A TRANSISTORS

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

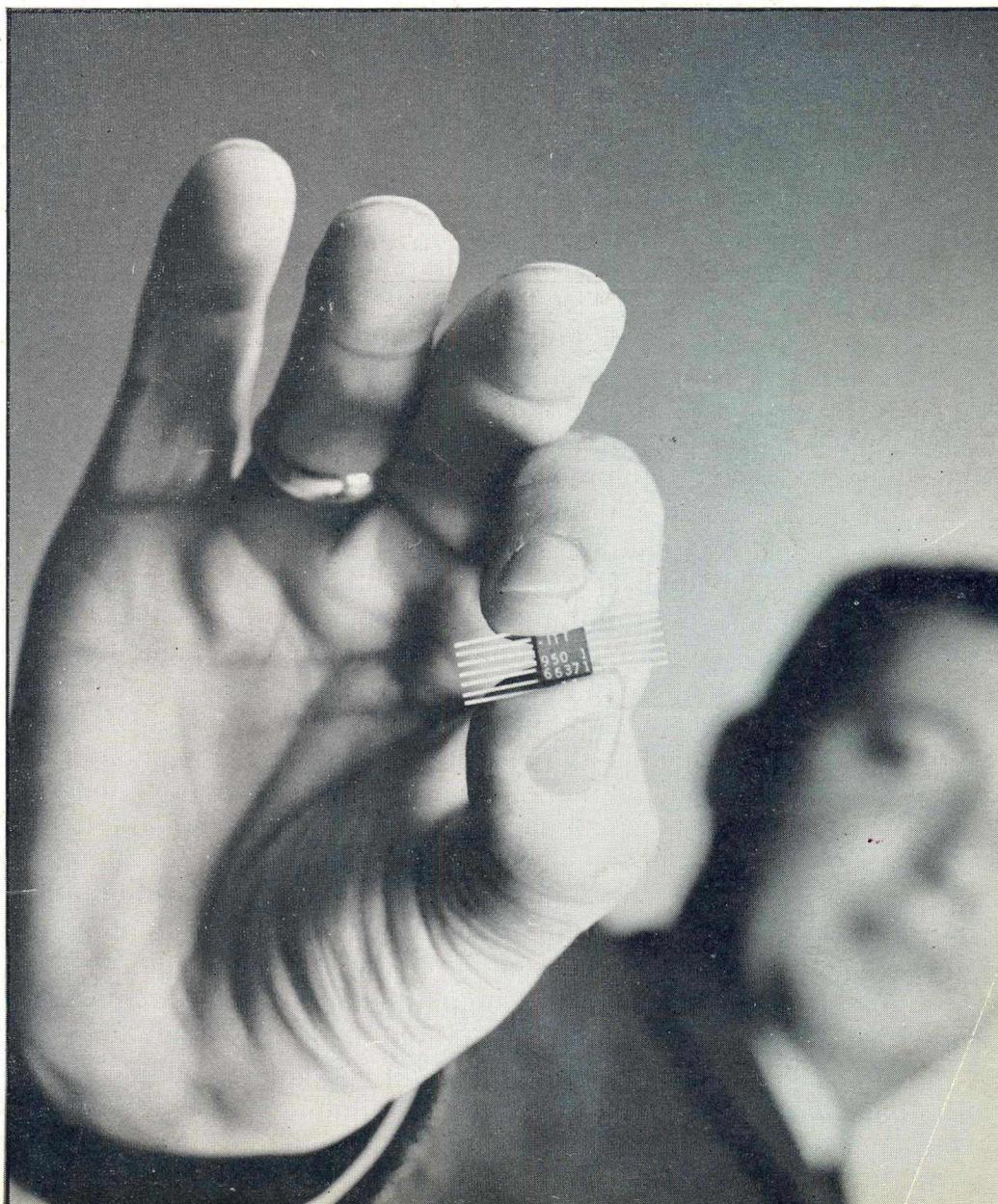
DANS CE NUMÉRO :

- Travailler plus vite, travailler mieux 267
- Radio-TV Actualités 268
- SERVICE TV. — Maintenance des téléviseurs. Les amplificateurs F.I. et leurs pannes ... 273
- RC 237-C : réalisation d'un téléviseur couleurs à partir de pièces et d'ensembles séparés (CICOR). Interconnexion des différentes platines 281
- Nouveautés : composants, appareils de mesure, récepteurs 296

ÉLECTRONIQUE PRATIQUE

- Générateur H.F. modulé, à 2 transistors, couvrant de 150 kHz à 30 MHz (REALISATION) 269
- Principe, calcul et mise au point des amplificateurs à transistors sans transformateurs 277
- Notre COURS DE PERFECTIONNEMENT : ELECTRONIQUE GENERALE. Le gain en courant des transistors 285
- Le calcul électronique. Les circuits logiques 291

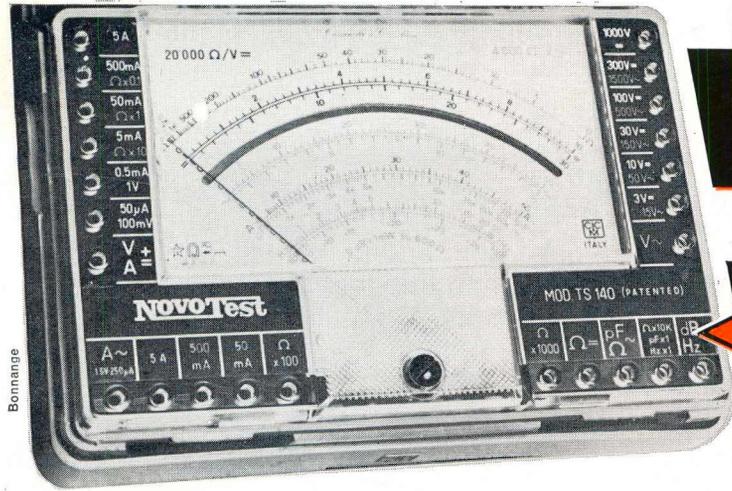
Ci-contre : Nouveaux circuits intégrés logiques DT_μL de la série MIC 930... MIC 963 en boîtiers « flat-pack » (INTERMETALL).



CONTROLEUR UNIVERSEL

NovoTest

20.000 Ω PAR VOLT



Bornange

CADRAN GEANT

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

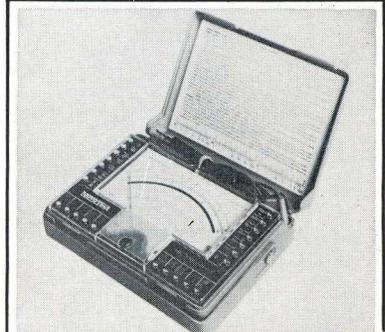
159^F

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 électriquement 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)

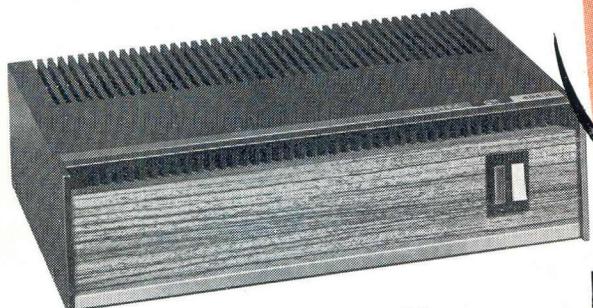
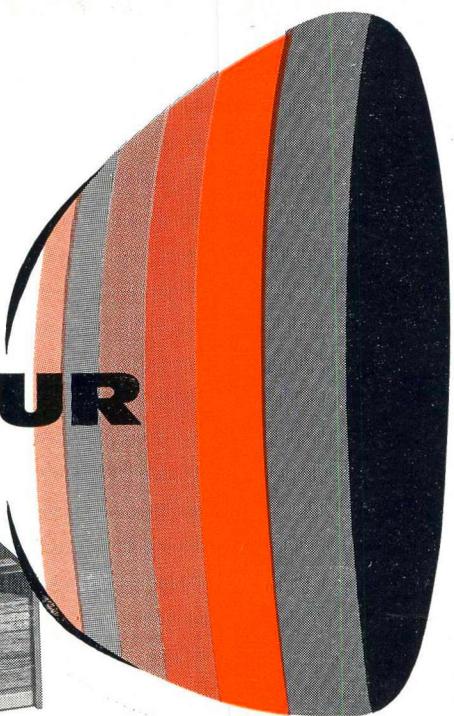
- REACTANCES 1 calibre : de 0 à 10 MΩ
- FREQUENCES 1 calibre : de 0 à 50 Hz et de 0 à 500 Hz (condensateur externe)
- OUTPUT 7 calibres : 1,5 V (condensateur externe) - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V - 1 500 V - 2 500 V
- DECIBELS 6 calibres : de - 10 dB à + 70 dB
- CAPACITES 4 calibres : de 0 à 0,5 μF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

RAPY

SPECIAL COULEUR



5 MODÈLES

DE RÉGULATEURS DE TENSION AUTOMATIQUES

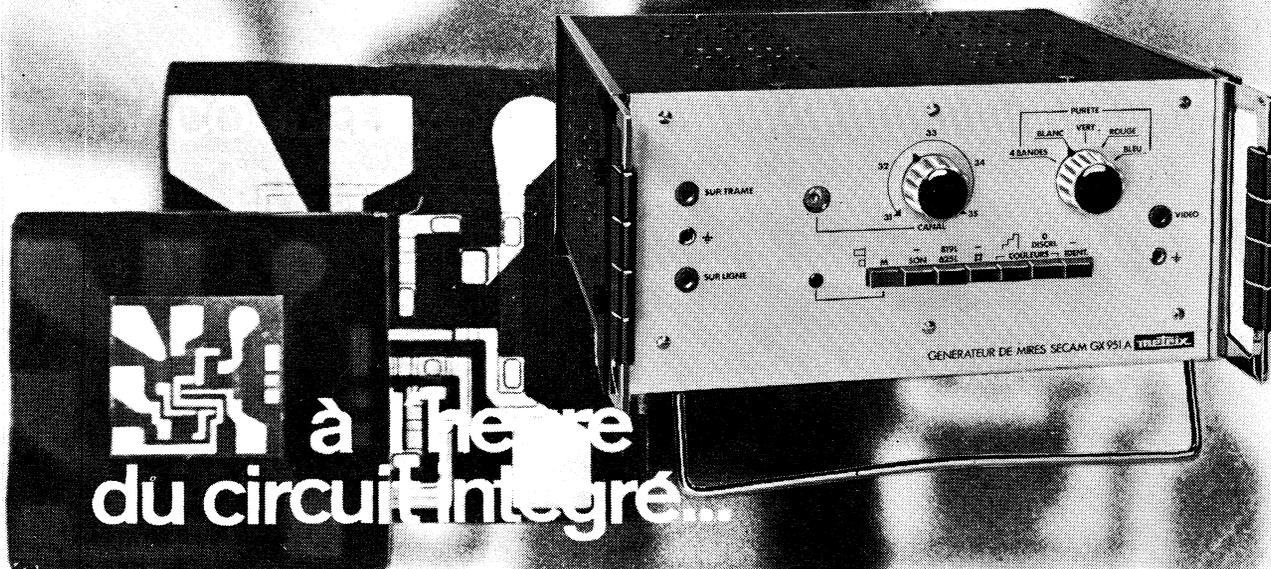
couvrant la gamme des téléviseurs couleur en service

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

En noir comme en couleur, contre la F I È V R E du secteur



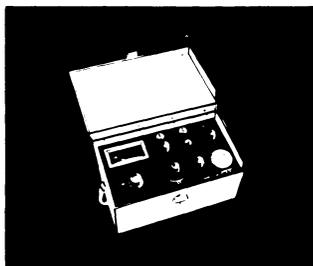
41, RUE DES BOIS - PARIS 19^e
607.32.48 - 208.31.63



**Mire couleur
SECAM
GX 951 A**

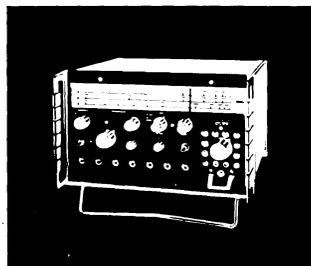
Pratique, portable, utilise la technologie des transistors et circuits logiques intégrés. Signaux fournis conformes à ceux de l'émission.

- Cadrage précis
 - Réglage de convergence
 - Obtention des 3 barres de couleurs fondamentales
- Mire pilotée par oscillateur à quartz. Elle permet :
- Calage des fréquences du récepteur
 - Centrage de la courbe en cloche
 - Centrage du zéro des discriminateurs
 - Contrôle du circuit " Killer ".



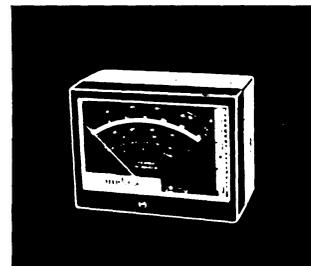
**Mesureur
de champ
VX 409 A**

Pour l'installation et la vérification des antennes individuelles et collectives TV et radio FM. Portable, autonome. Haut-parleur incorporé puissance maxi 250 mW. Fréquences : 41 - 120 MHz ; 140 - 230 MHz ; 470 - 860 MHz. Tensions mesurées : 10 μ V à 30 mV en 6 calibres. Impédance d'entrée : 75 $\Omega \pm 20\%$. Alimentation : 18 V par 4 piles ; autonomie : 100 heures.



**Wobulateur
WX 601 A**

Pour réglage et mise au point des récepteurs radio à FM et amplificateurs à large bande. Bande continue de 0,5 à 950 MHz. Excursion de fréquence réglable. Tension de sortie 100 mV sur 75 Ω atténuable de 0 à -60 dB. Marqueurs pilotés par quartz. Possibilité pour TV couleur. Peut-être livré avec l'OSCILLOSCOPE W3 601 A, de sensibilité 100 mV/cm, constituant ainsi un wobuloscope compact.

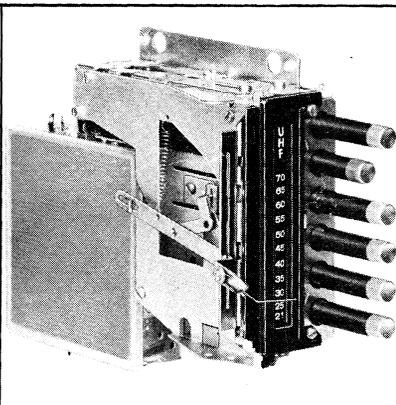


**Voltohmmètre
électronique
VX 313 A**

Pour mesure précise de tensions cont. et alt. BF, HF, VHF. et des résistances. Galvanomètre à suspension par bandes. Autonomie 200 heures. Tensions continues : 0,1 V à 3000 V en 10 cal. Impédance d'entrée : 10 M Ω . Tensions alternatives : 0,3 V à 300 V en 7 cal. Impédance d'entrée : de 100 k Ω à 2,5 M Ω . Capa. de 40 pF à 80 pF, à 1 kHz. Réponse en fréq. : 30 Hz à 1 MHz. Résistances : 1 Ω à 50 M Ω en 6 gammes.

Ces quatre appareils, réalisés dans les nouveaux Coffret Standard et la nouvelle présentation MÉTRIX, constituent un ensemble complet particulièrement adapté à la station Radio-TV Service. ils sont fabriqués par le grand spécialiste français de la mesure : COMPAGNIE GÉNÉRALE DE MÉTROLOGIE. B.P. 30 - 74 ANNECY - Tél. (79) 45.46.00 - Télex 33822 - Câbles Métrix-Annecy - Bureaux de Paris : 56, Av. E.-Zola (15^e) - Tél. 250-63-26.

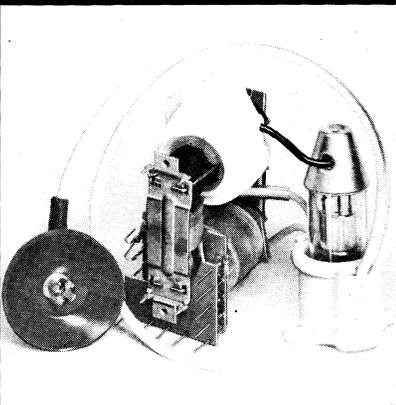
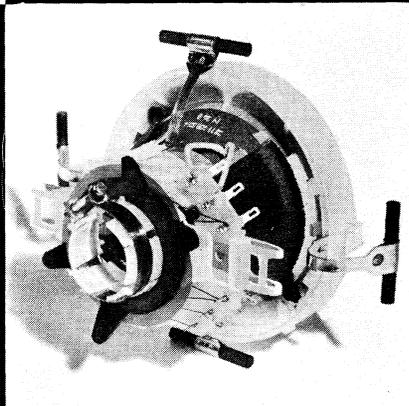
**tous les
composants
pour
téléviseurs
noir & blanc**



**SELECTEUR
UHF-VHF UV1**



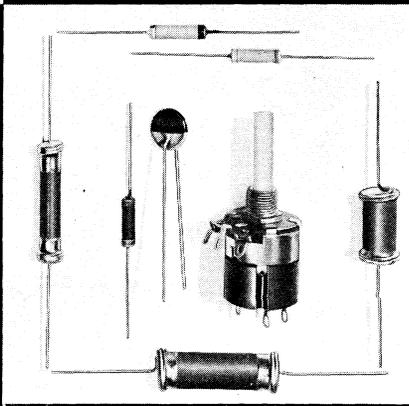
**DEVIATEUR
réf : ST 1354**



**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

Quand un technicien difficile veut un oscilloscope... il achète un **CENTRAD** !

FIABILITÉ

Bande passante : du continu à 7 MHz.
Base de temps : déclenchée de 0,5 S à 0,2 μS.
Sensibilité : 10 mV/cm.
Etalonnage en tension et en temps.
Tube de 10 cm à post-accelération (3,5 KV)
Sonde réductrice 1/10 livrée avec l'appareil.
Amplificateur-Séparateur de synchro.

PRIX



OSCILLOSCOPE 175 P 10

CENTRAD

59, 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

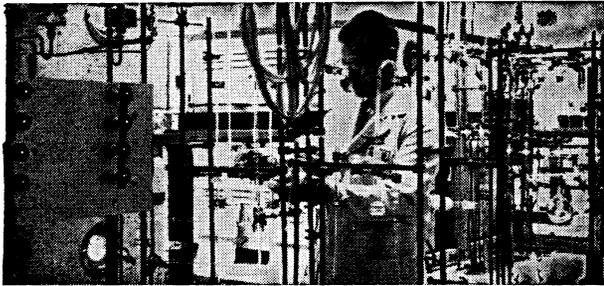
Nom _____

Société _____

Adresse _____

Tél : _____





TELE

électronique formation ou recyclage

Formation et recyclage nécessitent le choix judicieux d'un mode d'enseignement bien adapté.

Efficace pour être rapidement utile, souple pour s'appliquer à chaque cas particulier, orienté sur les utilisations industrielles des techniques, l'enseignement par correspondance de l'INSTITUT TECHNIQUE PROFESSIONNEL apporte, depuis vingt ans, les connaissances que souhaitent l'ingénieur pour se parfaire, le technicien pour se spécialiser, le débutant pour s'initier.

INGENIEUR

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

Programme n° IEN-20

AGENT TECHNIQUE

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

Programme n° ELN-20

SEMI-CONDUCTEURS-TRANSISTORS

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

Programme n° SCT-20

COURS 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 familiers, l'appel au bon sens plus qu'aux mathématiques, facilitent l'acquisition des connaissances de base utilisables et ouvertes aux perfectionnements.

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-Escout, 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.....

RC

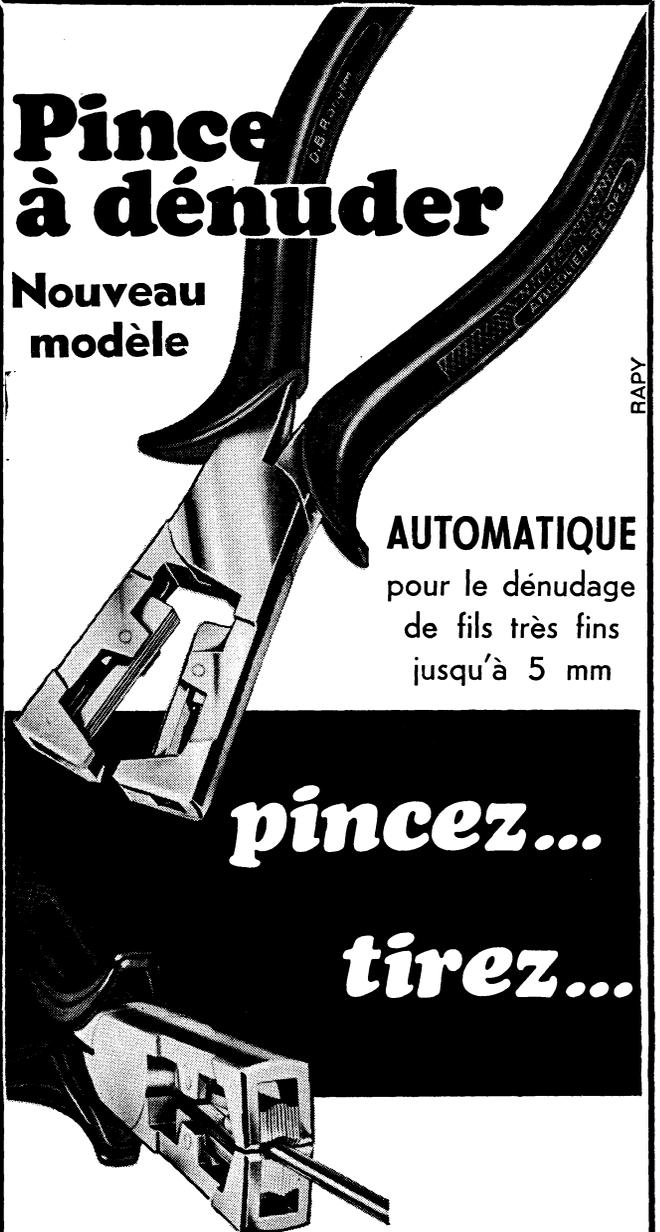
Pince à dénuder

Nouveau modèle

AUTOMATIQUE
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 31

En vente chez votre grossiste habituel

Conjointement au succès de notre mire couleur 888 nous vous présentons la mini-mire 989 qui sera votre fidèle compagne dans vos déplacements pour vos réglages en TVN et TVC des :



MINIATURE
EN DIMENSIONS

GÉANTE
EN PERFORMANCES



LA MINI-MIRE 989

**CONVERGENCES
GÉOMÉTRIE
PURETÉ**

- Sortie UHF 10 canaux centrés sur le canal 35
- Grille de convergence : 11 barres horizontales - 16 barres verticales
- Fréquence 625 lignes pilotée par un oscillateur à 31,250 kHz
- Polarité +
- Consommation 270 mW
- Alimentation : 6 piles de 1,5 V
- Equipement : 28 transistors - 10 diodes
- Dimensions : 155 x 105 x 65 mm. Poids : 700 gr.

CENTRAD 129



SON MINI-PRIX HT 630 F
TTC 756 F

CENTRAD 89, AVENUE DES ROMAINS
74 ANNECY - FRANCE
TEL. : (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 **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 ROÉ, 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 JAURES, ANZIN - 46.53.68

ORTAM
11, RUE DE CROUY, ROUBAIX - 73.51.76

63 **RADIO DU CENTRE**
11, PLACE DE LA RESISTANCE, 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 FRERES 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

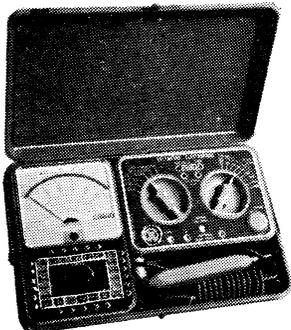
CENTRAD 130

CIBOT

MESURES

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

LA MALLETTE DE
L'ÉLECTRONICIEU !...



517A - 20 000 Ω/V en continu.
4 000 Ω/V en alternatif.
Cadran Miroir • 48 gammes.
• Anti-chocs • Anti-surcharges.
• Equipage mobile blindé.
En coffret plastique
avec cordon, TTC **168,00**

743 - VOLTMÈTRE ÉLECTRONIQUE
11 MΩ en continu et 1^{re} gamme
de 100 mV
Équipé 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 **384,50**

Documentation générale
"CENTRAD" contre enveloppe timbrée



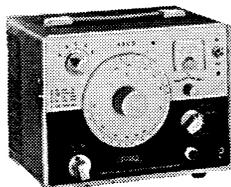
— DECRIE DANS LES N°s 238 - 239 —
**OSCILLOSCOPE PROFESSIONNEL
BEM 003**

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.

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



GÉNÉRATEUR BF "BEM 004"

- FREQUENCES : 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

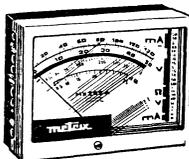
PRIX, complet en « KIT », TTC **624,00**

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

métrix

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**

**MILLIVOLTÈTRE
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**

CIBOT

★ RADIO-TÉLÉVISION

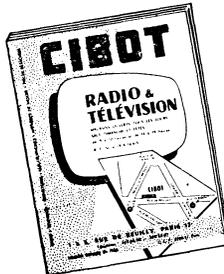
POSTEZ DÈS AUJOURD'HUI

★ 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 électrique - Toutes les Fournitures pour le dépannage - Chargeurs d'accus - Tables et Meubles - Baffles acoustiques - Tournedisques - Micros - Amplificateurs - Tuner AM/FM - Outillage - Régulateurs - Vibreurs, etc.

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

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

● **BON RC 243**

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 industrielle et fournis en pièces détachées - Plus de 60 modèles avec devis détaillés et caractéristiques techniques. } **GRATUIT**
- CATALOGUE 103**
Magnétophones - Téléviseurs - Récepteurs - Chaines Haute-Fidélité, etc... des plus Grandes Marques à des prix sans concurrence. } **GRATUIT**
- CATALOGUE - APPAREILS MENAGERS -** } **GRATUIT**

● **SCHÉMATÈQUE "CIBOT"** ●

- N° 1** 5 TELEVISEURS - Adaptateurs UHF universels - Interphones Emetteurs - Récepteurs - Postes Auto - 11 modèles de récepteurs 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 : Faidherbe-Chaligny.
C.C. Postal 6129-57 PARIS.

Un professionnel s'adresse à des professionnels :

**"mon 1^{er} Gyrocommande:
je l'ai vendu le jour où je l'ai reçu"**



**INTERVIEW DE MONSIEUR FERRAND
SEPTEMBRE 1968**

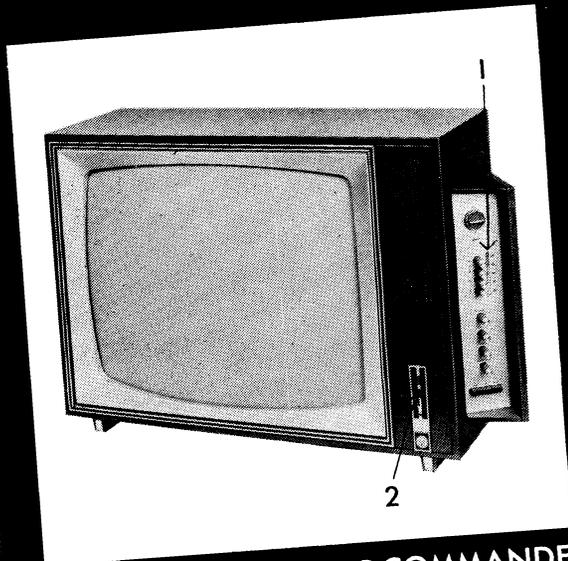
Nous vous présentons Monsieur Ferrand "Télé 78" à Vaucresson.

Question : "Monsieur Ferrand, donnez-nous votre opinion de vendeur professionnel sur le Téléviseur Schneider à Gyrocommande".

Monsieur Ferrand : "Avec la gyrocommande vous avez vraiment résolu le problème du tableau de commandes : pratique et invisible ; un tour de clé (à noter : les clients sont très séduits par ce... tour de passe-passe) et le tableau de commandes pivote ! Enfin voici encore un avantage de la "clé de contact" : c'est le carré blanc des parents !

Question : "Et le diagnotest ?"

Monsieur Ferrand : "ça encore, c'est une nouveauté pour les clients... et pour nous ! pour eux, une tranquillité et pour nous, plus de déplacements inutiles ! Sur le téléviseur à gyrocommande, il y a beaucoup à dire. Et tous les professionnels vous le diront : quand il y a beaucoup à dire, il y a beaucoup à vendre !"



**TÉLÉVISEUR A GYROCOMMANDE
65 CM**

Deux arguments exclusifs qui décident la vente : la gyrocommande et le diagnotest.

Caractéristiques techniques essentielles :

Gyrocommande (1)

Tableau de bord pivotant par simple pression sur une touche frontale. La marche et l'arrêt du téléviseur peut dépendre automatiquement de la gyrocommande.

Diagnotest (2)

Voyant lumineux qui permet de détecter si l'interruption d'émission est due à l'émetteur.

SCHNEIDER

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



**POUR VOUS AIDER
A VENDRE
ET FAIRE CONNAITRE
LA COULEUR
A VOS CLIENTS**

LE SYNDICAT DES
CONSTRUCTEURS
FRANÇAIS D'APPAREILS
RADIO-RECEPTEURS ET TELEVISEURS (S.C.A.R.T.)
AVEC LA COOPERATION DE LA F.E.N.A.C.E.R.
ET DU S.C.R.E.M. LANCE :

**A PARTIR DU 5 OCTOBRE ET
JUSQU'AU 7 DÉCEMBRE 1968**
AVEC L'APPUI DE L'O.R.T.F.

**UN GRAND JEU
HEBDOMADAIRE
TÉLÉVISÉ**

présenté et animé
par
Pierre Sabbagh

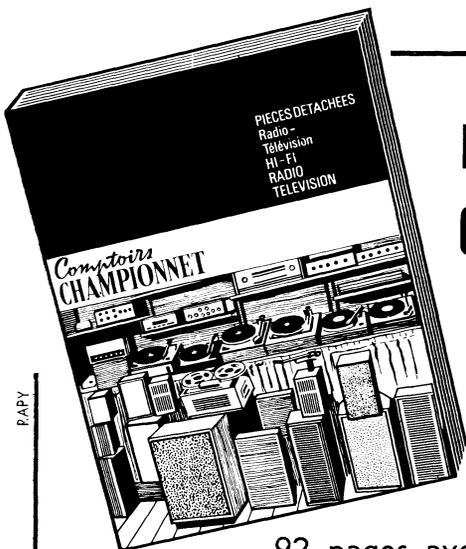
DOTÉ CHAQUE SEMAINE
D'UN TÉLÉVISEUR COULEUR
ET DE NOMBREUX PRIX
AU TOTAL 1.120 PRIX



**cette puissante action de publicité
va faire venir chez vous
de nombreux et nouveaux clients...
soyez prêts à les accueillir**

S.C.A.R.T. : Syndicat des Constructeurs d'Appareils Radiorécepteurs et Téléviseurs - 16, rue de Presles - PARIS 15^e.
F.E.N.A.C.E.R. - Fédération Nationale des Syndicats du Commerce Électronique Radio-Télévision.
S.C.R.E.M. - Syndicat National du Commerce Radio-Télévision et de l'Équipement Ménager.





Nouveau CATALOGUE 1968

Édition rouge

92 pages avec illustrations

Prix : 5,00 F

TABLE DES MATIÈRES

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. et la gamme complète de nos réalisations

Avec en supplément :

★ CATALOGUES

grandes marques télévision, transistors, magnétophones, électrophones, auto-radios

★ DOCUMENTATIONS

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

CATALOGUE

Envoi contre 5 F (en timbres de préférence)

Nom.....

Adresse.....

COMPTOIRS CHAMPIONNET

14, rue Championnet - PARIS (18^e)
C. C. P. PARIS 12358-30 Tél.: 076-52-08

PAPY

Ne perdez pas de temps, postez dès aujourd'hui ce bon

DÉPARTEMENT PROFESSIONNEL INDUSTRIEL GROSSISTE RADITECHNIQUE - 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

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.**

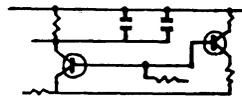
1 - CONSTRUISEZ UN OSCILLOSCOPE

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 SCHÉMAS DE CIRCUIT

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



3 - ET FAITES PLUS DE 40 EXPÉRIENCES

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
- Oscillateur
- Etc.

LECTRONI-TEC REND VIVANTE L'ÉLECTRONIQUE I

GRATUIT BON RC39 pour une brochure en couleur de 20 pages

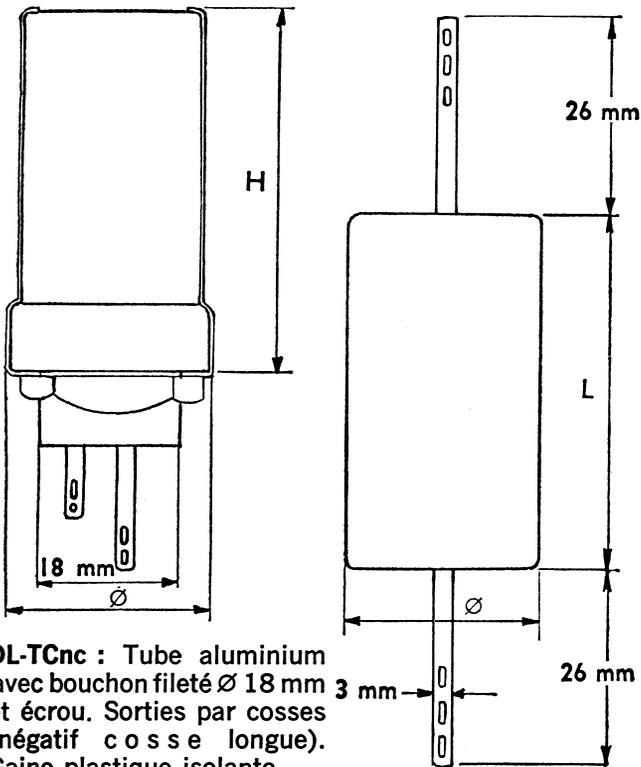
envoyez ce bon à **LECTRONI-TEC**, 1, rue Kieffer, DINARD (I.-&-V.)

Nom..... majuscules
Adresse..... S.V.P.

Type
DL

CONDENSATEURS ELECTROCHIMIQUES DOUBLEURS DE TENSION

Tubes aluminium (DL-TC) ou cartouches (DL-CA et DL-CI)



DL-TCnc : Tube aluminium avec bouchon fileté Ø 18 mm et écrou. Sorties par cosses (négatif c o s s e longue). Gaine plastique isolante.

DL-CA : Cartouche aluminium recouverte d'un tube carton isolant. Sorties par cosses axiales.

DL-CI : Cartouche aluminium recouverte d'un tube carton isolant. Sorties par cosses du même côté.

Spécifications particulières :

Courant de fuite : $I_f \leq CV/20$:

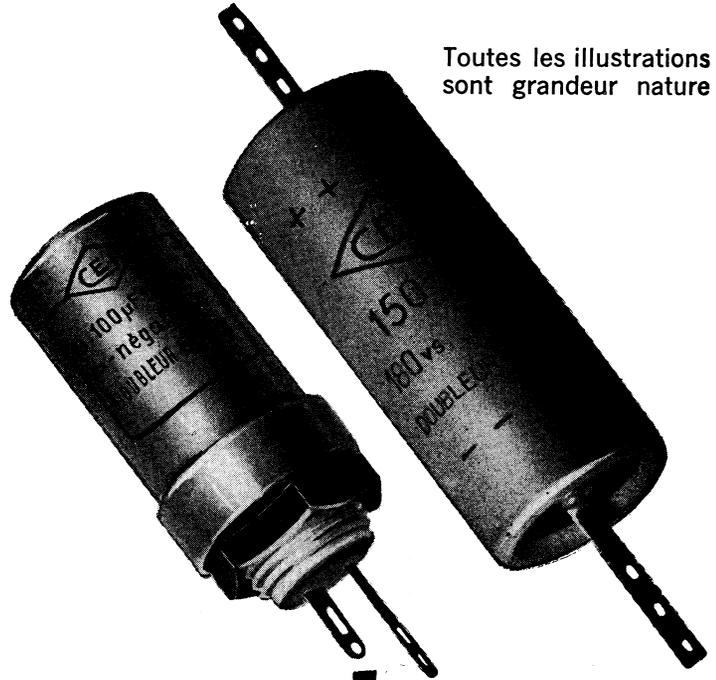
(I_f en μA , C en μF , V tension nominale en volts).

Températures limites d'utilisation : -25 à $+70$ °C

Tolérance de capacité : $-10 + 40$ %.

CAPACITE (en μF)	Tensions (en volts)		Dimensions (en mm)		Figure
	Service	Pointe	Ø	H ou L	
Tube aluminium - Type DL-TCnc					
100	180	200	28	48	61
150	—	—	28	64	
200	—	—	28	84	
Cartouche aluminium - Type DL-CA					
100	180	200	27	45	62
150	—	—	27	63	
200	—	—	27	81	
Cartouche aluminium - Type DL-CI					
100	180	200	27	45	63
150	—	—	27	63	
200	—	—	27	81	

Toutes les illustrations sont grandeur nature



Type DL-TCnc
Fig. 61

Type DL-CA
Fig. 62

Type DL-CI
Fig. 63

Catalogue complet sur demande.

Société anonyme au capital de 1 800 000 F.

CONDENSATEURS ELECTROCHIMIQUES DE FILTRAGE

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 NUMEROS ●

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

N°s 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**

N°s 135 à 146 **1,50 F**

N°s 147 à 174, 177 à 181, 186,
188 à 191 **1,80 F**

N°s 193 à 194, 196 à 232 **2,10 F**

N°s 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. Rodet)

143, Avenue Emile-Zola, PARIS

TÉL. : 734-37-52

Nous avons toujours insisté sur la nécessité vitale, pour tout technicien-dépanneur, de s'équiper le mieux possible en appareils de mesure et de contrôle de toute sorte, seul moyen pour découvrir les défauts éventuels des récepteurs et des téléviseurs, qui deviennent d'année en année plus compliqués.

Nous avons également souvent dit qu'un appareil de mesure ne pouvait pas faire de miracles par sa seule présence, et qu'il était nécessaire de se familiariser avec toutes les finesses de son utilisation, afin d'en tirer le maximum en n'importe quelles circonstances.

Mais ce n'est pas tout, car pour localiser une panne dans un ensemble aussi complexe qu'un téléviseur couleurs, sans perdre des heures et des heures en tâtonnements infructueux, il faut de la méthode, même et surtout si l'on sait parfaitement se servir des appareils de mesure dont on dispose.

Il est proprement ahurissant de voir le temps que peuvent perdre certains dépanneurs ayant cependant plusieurs années de pratique, ayant l'habitude de travailler avec un oscilloscope, une mire, un voltohmmètre électrique, etc., uniquement parce qu'ils ne se sont pas donné la peine de réfléchir cinq minutes avant de se lancer dans des mesures désordonnées.

Or, une mesure ou un relevé d'oscillogramme ne signifie rien en soi, et ne peut avoir une valeur que dans l'ensemble d'un « plan d'attaque » bâti pour cerner le défaut. Autrement dit, avant chaque série de mesures, on fait une supposition, basée sur l'analyse rapide des phénomènes en présence desquels on se trouve, et on cherche à confirmer ou à infirmer cette supposition en analysant les résultats des mesures correspondantes.

Et c'est là justement que l'on reste confondu en constatant à quel point ce

« diagnostic » de départ est négligé ou mal posé. Ne parlons pas de cas à peine croyables et pourtant parfaitement réels de dépanneurs qui cherchent dans la base de temps trames la panne qui fait disparaître l'image (s'il n'y a plus de balayage, il ne peut y avoir aucune image, n'est-ce pas ?). Ce sont, tout compte fait, des exceptions, où se manifeste l'inexpérience des débutants. Des cas plus « subtils », dont nous avons été témoins récemment, montrent qu'il faut toujours réfléchir avant de se lancer dans une voie, souvent sans issue.

Un dépanneur est appelé pour voir un téléviseur couleurs dont le fonctionnement laisse à désirer. Constatation : les couleurs passablement « abimées », surtout le rouge qui tire au marron sale. Le blanc est inexistant et remplacé par du gris violacé, assez sombre. Le possesseur de l'appareil avoue qu'il a essayé d'améliorer les couleurs et dit que le défaut est venu progressivement. On procède donc à un « rééquilibrage » des teintes et on essaye, en vain, d'obtenir un blanc acceptable. Nous sommes intervenu vers le soir, au moment où le dépanneur complètement découragé était prêt à tout laisser tomber, et avons suggéré de voir du côté de la luminance. C'était, en effet, la pentode finale vidéo qui était pratiquement « morte ».

Moralité : le dépanneur s'est laissé embarquer dans une fausse direction par le client, qui a reconnu avoir touché les réglages de chrominance. Or, s'il avait réfléchi deux minutes, il aurait compris que le blanc « sombre » ne pouvait provenir que d'un manque de luminance.

Conclusion : écoutez bien ce que dit le client, mais n'y croyez jamais a priori. Réfléchissez et tirez vous-mêmes vos conclusions.

W. S.

Actualités

APRÈS UN AN D'EXPLOITATION

La TVC va (peut-être) démarrer en France

La Biennale Radio-TV de Lyon qui s'est tenue du 14 au 23 septembre et le Salon Biennal Radio-TV de Bordeaux qui a eu lieu du 5 au 14 octobre ont permis de faire le bilan d'une année d'exploitation de la télévision en couleurs et de dresser des plans pour l'avenir.

Le bilan est assez pauvre puisque, en un an, moins de vingt mille récepteurs couleurs ont été vendus en France alors que, parallèlement, l'Allemagne de l'Ouest estimait la production à 360 000 pièces et que les ventes s'y élevaient à 220 000, compte non tenu des exportations.

Cependant, les milieux officiels français sont plus optimistes pour l'avenir et leur objectif est d'atteindre d'ici la fin de l'année le chiffre de cent mille récepteurs vendus. Ces espoirs sont fondés sur le fait que le prix des appareils a considérablement baissé, depuis octobre 1967, période à laquelle le prix moyen de vente pouvait être évalué à 5 000 F, alors que les Biennales de Lyon et de Bordeaux ont montré qu'il pouvait être fixé actuellement au-dessous de 4 000 F, pour un appareil à grand écran. Il existe certes des appareils à prix plus élevé (4 500 à 5 000 F), mais on trouve aussi des téléviseurs-couleurs à 3 500 F environ. D'autre part, la création de téléviseurs à écran plus petit (de 38 cm

de diagonale par exemple) dont les prix sont inférieurs à 3 600 francs peuvent accroître la masse de la clientèle potentielle. L'extension du crédit de 21 à 24 mois, envisagée par le gouvernement, est une mesure qui peut, elle aussi, activer le marché bien que son caractère reste bien symbolique. La mesure qui aurait une réelle portée serait de diminuer les taxes qui grèvent le prix des téléviseurs.

La TVA est de 20 % en France pour les téléviseurs alors qu'elle n'est que de 10 % en Allemagne pour les mêmes produits. Notons cependant que nous sommes favorisés sur un point par rapport à nos voisins d'outre-Rhin qui n'ont qu'une dizaine d'heures de programmes couleurs par semaine alors qu'en France l'O.R.T.F. diffuse régulièrement plus de vingt heures d'émissions trichromes. L'office envisage d'ailleurs de porter à 24 heures par semaine le nombre d'émissions couleurs. D'autre part, son directeur, M. J. J. Bresson, a annoncé récemment que l'Office mettrait en service une vingtaine de nouveaux émetteurs U.H.F. d'ici le milieu de l'année 1970, pour accroître la couverture du territoire qui actuellement dessert à peu près 75 % de la population.

L'action entreprise par les constructeurs, et les services officiels pour promouvoir la

télévision en couleurs a démarré au début d'octobre, par un jeu télévisé intitulé « Annoncez la couleur » et destiné à attirer les éventuels clients chez les revendeurs, et à leur faire apprécier ce qu'est la TVC. Ce sera peut-être un excellent moyen de promotion, à condition que les revendeurs fassent l'effort qu'on attend d'eux et auquel ils sont intéressés au même titre que tous les techniciens TV.

Enfin, les Biennales ont permis au ministre de l'Information de préciser sa position à l'égard de la création d'une troisième chaîne TV qui serait commerciale et exploitée à titre privé. Le gouvernement y est formellement opposé, ainsi que le directeur de l'Office.

R. T. C. DISTRIBUTION

La Radiotechnique - Comelec a implanté un réseau national de « Distributeurs Agréés » baptisé R.T.C. Distribution, pour renforcer ses structures commerciales. Ce réseau documentera et mettra en relation avec la R.T.C. les utilisateurs avec lesquels il était jusqu'ici difficile d'établir le contact et d'autre part exécutera immédiatement, sur stock, les commandes de faible et moyenne importance. La R.T.C. de son côté maintiendra, comme par le passé, tous ses contacts avec l'ensemble de sa clientèle. Cette nouvelle politique commerciale intéressera probablement de nombreux utilisateurs grâce aux nouvelles possibilités qui leur sont ainsi proposées.

EN BREF

Les Relations Techniques Internationales (R.T.I.) du groupe Tektronix distribuent maintenant exclusivement « Teleguipement » qui fabrique notamment l'oscilloscope type « Minor » à simple faisceau, monobloc, dont la bande passante s'étend de 0 à 30 MHz.



La firme suédoise Luxor vient de confier la distribution de ses appareils à haute fidélité et celle de ses récepteurs à la société Cunow qui représente, par ailleurs, Hellesens (fabricant danois des piles bien connues). Rappelons que le siège de la société Cunow se trouve au 8, rue Fourcroy, à Paris-17^e (tél. 924-07-53).



Devant le succès obtenu par sa mire SECAM GX 951 A, la Compagnie Générale de Métrologie (Métrix) a décidé de porter la garantie de cette mire à deux ans. Cette mesure s'applique également aux appareils vendus à ce jour.



La médaille Alkan 1967 a été attribuée à M. Jean Turboul, Chef de service à la C.S.F. pour ses travaux sur le collimateur 133 (appareil fournissant les indications essentielles à la navigation et au pilotage des avions et facilitant l'atterrissage sans visibilité). La Fondation Alkan a récompensé l'œuvre de M. Turboul pour « la simplicité de la conception et l'élégance de la réalisation ».



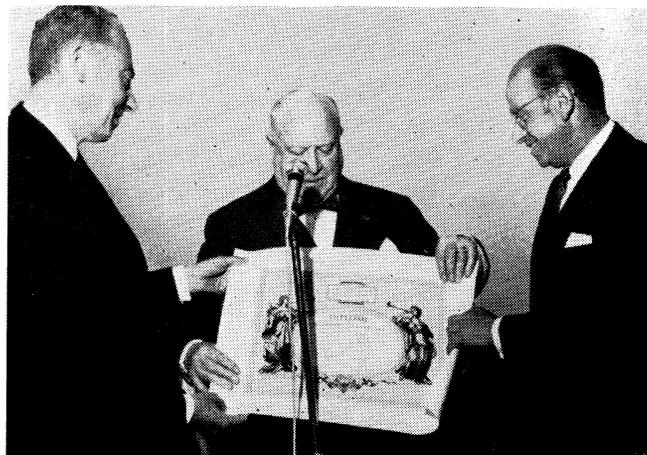
Thomson-Brandt et le groupe Claret ont conclu un accord aux termes duquel la direction générale du groupe Claret est assurée par les responsables de la branche « Grand Public » de Thomson-Brandt. Rappelons que le groupe Claret est le principal constructeur français de groupe hermétique pour réfrigérateurs.

SCHNEIDER R. T. REÇOIT

LE DIPLOME "PRESTIGE DE LA FRANCE"

Au début du mois de septembre, M. Jacques Schneider, Président-Directeur Général de Schneider R.T. (à droite sur notre photographie) recevait, lors d'une importante manifestation tenue à l'hôtel Hilton, le diplôme « Prestige de la France » des mains de M. André Bettancourt, Ministre de l'Industrie et de M. Christiaens, Président du Comité de Prestige et de Propagande Nationale (respectivement à gauche et au centre de notre photographie).

A l'origine, affaire purement familiale créée par MM. Sacha et Jacques Schneider en 1930, la société est devenue en moins de quarante ans un groupe très important réalisant un chiffre d'affaires de 300 millions de francs T.T.C., et représentant actuellement 14 % du marché français de TV. En 1964, la société Schneider décidait de créer une « Division Electronique Professionnelle » et en 1966 concentrait ses fabrications au Mans. Enfin, en 1968, elle prenait le contrôle de la société Laden.



tension B.F. en certains points du schéma de la figure 1 ne va pas sans provoquer une modulation **en fréquence** de l'onde H.F., notamment si cette introduction est opérée à la jonction au +9 V de la résistance de 47 kΩ réunie, par ailleurs, à la base du transistor (fig. 1). En revanche, il n'apparaît aucune anomalie si l'on applique la tension B.F. à l'autre extrémité du diviseur de tension donnant la polarisation de la base, c'est-à-dire entre la résistance de 33 kΩ et le -9 volts. C'est donc cette solution que nous avons adoptée.

Le schéma d'ensemble

Le schéma d'ensemble devient ainsi celui de la figure 3. Les deux transistors utilisés sont du même modèle : AF 114.

En ce qui concerne la modulation, on voit que la tension B.F. est prélevée sur le collecteur du transistor T2. On voit aussi que la résistance R_3 de la figure 2 est constituée ici par une résistance **ajustable** au graphite, ce qui permet, en écoutant sur un récepteur l'onde modulée du générateur, de rechercher le milieu de la « zone d'oscillation B.F. ». Avec les valeurs indiquées sur la figure 3, la fréquence B.F. se tient vers 1 800 Hz.

Il restait encore à résoudre les problèmes de la suppression de la modulation B.F. et de la « sortie H.F. » vers l'extérieur du générateur.

Une solution au premier point, évitant toute perturbation aux autres circuits, consiste à rompre les caractéristiques normales du circuit en double T, en ajoutant une résistance fixe de 10 kΩ en série avec la résistance ajustable de cet oscillateur B.F.; un interrupteur court-circuite cette résistance sur la position « Avec modulation ».

A l'égard de la « sortie H.F. » la connexion la plus avantageuse se trouvait celle à l'émetteur du transistor T1. La résistance fixe de 47 kΩ qu'on voit sur le schéma de la figure 3, ménage une séparation suffisante entre le transistor et la « sortie H.F. » pour que même au niveau maximal de l'atténuateur et lors du branchement d'une charge extérieure, la perturbation de la fréquence émise ne dépasse pas 1/10 000.

Les gammes couvertes et les bobinages

Il est avantageux d'utiliser pour le condensateur variable CV1, un modèle pour récepteurs à transistors (Radio J.D., série 590, sans trimmers, 280 + 130 pF, avec démultiplicateur dans l'axe). Les deux sections étant connectées en parallèle, on obtient un condensateur variable de 410 pF (résiduelle 12 pF).

Afin de ménager toute liberté pour la « mise en place » de chacune des bandes couvertes, sur le cadran du générateur, chacune des bobines est munie d'une vis

Gamme 1. Elle doit couvrir celle des « G.O. » de la radiodiffusion. Débutant à 150 kHz, elle débordera cette dernière gamme, en atteignant 365 kHz.

Gamme 2. Celle-ci se raccorde à la précédente (à 365 kHz). On y trouve les **fréquences intermédiaires habituelles** (455 kHz, notamment) et une partie de la gamme des « P.O. » de la radiodiffusion, jusqu'à 850 kHz.

Gamme 3. S'étendant de 860 à 2050 kHz, elle apporte le complément de la gamme des « P.O. », ainsi que les fréquences intermédiaires voisines de 1 600 kHz, pour les travaux d'alignement.

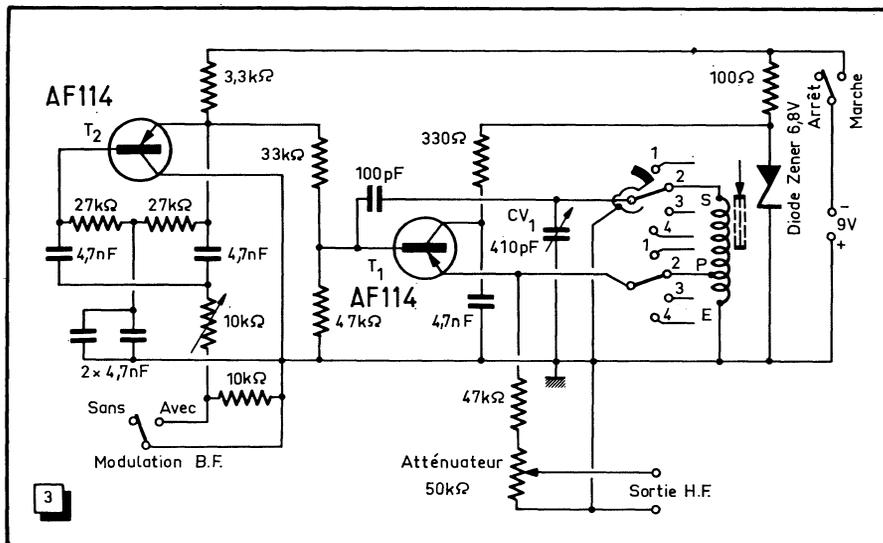


Fig. 3. — Schéma d'ensemble du générateur H.F. Pour rendre le dessin plus clair, seule la bobine 2 est représentée, les branchements E, P, S, aux autres bobines étant identiques.

magnétique et accompagnée d'un trimmer. Le rapport entre fréquences extrêmes de chaque bande sera pratiquement voisin de 2,4. Comme nous ne voulions pas multiplier le nombre des bobines, afin que le générateur demeure de faible encombrement, nous avons raisonné de la manière suivante.

Le rapport entre fréquences extrêmes demeurant sensiblement de 2,4 ou 2,5, aussi bien pour l'oscillation fondamentale que pour ses harmoniques, nous avons porté sur le cadran une graduation « harmonique 2 » de la gamme 3; la précision des lectures n'y est pas désavantagée et nous avons gagné un bobinage ainsi que son trimmer. De la sorte, l'harmonique 2 de la gamme 3 fournit les fréquences de 1 720 à 4 100 kHz.

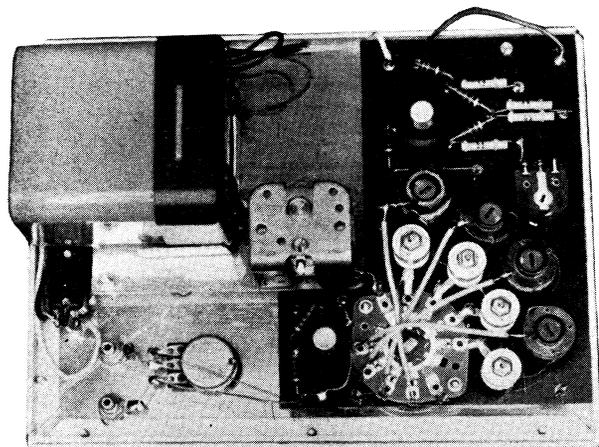
Gamme 4. Pour celle-ci, nous retrouvons une oscillation fondamentale allant de 4 à 10 MHz, et pour les mêmes raisons que ci-dessus, nous avons tracé sur le cadran les graduations complémentaires : harmonique 2 : 8 à 20 MHz; harmonique 3 : 12 à 30 MHz.

Sur les harmoniques d'ordre supérieur, la tension H.F. est encore suffisante pour que des repérages au-delà de 30 MHz soient encore faisables.

Les bobinages sont réalisés sur des mandrins **Isostat** (ex-Lipa) de 10,4 mm, selon les caractéristiques suivantes :

Gamme 1. — Deux nids d'abeilles (largeur 4 mm) en fil de 0,12 mm, sous soie : 220 + 220 tours. Prise P à 110 tours à partir de l'entrée E. Une vis magnétique (fig. 4 a).

Gamme 2. — Un nid d'abeilles (largeur 4 mm) en fil de 0,15 mm sous soie : 165



Vue d'ensemble du générateur H.F. terminé.

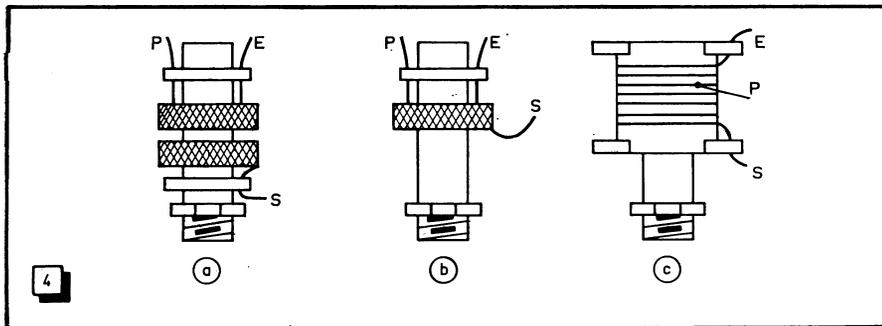


Fig. 4. — Détail du montage des bobines oscillatrices sur les mandrins.

tours, avec prise P à 48 tours de l'entrée E. Une demi-vis magnétique (fig. 4 b).

Gamme 3. — Un nid d'abeilles (largeur 4 mm) en fil de 0,25 mm sous soie : 65 tours, avec prise P à 18 tours de l'entrée E. Une demi-vis magnétique (fig. 4 b).

Gamme 4. — Une carcasse filetée de 18 mm de diamètre (au pas de 0,9 mm) est collée sur le mandrin de 10,4 mm.

Elle reçoit 13 tours de fil 0,6 mm (étamé) avec prise P à 4 tours de l'entrée E, ainsi qu'une demi-vis magnétique (fig. 4 c).

Les trimmers sont les bien connus 3 à 30 pF à air, de **La Radiotechnique**.

L'unique galette de commutateur présente, au recto, deux circuits à quatre positions. Au verso, un secteur court-circuite la bobine 1 sur la position 2, et ainsi de suite.

Détails de réalisation

Les dimensions du générateur sont de 200×155 mm pour la façade. En profondeur, le boîtier mesure 73 mm (sans les boutons). Le condensateur variable est fixé (avec interposition d'entretoises de 5 mm) derrière une plaquette d'aluminium de 152×90 mm, sur laquelle est collé le cadran. Un fil rigide fixé sur un collier de 6 mm (bloqué sur le gros axe du condensateur variable) forme l'aiguille, tandis que le petit axe du démultiplicateur reçoit le bouton de commande.

A son tour, la plaquette-cadran est maintenue par quatre vis derrière le panneau avant avec interposition d'entretoises de 10 mm.

Le montage des oscillateurs H.F. et B.F. est fait sur une plaquette de fréquence d'un millimètre d'épaisseur, où l'on sertit des œilletons formant « relais » pour les soudures. La figure 5 en montre l'aspect. La largeur est de 105 mm au bas de la plaquette et de 75 mm à la partie supérieure. La hauteur est de 135 mm (et celle de la partie découpée de 92 mm).

Les emplacements des divers composants, ainsi que des « œilletons-relais » sont précisés sur la figure 5 ; en trait plein

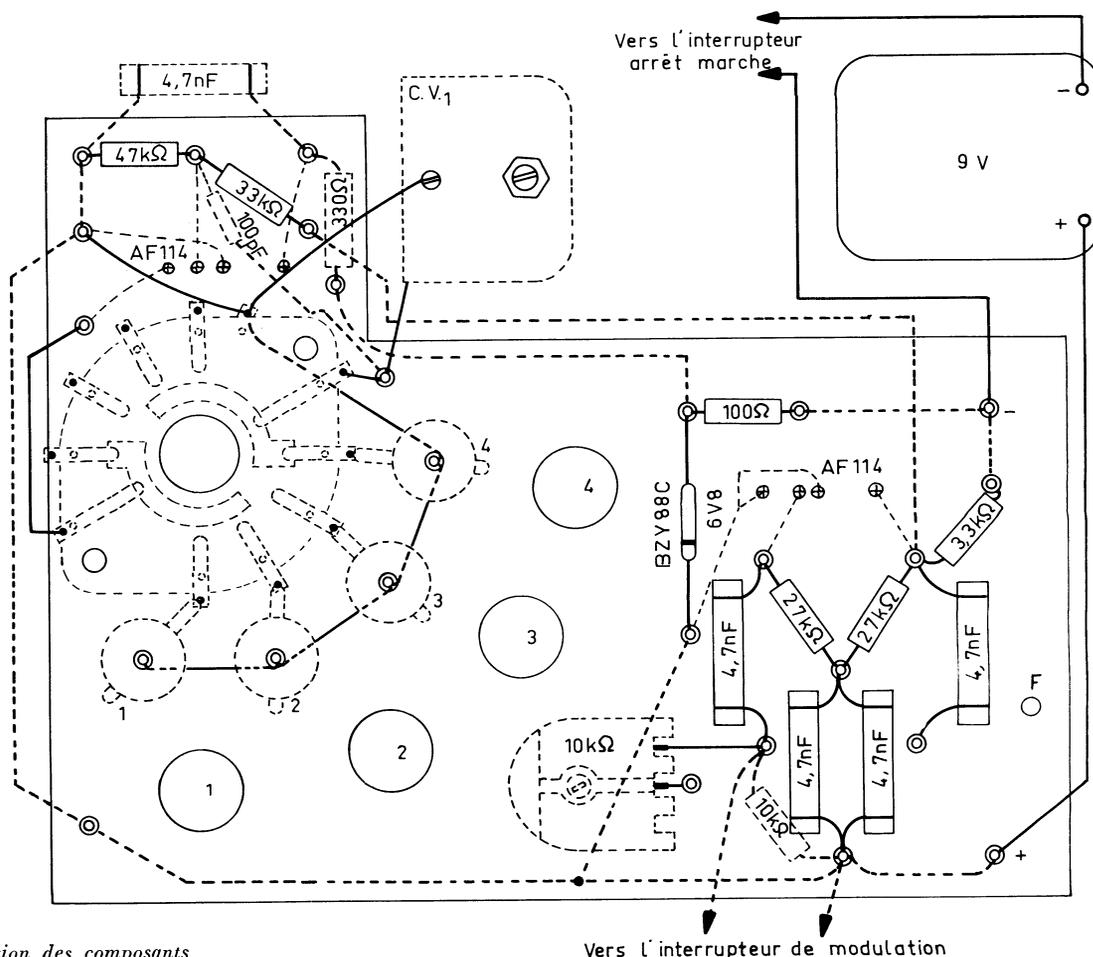


Fig. 5. — Disposition des composants sur la plaquette de fréquence.

pour tout ce qui se trouve au recto de la plaquette ; en trait interrompu pour les organes installés au verso de cette dernière.

La galette du commutateur et les condensateurs ajustables sont figurés en pointillé. Ils sont montés au recto, après l'exécution du câblage principal. Les mandrins portant les bobines sont bloqués dans les trous notés 1, 2, 3, 4.

La figure 6 indique les cotes des espacements du commutateur. Ainsi, la plaquette sera maintenue sur la façade du générateur par la pièce de passage de ce commutateur et par le trou F (en haut) avec interposition d'une entretoise de 12 millimètres, à la vis maintenant la plaque cadran.

Les deux piles de 4,5 volts sont logées dans un boîtier spécial (**Manufacture Française d'Éléments Métalliques**), ce dernier étant maintenu, du côté du cadran, par un morceau d'aluminium aux bords repliés et, d'autre part, grâce à la présence du fond de l'appareil.

Une petite astuce

Cette astuce n'est pas réservée à la seule construction de ce générateur, et c'est pourquoi nous nous attarderons un peu sur elle.

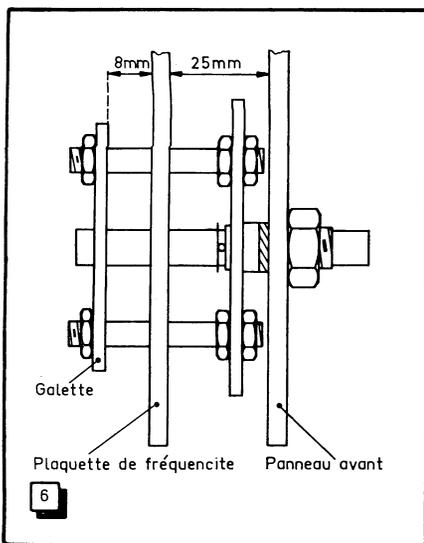


Fig. 6. — Assemblage du commutateur sur la plaquette de fréquence.

L'ouverture du cadran étant fermée par un morceau de Rhodoïd maintenu au moyen d'un cache rectangulaire, la fixation de ce dernier était faisable à l'aide de vis Parker, ou encore à l'aide de vis à métaux ordinaires. Cependant, il n'est pas impossible que les vis arrivent vite à « foirer » dans le métal peu épais.

Il existe une excellente astuce pour obtenir un filetage robuste : c'est de coller d'ordinaires écrous au verso du panneau, derrière chacun des trous. Ce collage peut être d'une exceptionnelle solidité et valoir

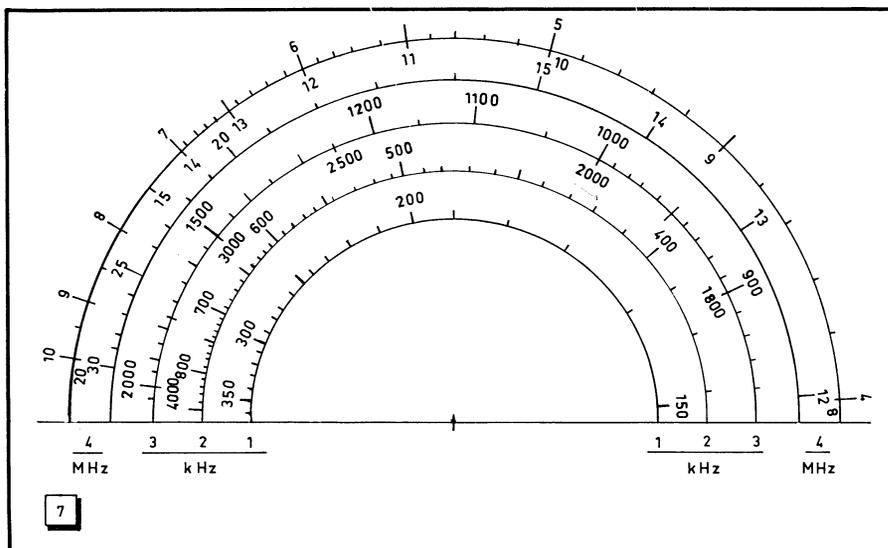


Fig. 7. — Etalonnage du cadran.

une soudure, s'il est pratiqué à l'aide de « Métolux », produit composé d'une poudre et d'un liquide qu'on mélange avant l'emploi et procurant de véritables soudures entre métaux, verre, etc., **excepté sur les matières plastiques**. Dans notre cas, nous avons exploité cette dernière particularité en maintenant les écrous, durant le temps du collage (une heure ou deux suffisent) grâce à de petites tiges en matière plastique (genre aiguille à tricoter) vissées dans le filetage afin que les dits écrous soient serrés en bonne place, contre le panneau. Après collage, les tiges en matière plastique se dévissent sans aucune difficulté, laissant un filetage très propre, puisque nulle pénétration de « Métolux » n'a pu s'y faire.

Le réglage des gammes et l'étalonnage

Ces travaux gagnent évidemment à se trouver exécutés par comparaison (à l'écoute sur un récepteur) avec un générateur d'harmoniques à quartz, ou bien un générateur H.F. déjà étalonné. En l'absence de ces moyens, on ne disposait guère que du repérage de stations de radiodiffusion dont la fréquence est connue.

Il est évidemment permis de spéculer sur les harmoniques. Par exemple, « France Inter Variétés » sur 1 070 kHz est capable de fournir un « jalon » sur cette fréquence, dans la gamme 3, mais en outre, en plaçant le commutateur successivement sur les gammes 2 et 1, on entendra, sur 1 070 kHz, l'interférence de l'oscillation du générateur, pour les réglages $1\,070/2 = 535$ kHz, $1\,070/3 = 356$ kHz, $1\,070/4 = 267$ kHz, $1\,070/5 = 214$ kHz, etc.

Pour les trimmers, nous avons adopté la base de départ suivante : la cloche mobile est dévissée de manière à se trouver juste sortie de la cloche fixe ; **on la revisse alors d'un tour.**

Nous remarquerons encore que la vis magnétique de la bobine et le trimmer autorisent l'extension ou la compression de chacune des bandes, afin de retrouver l'étalonnage initial. Une première concordance de fréquence avec une graduation du cadran ayant été obtenue (en agissant sur la vis magnétique) du « côté haut » en fréquence (minimum de capacité de CV 1), par exemple à 2 000 kHz sur la gamme 3, on examine alors l'étalonnage à l'autre extrémité de la gamme (laquelle se termine normalement à 850 kHz). Si l'on arrive seulement à 870 kHz, on obtiendra **une extension** de cette gamme en recommençant le réglage 2 000 kHz avec une inductance un peu plus grande (faire pénétrer la vis magnétique dans la bobine) et une capacité au départ un peu plus faible (dévisser un peu le trimmer).

Dans l'éventualité opposée, on effectuerait évidemment les corrections inverses.

Notons encore que ces réglages finaux ne sont valables qu'avec le fond de l'appareil en place. Il faudra donc le percer de trous situés en regard de chaque trimmer et de chaque vis magnétique, afin de permettre l'introduction d'un instrument en matière isolante pour tourner ces organes de réglage.

La figure 7 représente l'étalonnage du cadran.

Conclusion

Nous avons déjà dit que nous n'avions voulu publier que des données relatives à un appareil **reproductible** sans clés et capable d'autoriser des mesures de très bonne précision. Ces conditions essentielles sont parfaitement remplies et nous ne doutons pas que ce petit générateur ne soit capable de donner bien des satisfactions à ceux qui souhaitent disposer d'un instrument léger et peu encombrant.

Charles GUILBERT.

(Suite : voir "Radio-Constructeur" nos 236 à 240 et 242)

III. — L'AMPLIFICATEUR F. I.

Selon le principe directeur de cette rubrique, nous examinons maintenant les manifestations des composants des amplificateurs F.I. « vision » et « son » dans les téléviseurs à tubes. Comme précédemment, nous soulignons en même temps certaines caractéristiques des composants qui se signalent le plus souvent à l'attention du technicien TV.

Du point de vue statistique, les amplificateurs F.I. constituent, de toutes les sections d'un téléviseur, celle qui appelle le moins souvent une intervention. En revanche, lorsqu'il ne s'agit pas d'une panne au sens « fort » du terme, la qualité de l'intervention est directement proportionnelle... à la compétence du technicien et à l'importance de son laboratoire.

Bien entendu, là encore, les difficiles problèmes qui surgissent dans les cas de réception à longue distance peuvent être totalement inconnus en champ fort. Le vieillissement de l'amplificateur F.I. vision, en particulier, n'est pas perceptible alors avant de nombreuses années.

A. — Caractéristiques des amplificateurs F. I.

Il est à peine besoin de rappeler que l'amplificateur F.I. vision est à large bande. Sa bande passante doit couvrir pratiquement 9 MHz, avec la porteuse de 28,05 MHz située à -6 dB sur le flanc de la courbe. Quant à la bande passante de l'amplificateur son, elle est centrée sur 39,20 MHz et couvre au moins 400 kHz à -6 dB, ce qui est surabondant.

La largeur de bande nécessaire en F.I. vision est obtenue par une combinaison de circuits surcouplés et de circuits décalés convenablement amortis, ce qui exige plusieurs étages pour obtenir un gain suffisant avant détection. Par exemple, le schéma très simplifié de la figure 1 comporte trois étages d'amplification, et quatre éléments de liaison. Entre le sélecteur V.H.F. et le tube V1, on trouve un transformateur dont seul le secondaire L₁ est visible. Son primaire se trouve sur le sélecteur, dans le circuit d'anode du tube mélangeur, et le couplage se fait par capacité à la base. Un deuxième transformateur surcouplé (L₄-L₅-L₆-L₇) est placé entre le tube V3 et le détecteur. Les enroulements L₄ et L₇ constituent, grâce à leur noyau commun, un moyen de rendre variable le degré de couplage. Au contraire, les liaisons entre V1 et V2, d'une part, V2 et V3, d'autre part, comprennent

un seul circuit « bouchon » dans l'anode, et un couplage par capacité à la grille.

Les fréquences d'accord des différents circuits se répartissent dans la bande passante globale de l'amplificateur, ce qui permet de réaliser la courbe de réponse désirée.

Quels que soient les types de circuits utilisés, les normes de la bande passante F.I. vision sont respectées par tous les constructeurs, à très peu près. Mais ni le gain nominal en tension de chaque étage, ni même le gain global de chaque amplificateur F.I., ne sont précisés dans une documentation technique. Certes, on y donne la sensibilité d'un récepteur, c'est-à-dire la tension H.F. minimale, exprimée en microvolts, à appliquer à ses bornes d'entrée. Mais cette donnée se rapporte au gain de l'ensemble du sélecteur et de l'amplificateur F.I. D'autre part, elle n'a aucune signification si on omet d'indiquer la valeur de la tension de sortie, ou de la tension détectée correspondante.

La cause de cette lacune, on le comprend aisément, est l'impossibilité de chiffrer simplement le gain d'un amplificateur F.I. à large bande. Seule sa courbe de réponse théorique peut être fournie. Cette courbe traduit des rapports d'amplitudes, mais celles-ci ne sont pas chiffrées.

En effet, la tension de sortie du vobulateur et le gain vertical de l'oscilloscope doivent être connus avec précision pour pouvoir être reproductibles. En fixant encore d'autres conditions, telles que la stabilisation des tensions d'alimentation et

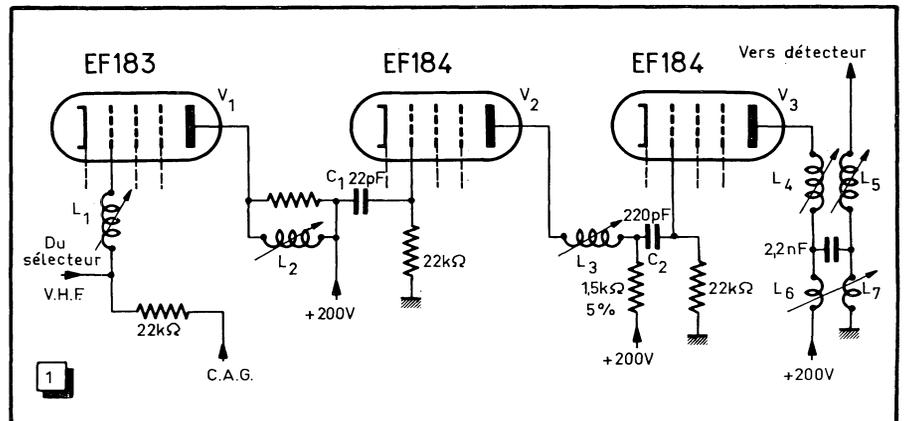


Fig. 1. — Un amplificateur F.I. vision actuel comporte, en général, trois étages et quatre éléments de liaison de caractéristiques différentes. La bobine L₁ est le secondaire d'un transformateur surcouplé. L₄ et L₅ constituent un autre transformateur, à couplage variable par L₆ et L₇. L₂ et L₃ sont des circuits « bouchons », montés dans l'anode, la liaison à l'étage suivant se faisant par les condensateurs C₁ et C₂.

la polarisation fixe à appliquer aux étages normalement soumis à la C.A.G., et en utilisant pour le contrôle le même appareillage que pour la mesure initiale, on peut arriver à obtenir des renseignements parfaitement véridiques. Mais, du laboratoire du constructeur à celui du technicien de service, les données initiales sont beaucoup plus difficiles à transmettre, car les instruments du second ne sont pas tenus de présenter — quand ils existent ! — le même degré de précision.

Nous observerons encore que la sensibilité globale des téléviseurs actuels diffère peu d'un modèle à l'autre, et que l'on a abandonné les étiquettes « moyenne distance », « longue distance », et « très longue distance », autrefois attribuées aux récepteurs. Tous les appareils conviennent donc maintenant à la majorité des cas de réception. Cependant, surtout depuis l'apparition des tubes à grille-cadre, une sensibilité globale à peine inférieure à la normale peut être obtenue en « poussant » le sélecteur V.H.F. et en supprimant un étage F.I. C'est le cas des téléviseurs où le prix de revient passe avant la stabilité des performances dans le temps ; les tubes du sélecteur, nous avons eu l'occasion de le dire, s'y épuisent rapidement.

Si nous avons quelque peu insisté sur la difficulté de connaître le gain nominal d'un amplificateur F.I. donné, pris isolément, c'est que le diagnostic d'un affaiblissement

des défauts dont ils peuvent être atteints. Comme toujours, nous commençons par les tubes.

B. — Les tubes

Tous les tubes utilisés en télévision dans les amplificateurs F.I. sont des pentodes. L'un d'eux peut comprendre dans la même ampoule une double diode destinée à la détection « son ». On rencontre dans cette fonction un petit nombre de types de tubes, dont nous examinons séparément les plus répandus.

1. — Le tube EF 80

C'est le tube le plus universellement utilisé dans les récepteurs mis en service avant 1962. Son anode et son écran sont alimentés sous 170 ou 200 V, et sa tension de « cut-off » est relativement faible. Sa pente est d'environ 7 mA/V. Bien qu'il soit souvent soumis à l'action de la C.A.G., ce tube est à pente fixe. Aussi, la tension négative appliquée à sa grille ne peut-elle varier que dans une fourchette assez étroite (fig. 2).

La durée de vie probable du tube EF 80 est très grande, s'il fonctionne dans les limites des caractéristiques publiées. Souvent, lorsque l'image d'un téléviseur a perdu de son contraste, et qu'il est prouvé que le défaut réside dans une réduction

d'abord à l'ohmmètre la résistance R_k , ce qui apporte beaucoup plus de précision que la simple lecture du marquage du composant. On s'assure ensuite que les tensions d'anode V_a et d'écran V_{g2} sont correctes. Il ne reste plus qu'à mesurer la tension V_k entre la cathode et la masse, et à effectuer le petit calcul donnant le courant total du tube. Avec $V_a = V_{g2} = 170$ ou 200 V, le débit total $I_a + I_{g2}$ a une valeur nominale de 12,5 mA. Mais V_{g1} est alors de -2 V dans le premier cas, et de $-2,55$ V dans le second.

La mesure s'effectue en l'absence de signal à l'entrée du récepteur. Mais une erreur peut entacher les résultats si la polarisation du tube est mi-automatique, mi-fixe (présence d'une résistance de cathode et, en même temps, tension négative fixe ou variable appliquée à la grille). La tension V_{g1} doit donc, en cas de doute, être mesurée au voltmètre électronique directement entre la cathode et la grille. Si la commande de contraste fait varier la polarisation du tube à contrôler, on peut aussi ajuster V_{g1} à une valeur entière comprise entre 0 et -4 V, et comparer le courant cathodique résultant à la valeur donnée par la courbe de la figure 2. On néglige alors le courant I_{g2} , mais comme ce dernier ne représente que 20 % du courant total, et que les caractéristiques d'un tube admettent une dispersion du même ordre de grandeur, on obtient une appréciation assez précise de l'état du tube.

On constatera par ce moyen, bien souvent, qu'un tube EF 80 est encore « tout neuf » après maintes années de service. Mais une autre donnée, très importante, est à prendre en considération. En effet, on remarque, sur tout schéma d'amplificateur F.I., que les condensateurs d'accord des circuits résonnants sont absents. Aux fréquences considérées, s'étendant en gros de 27 à 40 MHz, la valeur de capacité nécessaire s'obtient par la capacité répartie des bobines, ajoutée aux capacités internes des tubes. Or, au cours du temps, ce sont surtout ces dernières qui accusent la variation la plus importante. Il en résulte un lent désaccord des circuits, cause principale, à long terme, d'un affaiblissement du gain de l'amplificateur.

On définit, pour un tube donné, une capacité C_{g1} , mesurée entre la grille de commande, d'une part, et toutes les autres électrodes (y compris les blindages internes, mais sauf l'anode), d'autre part. Une autre capacité C_a est mesurée entre l'anode et toutes les autres électrodes (y compris également les blindages internes, mais sauf la grille de commande). Pour le tube EF 80, la valeur nominale de C_{g1} est de 6,9 pF, et celle de C_a de 3,1 pF. Il est évident que la valeur de ces capacités, de par son ordre de grandeur, est difficile à contrôler simplement. D'autre part, les données publiées sont là encore affectées d'une dispersion non négligeable. C'est la raison pour laquelle un tube neuf n'apporte souvent pas d'amélioration sensible du gain. On est donc conduit, nous le verrons plus loin, après avoir éliminé les autres causes possibles, à vérifier la courbe de réponse de l'amplificateur, et

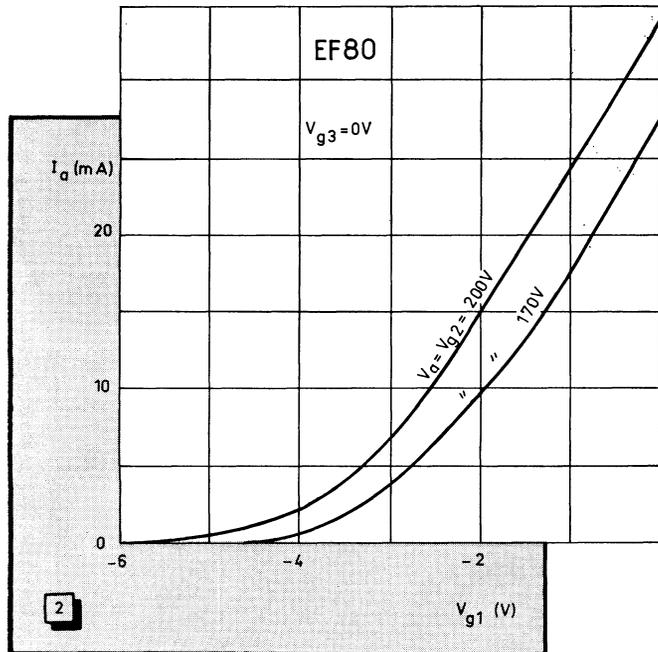


Fig. 2. — Courbes $I_a = f(V_{g1})$ du tube EF 80 pour deux valeurs courantes de V_a et de V_{g2} . Cette courbe peut servir à apprécier l'état d'un tube par des mesures directes sur le châssis d'un téléviseur.

sement éventuel de ce gain est toujours difficile à établir. L'absence de données numériques précises et facilement contrôlables conduit trop souvent à des tâtonnements et à de multiples essais dont la plupart sont parfaitement stériles.

Aussi vaut-il mieux savoir d'avance où est la cause probable d'une anomalie de fonctionnement. On y est aidé par une meilleure connaissance des composants et

du gain de l'amplificateur F.I., l'essai de remplacement d'un ou de plusieurs tubes n'amène pas de résultat probant. Nous reviendrons sur les conditions dans lesquelles devrait être pratiqué cet essai.

Il est presque toujours possible, d'ailleurs, de vérifier sur l'appareil lui-même le pouvoir émissif de la cathode d'un tube, pourvu qu'il existe une résistance R_k dans le circuit de cette électrode. On mesure

à réaligner les circuits, soit avec les mêmes tubes, soit avec des tubes neufs.

En conséquence immédiate de ce qui vient d'être dit, il est vivement déconseillé d'intervertir les tubes d'un amplificateur F.I., ce qui arrive lorsqu'on les a ôtés de leurs supports en vue d'un nettoyage du châssis, sans repérer leurs positions respectives. La précaution à prendre est donc de les poser en lieu sûr dans l'ordre

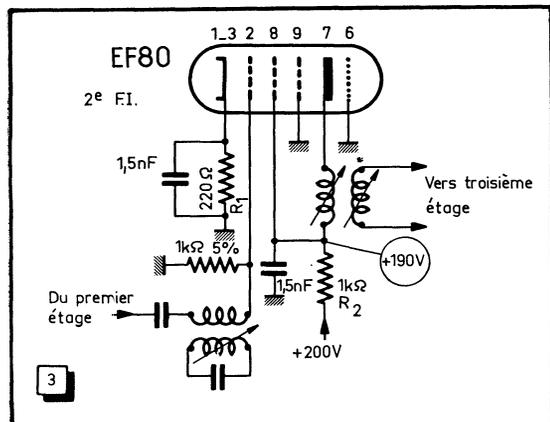


Fig. 3. — Le tube EF 80 est habituellement monté avec grille « suppressor » à la masse. Un blindage interne (cosse 6) est également relié au châssis. Si un court-circuit interne se produit entre les électrodes 8 et 9, ou 6 et 7, la résistance R_2 est surchargée. Plus rarement, R_1 est également endommagée, ce qui suppose un court-circuit entre les électrodes 1-3 et 2.

même où ils sont implantés, ou mieux encore de les marquer au crayon gras (*).

En dehors d'un épuisement cathodique, rare encore, nous l'avons vu, un tube EF 80 est susceptible de coupure d'électrode. Il est à peine besoin d'ajouter qu'il y a alors absence d'image, ou de son ! Mais il faut observer que ce tube résiste, bien mieux que ceux déjà étudiés, aux effets de tensions d'alimentation excessives ou irrégulières. N'ayant d'ailleurs pas besoin de blindage externe, il dissipe bien ses calories. Quelquefois, cependant, il présente un court-circuit interne, dont l'effet est de carboniser une ou plusieurs résistances. Sur la figure 3, représentant un étage F.I. vision, on voit que le tube EF 80 a deux électrodes à la masse : la grille « suppressor » (9) et le blindage interne (6). Lorsqu'on trouve « grillée » la résistance R_2 , le court-circuit a lieu entre les électrodes 8 et 9, ou 6 et 7. Il nous est même arrivé de trouver, en plus, la résistance de cathode R_1 carbonisée. Dans ce cas, le court-circuit se produit entre les électrodes 1-3 et 2.

Il n'est pas toujours possible de constater une continuité, ou une résistance, entre les broches du tube défectueux retiré de son support. Le court-circuit peut avoir été temporaire, et avoir disparu au moment du dépannage.

(*) N.D.L.R. — Nous ne sommes pas tout à fait d'accord avec l'auteur sur ce dernier point. Il nous est arrivé, à plusieurs reprises et sur des téléviseurs de types différents, non seulement d'intervertir n'importe comment les tubes F.I. d'origine, mais de les remplacer par des tubes prélevés au hasard dans nos « réserves » (tubes neufs ou ayant servi). La déformation de la courbe F.I. globale n'excédait guère ± 3 dB dans la plupart des cas. Nous n'avons jamais constaté une dégradation inadmissible de cette courbe.

Citons une variante du court-circuit du tube EF 80, observée sur un téléviseur fonctionnant normalement pendant quelques minutes, à chaque mise en marche, puis dont l'image disparaît brusquement. Le court-circuit interne se produit donc à partir d'une certaine température au sein de l'ampoule.

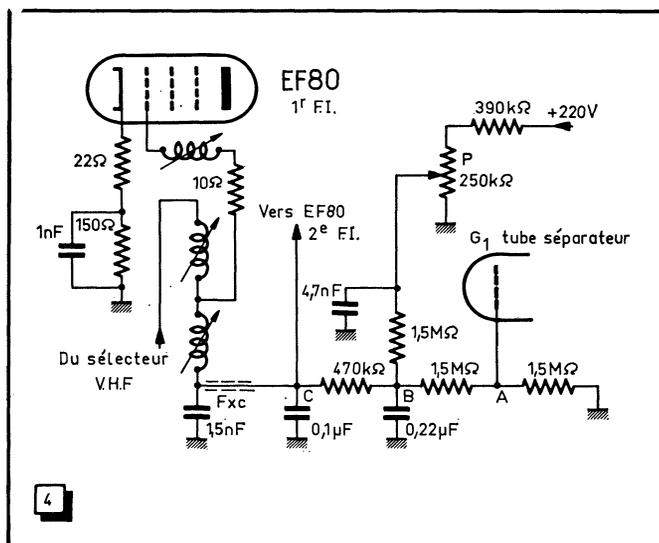
Un cas plus curieux encore, et d'autant plus rare, a été décrit en détails dans le

Nous avons rencontré un autre défaut rarissime du tube EF 80, utilisé en premier étage F.I. vision conformément au schéma de la figure 4. Le téléviseur fonctionne toujours au contraste maximal, quelle que soit la position de la commande *ad hoc*. Au point C, arrive la tension négative de C.A.G., issue de A (grille du tube séparateur), et une tension positive issue de B, dosable par le potentiomètre de contraste P. L'action de P étant sans effet, la tension au point C est rendue anormalement invariable. Comme, de ce point, part également la tension de commande de gain du deuxième tube F.I., l'anomalie se répercute sur deux étages. En mesurant les résistances, on trouve environ 250 k Ω entre le point C et la masse, ce qui est bien peu, étant donné la valeur des composants du schéma. On finit par découvrir que cette résistance parasite réside dans le tube lui-même, entre la cathode et la grille de commande. Il est d'ailleurs possible qu'à chaud elle prenne une valeur beaucoup plus faible.

Le tube EF 80 est conçu également pour l'alimentation en série de son filament. La limite V_{kr} de tension admise entre la cathode et le filament est de 150 V, mais la tension réelle s'en approche souvent ; les tubes F.I. étant moins sensibles que ceux d'autres sections aux modulations parasites à 50 Hz, on les place d'ordinaire assez « haut » dans la chaîne. Sur un téléviseur ainsi conçu, on obtient une image absolument normale lorsque la commande de contraste est à fond de course. Mais si on la ramène en arrière, on voit

n° 213 de « Radio Constructeur », p. 327. Nous le résumons. Toutes les trente secondes environ, non seulement l'image, mais aussi la luminosité de l'écran disparaissent brusquement. Elles reviennent après quelques secondes, et le même cycle se reproduit indéfiniment. Comme le

Fig. 4. — Un défaut très rare du tube EF 80 a été observé sur un amplificateur F.I. dont nous représentons le circuit de C.A.G. (tension négative issue de A) et de contraste (tension positive issue de B, réglable par P). Une résistance de fuite de 250 k Ω apparue entre la cathode et la grille du tube annule pratiquement en C l'action de ces deux tensions, et le gain des deux premiers étages demeure *maximal* et *invariable*.



téléviseur est ancien et que la résistance interne de son alimentation est assez élevée, la H.T. générale tombe de 200 V à 150 V lorsque le défaut intermittent se produit. La cause du phénomène est bien un EF 80 de l'amplificateur F.I. vision, qui se comporte comme un clignotant thermique : sa tension d'écran s'annule lorsque la H.T. descend à 150 V. Quant à la panne de lumière, elle est due à la sous-alimentation de la base de temps lignes.

s'assombrir l'une des moitiés (supérieure ou inférieure) de l'image, tandis que les verticales de l'autre moitié sont fortement ondulées. Nous disons « l'une des moitiés », car selon le sens d'introduction de la fiche secteur dans la prise, on a l'assombrissement en haut et la déformation en bas, ou vice-versa ! Le responsable du phénomène est un tube EF 80 équipant le premier étage F.I. vision. Son isolement filament-cathode est certainement défectueux.

tueux. Mais un tel défaut n'est généralement pas mis en évidence par une mesure à froid de la résistance entre électrodes.

Pour en terminer avec les défauts de fonctionnement dus à un tube EF 80 — tout au moins avec ceux que nous avons personnellement rencontrés — nous signa-

est commandée en même temps par le potentiomètre de contraste, la sensibilité du téléviseur peut être adaptée à toutes les conditions de réception, sans risque de saturation en champ fort.

Contrairement au tube EF 80, l'écran de l'EF 85 est à **tension glissante** : il est ali-

d'alimentation anode et écran de 200 V). Comme pour l'EF 85, la tension d'écran est glissante ; c'est donc la valeur de la résistance série qui est spécifiée.

Ce tube est donc désigné pour équiper le premier étage F.I. vision ou son. Son gain est soumis à l'action de la C.A.G. et à celle de la commande de contraste. Les deux autres étages sont équipés de tubes EF 184 à pente fixe, dont la polarisation est invariable.

Le tube EF 184 a une pente de 15,6 mA/V, avec un courant anodique de 10 mA et un courant d'écran de 4 mA. La tension V_{g1} correspondante est de -1,75 V. Les caractéristiques publiées précisent que la polarisation doit être de préférence obtenue par résistance de cathode. Ce conseil est généralement suivi par les constructeurs, si bien qu'il est, là encore, facile de contrôler sur le téléviseur l'état d'un tube EF 184.

La même disposition s'applique au tube EF 183, mais on trouve en plus, dans son circuit de cathode, une résistance **non dé-couplée** de faible valeur, telle que R_1 sur la figure 5. Le rôle de cette résistance est de compenser, par un effet de contre-réaction d'intensité, celui de la variation de la capacité d'entrée (C_{g1}) en fonction de I_a , de sa tension de polarisation V_{g1} . Cette variation de capacité se traduit par un désaccord du circuit associé. Elle n'est pas

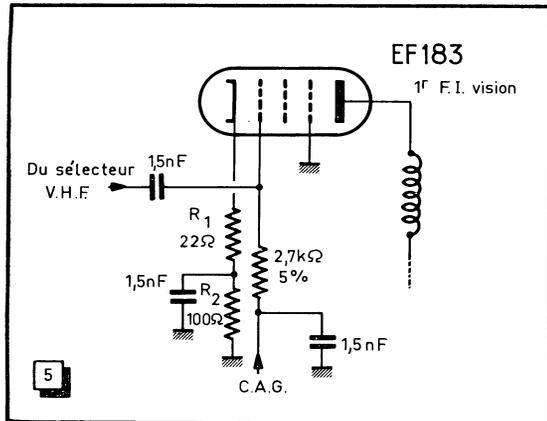


Fig. 5. — En plus de la résistance de polarisation automatique R_a , une résistance de faible valeur, non découplée, est montée dans le circuit de cathode du tube EF 183, à pente variable, commandé par la C.A.G. On compense ainsi l'indésirable variation de la capacité d'entrée du tube en fonction de celle du courant anodique.

lerons un « accrochage » se produisant sur un téléviseur encore sous garantie : pendant les quinze premières minutes suivant sa mise en marche, l'image est troublée par un réseau de lignes fines et peu stables. Ensuite, le signal parasite disparaît pour toute la durée de l'utilisation du récepteur. Un tel signal parasite, on le sait, peut résulter d'un battement entre les signaux à fréquence intermédiaire et un signal indésirable entrant par l'antenne. Mais il peut aussi être engendré par le récepteur lui-même. Dans le cas évoqué, il s'agit bien d'une oscillation locale intempestive des circuits du troisième étage F.I. vision. Le remplacement du tube fait disparaître le phénomène.

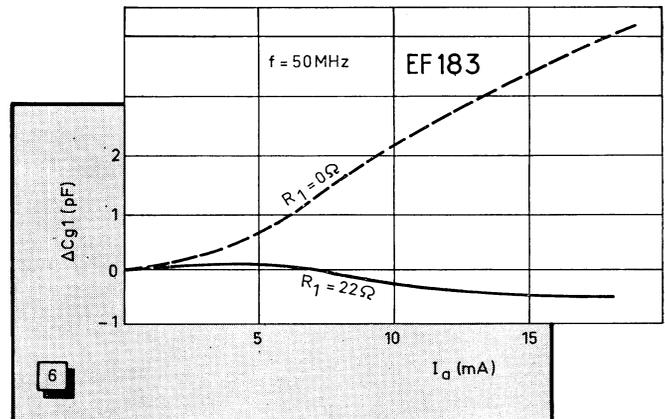
Comme on évite, pendant la période de garantie, d'enlever un téléviseur à son propriétaire, nous n'avons pu définir avec certitude le défaut du tube. Si on considère comme fixes dans le temps les caractéristiques des circuits qui lui sont associés, on doit supposer que l'ensemble de l'étage a pu être placé, à la construction, dans des conditions très proches de l'oscillation. Celle-ci peut alors être déclenchée par une augmentation, au cours du temps, de la pente du tube, par exemple à la suite d'un déplacement d'électrode. Et l'arrêt spontané de l'oscillation peut s'expliquer si l'échauffement des électrodes produit une modification mécanique tendant, au contraire, à une diminution de la pente.

2. — Le tube EF 85

Ce tube a été utilisé par certains constructeurs, soit dans l'étage commun aux amplificateurs F.I. vision et son, soit dans le premier étage F.I. vision, soit encore dans le deuxième étage F.I. son. Comme il est à pente variable, une C.A.G. énergétique peut lui être appliquée. Quand il est monté dans la chaîne vision, si la grille

menté par une résistance série de l'ordre de 50 kΩ. Donc, la tension d'écran varie en valeur absolue dans le même sens que celle de la grille de commande.

Fig. 6. — Courbes donnant la valeur de ΔC_{g1} (variation de la capacité d'entrée C_{g1}) en fonction du courant I_a , pour un tube EF 183 travaillant à 50 MHz : en trait interrompu avec R_1 (fig. 5) = 0 Ω en trait plein avec $R_1 = 22 \Omega$.



La pente de ce tube varie de 6 mA/V pour $V_{g1} = -2$ V à 0,06 mA/V pour $V_{g1} = -35$ V (rapport de 100/1).

Nous n'avons pas fait d'observation particulière sur ce tube qui, de moins sur les fabrications que nous fréquentons régulièrement, s'est montré jusqu'ici d'une très grande fiabilité.

3. — Les tubes EF 183 et EF 184

Ces tubes à grille-cadre ont été introduits progressivement dans les téléviseurs à partir de 1961. Certains constructeurs en ont d'abord utilisé un seul, en conservant des EF 80. Actuellement, ils sont universellement employés à tous les étages.

Seul le tube EF 183 est à pente variable : de 12,5 mA/V pour $V_{g1} = -2$ V, à 0,6 mA/V pour $V_{g1} = -9,5$ V (tensions

causée directement par la variation de V_{g1} , mais par celle du courant anodique I_a , qui en est la conséquence première.

Les courbes de la figure 6 montrent la valeur de ΔC_{g1} (variation en picofarads de la capacité d'entrée C_{g1}) en fonction de I_a , pour un tube EF 183. La courbe en trait interrompu se rapporte à un circuit de cathode où $R_1 = 0$, et celle en trait plein, à un circuit où $R_1 = 22 \Omega$. La valeur nominale de C_{g1} étant de 9,5 pF, on voit que l'influence de I_a sur ce paramètre est très importante dans le premier cas, et tout à fait négligeable dans le second. Les courbes ont été établies à la fréquence de travail de 50 MHz, avec une tension d'anode et une tension d'alimentation d'écran de 170 V, et avec une résistance d'écran de 15 kΩ.

P. BROSSARD.

Radio-Constructeur

PRINCIPES, CALCUL ET MISE AU POINT

des

amplificateurs sans transformateur

(Suite et fin : voir "Radio-Constructeur" nos 238 à 240)

Correction par contre-réaction

La contre-réaction qu'on utilise dans l'amplificateur étudié est du type série. On peut la schématiser (fig. 35) en admettant qu'une fraction de la tension de sortie, obtenue par le diviseur R_1 - R_2 , et égale à

$$m = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

se trouve appliquée en série avec la tension d'entrée v_e . Cette tension sera donc plus grande que v_i , mesurée à l'entrée de l'amplificateur proprement dit. On pourra ainsi écrire

$$v_i = v_e - m v_s$$

En appelant $G_v = v_s/v_i$ le gain en tension propre à l'amplificateur, c'est-à-dire sans contre-réaction, le gain avec contre-réaction sera

$$A_v = \frac{v_s}{v_e} = \frac{G_v}{m G_v + 1} \quad (22)$$

Dans le schéma étudié, la tension de contre-réaction se trouve appliquée sur l'émetteur de T_1 . Puisque le coefficient de transfert entre la base de ce transistor et son émetteur est très voisin de l'unité, on peut dire que la tension de contre-réaction se trouve effectivement appliquée en série avec la tension d'entrée. Le rapport m est donc représenté par $R_2/(R_1 + R_2)$, soit $m = 39/1239 = 0,032$ avec les valeurs de la figure 19. Le gain en présence de contre-réaction s'établira donc, d'après (22), et en utilisant pour G_v la valeur de 480 calculée plus haut, à

$$A_v = \frac{480}{0,032 \cdot 480 + 1} = 29,3$$

Comme il s'agit là de la valeur de G_v correspondant au gain moyen minimal, on pourra également envisager le cas où, utilisant des transistors de sortie présentant un gain en courant beaucoup plus élevé, on arriverait à $G_v = 1000$. En reprenant le calcul par (22), on arrive alors à $A_v = 30,3$. Cet exemple illustre bien l'effet essentiel de la contre-réaction, car une variation de plus de 100 % sur le gain initial ne détermine finalement qu'une variation de 3 % sur le gain avec contre-réaction. Puisque les effets de fréquence dus aux condensateurs de liaison et de découplage ne sont, finalement, rien d'autre que les variations de gain, on voit que la contre-réaction, tout en diminuant les conséquences de la dispersion, augmente aussi la largeur de bande d'un amplificateur.

Le rapport entre le gain sans contre-réaction et avec cette dernière, $K = G_v/A_v$, est de $480/29,3 = 16,4$ dans le cas de l'exemple. Avec contre-réaction, il faut donc, pour obtenir une tension de sortie donnée, K fois plus de tension d'entrée que sans contre-réaction. Or, puisqu'il n'y a aucune raison pour que le courant d'entrée change, la contre-réaction se traduit par une résistance d'entrée K fois plus élevée que précédemment. La nouvelle valeur de cette résistance d'entrée $K R_1 = 16,4 \Omega$ d'après les valeurs de l'exemple, est cependant à corriger par la mise en parallèle de R_1 et de R_2 .

Pour que la contre-réaction soit efficace, il faut que la tension correspondante, appliquée sur l'émetteur de T_1 (fig. 17) y détermine effectivement une variation du courant de collecteur. Cela ne saurait être le cas que si l'on maintient à peu près fixe le potentiel de la base de T_1 , et pour cela il est indispensable de travailler avec une résistance d'attaque (R_a , fig. 19) faible devant la résistance d'entrée qu'on vient de calculer. La contre-réaction serait donc largement inefficace, si l'on cherchait à « adapter » l'entrée de l'amplificateur en donnant à R_a une valeur voisine de $K R_1$.

Pour la résistance interne de sortie, la contre-réaction agit en sens inverse que pour la résistance d'entrée. La nouvelle valeur de la résistance de sortie sera donc q/K , soit moins de 1Ω avec les valeurs de l'exemple. Ici encore, en négligeant l'action de R_1 et de R_2 (qui « ferment » toujours quelque peu l'entrée), on trouverait la même valeur de la résistance de sortie avec ou sans contre-réaction.

Action de la contre-réaction sur la distorsion

Le gain G_v dont il a été question plus haut, représente en fait une valeur moyenne, obtenue en confondant la caractéristique dynamique de l'amplificateur avec une droite. Or, en considérant successivement les différentes sections de cette caractéristique dynamique, on voit que ce gain n'est nullement constant, et c'est d'ailleurs là que réside précisément la cause de la distorsion. Pour mieux comprendre l'action de la contre-réaction sur cette distorsion, il faut donc considérer non plus le gain moyen, mais le gain différentiel, obtenu en menant une tangente à la caractéristique dynamique. Puisque ce sont seule-

ment les valeurs maximale et minimale de ce gain qui nous intéressent, il suffira de tracer des tangentes aux deux points de pente extrême de la caractéristique dynamique précédemment établie (fig. 36). Dans la figure 36, la tangente I, passant par A, correspond ainsi à la pente minimale, et la tangente II, passant par le point d'inflexion B, donne la pente maximale. Il se trouve que, dans le cas de l'exemple, le rapport entre ces deux pentes est exactement égal à 2. Cela veut donc dire que, sans contre-réaction, la distorsion de l'amplificateur est telle que le gain varie du simple au double le long de la caractéristique dynamique.

Pour voir ce qui arrivera lorsque la contre-réaction sera appliquée, il suffira

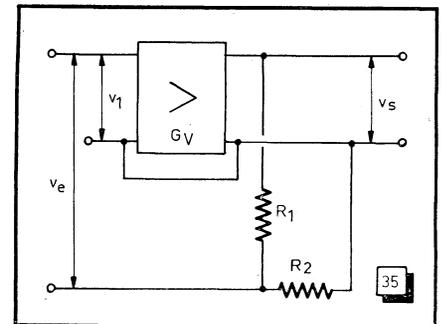


Fig. 35. — Principe de la contre-réaction utilisée dans l'amplificateur de la figure 17.

d'utiliser encore l'expression (22) pour déterminer deux nouvelles valeurs de gain. Pour la valeur maximale, on pourra conserver, en première approximation, la valeur $G_v = 480$ qui nous avait donné, plus haut, $A_v = 29,3$. La valeur minimale différentielle de G_v serait donc de 240, puisqu'on avait trouvé que le gain variait dans un rapport de deux. Portée dans (22), cette valeur donne $A_v = 27,5$. Grâce à la contre-réaction, la différence entre les gains extrêmes passe ainsi de 50 % à $[1 - (27,5/29,3)] \times 100 = 6,5$ %, soit une amélioration de la linéarité dans un rapport de $50/6,5 = 7,8$.

Pour extrapoler ce résultat sur la distorsion, on ne commettra pas une grande erreur en disant que cette distorsion diminuera dans les mêmes proportions. En partant d'une distorsion initiale de 10 %, on

doit donc trouver $10/7,8 = 1,3$ % en présence de contre-réaction.

Le procédé utilisé montre bien que la contre-réaction sera inefficace en cas de limitation. En effet, ce cas correspond à une caractéristique dynamique dont au moins une extrémité est horizontale. La tangente menée au point correspondant accusera ainsi un gain différentiel nul, et il ne sera pas nécessaire de faire appel aux mathématiques pour montrer que la meilleure contre-réaction ne peut corriger un gain inexistant.

Taux et type de contre-réaction

Le taux de contre-réaction, donné par les valeurs des résistances R_4 et R_s , doit être choisi essentiellement en fonction de la tension d'attaque dont on dispose à la sortie du préamplificateur. Si l'on admet que cette tension est égale à $0,5 V_{eff}$, on pourra déterminer le gain nécessaire en remarquant que la tension de sortie est

$$v_s = \frac{I_{LM} R_L}{\sqrt{2}}$$

soit $5,65 V_{eff}$ dans le cas de notre exemple. Le gain de l'amplificateur devra donc être $5,65/0,5 = 11,3$, valeur qu'on pourra arrondir à 15 pour conserver une certaine marge. De (22) on tire $m \approx 1/15$ et on peut maintenant calculer

$$R_4 = \frac{m R_0}{1 - m}$$

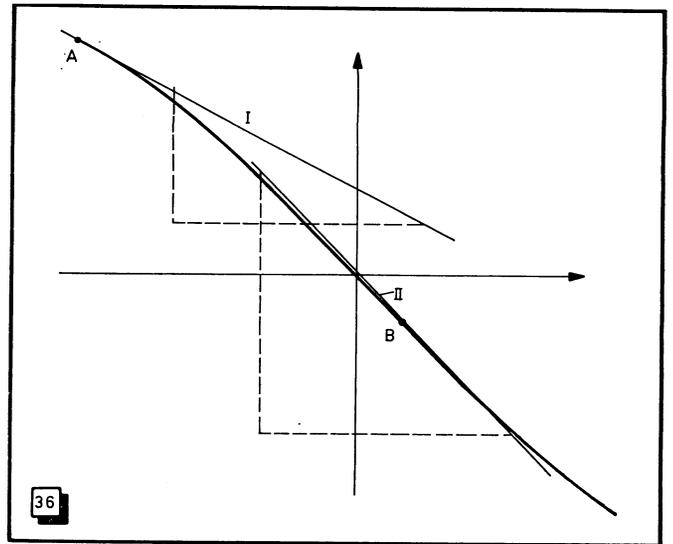
soit $R_4 = 86 \Omega$, si l'on conserve la valeur $R_0 = 1,2 k\Omega$ du schéma de la figure 19.

Si on applique une contre-réaction relativement énergique ($m > 0,1$), on risque d'observer des oscillations spontanées, car aux fréquences élevées, la rotation de phase dans les transistors peut être telle que la contre-réaction devient une réaction.

Choisi en raison de sa simplicité, le type de contre-réaction utilisé dans les figures 17 et 19 n'est pas, pour autant, le plus efficace en ce qui concerne la réponse aux fréquences basses. Nous avons déjà vu que, pour améliorer cette réponse, il faut prélever la tension de contre-réaction non pas sur les émetteurs des transistors de sortie, mais aux bornes de la charge. De cette façon, le condensateur de liaison de sortie, C_4 , se trouve à l'intérieur de la boucle de contre-réaction, et cette dernière peut alors compenser l'effet de fréquence. Le schéma de la figure 37 montre qu'on peut parvenir à ce résultat en divisant R_0 en deux sections à peu près égales et en disposant le découplage C_3 de façon que toute tension alternative provenant du point A se trouve dérivée vers la masse. La tension de contre-réaction, prélevée aux bornes de R_L , est appliquée sur l'émetteur de T_1 via C_5 - R_4 . Le taux de contre-réaction m se calcule donc maintenant en tenant compte de R_4 et de la moitié de la valeur de R_0 .

La capacité de C_5 pourra être choisie de façon que, au voisinage de la fréquence inférieure de coupure de l'ampli-

Fig. 36. — Pour déterminer l'influence de la contre-réaction sur la distorsion, il faut connaître le rapport de variation du gain différentiel de l'amplificateur.



ficateur, sa réactance devienne égale à la valeur de R_4 . On arrivera alors à faire diminuer la contre-réaction aux fréquences

basses et à repousser considérablement la limite inférieure de la bande passante.

IV. — MISE AU POINT

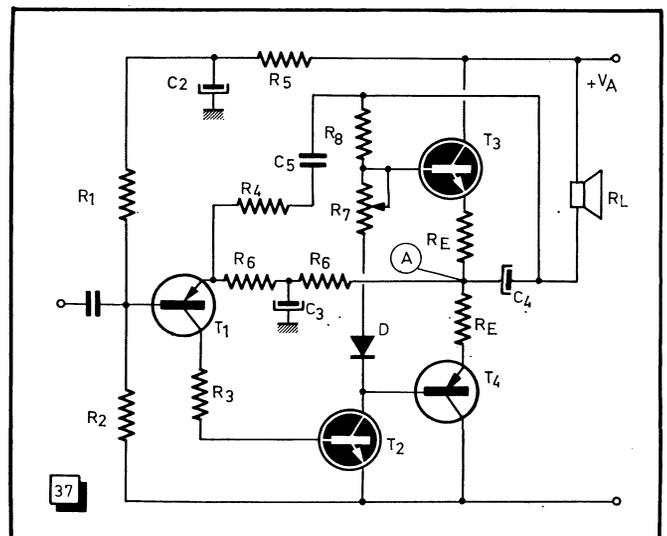
Essais préliminaires

Dans un amplificateur à symétrie complémentaire, les deux transistors se trouvent, en série, aux bornes de l'alimentation. Rien ne limite donc leur courant de collecteur, et s'ils reçoivent simultanément des courants de base un peu trop élevés, ils rendent l'âme. De tels accidents arrivent, plus souvent qu'on ne le pense, lors du premier essai d'une maquette, et cela par suite d'une erreur de câblage ou par le défaut d'un composant.

Si on veut se mettre à l'abri de toute surprise de ce genre, on pourra effectuer

un premier essai avant que les transistors de sortie ne soient connectés. Comme le montre la figure 38, on remplace provisoirement les voies émetteur-collecteur de ces transistors par deux résistances de 100Ω et de forte dissipation. Pour R_L , on peut utiliser soit le haut-parleur prévu, soit une résistance équivalente, et de dissipation correspondante. Puis, après avoir mis le montage sous tension, on vérifie si on obtient bien la moitié de la tension d'alimentation au point A, et on ajuste R_1 de façon à obtenir à peu près la même tension au point B. Ensuite, on mesure la différence de potentiel entre les points B

Fig. 37. — Montage de contre-réaction permettant une compensation de l'effet de fréquence dû au condensateur de liaison de sortie.



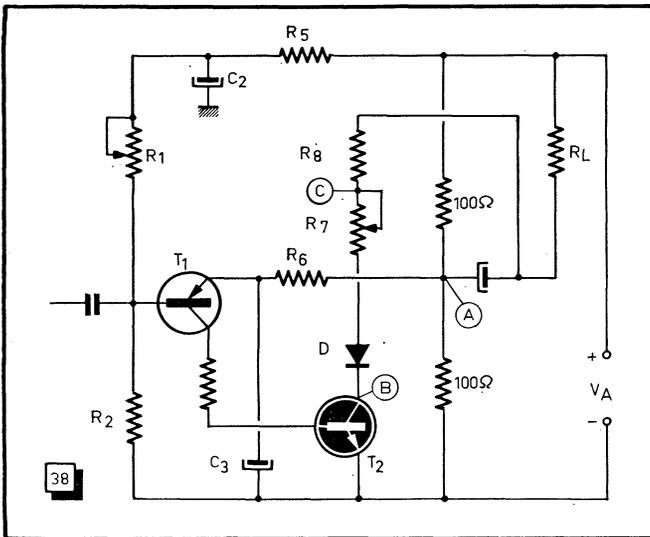


Fig. 38. — Pour éviter que le premier essai de l'amplificateur ne se solde par un claquage des transistors, on pourra effectuer une vérification préliminaire en remplaçant les transistors de sortie par deux résistances de $100\ \Omega$.

et C et on vérifie, si elle correspond bien à la polarisation de base T_3 - T_4 , déterminée précédemment.

Pour cela, il sera nécessaire de retoucher R_7 , et on en profitera pour vérifier si ce potentiomètre ne « crache » pas au point de présenter une coupure franche pour une certaine position. En effet, en pareil cas, les transistors de sortie recevraient simultanément des polarisations de base excédant nettement le maximum de la valeur instantanée observée en fonctionnement normal, et leur trépas serait immédiat. Une erreur dans le sens de branchement de D

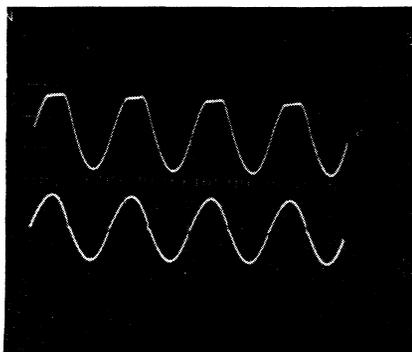


Fig. 39. — Asymétrie de l'écrêtage (en haut) et distorsion de coupure (en bas).

aurait les mêmes conséquences, mais elle sera encore sans danger lors de l'essai préliminaire où l'on trouverait simplement toute la tension d'alimentation entre les points B et C.

Ajustage du point moyen de fonctionnement

Après la vérification préliminaire, décrite plus haut, on pourra mettre en place les transistors de sortie avec leurs résistances d'émetteurs. Pour réduire au minimum la probabilité de phénomènes parasites, on commencera par un essai sans contre-réac-

tion, c'est-à-dire qu'on fera $R_4 = 0$. On ne devra pas, pour autant, omettre C_3 , car on travaillerait alors en contre-réaction totale, et il est à peu près certain que, dans ces conditions, l'amplificateur produira des oscillations spontanées d'une amplitude suffisante pour que même ses tensions continues se trouvent altérées. Il est également prudent, avant la mise sous tension, d'ajuster R_7 sur sa valeur minimale.

Puis, on applique la tension d'alimentation tout en mesurant la consommation de l'amplificateur. Avec la valeur minimale de R_7 , le courant d'alimentation du montage doit être $V_A/2R_8$, puisque le débit des transistors de sortie doit être encore négligeable. Avec les valeurs du montage de la figure 19, on obtiendrait donc un courant de repos de $10/82 = 0,12$ A. Si on trouve une valeur nettement plus élevée, il convient de couper immédiatement l'alimentation et de remplacer D par un modèle présentant une résistance directe moindre.

Si une valeur correcte du courant de repos a été obtenue, on augmente progressivement R_7 jusqu'à ce que ce courant augmente d'une vingtaine de milliampères. Ensuite, et si nécessaire, on retouche l'ajustage de R_1 de façon à trouver à peu près la moitié de la tension d'alimentation sur l'émetteur de l'un ou de l'autre des transistors de sortie.

Si on dispose d'un générateur B.F. et d'un oscilloscope, on pourra chercher à

optimiser ce dernier réglage, et cela de façon que l'écrêtage se fasse d'une façon bien symétrique, et non pas (fig. 38, en haut) sur l'une des crêtes seulement. Avec un signal d'amplitude plus faible on pourra ensuite vérifier si l'amplificateur ne travaille pas avec un courant de repos trop faible. En pareil cas, on observe une distorsion dite « de coupure », telle qu'elle est illustrée par le second oscillogramme de la figure 39.

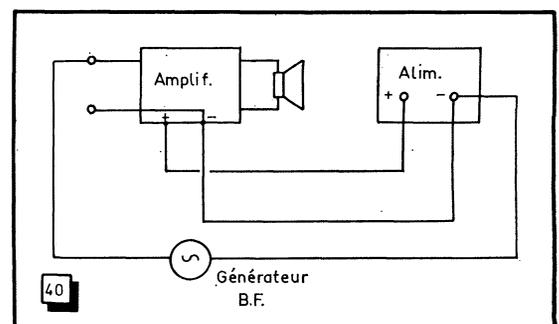
Accrochages

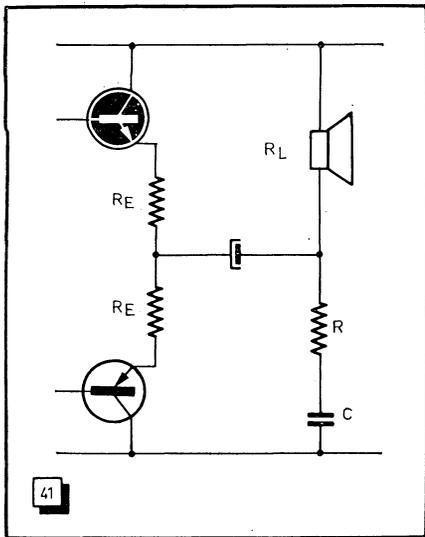
Des oscillations spontanées peuvent se produire du fait d'un taux de contre-réaction relativement élevé, mais on peut également les observer en cas de mauvaise conception du montage. La figure 40 illustre, à ce propos, une expérience facilement reproductible, et qui montre l'erreur qu'on peut commettre en considérant un fil de cuivre comme conducteur parfait. Dans cette expérience, on a connecté le générateur B.F., qui attaque l'amplificateur, entre l'entrée de celui-ci et la masse, c'est-à-dire le « moins » de l'alimentation, qu'on croyait équivalent à la masse de l'amplificateur, les deux points étant directement reliés. Pourtant, l'amplificateur accroche violemment avec cette disposition, alors qu'il fonctionne parfaitement lorsqu'on connecte le générateur aux bornes d'entrée.

L'explication réside dans la résistance ohmique que présentent les quelque 20 centimètres de fil entre l'amplificateur et le moins de l'alimentation. Le courant d'alimentation ayant, comme on l'a vu, une allure impulsionnelle, la chute de tension sur la résistance du fil est suffisante pour qu'une tension impulsionnelle se trouve appliquée en série avec le générateur. Parvenant ainsi à l'entrée de l'amplificateur, ces impulsions sont amplifiées par celui-ci, réapparaissent avec une amplitude plus élevée dans la connexion d'alimentation, et arrivent ainsi à entretenir des oscillations parasites. Bien entendu, de tels phénomènes d'accrochage peuvent également se présenter lorsque le câblage à l'intérieur de l'amplificateur ressemble quelque peu à la disposition de la figure 40.

Si l'on observe des oscillations spontanées, on devra donc en premier lieu vérifier les points de masse. Si tout paraît correct de ce côté là, on pourra essayer, en s'inspirant des schémas donnés plus haut, de corriger la phase par un petit

Fig. 40. — Phénomène de réaction dû à une connexion commune de masse.





à la sortie de l'amplificateur et en parallèle sur celle-ci, un circuit série composé d'une résistance à peu près égale à R_L et d'un condensateur qu'on prendra de 100 nF en première approximation, et dont on déterminera, au besoin, expérimentalement la valeur correspondant à l'élimination parfaite de toute trace d'accrochage.

Pour ces vérifications, on travaillera de préférence, en présence d'un signal d'en-

Fig. 41. — Compensation de phase par circuit R-C « anti-accrochage ».

trée. Dans certains cas (fig. 41), les oscillations spontanées ne se produisent, en effet, que sur l'une des alternances de la tension de sortie, et ne se manifestent pas en l'absence de tout signal.

A vrai dire, ces conditions de compensation de phase peuvent se calculer à l'avance, si l'on dispose des caractéristiques H.F. des transistors utilisés. Mais

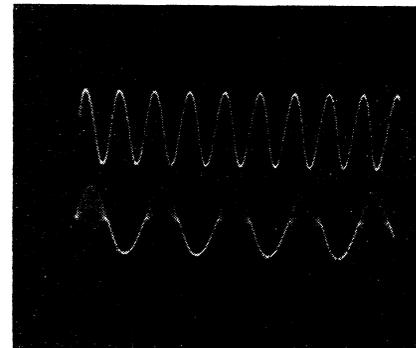


Fig. 42. — Une sinusoïde obtenue en fonctionnement normal (en haut) a été comparée à un phénomène d'oscillations spontanées (en bas).

comme l'effet de la dispersion des composants s'ajoute à celui de la dispersion des caractéristiques, ce calcul devient aléatoire à un point tel que nous estimons la méthode empirique plus rationnelle.

H. SCHREIBER.

condensateur additionnel (fig. 19, 21, 22). Le plus souvent, il suffira de faire appel au principe de la figure 41. On y a prévu,

RÉGULATION DU NOMBRE DE TOURS DE PETITS MOTEURS ALIMENTÉS PAR PILES

Dans de nombreux cas d'utilisation, par exemple dans les tourne-disques portatifs, il est nécessaire de prévoir un dispositif quelconque pour maintenir constante la vitesse de rotation du moteur, malgré la baisse de la tension d'alimentation due à l'usure progressive des piles, sans parler des causes « mécaniques » des fluctuations de la vitesse de rotation, telles que frottements divers.

Le moyen le plus simple et purement mécanique fait appel à un interrupteur centrifuge, dont le principe est représenté dans la figure 1. Lorsque le nombre de tours devient trop faible, le contact S_1 se ferme et la résistance série, placée dans le circuit d'alimentation du moteur et constituée par une ampoule à incandescence L_1 , se trouve court-circuitée, ce qui fait tourner le moteur plus vite. Aussitôt que le nombre de tours dépasse sa valeur nominale, le contact S_1 s'ouvre, la tension aux bornes du moteur diminue et sa vitesse décroît.

En tant que résistance série, on utilise généralement une lampe de 2,5 à 3,5 V, dont le courant nominal est du même ordre de grandeur que celui du moteur.

Bien entendu, ce système de régulation simpliste n'est concevable que dans les cas où les exigences quant à la constance de rotation sont modestes. De plus, le système de la figure 1 présente l'inconvénient du contact S_1 qui coupe constamment une intensité appréciable, d'où une usure rapide.

A ce point de vue, le système de la figure 2, faisant appel à un transistor, est nettement supérieur. On sait, en effet, que la résistance de la jonction émetteur-collecteur varie très fortement lorsque le courant de base se trouve modifié. Cette jonction est intercalée ici dans le circuit d'alimentation du moteur, tandis que seul le courant de base, toujours très faible, passe par le contact S_1 .

Lorsque le nombre de tours tombe au-dessous du nominal, le contact S_1 se ferme, la base du transistor devient fortement négative et la résistance de

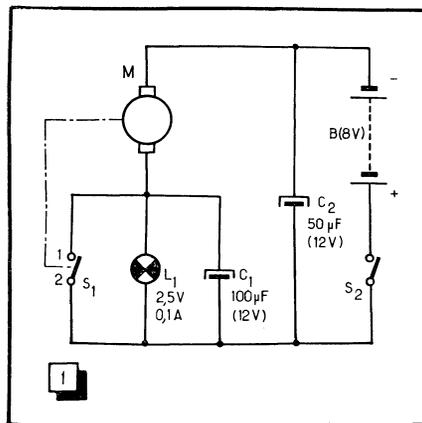


Fig. 1. — Principe de la régulation électromécanique de la vitesse de rotation d'un moteur.

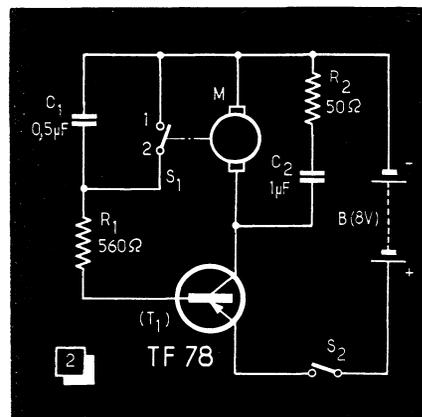


Fig. 2. — En faisant appel à un transistor on diminue considérablement le courant passant par S_1 .

la jonction collecteur-émetteur devient très faible, ce qui provoque un accroissement du nombre de tours. Aussitôt que ce nombre dépasse le nominal, le contact S_1 s'ouvre et la vitesse diminue.

Ce procédé de régulation permet de maintenir constante la vitesse du moteur à $\pm 2\%$ près environ.

Il ne faut pas oublier que le transistor utilisé doit pouvoir laisser passer le courant total consommé par le moteur. D'autre part, il est recommandé d'éviter la coupure du circuit de base lorsque S_1 est ouvert en prévoyant une résistance de quelque 20 kΩ entre le plot 2 de S_1 et le « moins » de la batterie. Le transistor TF 78 peut laisser passer un courant de collecteur atteignant 50 mA.

(Adapté de « Radio und Fernsehen ».)

Réalisation d'un TÉLÉVISEUR-COULEURS à partir de pièces et d'ensembles séparés



RC 237-C (CICOR)

(Suite : voir "Radio-Constructeur" n^{os} 237, 238 et 239)

Notre travail d'assemblage et de montage de ce téléviseur s'est trouvé considérablement retardé par les événements de mai-juin et par la période de congés, mais nous espérons qu'il nous sera possible maintenant de le mener à bien sans interruption.

Nous sommes, d'ailleurs, arrivé au stade où les premiers essais partiels ont pu être effectués et où, en tant que travail « sérieux », il ne nous reste plus qu'à monter le bloc comprenant l'étage final lignes - T.H.T. et l'ensemble de commande : sélecteur de canaux, tuner U.H.F., lumière, contraste, etc.

204 V avant filtrage et 191 V après filtrage, aux bornes de C_1 . La chute de tension aux bornes de SF 2, mesurée entre les deux cosses, est de 11,6 V, ce qui dénote un débit de quelque 415 mA, nettement excessif. D'ailleurs, l'inductance SF 2 chauffe d'une façon anormale.

Si nous coupons l'ampoule 40 W, la tension avant filtrage est de 219 V, et atteint 212 V après filtrage. La chute de tension aux bornes de SF 2 est de 7,4 V et, par conséquent, le débit est de 265 mA environ, encore légèrement excessif pour cette sortie.

Essais du bloc d'alimentation

Pour l'essayer séparément, nous l'avons chargé à l'aide de lampes d'éclairage. Pour la sortie 310 V, nous avons utilisé deux lampes 60 W-220 V en série, et pour la sortie 220 V un circuit formé par une ampoule 60 W-220 V et une autre de 40 W-220 V en parallèle, cette dernière pouvant être coupée par un interrupteur. Le croquis de la figure 42 représente le schéma de l'« installation ».

L'essai a eu lieu avec le transformateur sur 220 V et la tension du secteur de 215 V.

A la sortie 310 V on a mesuré, dans ces conditions, 340 V avant filtrage (aux bornes de C_1) et un peu moins de 334 V après filtrage, aux bornes de C_2 .

La chute de tension aux bornes de l'inductance SF 1, dont la résistance est de 28 ohms à peu de chose près, est de 6,6 V, ce qui correspond à un débit de $6,6/28 = 0,236 \text{ A} = 236 \text{ mA}$. Ce débit est inférieur au normal, qui devrait être de l'ordre de 350 mA, ce qui explique la

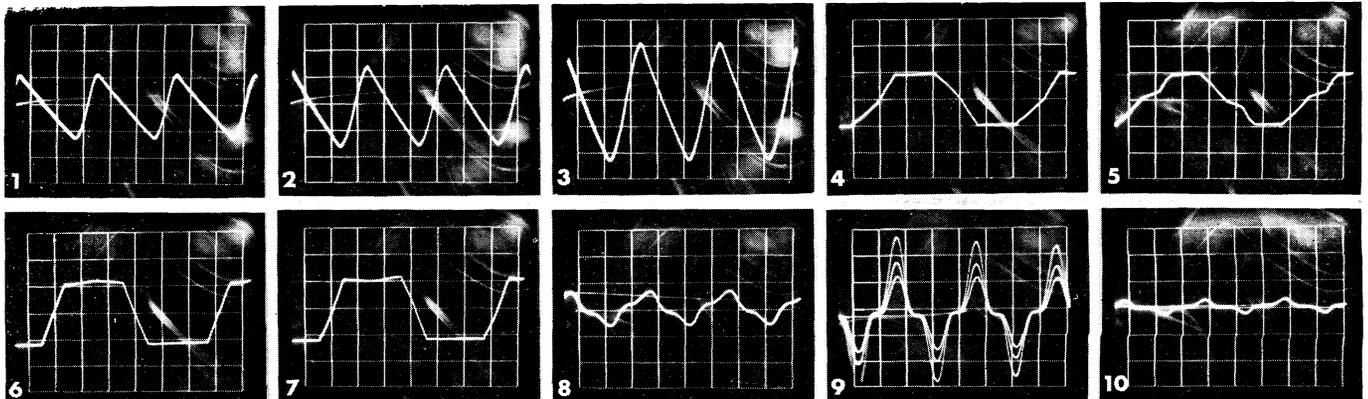
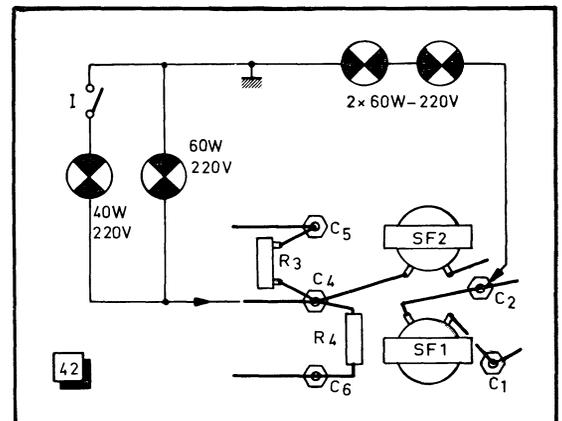
tension un peu élevée avant et après le filtrage. Pour un essai préliminaire cela n'a pas une grande importance et on pourrait, d'ailleurs, augmenter le débit en utilisant deux ampoules 75 W en série.

A la sortie 220 V, avec les ampoules 60 et 40 W en parallèle, on trouve environ

Ronflement

Un examen rapide à l'oscilloscope permet de nous rendre compte si la composante alternative (ronflement) est partout

Fig. 42. — Branchement des lampes d'éclairage servant de charge lors de l'essai du bloc d'alimentation.



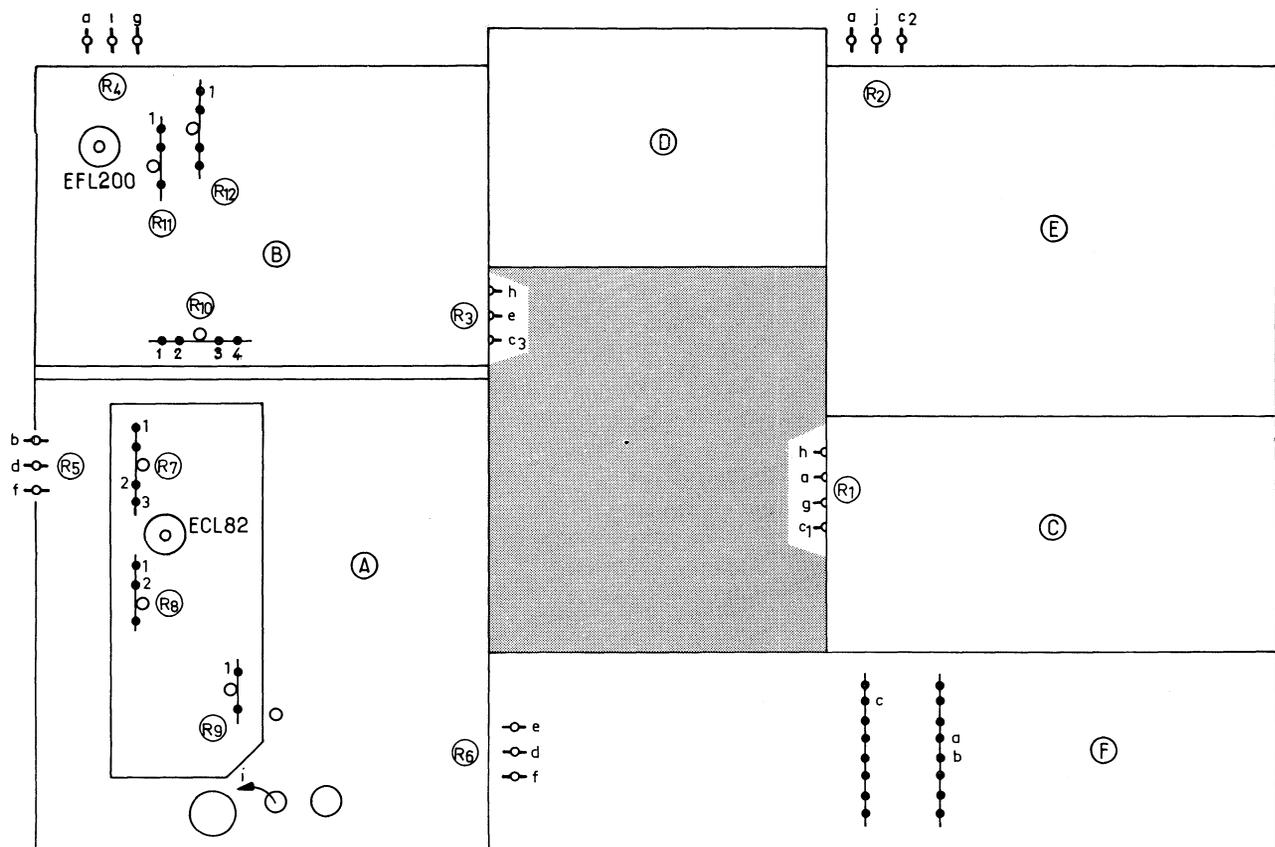


Fig. 43. — Disposition générale des différentes platines à interconnecter et emplacement des relais utilisés pour ce travail.

suffisamment réduite par le filtrage. Nous relevons les oscillogrammes suivants :

1. — Aux bornes de C_1 , avant SF 1. Dents de scie de 12 V c. à c. environ, à 5 ms/cm. A la sortie du filtre, aux bornes de C_2 , on ne trouve plus qu'une ondulation pratiquement sinusoïdale, de quelque 0,2 V c. à c. d'amplitude ;
2. — Ronflement à l'entrée de SF 2. Amplitude : 15 V c. à c. environ, à 5 ms/cm ;
3. — Ronflement à l'entrée de SF 2 si le débit est excessif, c'est-à-dire si l'on rallume l'ampoule parallèle 40 W. Amplitude : 22 V c. à c. A la sortie de SF 2 on retrouve, encore une fois, une ondulation de quelque 0,2 à 0,25 V c. à c. ;
4. — Tension alternative appliquée au redresseur 310 V, à la sortie de la résistance R_1 . Amplitude : 400 V c. à c. environ ;
5. — Tension alternative appliquée à l'autre point d'attaque du redresseur 310 V. Même amplitude que ci-dessus ;
6. — Tension alternative appliquée au redresseur 220 V, à la sortie de la résistance R_2 . Amplitude : 250 V c. à c. ;
7. — Tension alternative appliquée à l'autre point d'attaque du redresseur 220 V. Même amplitude qu'en (6) ;

8. — Tension relevée, à vide, aux bornes du circuit auquel doit être connectée la bobine de démagnétisation. A 10 ms/cm, avec quelque 15 V c. à c.

Pour se rendre compte que le circuit de démagnétisation agit normalement, on remplace la bobine par une résistance de 8Ω environ (bobinée, 20 à 25 W) et on observe le signal aux bornes de cette résistance à l'allumage du téléviseur. On doit trouver un signal comme celui de l'oscillogramme (9), relevé avec un temps de pose de 0,5 s, dont l'amplitude maximale est de 5 à 6 V c. à c.

En régime permanent on ne retrouve plus, aux bornes de cette résistance qu'une ondulation de très faible amplitude, de l'ordre de 0,05 V c. à c., dont la forme est celle de l'oscillogramme (10).

Si tous ces essais sont satisfaisants, on peut considérer que le bloc d'alimentation fonctionne normalement.

Interconnexion des différents sous-ensembles

L'essai de la partie base de temps trames n'est possible que si l'on synchronise son oscillographe par des tops normalement obtenus après la séparation. Or, cette séparation s'opère sur un signal vidéo

complet d'amplitude suffisante. Il est donc nécessaire de mettre en circuit également l'étage vidéo luminance, qui fait partie de la platine chrominance.

Tout cela oblige, pour travailler commodément, à réaliser l'interconnexion des différents sous-ensembles, opération qui se fera sans difficulté en respectant les indications du plan de la figure 43.

Circuit de chauffage

Le départ de ce circuit se fait aux cosses α et b du bloc d'alimentation F. A partir de la cosse α on effectue les liaisons aux cosses correspondantes des relais R 1, R 2 et R 4, dans l'ordre. Toutes ces liaisons se feront obligatoirement en fil de 1,5 mm de diamètre.

A partir de la cosse b on effectue la liaison avec la cosse correspondante du relais R 5, en passant par le bord inférieur du cadre, et en utilisant du fil de 1,5 mm de diamètre également. La cosse α du relais R 5 alimente non seulement la platine F.I. et B.F., mais aussi le sélecteur V.H.F.

Circuit H.T. 310 V

Le départ de ce circuit se fait à la cosse α du bloc d'alimentation F. On relie ensuite la cosse c aux cosses c_1 , c_2 et c_3 , dans l'ordre.

Circuits H.T. 220, 210 et 200 V

Leur point de départ est constitué par le relais R6 : cosse **d** (220 V); cosse **e** (200 V); cosse **f** (210 V). La cosse **e** est à relier à la cosse correspondante du relais R3, tandis que les cosse **d** et **f** sont à connecter au relais R5.

Signal trames pour le « portier »

Ce signal, fourni par la base de temps trames (point H du schéma de la figure 8) doit être transmis au « portier » de la platine de chrominance. La cosse **g** du

On voit ici la liaison du châssis F.I. avec la platine de chrominance (en haut) et avec les tensions d'alimentation (à gauche). A droite, on aperçoit les éléments permettant d'obtenir + 12 V.

relais R1 sera réunie à **g** de R4, par le chemin le plus court, en suivant les cornières du cadre général. Par suite d'une confusion, le point où doit arriver la liaison venant de H a été marqué B sur le schéma de la platine de chrominance (fig. 12).

Liaison tops trames

Les tops trames obtenus à la sortie du séparateur, c'est-à-dire en J des figures 21 et 29, sont transmis à la platine C (base de temps trames) par la liaison entre les cosse **h** des relais R3 et R1.

Liaison réglage lumière

On voit, sur le schéma de la platine chrominance (fig. 12), que le réglage de la lumière se fait en appliquant à la grille du tube vidéo luminance (pentode L du V2) une tension négative, que l'on prélève dans le circuit de grille du tube amplificateur d'effacement (triode V9 de la figure 8) et que l'on fait varier à l'aide de R₆, potentiomètre « lumière » fixé sur le bloc de commande. La cosse **i** du relais R4 est donc réunie au point A de la platine

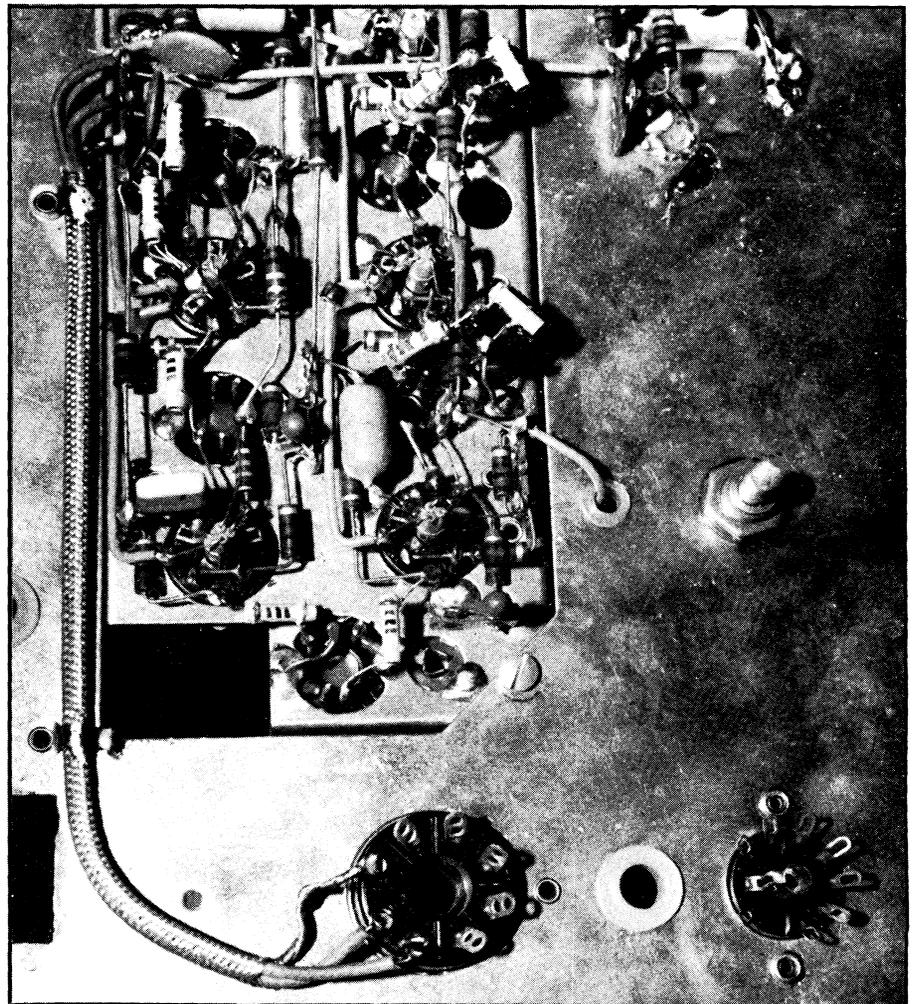
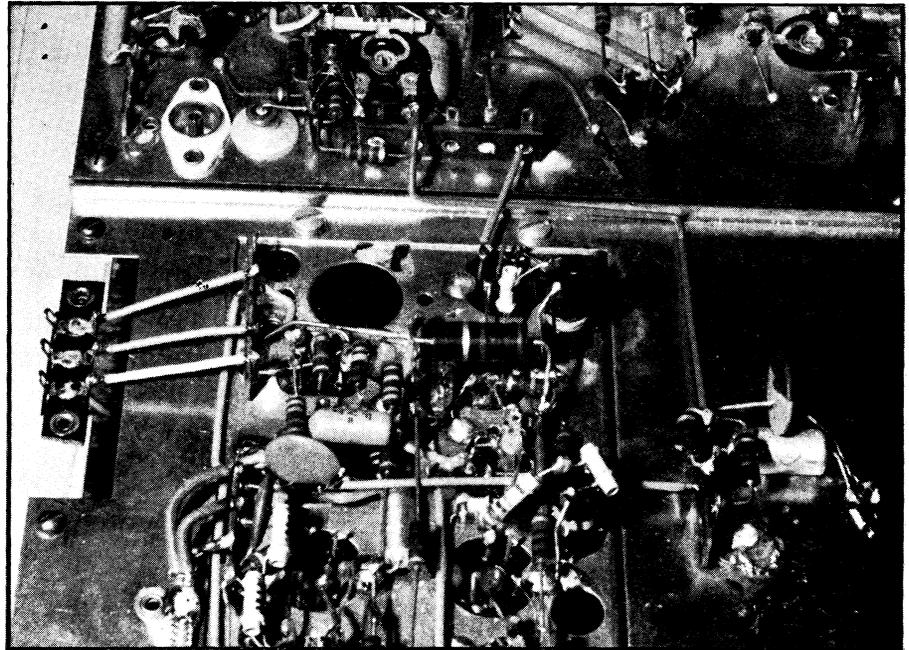
Vue de la platine F.I. et de la double connexion blindée allant vers le bouchon S1 et, de là, vers le potentiomètre de puissance son.

de chrominance d'une part et au support cetal S1, d'autre part, à partir duquel un bouchon permet d'amener la connexion correspondante au curseur du potentiomètre R₆. La liaison entre **i** du relais R4 et le support S1 se fait, comme pour toutes les autres, le long d'une cornière du cadre et à travers le trou (muni d'un passe-fil) entre les supports S1 et S2.

Branchement de la platine D

Cette platine (séparation et balayage horizontal), dont le plan de câblage a été donné dans la figure 29, sera réunie au reste du montage de la façon suivante :

Point J à la cosse **h** du relais R3;



Arrivée + 310 V à la cosse **c** du même relais;

Arrivée + 200 V à la cosse **e**;

Circuit de chauffage (point **c** du plan) à la cosse **a** du relais R2;

Point L (entrée du signal vidéo luminance) à l'anode de la pentode F du tube V2 par une connexion directe;

Point K (anode du tube mélangeur d'effacement) au point correspondant de la platine C.

On s'occupera plus tard des autres liaisons.

Branchement de la platine C

Le point J sera connecté à la cosse **h** de R1, l'entrée du 6,3 V à la cosse **a** du même relais, le point H à la cosse **g** et l'entrée + 310 V à la cosse **c**. Les liaisons I et D restent libres, pour l'instant.

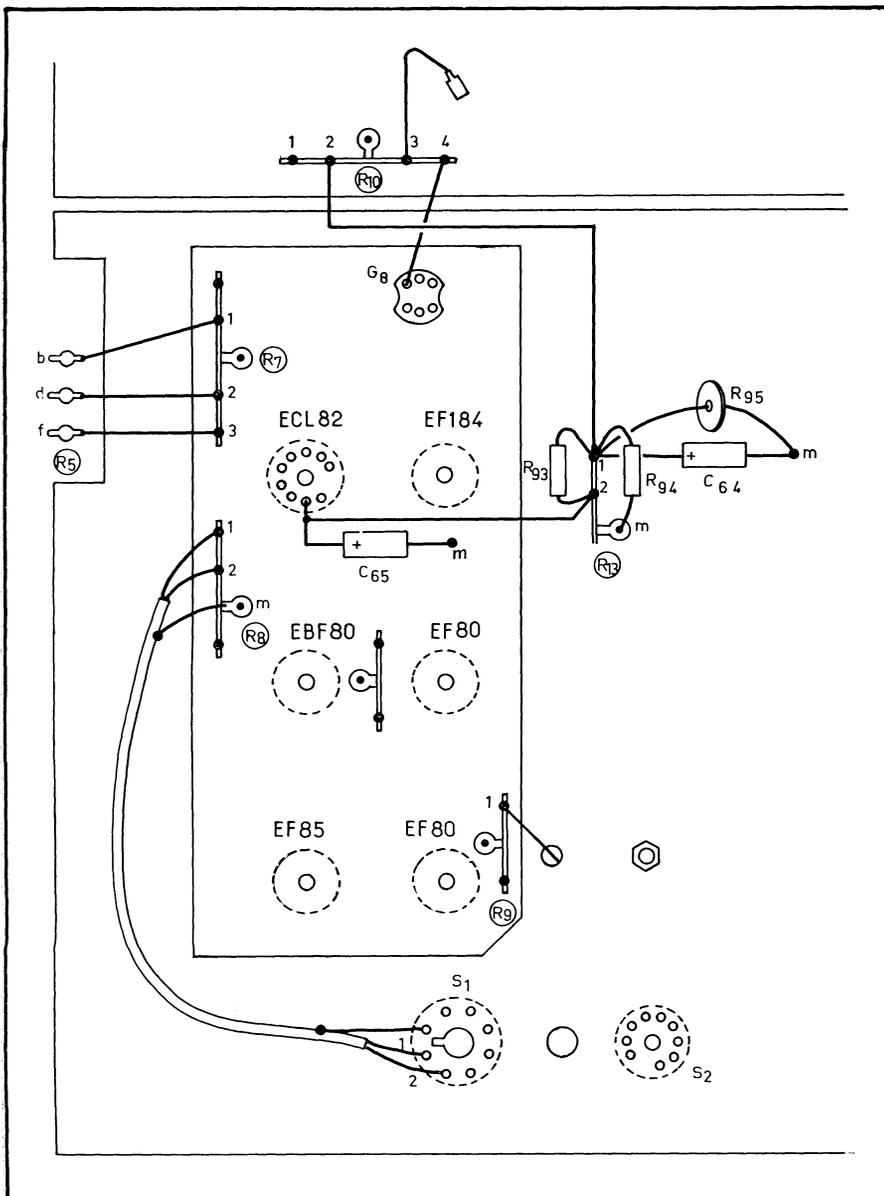
Branchement de la platine chrominance (B)

Son circuit de chauffage sera alimenté en connectant la cosse **a** de R4 à la cosse filament du tube EFL200. D'autre part, la cosse **i** de R4 sera réunie à 1 de R11 et la cosse **g** à 1 de R12. Enfin, la cosse 4 de R10 sera réunie à la sortie de l'élément de liaison G8 (platine F.I.), qui contient le détecteur vidéo (fig. 44).

Alimentation des transistors

Il y a trois transistors à alimenter dans ce téléviseur : le transistor préamplificateur de l'entrée vidéo (T1, fig. 12) et les deux

Fig. 44. — Liaison de la platine F.I. avec la platine de chrominance (par R10), avec les tensions d'alimentation (par R5) et avec le bouchon S1.



transistors du tuner U.H.F. La tension nécessaire (+ 12 V) est obtenue à partir du circuit de cathode du tube B.F. ECL 82, suivant le schéma de la figure 45 dont la réalisation pratique est indiquée sur le croquis de la figure 44. La résistance VDR (R_{95}) est une 6299-DE/P218. Les 12 volts cinsi obtenus sont appliqués à la cosse 2

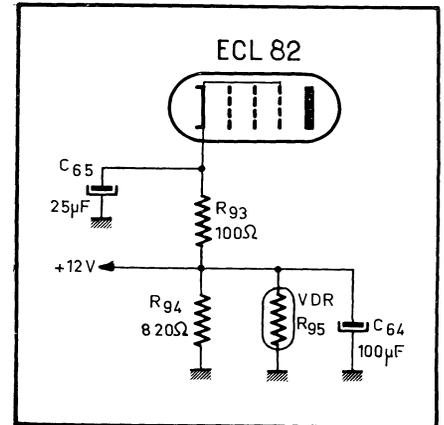


Fig. 45. — Montage permettant d'obtenir une tension positive de 12 V à partir du circuit de polarisation du tube ECL 82.

de R10 (platine chrominance) et aussi à une des cosses du support S1, par une connexion qui sera effectuée plus tard.

Branchement de la platine F.I.

Il est résumé par le croquis de la figure 44 : liaisons entre le relais R5 et R7; connexion blindée à deux conducteurs entre 1 et 2 de R8 et le support S1; liaison à partir de 1 de R9 vers le potentiomètre de préréglage de contraste.

(A suivre.)

W. S.

**SI VOUS ÊTES INTÉRESSÉ
PAR LA
TÉLÉVISION-COULEURS**

vous pouvez consulter
les numéros suivants
de Radio-Constructeur :

n° 215 :

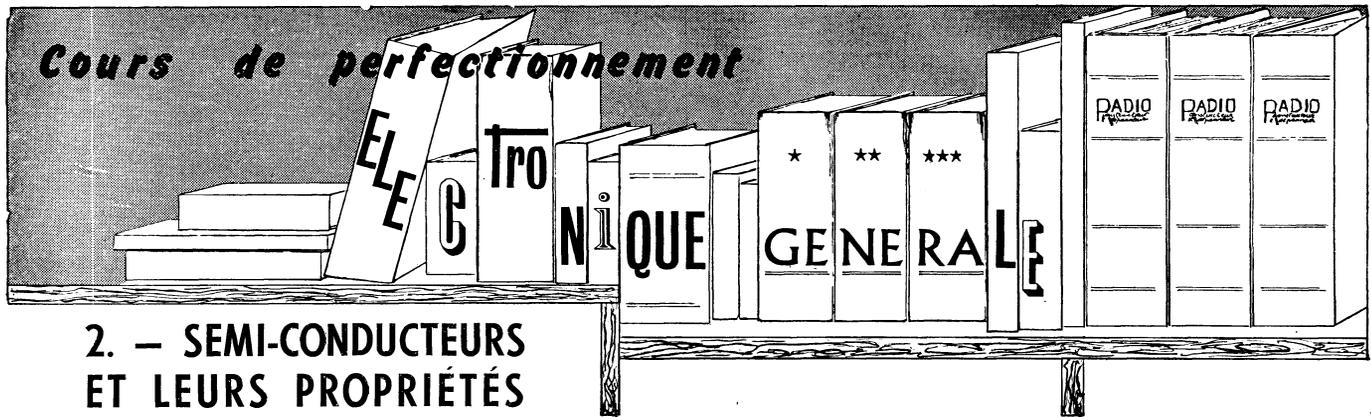
Bases de la TV-couleurs,
par E. Aisberg

nos 232, 233 et 235 :

**Dépannage
des téléviseurs-couleurs,**
par W. Sorokine

nos 237, 238 et 239 :

**Réalisation
d'un téléviseur-couleurs**
par W. Sorokine



2. — SEMI-CONDUCTEURS ET LEURS PROPRIÉTÉS

(Suite : voir "Radio-Constructeur" nos 207 à 209, 211 à 237, 239 à 242)

C. — LES TRANSISTORS

Nous avons analysé, dans notre précédent numéro, l'influence de la résistance de charge sur la résistance d'entrée. Il nous reste quelques mots à ajouter sur un transistor monté en BC.

Nous avons vu plus haut, à propos de la figure 454 b, que la courbe I_c/U_{cb} d'un transistor monté en BC se déplaçait dans le sens des valeurs plus élevées de U_{cb} lorsque la tension U_{cb} diminuait (en valeur absolue). Nous y avons dit que le déplacement de la courbe pouvait être considéré comme négligeable pour les valeurs de U_{cb} comprises entre 0 et 10 à 15 V, mais cela ne s'appliquait qu'à la courbe « statique » du circuit d'entrée, c'est-à-dire celle où $R_c = 0$. Dans un montage réel, avec une résistance de charge non nulle, la courbe I_c/U_{cb} se déplace un peu, surtout aux faibles valeurs de U_{cb} , comme le montre le graphique de la figure 473, correspondant au même transistor que celui dont les courbes sont représentées dans la figure 472.

On voit immédiatement, d'après ce graphique, que la pente, c'est-à-dire la résistance d'entrée, n'est pas la même pour les deux courbes. Plus précisément, la tangente de l'angle tel que α est plus grande que la tangente à la courbe en b, point situé au même « niveau » que a en ce qui concerne I_c .

Cela veut dire que la résistance d'entrée est plus élevée en a qu'en b. En d'autres termes, elle augmente lorsque U_{cb} diminue, ce qui a lieu lorsque R_c augmente.

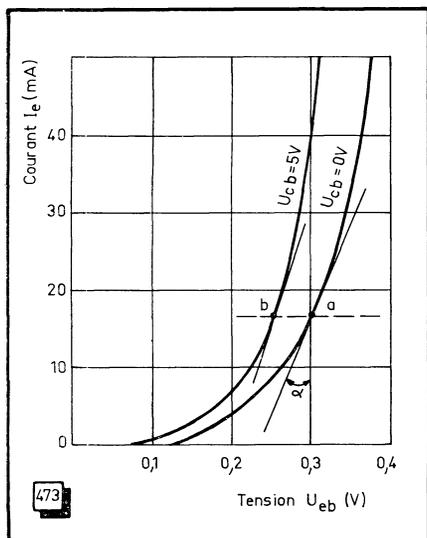


Fig. 473. — Courbes I_c/U_{cb} (circuit d'entrée) d'un transistor monté en BC. Etant donnée la façon dont les axes I et U sont présentés, la résistance d'entrée est proportionnelle à un angle tel que α . Elle est donc d'autant plus faible que U_{cb} est plus élevée, c'est-à-dire que R_c est plus faible.

Pour résumer : la résistance d'entrée d'un montage BC augmente lorsque la résistance de charge augmente. La variation relative, dans les limites des valeurs de R_c utilisées dans la pratique, reste assez faible, du même ordre de grandeur que dans un montage EC. La variation globale, entre $R_c = 0$ et $R_c = \infty$ peut atteindre, théoriquement, un rapport de 100 et même plus.

Par exemple, si la résistance d'entrée d'un certain transistor est de 25 Ω avec $R_c = 1$ k Ω , elle peut dépasser 300 Ω pour $R_c = 1$ M Ω .

A valeur de R_c fixe, la résistance d'entrée augmente lorsque I_c diminue, et inversement.

GAIN D'UN TRANSISTOR

Le gain d'un transistor définit son pouvoir amplificateur, qu'il est important de connaître non seulement dans le cas d'un signal à amplifier, mais aussi dans celui d'un oscillateur, d'une bascule, etc.

Cependant, la nécessité de définir, lorsqu'il s'agit d'un transistor, le mode d'attaque, en courant, en tension ou en puissance, et l'existence de trois montages d'utilisation (EC, CC et BC), nous obligent de « compartimenter », en quelque sorte, notre analyse. Nous allons donc voir comment se comporte chacun des trois montages « fondamentaux » dans les trois cas d'attaque.

Gain statique en courant d'un transistor en montage EC

Le simple fait qu'une faible variation du courant de base I_b provoque une variation beaucoup plus importante du courant de collecteur I_c constitue déjà un phénomène d'amplification et nous permet de dire que le gain statique d'un transistor en montage EC s'exprime par le rapport I_c/I_b , que l'on désigne le plus souvent par la lettre grecque β :

$$\beta = \frac{I_c}{I_b} \quad (152)$$

Il s'agit, soulignons-le encore, du gain statique, ou, plus exactement, du gain en continu, résultant de la modification du courant continu du circuit de base (fig. 474).

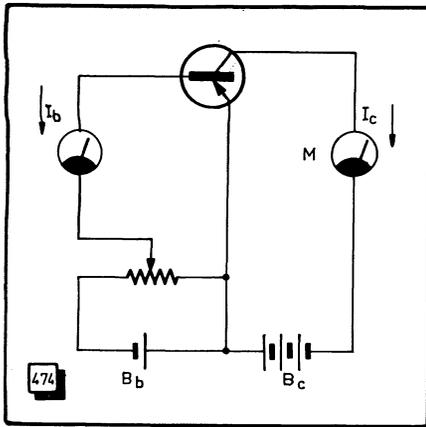


Fig. 474. — Montage théorique permettant de mettre en évidence l'influence du courant de base sur celui de collecteur, c'est-à-dire le gain en courant du transistor.

En principe, on suppose qu'aucune résistance n'existe alors dans le circuit de collecteur, ce qui n'est évidemment que théorique, puisque le milliampèremètre M constitue déjà une charge.

Le gain statique en courant d'un montage EC se déduit très simplement de la courbe I_c/I_b du réseau « universel » à quatre secteurs que l'on trouve pour la plupart des

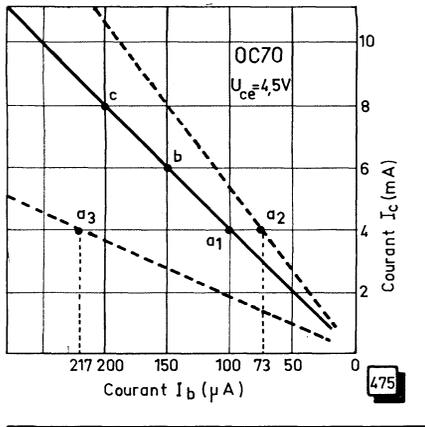


Fig. 475. — La façon simpliste pour déterminer le gain en un point quelconque de la courbe I_c/I_b consiste tout simplement à faire le rapport $\beta = I_c/I_b$. La dispersion admise par le fabricant est généralement considérable (zone limitée par les traits interrompus).

transistors dans les recueils de caractéristiques, ou encore de la courbe I_c/I_b parfois publiée. Il suffit, sur une telle courbe, de prendre un point quelconque, et de voir à quelle valeur de rapport I_c/I_b il correspond.

En fait, lorsqu'on regarde les courbes I_c/I_b des différents transistors, au germanium ou au silicium, on constate que, d'une façon générale, celles des transistors de faible puissance sont plus « linéaires » que celles des transistors de moyenne ou de forte puissance. Le plus souvent, les premières peuvent être assimilées à des droites sur une large plage de valeurs de I_c , comme on peut le constater sur la figure 475, qui représente la courbe I_c/I_b d'un OC 70.

On y voit que pour n'importe quel point, a_1 , b ou c de la courbe, le rapport I_c/I_b a la même valeur : 40.

Les deux courbes en trait interrompu fixent les limites de la dispersion possible admise par le fabricant, et on voit qu'elle est considérable. Si l'on prend le « niveau » $I_c = 4$ mA, le gain nominal est, bien entendu, de 40 (point a_1), mais il peut varier entre 18,5 (point a_3) et 55 (point a_2).

Cela souligne, encore une fois, l'intérêt de pouvoir trier les transistors, car bien souvent on a besoin d'un semi-conducteur présentant un gain minimal imposé, qu'une simple lecture de caractéristiques ne peut absolument pas nous garantir.

D'une façon générale, le gain statique d'un transistor diminue lorsque le courant de collecteur augmente, mais on rencontre (rarement) des transistors de faible puissance où le gain augmente légèrement avec le courant de collecteur, comme on peut le voir sur la courbe de la figure 476 a : $\beta = 89$ pour le point a ($I_c = 4$ mA) ; $\beta = 100$ pour le point b ($I_c = 8$ mA).

Les deux autres courbes de la figure 476 correspondent à un transistor de moyenne puissance (AC 127) et à un transistor de grande puissance (ADZ 12). On voit que, dans les deux cas, la diminution du gain est très sensible lorsque le courant de collecteur augmente. Pour le transistor ADZ 12, la variation du gain va de 36 ($I_c = 4$ A) à 18 ($I_c = 17$ A).

Il existe également des transistors dont le gain statique varie encore plus fortement. C'est le cas notamment des transistors de la série BFY 10, dont la figure 477 représente la courbe I_c/I_b . Le gain y varie de 42 (point a) à 18,6 (point c), en passant par 31 (point b).

Evaluation plus précise du gain statique

La façon d'évaluer le gain statique en faisant simplement le rapport I_c/I_b est évidemment un peu sommaire et ne conduit qu'à des ordres de grandeur. La vraie valeur de ce gain est représentée par le rapport d'une très faible variation de I_c et de la variation, encore plus faible, de I_b qui l'a provoquée.

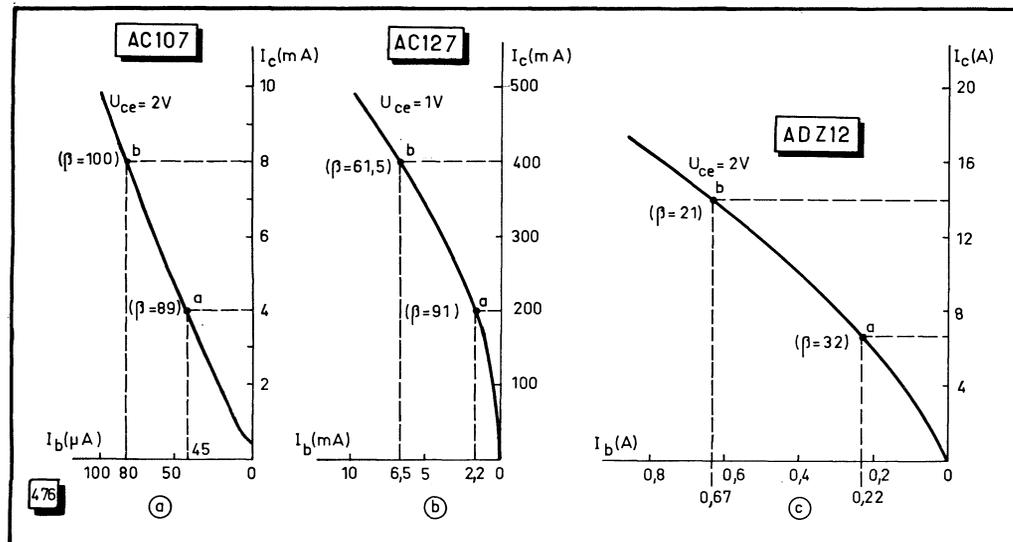


Fig. 476. — Trois exemples de courbes I_c/I_b montrant la variation du gain avec le courant de collecteur.

Si l'on désigne par ΔI_c et ΔI_b ces deux variations, on a

$$\beta = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} \quad (153)$$

Prenons une courbe I_c/I_b quelconque, comme celle de la figure 478, par exemple. Supposons que le courant de base varie entre 0,7 mA et 1,3 mA, ce qui correspond aux points *a* et *b* de la courbe et à une variation du courant de collecteur de 14 à 22 mA. Nous avons donc $\Delta I_c = 8$ mA et $\Delta I_b = 0,6$ mA, ce qui donne

$$\beta = \frac{8}{0,6} = 13,3,$$

gain moyen, valable pour la portion *ab* de la courbe. Supposons maintenant que le point *b* glisse sur la courbe vers le bas, se rapprochant de *a*. Les « variations » ΔI_c et ΔI_b diminuent simultanément, mais leur rapport tend vers une limite qui n'est autre chose que la pente de la tangente *T* à la courbe en *a*, c'est-à-dire, en fait, la tangente de l'angle formé par *T* et une horizontale. Une appréciation rapide montre que l'angle en question est très voisin de 58°, dont la tangente est 1,6. Le coefficient de proportionnalité étant de 10, le gain au point *a* est $\beta = 16$.

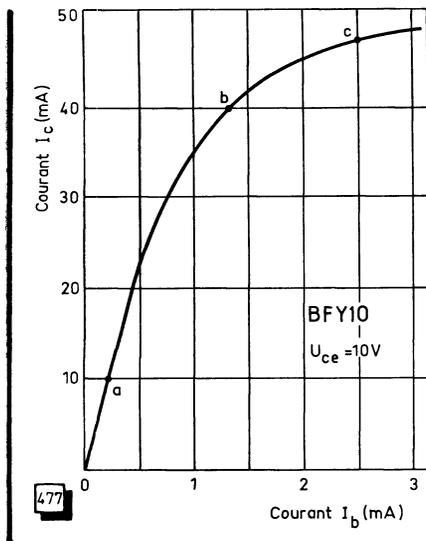


Fig. 477. — Les courbes I_c/I_b de certains transistors présentent une allure particulièrement incurvée et laissent prévoir une variation importante du gain dans les limites de valeurs utilisables de I_c .

En refaisant le même raisonnement pour le point *b*, on trouverait $\beta = 12$ environ. Au point *c*, on aurait $\beta = 9,3$ environ.

On constatera que les valeurs obtenues par le procédé de la tangente sont nettement inférieures à celles que l'on peut calculer en faisant simplement le rapport I_c/I_b pour un point de la courbe. En effet, le procédé « simpliste » nous donnerait $\beta = 20$ pour *a*, $\beta = 16,9$ pour *b* et $\beta = 14,9$ pour *c*.

En réalité, toutes ces considérations n'ont qu'un intérêt « didactique » et servent surtout pour montrer comment on peut trouver la valeur d'un paramètre quelconque et quel est le degré de « précision » que l'on peut escompter. De toute façon, la dispersion normalement prévisible est généralement telle que dans tous les cas, et quelle que soit la méthode adoptée, on est à peu près sûr de se trouver à l'intérieur de la « fourchette ».

Utilisation d'un réseau I_c/U_{c_e}

Lorsqu'on ne dispose pas d'une courbe I_c/I_b , on peut déterminer le gain statique d'un transistor à partir d'un réseau I_c/U_{c_e} avec le courant de base I_b , comme paramètre, réseau que l'on trouve pratiquement pour tous les transistors et dans tous les recueils de caractéristiques.

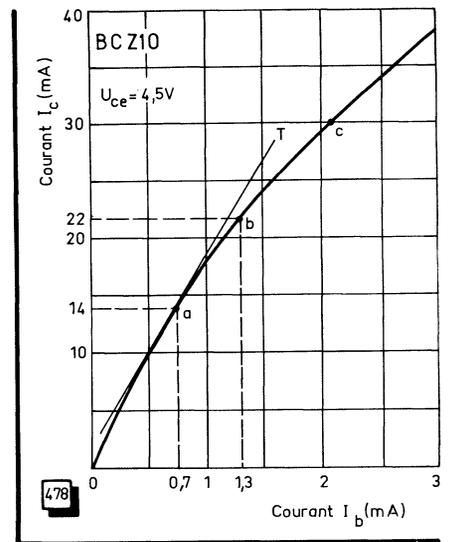


Fig. 478. — En toute rigueur, le gain correspondant à un certain point *a* d'une courbe I_c/I_b est représenté par la pente de la tangente à la courbe en ce point.

La figure 479 montre un exemple d'un tel réseau, utilisable pour des tensions U_{c_e} supérieures à 2-3 V. On commence par choisir la valeur de U_{c_e} pour laquelle on veut déterminer le gain. Supposons que ce soit $U_{c_e} = 10$ V. On cherche alors les points d'intersection de la verticale correspondant à cette tension avec deux courbes I_b voisines, par exemple $I_b = 0,2$ mA et $I_b = 0,4$ mA. Soient *a* et *b* ces deux points. On a donc $\Delta I_c = 4,6$ mA et $\Delta I_b = 0,2$ mA, ce qui donne $\beta = 4,6/0,2 = 23$, chiffre valable pour l'intervalle *ab*.

La « précision » d'une telle estimation sera d'autant meilleure que l'intervalle entre les deux courbes I_b utilisées sera plus réduit. Par exemple, si l'on pouvait disposer d'un point tel que *c*, correspondant à $I_b = 0,3$ mA et $I_c = 8$ mA, la valeur de β calculée pour l'intervalle *ac* serait de $\beta = 2,6/0,1 = 26$.

Si l'on veut déterminer le gain pour un point tel que *b*, on peut commencer par le calculer pour les intervalles *ab* et *bd*, et faire ensuite la moyenne. Dans le cas de la figure 479, on aura $\beta = 19$ pour l'intervalle *bd*, et par conséquent $\beta = 21$ pour le point *b*.

En réfléchissant à l'allure des courbes de la figure 479, on se rend compte que le gain augmente avec la tension U_{c_e} , mais relativement peu. Par exemple, il est de l'ordre de 27,5 pour l'intervalle *a₁b₁* ($U_{c_e} = 20$ V). Mais il faut penser que pour de nombreux transistors les courbes

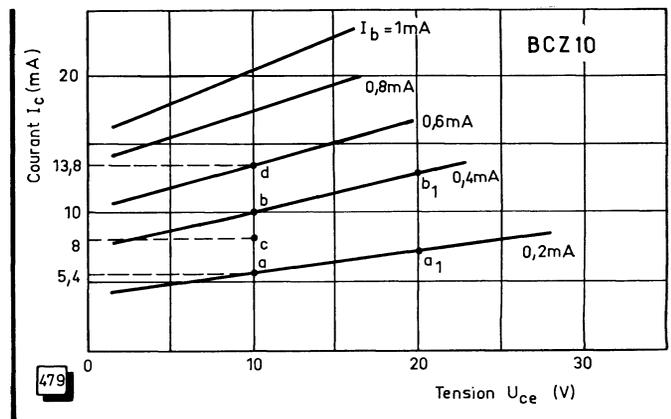


Fig. 479. — Le gain statique d'un transistor peut être déterminé aussi à l'aide d'un réseau I_c/U_{c_e} avec I_b comme paramètre. On constate alors que β augmente lorsque U_{c_e} augmente, mais relativement peu.

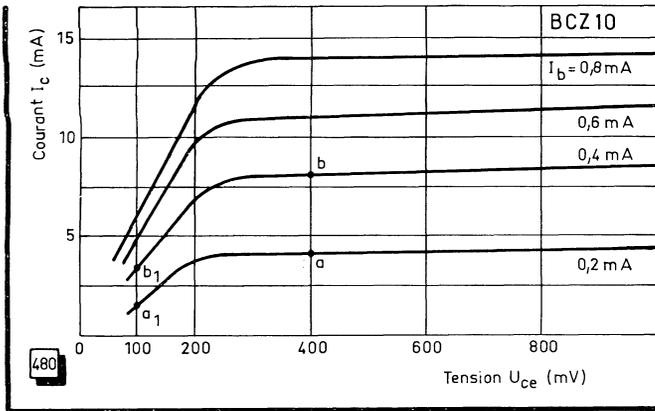


Fig. 480. — Le gain statique en courant, bien que diminuant un peu lorsque la tension U_{ce} diminue, ne varie pas beaucoup jusqu'à des valeurs très faibles de la tension collecteur-émetteur.

I_c/I_b présentent une allure beaucoup moins inclinée et divergente, ce qui signifie que le gain γ dépend encore moins de la tension U_{ce} .

Si l'on regarde le réseau de courbes correspondant à de faibles valeurs de U_{ce} (fig. 4), on constate que le gain ne s'écroule vraiment que pour des valeurs très faibles de U_{ce} , là où les courbes présentent un coude accentué. On voit, par exemple, que pour $U_{ce} = 0,4$ V, le gain dans l'intervalle ab est de l'ordre de 19,5, tandis que, comme nous l'avons vu plus haut, il est de 23 pour le même intervalle, mais pour $U_{ce} = 10$ V. Mais pour l'intervalle a_1b_1 ($U_{ce} = 0,1$ V), le gain n'est plus que de 8,5 environ.

Influence du courant résiduel de collecteur sur le gain

Le courant résiduel de collecteur à circuit d'émetteur ouvert, I_{cbo} , intervient dans l'expression permettant de calculer le gain en courant, qui s'écrit alors

$$\beta = \frac{I_c - I_{cbo}}{I_b + I_{cbo}} \quad (154)$$

Lorsqu'il s'agit de transistors au silicium, cette « correction » est tout à fait négligeable, car la valeur de I_{cbo} ne représente qu'une faible fraction de microampère à la température normale. Avec les transistors au germanium, l'influence du courant I_{cbo} est beaucoup plus nette, comme on peut le voir sur un exemple suivant.

Un transistor OC 70 présente un rapport I_c/I_b voisin de 40 et un courant I_{cbo} maximal de $12 \mu A$ à $25^\circ C$, ce qui donne un gain « réel » de l'ordre de 36, par l'application de la relation ci-dessus, en supposant, pour fixer les idées, que $I_c = 4$ mA et $I_b = 100 \mu A$.

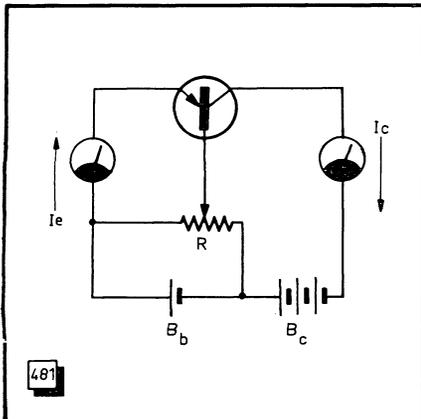


Fig. 481. — Montage théorique permettant de mettre en évidence l'influence du courant d'émetteur sur celui de collecteur, c'est-à-dire le gain en courant du transistor.

Mais le courant I_{cbo} double chaque fois que la température ambiante s'élève de $10^\circ C$ environ. Il pourrait donc être de $24 \mu A$ à $35^\circ C$, de $48 \mu A$ à $45^\circ C$ et de $96 \mu A$ à $55^\circ C$, ce qui est parfaitement possible sur une plage, par exemple. Il est facile de se rendre compte que dans cette dernière éventualité le gain tomberait à moins de 20.

La justification de la relation (154) est facile à formuler. On sait, en effet (voir R.C. n° 235, p. 31), que le courant I_{cbo} est, en quelque sorte, incontrôlable. Il dépend relativement peu de la tension U_{cb} et se manifeste déjà dans un transistor « au repos », dont le courant de base est réglé au « cut-off », c'est-à-dire à une valeur telle que seul le courant I_{cbo} existe dans le circuit de collecteur. Si l'on augmente alors le courant de base, cette variation s'ajoute à la composante I_{cbo} , tandis que, dans le circuit de collecteur, on ne doit tenir compte que de l'accroissement de I_c , en négligeant I_{cbo} .

Gain statique en courant d'un transistor en montage BC

Dans un montage BC, dont le schéma théorique est représenté dans la figure 481, c'est le courant I_e qui est celui de commande et provoque des variations du courant de collecteur I_c . Or, d'après la relation bien connue

$$I_e = I_c + I_b,$$

on voit que le courant d'entrée I_e et celui de sortie I_c sont du même ordre de grandeur, puisque I_b constitue 1 à 5 % seulement du courant I_e , et que, de plus, le cou-

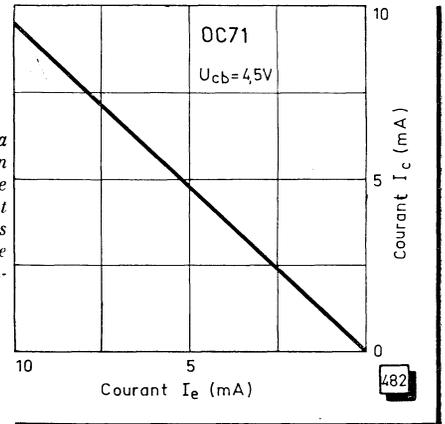


Fig. 482. — La courbe I_c/I_e d'un transistor en montage BC est pratiquement une droite, du moins à l'échelle habituelle des graphiques publiés.

rant d'entrée est plus élevé que celui de sortie. En d'autres termes, le rapport I_c/I_e est inférieur à 1, ce qui signifie que le gain en courant, désigné généralement par α , l'est également.

Les caractéristiques ou les courbes de transistor en montage BC sont publiées rarement et nous avons déjà vu ce qu'il en était en ce qui concerne la résistance d'entrée. Pour le gain en courant, les courbes ne servent pas à grand-chose, du moins à l'échelle où elles sont généralement publiées, car les valeurs du gain se situent le plus souvent entre 0,95 et 0,99, chiffres qu'il est impossible de distinguer sur un graphique normal.

Cependant, la valeur du gain α se calcule facilement à partir de celle du gain β , du montage EC. En effet, d'après ce qui vient d'être dit, nous pouvons écrire

$$\alpha = \frac{I_c}{I_e} = \frac{I_c}{I_c + I_b},$$

d'où

$$\frac{1}{\alpha} = \frac{I_c + I_b}{I_c} = 1 + \frac{I_b}{I_c} = 1 + \frac{1}{\beta}.$$

Il en résulte les deux relations suivantes :

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}; \quad (155)$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}. \quad (156)$$

Par exemple, si nous avons $\beta = 20$, nous avons $\alpha = 20/21 = 0,952$, tandis que pour $\beta = 60$ nous aurons $\alpha = 0,984$. Le petit tableau ci-dessous donne directement la correspondance entre un certain nombre de valeurs de α et de β .

α	β	α	β	α	β	α	β
0,909	10	0,947	13	0,930	50	0,9910	110
0,917	11	0,953	19	0,932	55	0,9920	120
0,923	12	0,957	20	0,934	60	0,9930	150
0,929	13	0,962	25	0,935	65	0,9940	175
0,934	14	0,966	30	0,936	70	0,9950	200
0,938	15	0,972	35	0,937	80	0,9960	250
0,941	16	0,975	40	0,938	90	0,9965	300
0,945	17	0,978	45	0,939	100	0,9974	400

Ce tableau permet, en particulier, de « situer » les variations de α correspondant à certaines variations du gain β . Par exemple, si par suite d'un accroissement du courant de collecteur le gain en montage EC se ramène de 60 à 30, le gain en montage BC passera de 0,984 à 0,968.

Une telle variation passe absolument inaperçue sur un graphique de dimensions normales, de sorte que les courbes I_c/I_e semblent parfaitement rectilignes, comme le montre, par exemple, la figure 482. On se rend compte de l'impossibilité de déterminer le gain, même approximativement, à cette échelle.

Gain statique en courant d'un transistor en montage CC

Le montage théorique correspondant est celui de la figure 483 et nous pouvons nous rendre compte, d'après tout ce qui précède, que l'expression du gain peut s'écrire

$$\gamma = \frac{I_c}{I_b} = \frac{I_c + I_b}{I_b} = \frac{I_c}{I_b} + 1,$$

c'est-à-dire

$$\gamma = \beta + 1. \quad (157)$$

En d'autres termes, le gain statique en courant d'un montage CC est pratiquement le même que celui du montage EC du même transistor.

Gain statique en tension

Lorsqu'on dit qu'un transistor est attaqué en tension, cela suppose que la résistance interne de la source est sinon négligeable, du moins très faible par rapport à la résistance d'entrée du transistor. Cela est important en régime dynamique, c'est-à-dire lorsque le transistor est attaqué par un générateur de tension alternative : pick-up, lecteur de bande, un autre transistor, etc.

Mais nous sommes pour l'instant en régime statique et voulons simplement savoir comment la tension de sortie d'un transistor, mesurée aux bornes d'une résistance de charge évidemment, réagit à une modification de la tension continue à l'entrée.

Lorsqu'il s'agit d'un montage EC, le schéma théorique de l'« installation » qui peut nous permettre d'apprécier le gain en tension est celui de la figure 484 : un voltmètre permet de mesurer la tension continue appliquée entre la base et l'émetteur (U_{eb}), réglable par R_2 ; un autre voltmètre mesure la chute de tension U_c aux bornes de la résistance de charge R_c .

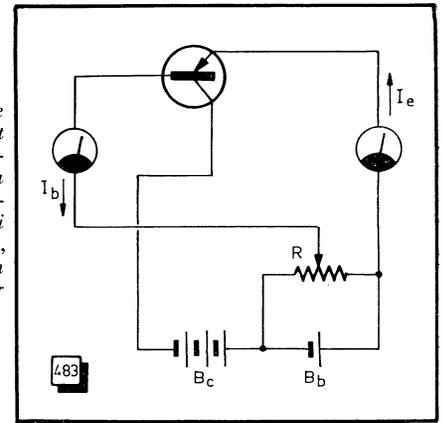


Fig. 483. — Montage théorique permettant de mettre en évidence l'influence du courant de base (entrée) sur celui d'émetteur (sortie), c'est-à-dire le gain en courant du transistor en montage CC.

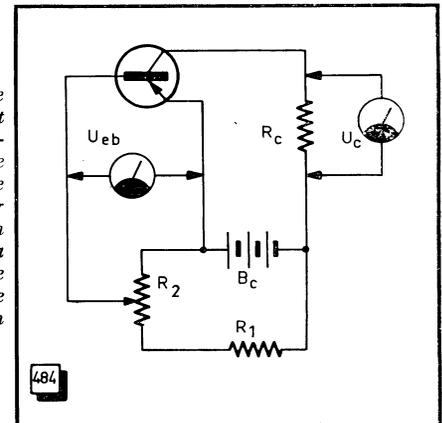


Fig. 484. — Montage théorique permettant de mettre en évidence l'influence d'une modification de tension à l'entrée sur la chute de tension aux bornes de la résistance de charge R_c , c'est-à-dire de déterminer le gain en tension.

augmenter la tension U_{eb} de 20 mV environ. Or, le passage de a_1 en b_1 provoque, aux bornes de R_c , une chute de tension supplémentaire ΔU_1 de 1,5 V.

Le gain en tension, dans ces conditions, est donc

$$G_{t_e} = 1,5/0,02 = 75,$$

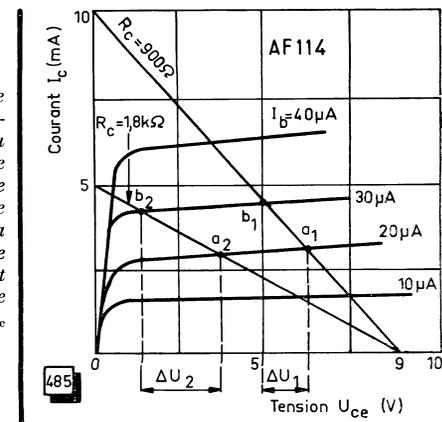


Fig. 485. — La chute de tension supplémentaire, ΔU_1 ou ΔU_2 , aux bornes de la résistance de charge R_c , pour une même variation de la tension d'entrée (donc le gain), est d'autant plus grande que la valeur de R_c est plus élevée.

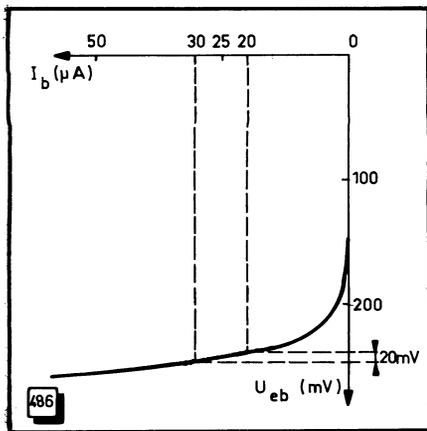


Fig. 486. — Une variation du courant de base de 20 à 30 μA correspond à une variation de 20 mV de la tension U_{eb} .

en adoptant le symbole G_{te} pour le « gain en tension en émetteur commun ».

Si nous augmentons la valeur de R_c , en la portant à 1,8 k Ω , le point de « repos » devient a_2 , et une variation de la tension d'entrée de 20 mV nous amène au point b_2 .

La chute de tension supplémentaire ΔU_2 aux bornes de R_c devient beaucoup plus importante (2,5 V environ), et le gain G_{te} passe à $2,5/0,02 = 125$.

La conclusion que l'on peut en tirer est la suivante : un transistor en montage EC procure un gain en tension qui peut être important.

Ce gain est, comme on le voit, d'autant plus élevé que la valeur de R_c est plus grande, mais certaines limitations interviennent lorsqu'il s'agit de montages réels, amplifiant un signal alternatif H.F. ou B.F., limitations sur lesquelles nous ne pouvons pas nous arrêter ici, mais qui conduisent à ne pas dépasser, pour R_c , 500 à 5000 Ω le plus souvent, suivant le type de transistor. On retiendra que le gain en tension d'un transistor en montage EC peut être facilement de 100 à 200, et même plus.

I L O R P I

104 EASY TRANSISTORS PROJECTS YOU CAN BUILD, par Robert M. Brown. — Un volume de 224 pages (14 \times 21) avec plus de 100 illustrations. — Tab-books-Blue Ridge (U.S.A.).

Destiné aussi bien au technicien qu'à l'amateur, cet ouvrage, rédigé en américain, contient la description de quelque 104 circuits différents, touchant aux domaines les plus variés de l'électronique. Chacun de ces circuits est de réalisation simple, n'utilisant en général que trois ou quatre transistors, rarement plus, et souvent même seulement un ou deux. Mais toutes les descriptions ont un point commun : elles répondent à un besoin déterminé par une application pratique et simple. Que ce soit dans le domaine de l'émission d'amateur comme dans celui de la haute fidélité, de la photographie ou de la publicité lumineuse, nombreuses sont les indications qui permettront à tous de résoudre simplement, et rapidement, une foule de problèmes.

TRANSISTOR CIRCUIT GUIDEBOOK, par Byron G. Wels. — Un volume de 220 pages (14 \times 21), 110 figures. — Tab-books-Blue Ridge (U.S.A.).

Comme son titre le laisse entendre, cet ouvrage est un manuel de référence sur la plupart des circuits à semi-conducteurs, leurs modes de fonctionnement, leurs emplois habituels et leurs particularités. L'électronique moderne fait appel à des circuits de plus en plus nombreux, et un

simple coup d'œil à la table des matières permet de s'en convaincre : récepteurs, amplificateurs, appareils de mesure, automatismes et commandes diverses, émetteurs, machines à calcul, télévision, circuits spéciaux, et combien d'autres. Chaque chapitre donne une variété d'indications sur chaque point d'intérêt.

Bien que rédigé en américain, l'ouvrage se lit facilement, car la plus grande place a été réservée aux schémas, intrinsèquement explicites.

Professionnels et amateurs trouveront dans ce livre, le montage qui leur convient.

UN CLIGNOTANT A TUBE NÉON

Ce dispositif, utilisant un tube à néon ou un tube à décharge fonctionne à partir d'un convertisseur à transistor, alimenté par une batterie de 6 V. La fréquence propre de ce convertisseur est de 2,5 kHz environ, et le tube à gaz connecté aux bornes de l'enroulement n_3 s'illuminerait normalement d'une façon continue s'il n'existait pas un circuit comprenant C_1 avec, en série, une résistance ajustable de 10 Ω . Le courant de base du transistor charge C_1 , mais aussitôt que ce condensateur est chargé, aucun courant de base ne peut plus circuler et l'oscillation du convertisseur s'arrête, ce qui provoque l'extinction du tube alimenté. Ensuite, le condensateur C_1 se décharge et le convertisseur redémarre. La constante de temps du circuit est choisie de telle façon que l'illumina-

tion du tube se produise à des intervalles de une seconde, et que sa durée soit de 50 ms. Si l'enroulement n_3 doit alimenter un tube fonctionnant à tension élevée, un soin tout particulier doit être apporté à l'isolement, en prévoyant une couche de papier entre deux couches voisines de fil.

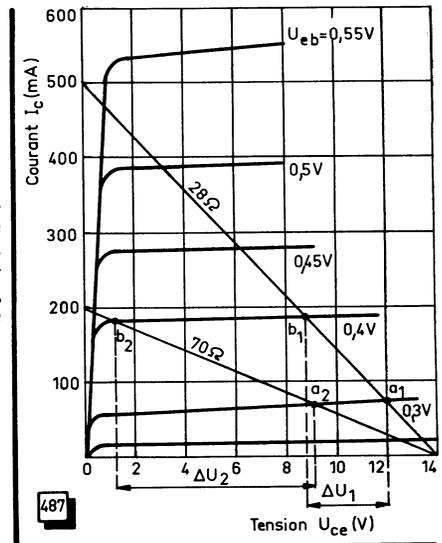
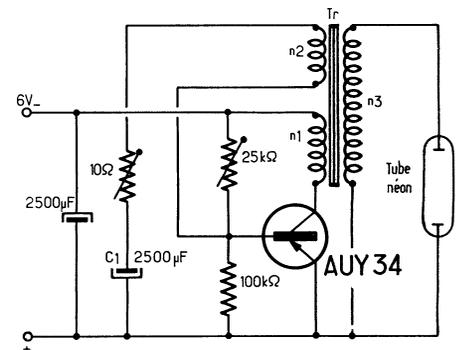


Fig. 487. — La détermination de l'ordre de grandeur du gain de tension à partir d'un réseau I_c/U_{ce} , avec U_{eb} comme paramètre.

Si l'on porte la valeur de R_c à 70 Ω , les points a_2 et b_2 nous donnent $\Delta U_2 \approx 8$ V et, par conséquent, $G_{te} = 80$. Il s'agit ici d'un transistor de moyenne puissance, dont le gain en tension est évidemment plus faible.

W. SOROKINE.



tion du tube se produise à des intervalles de une seconde, et que sa durée soit de 50 ms.

Si l'enroulement n_3 doit alimenter un tube fonctionnant à tension élevée, un soin tout particulier doit être apporté à l'isolement, en prévoyant une couche de papier entre deux couches voisines de fil.

Avec une tension d'alimentation de 6 V, un circuit magnétique Siferrit E, type B 68 241-A 0440-K 026 et une tension de sortie de 2 500 V en pointe, le nombre de spires à prévoir sera : 50 pour n_1 , en fil émaillé de 0,7 mm ; 12 pour n_2 , en fil émaillé de 0,25 mm ; 1 500 pour n_3 , en fil émaillé de 0,12 mm.

La consommation moyenne en courant d'alimentation est de 10 mA environ, avec le courant collecteur de pointe atteignant 2,6 A.

(Adapté d'une documentation Siemens.)

Quatrième partie : LES CIRCUITS LOGIQUES

(Suite : voir "Radio-Constructeur" n°s 227, 229, 230 et 240 à 242)

Pas de condensateurs !!

La solution de la figure 43 est parfaite pour les circuits en éléments « discrets » (il ne s'agit pas de la façon dont ces éléments observent le secret professionnel, mais du fait que ce sont des éléments séparés, diodes, résistances, condensateurs et transistors *séparés* que l'on a assemblés). Si l'on veut faire une réalisation du tout sous forme de circuit intégré, les choses changent. En effet, s'il y a un composant qui est bien la bête noire des réalisateurs de circuits intégrés, c'est bien le condensateur. En général, dans un circuit intégré, une résistance de 50 kΩ coûte aussi cher à réaliser (et tient autant de place) que 5 transistors ; un condensateur de 200 pF dans le même circuit coûte aussi cher et tient autant de place que 20 à 40 transistors. On cherche donc tous les moyens possibles pour éliminer cet « affreux » qu'est le condensateur dans les circuits intégrés : si on le remplace par dix transistors, on y a largement gagné.

C'est cette raison qui explique les schémas si bizarres que l'on rencontre dans les circuits intégrés. Pour un basculeur (assez perfectionné, il est vrai), on voit couramment une quinzaine de transistors, alors qu'il y a fort à parier que si un ingénieur réalisait un basculeur en éléments discrets en utilisant 15 transistors, il compromettrait fortement son avenir dans la situation qu'il occupe.

Aussi les spécialistes des circuits intégrés utilisent des schémas où l'on trouve souvent deux fois plus de transistors que de résistances, et d'où le condensateur est banni. Sans examiner tous ces schémas en détails, nous allons demander aux lecteurs un nouvel effort pour assimiler le fonctionnement du basculeur « master-slave » (« maître-esclave ») qui offre le triple avantage :

- d'être prodigieusement ingénieux ;
- de ne nécessiter aucun condensateur dans sa réalisation ;
- de ne pas nécessiter de mise en forme du signal qui l'attaque.

Forcément, comme les trois mousquetaires qui étaient quatre, le quatrième avantage existe aussi et c'est le suivant : quand on a compris la structure du « master-slave », on comprend facilement celle du « J-K », crème de la crème des basculeurs.

Le circuit "master"

Le circuit « master » est celui qui est représenté sur la figure 44, comprenant quatre circuits « nand », N_1 à N_4 , et un circuit « pas », P_1 .

Il faut tout de suite noter, car le fait est essentiel à retenir, ce point fondamental : le seuil haut du circuit P_1 est plus bas que tous les autres seuils « haut » des autres circuits. Autrement dit, quand on fait croître lentement la tension H en partant de zéro, la tension de sortie de P_1 , soit \bar{H} , passe de + E à zéro quand H arrive à une valeur f , bien inférieure à la valeur g pour laquelle H agit sur les circuits N_1 et N_3 . Donc, la valeur de tension d'entrée que le circuit P_1 « considère » comme étant 1 est « considérée » comme zéro par les circuits N_1 et N_3 .

Cela dit, considérons le circuit dans son ensemble. Nous voyons que les « nand » N_3 et N_4 sont montés en bistable R-S, exacte-

ment comme sur la figure 35, à cette différence près que les entrées R et S s'appellent ici a et b , les sorties s'appellent V et W.

Les circuits N_1 et N_2 vont jouer des rôles de « portes », un peu comme sur la figure 40, à cette différence près que ces portes ne sont pas commandées par les tensions de sortie du basculeur, mais par deux tensions indépendantes, A et B.

Nous supposons, pour commencer, que A et B sont complémentaires l'un de l'autre :

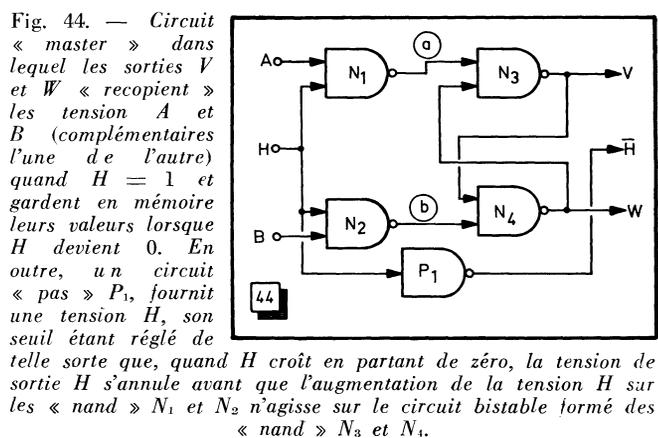
$$A = \bar{B} \text{ et } B = \bar{A}.$$

Supposons, en outre, que H soit égal à 1. On sait que, dans ce cas, les « nand » N_1 et N_2 jouent le rôle de deux circuits « pas ». On trouve donc, à leurs sorties :

$$a = \bar{A} \text{ (} = B \text{)} ;$$

$$b = \bar{B} \text{ (} = A \text{)}.$$

Une de ces deux valeurs, a ou b , est forcément zéro, puisque ces deux valeurs sont complémentaires. Si c'est a qui vaut zéro,



par exemple, cela signifiant que $A = 1$, $B = 0$ et $b = 1$, nous ne pourrions avoir que 1 à la sortie V du « nand » N_3 puisqu'il y a zéro sur une de ses entrées (entrée a).

Le « nand » N_4 a alors, sur son entrée du haut, un 1 (qui est V) et sur son entrée du bas un 1 (qui est b) : il a donc zéro à sa sortie : $W = 0$.

On voit que l'on a alors :

$$V = b = A = 1 ;$$

$$W = a = B = 0.$$

L'essentiel, dans cette série d'égalités, est que $V = A$ et $W = B$, égalités que nous avons établies dans un cas particulier, mais dont on voit de suite qu'elles sont aussi valables dans le cas opposé ($A = 0$, $B = 1$).

Donc, il suffit que H soit égal à 1 pour que le circuit soit, en quelque sorte, « transparent » : on retrouve sur ses sorties

V et W les tensions appliquées sur ses entrées A et B (rappelons que ses entrées sont attaquées par des tensions complémentaires). Si les tensions des entrées s'inversent, celles des sorties en font immédiatement autant. Avec $H = 1$, les « nand » N_3 et N_4 ne jouent plus tout à fait le rôle d'un vrai basculeur, mais d'un système qui transmet aux sorties, en les inversant, les tensions présentes sur les entrées a et b .

Amenons H à zéro

Supposons que nous ayons au départ, avec $H = 1$, un état où $A = 1$ et $B = 0$, ce qui implique, étant donné la « transparence » du circuit, que les sorties soient $V = 1$ et $W = 0$.

Annulons la tension appliquée en H. Les deux circuits N_1 et N_2 ne sont plus des inverseurs : ayant chacun un zéro sur une de leurs entrées, ils donnent chacun 1 sur leurs sorties. On a donc $a = 1$ et $b = 1$.

L'arrivée de ces 1 sur les entrées a et b du basculeur N_3-N_4 ne va nullement perturber ce dernier : il restera dans l'état où il avait été amené par celle des deux tensions (a ou b) qui était 0 avant que H s'annule, donc, dans le cas de notre exemple, V restera 1 et W restera 0.

Le circuit est maintenant insensible à ce qui peut se passer sur les entrées A et B : les tensions appliquées à ces entrées peuvent changer, V et W resteront immuables. Tout se passe comme si les sorties V et W, qui avaient semblé directement connectées aux entrées A et B, s'étaient trouvées « déconnectées » de ces entrées au moment où H s'est annulé.

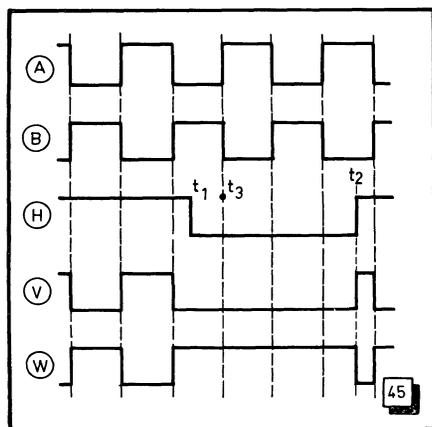
Les sorties vont donc « garder la mémoire » de ce qu'il y avait sur les entrées au moment de l'annulation de H.

En résumé, notre circuit « master » (ou, plus exactement, la partie de ce circuit composée des quatre « nand », partie que l'on retrouvera identiquement dans le « slave ») se comporte ainsi :

— quand $H = 1$, il est « transparent », tout se passe comme si ses sorties V et W étaient connectées directement à ses entrées A et B (dans la mesure où ces entrées sont attaquées par des tensions complémentaires) ;

— quand $H = 0$, le circuit a ses sorties qui sont « déconnectées » des entrées ; il garde en « mémoire » sur ses sorties les tensions qui étaient présentes sur ses entrées au moment de l'annulation de H.

Fig. 45. — Formes d'ondes illustrant les propriétés des quatre circuits « nand » du montage « master ». On a appliqué en A et B deux tensions rectangulaires en opposition de phase. Tant que H vaut 1 (jusqu'à t_1), on retrouve sur V la même tension qu'en A, sur W la même tension qu'en B. A partir de t_1 , H s'étant annulé, V et W gardent leurs valeurs, y compris au temps t_3 où A et B se modifient (mais alors, du fait de l'annulation de H, les sorties sont « déconnectées » des entrées). Quand H repasse à 1 (au temps t_2), les sorties doivent de nouveau « recopier » les entrées. Or, celles-ci sont alors opposées aux sorties, puisque, dans le cas particulier envisagé, les entrées ont changé trois fois entre t_1 et t_3 . Il y a donc, au temps t_2 , inversion des sorties, après quoi les sorties continuent à « recopier » les entrées.



En outre, quand H, partant de zéro, passe à 1, la sortie \bar{H} devient nulle pour une valeur f de H beaucoup plus petite que celle (g) qui est nécessaire pour que le circuit redevienne « transparent ». Quand H, partant de 1, redescend vers zéro, le phénomène de « déconnection » des sorties (le « passage en mémoire »), se fait pour une valeur g de H beaucoup plus élevée que celle

(f) pour laquelle la sortie \bar{H} passe à 1.

Par exemple, si $+E = 5$ V, il y aura, en partant de $H = 0$, une valeur de H de l'ordre de 0,3 V pour laquelle \bar{H} (la sortie de P_1) passera à zéro. Il faudra augmenter H jusqu'à 3 V pour que le circuit devienne « transparent ». En faisant redescendre la valeur de H, quand H passera par la valeur 3 V, il y aura déconnection des entrées et ce n'est que quand H sera arrivé à la valeur 0,3 V que la sortie \bar{H} de P_1 repassera à 1.

Pour bien illustrer le fonctionnement du circuit « master » (du moins de la partie qui comprend les quatre « nand »), nous avons supposé (fig. 45) que les deux entrées A et B du circuit « master » étaient attaquées par les sorties complémentaires Q et \bar{Q} d'un basculeur quelconque, fournissant des signaux carrés en opposition de phase.

Nous avons supposé, en outre, que l'entrée H était attaquée par une tension qui est :

- 1 jusqu'à l'instant t_1 ;
- 0 de l'instant t_1 à l'instant t_2 ;
- 1 après l'instant t_2 .

On voit que la sortie V « recopie » l'entrée A (pendant que W recopie l'entrée B) jusqu'à t_1 , et même, en apparence, jusqu'à l'instant t_3 , puisque ni A ni B ne changent entre t_1 et t_3 .

Après l'instant t_1 , V et W gardent les valeurs qu'ils avaient à l'instant t_1 , V restant 0 et W restant 1.

A l'instant t_2 , H redevant égal à 1, les deux sorties doivent de nouveau « recopier » les valeurs des tensions à l'entrée. Comme, dans le cas de notre exemple, les valeurs des entrées ont changé trois fois pendant que le circuit gardait en mémoire les valeurs qu'avaient ces entrées à l'instant t_1 , elles sont, à l'instant t_2 , opposées aux valeurs des sorties. Il y a donc, à l'instant t_2 , inversion des sorties, V passant immédiatement de 0 à 1 (puisque, à l'instant t_2 , $A = 1$) tandis que W passe immédiatement de 1 à 0.

Si, entre l'instant t_1 et l'instant t_2 , les tensions d'entrée avaient changé un nombre pair de fois, il n'y aurait pas eu de changement brusque des tensions de sortie V et W à l'instant t_2 : le circuit « master » se serait comporté comme une double « porte » qui n'aurait retransmis les tensions d'entrée sur les sorties que pendant que $H = 1$.

Le circuit « slave » est exactement le même que le « master », à cette seule différence près qu'il ne comporte pas l'inverseur P_1 .

Le « master-slave »

Considérons le montage de la figure 46, dans laquelle nous avons schématisé sous forme d'un simple carré « M » le circuit « master » de la figure 44 ; le circuit symbolisé par « S » est le « slave », identique au « master », à part l'absence de l'inverseur P_1 qui n'existe que dans le « master ».

Commençons par porter et maintenir H à zéro. Il y a donc la sortie H qui est au 1, amenant un 1 à l'entrée H' du « slave ». On peut en conclure que le « master » est déconnecté de ses entrées, le « slave » étant « transparent ». Nous aurons donc, du fait de cette transparence :

$$V' = A' ;$$

$$W' = B'.$$

Comme $A = W'$ et $B = V'$ (en raison des connexions établies entre les sorties de S et les entrées de M), on peut en conclure que les entrées de M sont opposées à ses sorties. Cela est possible, puisque, H étant nul, le circuit M est en mémoire, déconnecté de ses entrées.

Pour fixer les idées, nous supposons que, au début, on a $V = 1$ et $W = 0$. Le circuit S étant transparent, nous aurons :

$$V' = A' (= V = 1) ;$$

$$W' = B' (= W = 0).$$

Nous avons donc, du fait des connexions de S vers M :

$$A = 0 \text{ et } B = 1.$$

Faisons croître progressivement H : comme le montre la figure 47, H passe d'abord par la valeur f, pour laquelle \bar{H} s'annule. A ce moment, le circuit S, recevant sur son entrée H' une tension zéro, passe en mémoire ; il est déconnecté de ses entrées, mais la valeur de ses sorties ne change pas, pas plus que les valeurs des sorties de M ne changent.

Donc, à l'arrivée au point (1) de la figure 47, les deux circuits, aussi bien M que S sont en mémoire, déconnectés de leurs entrées.

Poursuivant son ascension (que c'est bien dit !), la tension H arrive à la valeur g. Alors, bien des choses vont changer. Le circuit M cesse d'être en mémoire, il devient transparent, il doit donc afficher sur ses sorties ce qu'il a sur ses entrées. Comme celles-ci sont respectivement

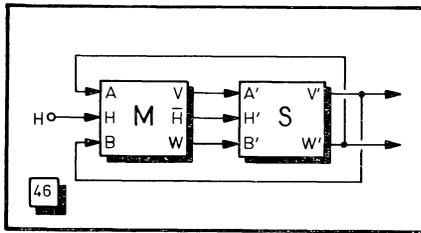
$$A = 0 \text{ et } B = 1,$$

et que les sorties sont :

$$V = 1 \text{ et } W = 0,$$

c'est-à-dire opposées aux entrées, les sorties vont s'inverser au moment où H franchit la valeur g, exactement comme cela

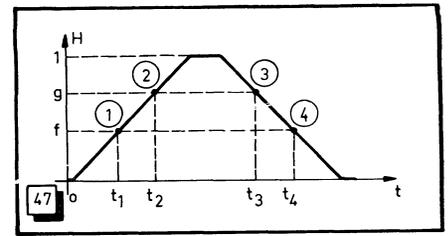
Fig. 46. — Basculeur « master-slave » dans lequel la commande appliquée en H provoque l'inversion des états des sorties du « master » M pendant la montée de H, puis celle des sorties du « slave » S pendant la descente de H.



s'était passé dans le cas de la figure 45 à l'instant t_2 . Nous allons donc avoir, une fois que l'évolution de H au cours du temps sera arrivée au point (2) (fig. 47) :

$$V = 0 \text{ et } W = 1.$$

Fig. 47. — Signal appliqué sur H. Au point (1), le circuit S est déconnecté de ses entrées ; au point (2) le circuit M devient « transparent » (ses sorties s'inversent), au point (3) le circuit M est déconnecté de ses entrées ; au point (4) le circuit S redevient « transparent » : ses sorties s'inversent.



Ces valeurs sont appliquées aux entrées A' et B' de S, qui sont donc, du fait du changement de ces valeurs, opposées aux valeurs des sorties V' et W' de S ; cela est possible, puisque S est en mémoire, ses entrées étant déconnectées de ses sorties puisque $H' = \bar{H} = 0$.

La tension appliquée en H peut monter plus haut, il ne se passera plus rien puisque les deux seuils f et g sont dépassés tous les deux. Mais, après avoir atteint sa valeur maximale, H va redescendre. On arrive au point (3) de la figure 47 et il ne se passera rien de bien visible, mais quelque chose aura tout de même eu lieu : le circuit M se trouve de nouveau en mémoire, déconnecté de ses entrées. Ses sorties restent ce qu'elles étaient, c'est-à-dire identiques à ses entrées ($V = A = 0$; $W = B = 1$), mais ces dernières peuvent maintenant se modifier sans que cela affecte les sorties.

Cette modification, c'est précisément ce qui va se produire quand la tension H, en diminuant, arrive au seuil f, c'est-à-dire sur le point (4) de la figure 47. En effet, à ce moment, la valeur de la sortie \bar{H} de M devient 1, et c'est le circuit S qui devient transparent : ses sorties doivent prendre alors les valeurs des entrées, V' doit devenir égal à A', c'est-à-dire passer de 1 à zéro, tandis que W', pour devenir égal à B', passe de 0 à 1.

Il s'ensuit une inversion des entrées A et B, A passant de 0 à 1 tandis que B, connecté à V', passe de 1 à 0 ; cela peut se faire sans affecter les sorties V et W du circuit M, celui-ci étant déconnecté.

On voit donc que, une fois que H a parcouru son cycle complet de montée et de descente, l'état de M et celui de S se sont inversés tous les deux ; il y a basculement complet de l'ensemble.

Il est fondamental de noter que, comme pour Alceste « le temps ne fait rien à l'affaire » : la tension H a pu monter aussi

Point (fig. 47)	(1)		(2)		(3)		(4)	
	t_1		t_2		t_3		t_4	
Instant (")	t_1		t_2		t_3		t_4	
Valeur de H	$H < f$	$f < H < g$	f	g	$H > g$	$f < H < g$	f	$H < f$
$H' (= \bar{H})$	1	0	0	0	0	0	1	1
Etat du :	déconnecté		transparent		déconnecté		transparent	
Circuit M	transparent		déconnecté		transparent		transparent	
Circuit S	transparent		déconnecté		transparent		transparent	
A (= W')	0	0	0	0	0	0	1	1
B (= V')	1	1	1	1	1	1	0	0
V	1	0	0	0	0	0	0	0
W	0	1	1	1	1	1	1	1
A' (= V)	1	0	0	0	0	0	0	0
B' (= W)	0	1	1	1	1	1	1	1
V'	1	1	1	1	1	1	0	0
W'	0	0	0	0	0	0	1	1

lentement que l'on veut et descendre de même, pourvu qu'elle ait franchi le seuil f en montant puis le seuil g en montant, puis ces deux mêmes seuils dans l'ordre inverse en descendant, elle a provoqué le basculement.

Essayons de nous y retrouver

Beaucoup de gens considèrent que ce fonctionnement, que nous venons d'expliquer, est horriblement compliqué et que l'on n'arrive pas à s'y retrouver avec toutes ces grandeurs qui changent en même temps. Il est possible de clarifier un peu tout cela par le tableau ci-contre, qui résume tout ce qui s'est passé dans l'ensemble du circuit.

Dans chaque ligne de ce tableau, une barre verticale épaisse indique que quelque chose change à l'instant correspondant. Par exemple, dans la ligne V , il n'y a de barre noire verticale qu'à l'instant t_2 : ce n'est qu'à cet instant qu'il y a changement, V passant de 1 (avant t_2) à 0 (après t_2).

Il y a, dans les huit dernières lignes du tableau, des répétitions ; puisque $A = W'$, $B = V'$, $A' = V$ et $B' = W$; ces huit lignes sont identiques deux à deux. On pourrait n'en utiliser que quatre, mais nous avons préféré, malgré la nécessité de ces répétitions, avoir quatre lignes distinctes pour le circuit M et autant pour le circuit S .

Le fonctionnement du « master-slave » n'est donc pas si compliqué qu'il y paraît à première vue : si l'on a bien en tête le fonctionnement du circuit « master » et les valeurs des seuils respectifs, l'examen du tableau permet de retrouver facilement ce qui se passe.

Encore plus perfectionné : le "J-K master-slave"

Le « master-slave » de la figure 46 change d'état chaque fois que l'on applique à H un signal qui monte de 0 à 1 et redescend de 1 à 0. En appliquant deux fois un tel signal, on revient à l'état initial.

Le basculeur que nous voulons réaliser maintenant doit pouvoir faire plus : il doit posséder deux entrées supplémentaires, que nous désignerons, comme tout le monde le fait, par les lettres J et K , ces entrées commandant le comportement du basculeur, suivant qu'on leur applique des 0 ou des 1.

Sa structure est à peine plus complexe que celle du circuit de la figure 46. Pour l'obtenir, il n'y a qu'à modifier légèrement le circuit « master » de la figure 44, en remplaçant les deux circuits « nand » N_1 et N_2 à deux entrées par deux circuits « nand » à trois entrées chacun (fig. 48).

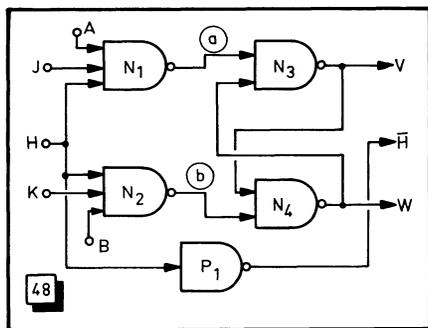


Fig. 48. — Modification du circuit « master » de la figure 44 pour pouvoir réaliser un basculeur « J-K ».

Comme dans le cas de la figure 44, le seuil de fonctionnement du circuit « pas » P_1 est très inférieur à celui pour lequel les « nand » N_1 et N_2 sont sensibles à la montée de H ; quand H croît en partant de zéro, la sortie H passe à zéro bien avant que la montée de H n'agisse sur N_1 ni sur N_2 .

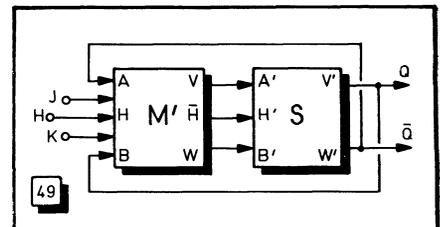
Le fonctionnement de ce nouveau « master » se ramène exactement à celui de l'ancien si on applique $J = K = 1$. En effet, dans un circuit « nand », une entrée ne compte pas si elle est au 1 ; un circuit « nand » à n entrées dont on maintient p entrées ($p < n$) à 1, se comporte comme s'il était simplement un « nand » à $n - p$ entrées.

Si l'on applique $J = K = 0$, comme tout circuit « nand » qui a un zéro à une des entrées donne 1 en sortie, nous aurons, quels que soient H , A et B , des sorties 1 en a et en b . Tout se passera donc comme dans un « master » où H est nul : il est déconnecté de ses entrées et garde la mémoire en sortie de ce qu'il affichait avant que a et b passent à 1.

Nous allons constituer notre nouveau basculeur comme l'indique la figure 49, dans laquelle M' désigne le nouveau « master » selon le schéma de la figure 48, S étant le « slave » rigoureusement identique à celui qui était utilisé dans le montage de la figure 46.

Un premier cas est particulièrement simple à étudier : celui où $J = K = 0$. Nous venons de voir que, dans ce cas, le « master » M' est insensible à l'action de H . Il affiche donc, sur ses sorties V et W deux valeurs complémentaires, que l'on retrouve sur les sorties de S , puisque, au départ, H étant égal à 1, le circuit S est transparent. Nous trouvons donc, sur les sorties de S , les mêmes tensions que sur les sorties de M' . Il est à noter que, sur notre schéma de la figure 49, nous avons désigné les sorties V' et W' du « slave » par les lettres Q et \bar{Q} ainsi que cela se fait généralement, puisque ces grandeurs sont toujours complémentaires.

Fig. 49. — Réalisation en « master-slave » du basculeur « J-K » où le fonctionnement est déterminé sans ambiguïté par les tensions des entrées J et K et par la commande en H .



Donc, dans le cas où $J = K = 0$, le basculeur a un certain état et il le garde, quel que soit le signal appliqué en H .

Un deuxième cas est également simple : celui où nous avons appliqué en J et K une tension qui correspond à 1 : nous avons vu que, dans ce cas, le circuit M' se réduit à un simple « master » classique, identique à M . L'ensemble du montage de la figure 49 se ramène alors exactement à celui de la figure 46, donc à un « master-slave » normal. Donc, dans ce cas, toute commande en H (montée de 0 à 1, suivie d'une descente de 1 à 0) se traduit par un changement d'état du basculeur, revenant à son état initial après deux commandes en H , ou après un nombre pair de commandes en H .

Quand J et K ne sont pas égaux

Jusqu'à présent, nous avons envisagé l'application de la même tension à J et K : soit 0 (le basculeur est alors bloqué dans un état donné) ; soit 1 (le basculeur est alors un « master-slave » classique).

Supposons maintenant que nous ayons appliqué 1 à J et 0 à K . Nous supposons, pour commencer, que le tout se trouve dans un état tel que $Q = 1$ et $\bar{Q} = 0$.

Dans ces conditions, du fait des couplages de V' (Q) à B et de W' (\bar{Q}) à A , nous avons, sur le circuit N_1 :

$$A = 0 (= \bar{Q}) \text{ et } J = 1.$$

Ce circuit, ayant un zéro sur une de ses entrées, donne 1 à sa sortie quel que soit H .

Il en va de même de N_2 qui a, sur son entrée B , un 1 (Q), mais un zéro sur son entrée K ; il donnera aussi 1 à sa sortie quel que soit H .

Le circuit va donc être insensible à l'action de H : une commande sur H le laissera dans l'état :

$$Q = J = 1 \text{ et } \bar{Q} = K = 0.$$

On montre tout aussi facilement que si, au départ, on avait eu $J = 0$ et $K = 1$, le basculeur se trouvant dans l'état initial

$Q = Q$ et $\overline{Q} = 1$, il serait resté dans cet état, puisque le « nand » N_1 se trouve « bloqué » par le 0 de J , le « nand » N_2 se trouvant « bloqué » par le 0 de Q , appliqué en B .

Nous arrivons donc à cette conclusion : si, au départ, le basculeur est dans un certain état et que l'on applique sur J la même tension que Q , sur K la même tension que \overline{Q} , le basculeur reste dans l'état où il se trouvait ; la commande en H n'agit pas sur lui.

Autrement dit, si le basculeur est au départ avec $Q = J$ et $\overline{Q} = K$, il y reste et n'est pas sensible à H .

Reste à envisager le cas où l'on a, au départ :

$$J = 1 \text{ et } K = 0, \text{ avec } Q = 0 \text{ et } \overline{Q} = 1.$$

On peut déjà préciser que, dans ce cas, on a, au départ : $V = 0$ et $W = 1$. En effet, puisque, initialement H est égal à 1, le circuit S est transparent, donc $Q = V' = A' = V (= 0)$ et $\overline{Q} = W' = B' = W = 1$.

Le circuit N_2 a déjà un zéro sur une de ses entrées (K) ; il en a même un autre sur une entrée ($B = Q$). De toutes façons, il est insensible à l'action de H et affiche toujours, à sa sortie, $b = 1$.

Il n'en va pas de même du circuit N_1 . Il a, sur son entrée A , un 1 (venant de \overline{Q}) et, sur son entrée J , un 1. Il n'y a, au départ, que son entrée H qui reçoit un zéro.

Donc, quand nous allons faire croître H , il y aura d'abord, quand H franchira la valeur f , passage de \overline{H} à zéro, déconnectant le circuit S , puis, quand H va arriver au seuil g , le circuit N_1 « verra » trois 1 sur ses trois entrées ($J = 1, A = \overline{Q} = 1, H = 1$). Sa tension de sortie, a , va donc passer à zéro. La tension de sortie de N_2 passe automatiquement à 1, puisque N_2 reçoit un zéro sur une de ses entrées. La tension de sortie de N_1 passe automatiquement à 0, puisque N_1 , qui recevait déjà un 1 sur son entrée b , reçoit un 1 sur son entrée supérieure. Nous avons donc passage de V de 0 à 1, et passage de W de 1 à 0.

Cela n'agit pas sur S qui est déconnecté.

Diminuons maintenant H : le seuil supérieur, g , est franchi le premier et rien de visible ne se passe ; il y a seulement déconnection du circuit M' (la tension a est repassée à 1) et les sorties de M' restent :

$$V = 1 \text{ et } W = 0.$$

Diminuons encore H : le seuil inférieur, f , va être franchi le second, provoquant le passage à 1 de \overline{H} , c'est-à-dire le passage de S en état « transparent ». Puisque, à cet instant, les entrées de S sont opposées à ses sorties, celles-ci s'inversent et l'on a alors :

$$\begin{aligned} Q (= V' = A' = V) &= 1 ; \\ \overline{Q} (= W' = B' = W) &= 0. \end{aligned}$$

Le basculeur est donc arrivé dans un état où $Q = J$ et $\overline{Q} = K$, et nous avons déjà vu que, dans ce cas, il est devenu insensible à l'action de H ; il restera donc dans cet état lors des commandes ultérieures appliquées en H .

Un raisonnement rigoureusement symétrique, que nous ne répétons pas ici pour ne pas alourdir abusivement l'exposé, montrerait que si l'on avait eu, finalement :

$$J = 0 \text{ et } K = 1, \text{ avec } Q = 1 \text{ et } \overline{Q} = 0,$$

une action sur H aurait amené la sortie, au moment où H serait repassé par la valeur f en redescendant, à s'inverser pour prendre la valeur :

$$Q = 0 \text{ et } \overline{Q} = 1.$$

Où en sommes-nous ?

Nous avons établi ce qui suit :

1° Quand J et K sont nuls tous deux, le basculeur reste dans l'état où il était, la commande en H n'agit pas ;

2° Quand J et K valent 1 tous deux, l'état du basculeur s'inverse à chaque commande sur H ;

3° Quand J et K ne sont pas identiques, l'un valant 1 et l'autre 0, deux cas sont à envisager :

a) le basculeur était initialement dans un état tel que $Q = J$ et $\overline{Q} = K$: il reste alors dans cet état et est insensible à une commande en H (ou à plusieurs commandes successives en H) ;

b) le basculeur était initialement dans un état tel que $Q = K$ et $\overline{Q} = J$: il change alors d'état à la première commande en H , pour devenir tel que $Q = J$ et $\overline{Q} = K$, et reste dans cet état lors des commandes ultérieures de H .

Tout cela peut se résumer en un tableau de vérité, comme pour un simple circuit logique (avec des conventions particulières). Ce tableau est le suivant :

J	K	Q_{n+1}	\overline{Q}_{n+1}
0	0	Q_n	\overline{Q}_n
1	1	\overline{Q}_n	Q_n
1	0	1	0
0	1	0	1

Dans ce tableau, Q_n et \overline{Q}_n désignent les états des sorties Q et \overline{Q} après l'arrivée de la n^e commande en H ; Q_{n+1} et \overline{Q}_{n+1} désignent les états de ces mêmes sorties après l'arrivée de la $(n+1)^e$ commande en H .

Autrement dit, la première ligne signifie que, si $J = K = 0$, l'état des sorties après la $(n+1)^e$ commande en H est le même qu'après la n^e : la commande n'a pas agi.

La deuxième ligne signifie que, si $J = K = 1$, l'état de la sortie Q après la $(n+1)^e$ commande en H est celui qu'avait la sortie \overline{Q} après la n^e : la commande a fait changer l'état de Q , quel qu'ait été cet état auparavant ; de même on voit que l'état de la sortie \overline{Q} après la $(n+1)^e$ commande en H est celui qu'avait la sortie Q après la n^e ; l'état de la sortie \overline{Q} s'est donc inversé, quel qu'ait été l'état de sortie avant la $(n+1)^e$ commande en H .

La troisième ligne montre que, si $J = 1$ et $K = 0$, on arrivera, après la commande $(n+1)$ en H , à l'état $K = 1$ et $\overline{Q} = 0$ quel qu'ait été la valeur de Q et celle de \overline{Q} avant le signal en H (si Q et \overline{Q} avaient déjà ces valeurs, il ne s'est rien passé, si les sorties n'avaient pas ces valeurs, la commande en H les a fait s'inverser).

La quatrième ligne s'interprète d'une façon analogue à la troisième.

(A suivre)

J.-P. CEHMICHEN.

L'agence **Eurocontrol** a fait connaître son intention de confier à la **CSF** la réalisation de la nouvelle station radar secondaire de Leerdam, située à une soixantaine de kilomètres au sud d'Amsterdam.

La **CSF**, à qui le gouvernement hollandais a déjà confié un contrat pour la réalisation du radar primaire de Leerdam, fournira ainsi l'ensemble des matériels de détection radar de cette nouvelle station.

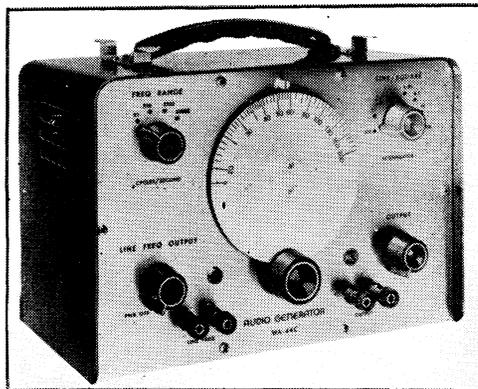
Les matériels du radar secondaire de Leerdam comprendront une station principale doublée, dont l'antenne sera superposée à l'antenne du radar primaire, et une station satellite composée d'un système interrogateur doublé et d'un aérien autonome, assurant ainsi la permanence du service radar secondaire.

NOUVEAUTÉS



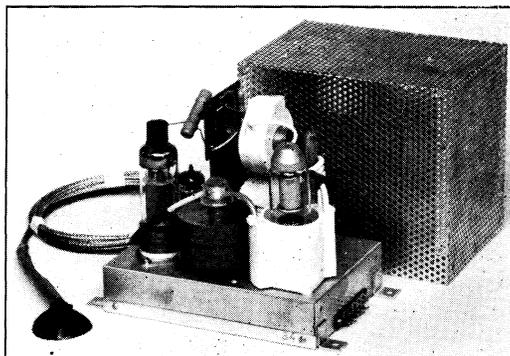
Composants - Appareils de mesure - Récepteurs

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



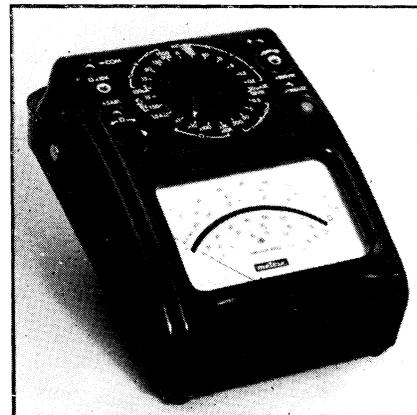
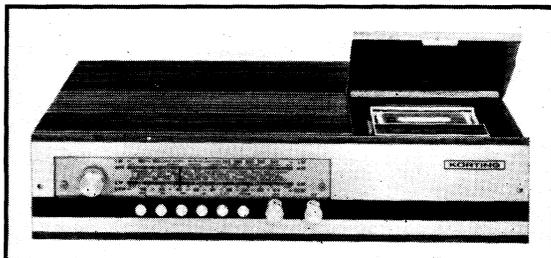
Générateur de signaux B.F. sinusoïdaux ou rectangulaires, type WA-44 C, couvrant en 4 gammes les fréquences de 20 Hz à 200 kHz, chaque gamme présentant un rapport de 10 entre ses fréquences extrêmes. La tension de sortie ne varie pas de plus de 1,5 dB entre 30 Hz et 100 kHz, la précision de l'étalonnage étant de l'ordre de $\pm 5\%$. La tension de sortie est de 8 V sur 100 k Ω et 75 pF de charge en signal sinusoïdal, et de 10 V c. à c. en rectangulaire. La distorsion harmonique ne dépasse pas 0,25 % sur toutes les gammes. Double atténuateur, décimal à quatre positions et progressif. Dimensions: 180 x 155 x 270 mm. Poids : 2,5 kg (RCA, 9, rue Ernest-Cognac, 92-Levallois).

Alimentation T.H.T. 25 kV utilisable pour certains procédés industriels (peinture électrostatique, métallographie, essais de claquage, etc.) qui exigent des tensions élevées, et pour des tubes cathodiques. Peut fournir un courant maximal de 200 μ A. La T.H.T. est obtenue à partir d'un oscillateur de relaxation fournissant une tension en dents de scie à la fréquence de 900 Hz. Ces impulsions sont appliquées à la grille d'une pentode qui attaque un autotransformateur élévateur. Alimentation : 350 V-50 mA et 6,3 V-1,5 A (R.T.C., 130, av. Ledru-Rollin, Paris-11^e).

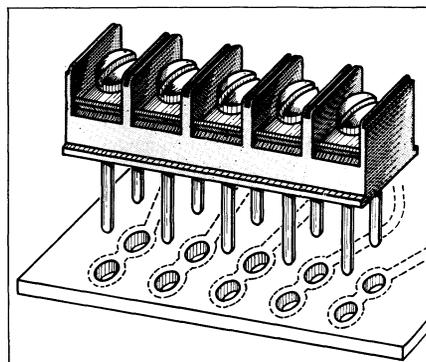


Démodulateur DMVS 100, permettant la réception des émissions O.R.T.F. en V.H.F. et U.H.F. et la démodulation des signaux vidéo et B.F., qui sont disponibles sur deux sorties. Il est ainsi possible d'alimenter un ou plusieurs moniteurs vidéo/son. L'appareil est entièrement transistorisé. Sensibilité : 10 à 15 μ V en vision et 2 μ V pour le son. Sorties : 1 V c. à c. sur 75 Ω en vidéo et 1 V eff. sur 600 Ω pour le son (SCHNEIDER, 12, rue Louis-Bertrand, 94 - Ivry-sur-Seine).

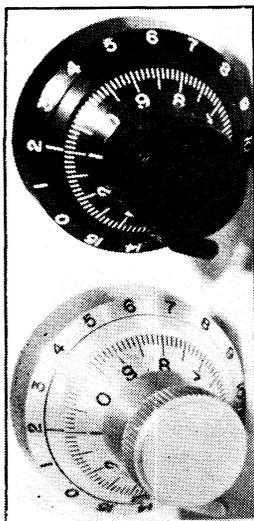
Combiné « Cassettes Super 69 », comprenant un récepteur complet à quatre gammes (avec FM) et un magnétophone à cassettes. Equipé de 19 transistors, 9 diodes et 2 redresseurs. Haut-parleur 90x150 mm et puissance de sortie 2,5 W, en radio ou en magnétophone. Correction de tonalité. Alimentation secteur. Moteur d'entraînement réglé électroniquement. Dimensions : 490 x 100 x 270 mm (KORTING, 48, bd de Sébastopol, Paris-3^e).



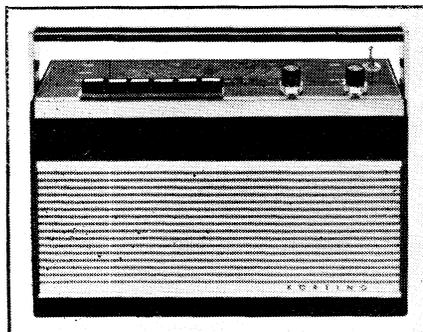
Contrôleur professionnel MX 211 A, pour tensions continues de 0,1 à 1500 V (pleine déviation) en 9 calibres avec 20 k Ω /V, pour tensions alternatives de 5 à 1500 V en 6 calibres avec 6320 Ω /V et pour intensités continues de 50 μ A à 5 A en 6 calibres. Chute de tension de 100 mV (sur 50 μ A) à 730 mV (sur 5 A). Mesure des intensités alternatives de 150 μ A à 1,5 A en 4 calibres, avec la chute de tension de 4,75 V à 1,15 V. Mesure des résistances de 1 Ω à 20 M Ω en 5 gammes avec le milieu de l'échelle correspondant à 31,6 Ω , 316 Ω , 3160 Ω , 31,6 k Ω et 316 k Ω . Dimensions : 130 x 80 x 210 mm (METRIX, B.P. 30, 74 - Annecy).



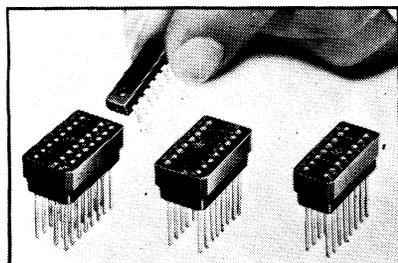
Bornes de raccordement à vis pour circuits imprimés au pas de 5,08 mm, livrables sous forme de réglettes à 2, 5 ou 10 plots, facilement séparables au couteau. Chaque réglette est constituée par un corps isolant en matière thermoplastique à point de ramollissement élevé. Les queues à souder, passant dans les trous de 1,3 millimètres, assurent le contact électrique et la fixation de la réglette. Le raccordement des conducteurs s'effectue par serrage à vis sous étrier (H. POUYET, 15, rue de la Montjoie, 93 - La Plaine Saint-Denis).



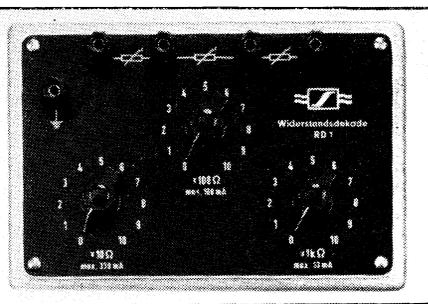
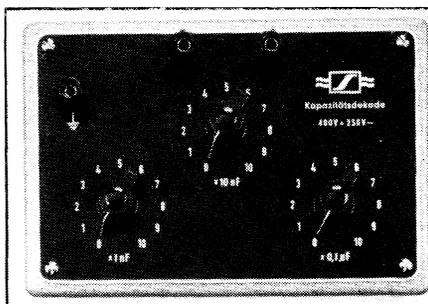
Cadrans de réglage analogiques miniatures et multitours, type « Kilo-Dial » (15 à 16 tours), s'adaptant à tous les axes de potentiomètres standards. Le diamètre du cadran ne dépasse pas 25 mm et permet une lecture facile de 1000 points sur 15 tours. Ces cadrans existent aussi avec marques fluorescentes pour les opérations dans l'obscurité (KYNMORE ENGINEERING Co, LTD, Buckingham Street, Londres WC 2, Angleterre).



Récepteur portable type TR 843, pour la réception de trois gammes d'ondes, dont la bande FM. Equipé de 10 transistors et de 6 diodes diverses. Haut-parleur de 100 mm et puissance de sortie 1,3 W. Commandes par clavier à 6 touches : G.O., P.O. ; FM ; Antenne/C.A.F. ; Tonalité (coupure d'aiguës) ; Marche-Arrêt. Stabilisation en température efficace entre -10°C et $+50^{\circ}\text{C}$. Alimentation par deux piles 4,5 V type « lampe de poche ». Dispositif stabilisateur de la tension d'alimentation permettant l'utilisation de la batterie jusqu'à 4,5 V. Prises : antenne/terre ; P.U./magnétophone ; H.P. extérieur ; alimentation secteur. Dimensions : $280 \times 170 \times 90$ mm (KORTING, 48, bd de Sébastopol, Paris-3^e).



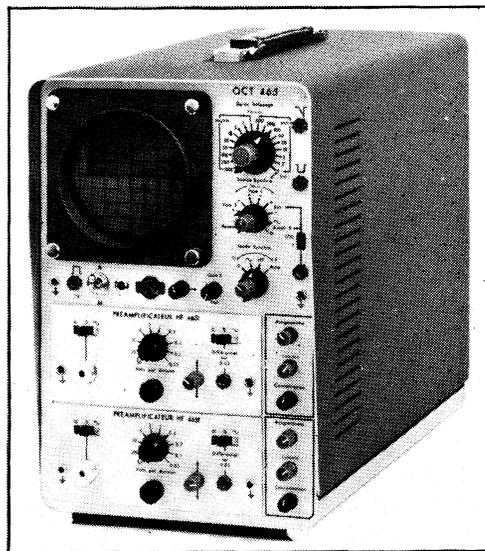
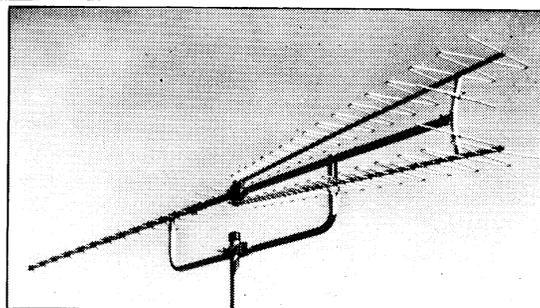
Connecteurs microminiatures pour circuits intégrés, à fils de sortie plats ou ronds. Existent en multiples variantes pour circuits à 14 ou 16 sorties, à l'écartement $2,54 \times 5,08$ mm ou $2,54 \times 7,62$ mm, etc. Résistent à des températures jusqu'à 150°C (TEXAS INSTRUMENTS, 118, r. du Rhône, Genève, Suisse).



Décades de résistances (types RD 1 et RD 2) et de capacités (CD 1). La décade RD 1 couvre les valeurs de résistance de 0 à $11,1 \text{ k}\Omega$ par bonds de 10Ω . La décade RD 2 couvre de 0 à $11,1 \text{ M}\Omega$, par bonds de $10 \text{ k}\Omega$. La précision, pour les deux, est de $\pm 2 \%$ et la dissipation de 1 W. La capacité parasite entre deux bornes

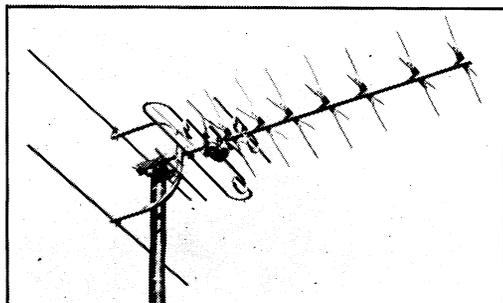
de sortie voisines est de 2 pF et celle entre chaque borne et la masse de 8 pF . La décade CD 1 couvre de 0 à $1,11 \mu\text{F}$ par bonds de 1 nF (précision 2 %). Tension de service : 400 V. Dimensions des décades RD : $190 \times 130 \times 60$ millimètres. Décade CD 1 : $190 \times 130 \times 90$ mm (SENNHEISER, 48, bd de Sébastopol, Paris-3^e).

Antenne U.H.F. à grand rendement, type « Dezi-Pfeil ». Elle existe en trois versions : 25 éléments (gain 8,5 à 11 dB) ; 43 éléments (gain 10 à 13 dB) ; 97 éléments (gain 12 à 16 dB). Chacun de ces modèles est du type à large bande, c'est-à-dire couvrant les canaux 21 à 60. Pour chaque modèle, le gain augmente à peu près régulièrement avec la fréquence. Le rapport AV/AR varie de 21 à 29 dB pour les trois modèles (KATHREIN, Postfach 260, 82 - Roscnheim/Obb., Allemagne).



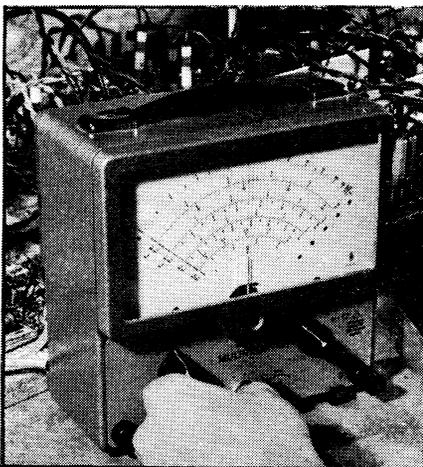
Oscilloscope portable bicanon, type OCT-465, entièrement transistorisé. Equipé d'un tube E 10-12, à tension de post-accélération de 3000 V. Amplificateurs V passant de 0 à 15 MHz à 3 dB. Sensibilité : 50 mV/cm à 50 V/cm , en 10 positions 1, 2, 5... Impédance d'entrée : $1 \text{ M}\Omega$ avec 30 pF en parallèle. Base de temps relaxée ou déclenchée. Vitesse de balayage variable de 500 ms/cm à $1 \mu\text{s/cm}$ en 18 positions. Expanseur de gain de rapport 1 à 5. Synchronisation à choisir (source et signe) par commutateur : voie 1 ; voie 2 ; réseau ; extérieur. Amplificateur horizontal : bande passante 0 à 700 kHz ; sensibilité (réglable) 0,1 à 10 V/cm . Impédance d'entrée : $1 \text{ M}\Omega$ avec 25 à 35 pF en parallèle. Nombreux tiroirs interchangeables utilisables : grand gain ; entrée différentielle ; commutateur électronique, etc. Alimentation sur secteur 117 à 234 V et consommation 60 VA environ. Dimensions : $470 \times 336 \times 213$ mm. Poids : 13 kg (CRC, 5, rue Daguerre, 42 - Saint-Etienne).

Antenne universelle, pour bandes III, IV et V, type « Europe UC 35 ». En V.H.F., son gain varie entre 5,3 dB environ à 175 MHz et 6,5 dB à 230 MHz. En U.H.F., le gain est nettement plus important : 8 dB à 470 kHz et quelque 12,5 dB à 720 MHz. Le rapport AV/AR maximal est de 19 dB en V.H.F. et de 25 dB en U.H.F. Le diagramme horizontal de directivité présente une ouverture minimale de 66° en V.H.F. et de 31° en U.H.F. Dans la même série il existe également une antenne aux performances plus modestes : type UC 12 (FUBA, représenté en France par TEC-FRANCE S.A., 38, rue de Trévise, 59-Lille).

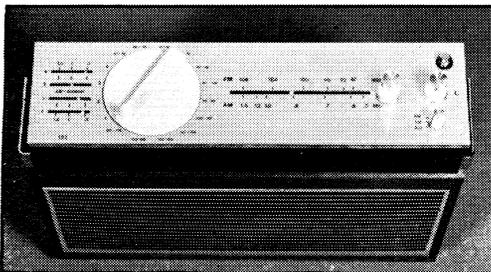




Ensemble lecteur de cassettes type LC 100. Commande par une seule touche : arrêt ; bobinage rapide ; lecture. Alimentation 9 V. Encombrement : 118 X 130 X 32 mm (ARENA, 33, av. Faidherbe, 93 - Montreuil-sous-Bois).

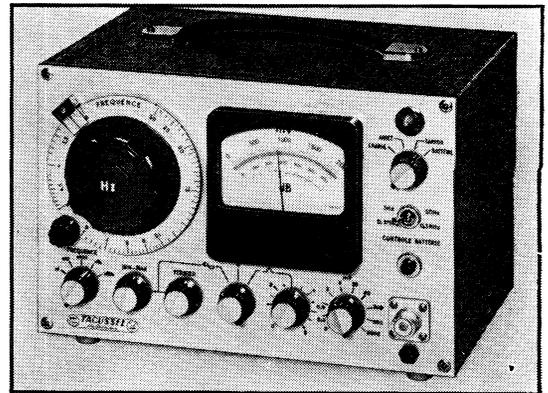


Voltohmètre électronique type « Multitron », mesurant les tensions continues et alternatives de 1,5 V à 1500 V en 7 gammes. En continu, la résistance d'entrée est de 21 M Ω sur toutes les gammes. En alternatif, les mesures sont possibles de 30 Hz à 3 MHz avec la sonde utilisée en continu, ou jusqu'à 250 MHz avec une sonde spéciale. En continu, la mesure des tensions jusqu'à 30 kV est possible avec une autre sonde spéciale. La mesure des résistances est possible entre une fraction d'ohm et quelque 1 000 M Ω , les points milieu pour les sept gammes correspondant à 10 Ω , 100 Ω , 1 000 Ω , etc. (SIEMENS-FRANCE, 128, rue du Faubourg Saint-Honoré, Paris-8).

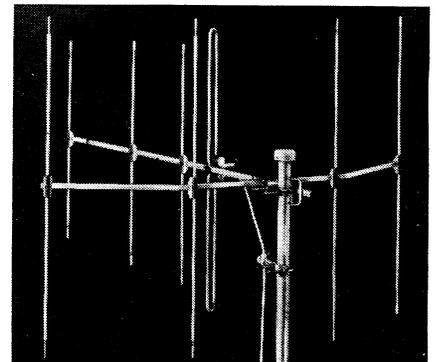


Prototype d'un récepteur de radiodiffusion équipé d'un bloc d'accord type 152 permettant d'obtenir, par un contacteur rotatif, 12 émetteurs en FM et 4 en P.O. On utilise, pour l'accord de tous les circuits, des diodes-capacités du type BA 163 (INTERMETALL), qui offrent un rapport C_{max}/C_{min} atteignant 25. Le bloc d'accord 152 utilise 12 potentiomètres ajustables et son principe peut être étendu à un sélecteur de canaux TV (SEL, représenté en France par SICOPEL, 143, bd Saint-Denis, 92-Courbevoie).

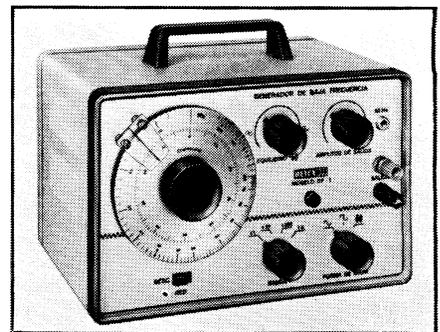
Générateur de signaux sinusoïdaux et rectangulaires, type GBF-9, entièrement transistorisé, couvrant les fréquences de 3 Hz à 300 kHz en 5 gammes, avec une gamme supplémentaire 300 kHz - 3 MHz sur demande. Taux de distorsion inférieur à 0,1 %. Tension de sortie : 0 à 2 V eff. en sinusoïdal ; 0 à 5 V c. à c. en rectangulaire. Temps de montée et de descente (signaux rectangulaires) : environ 100 ns. Stabilité de fréquence meilleure que $\pm 0,5$ % pour ± 15 % de variation du secteur et une variation de 0 à 40 °C de la température ambiante. Dimensions : 270 X 180 X 170 mm (S.O.L.E.A.-TACUSSEL, 2 et 4, rue Carry, 63-Lyon).

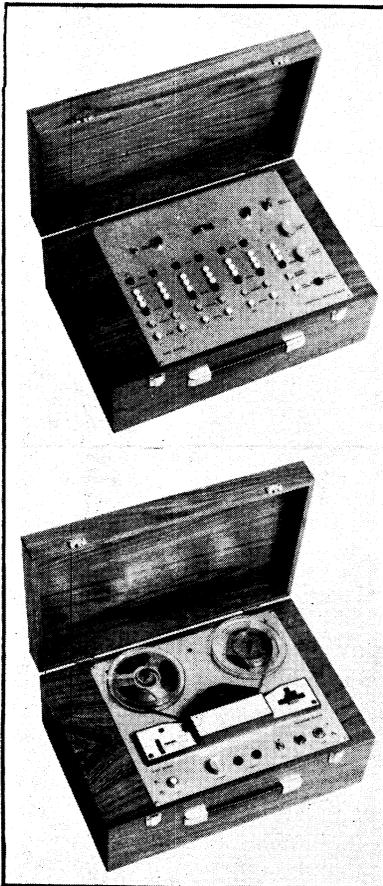


Antenne type « Fesa V 8 Ha », pour la réception des émetteurs à polarisation verticale dans la bande III, utilisable dans les endroits où les conditions de réception sont suffisamment satisfaisantes. Son système de 4 réflecteurs lui confère un rapport AV/AR élevé, ce qui est souvent nécessaire, même si l'on se trouve en vision directe d'un émetteur, afin d'assurer une image dépourvue de « fantômes ». La fixation au mât se fait en arrière des réflecteurs, de façon à ne pas perturber le diagramme vers l'avant. Cette antenne existe en deux variantes : pour canaux 5 à 8 et pour canaux 8 à 12 (HIRSCHMANN, Postfach 110, 73-Esslingen am Neckar, Allemagne).



Générateur de signaux sinusoïdaux et rectangulaires, type BF 1, couvrant en 4 gammes la bande de 20 Hz à 200 kHz (20 à 200 Hz ; 200 à 2 000 Hz ; 2 à 20 kHz ; 20 à 200 kHz). Distorsion inférieure à 1 % de 20 Hz à 20 kHz. Tension de sortie : 10 V eff. sur 10 k Ω en sinusoïdal ; 8 V c. à c. sur 10 k Ω en rectangulaire, avec un temps de montée de l'ordre de 0,3 μ s. Dimensions : 240 X 150 X 150 mm. Poids : 3 kg environ (RETEX-TERALEC, 51, rue de Gerゴvie, Paris-14).





Laboratoire portable de langues, type « Maitre », comprenant un central professeur avec un micro-casque combiné, un magnétophone maître et 6 positions d'élèves, chacune avec un micro-casque combiné. Il permet la diffusion de trois programmes dont un provenant du magnétophone « maître » et deux autres de sources extérieures : magnétophone, électrophone, etc. Il permet aussi : la surveillance discrète du professeur sur le travail de chaque élève ; l'appel du professeur à partir de chaque position d'élève ; communication par microphone entre le professeur et un élève en particulier, ou un groupe d'élèves, ou encore tous les élèves ; possibilité pour le professeur d'effectuer des copies de ses programmes ; commande à distance par le professeur des magnétophones d'élèves (SATI, 10, bd Edgar-Quinet, Paris-14).

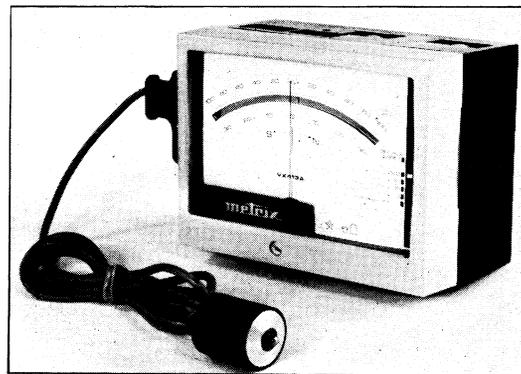
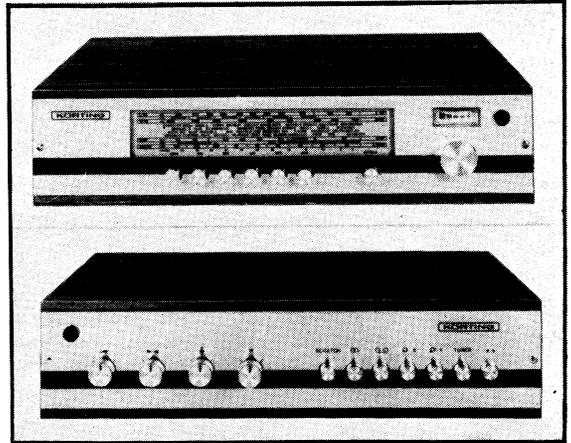


La diode de commutation G42, à cathode oxydée stable, est un nouvel élément pour les circuits temporisateurs électroniques. Cette diode se présente sous forme d'une ampoule de 30 mm de longueur et 9 mm de diamètre au maximum. Elle peut être utilisée ou stockée à des températures comprises entre -20°C et $+80^{\circ}\text{C}$. Sa tension d'amorçage se situe autour de 155 V et son signal utile (différence entre les tensions d'amorçage et d'entretien) atteint 100 V env., ce qui suffit pour commander un relais puissant (CERBERUS-SPETELEC, 12, rue Le Chatelier, Paris-17^e).



Voltohmètre électronique type UV 4, entièrement transistorisé et permettant les mesures suivantes : tensions continues de 0,3 à 1 000 V en 7 gammes et avec une résistance d'entrée de $30\text{ M}\Omega$; intensités continues de 0,3 à 1 000 mA en 6 gammes, avec une chute de tension maximale de 0,316 V ; résistances en 7 gammes, avec le point milieu du cadran correspondant à 10 Ω , 100 Ω , etc. ; Tensions alternatives avec la sonde HK 4, de 0,05 V à 240 V eff. (première gamme : 0,3 V), la bande passante étant de 200 kHz à 300 MHz. Alimentation sur secteur (consommation 5 VA) ou sur piles ou accumulateurs (12 V). Dimensions : 300 x 218 x 176 millimètres (GRUNDIG-FRANCE, 89, av. Marceau, 92-Courbevoie).

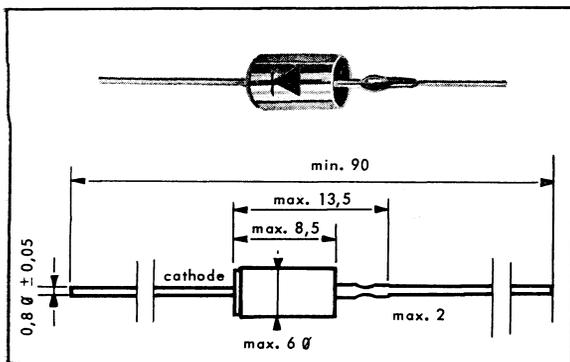
Chaîne Hi-Fi constituée par le tuner stéréo T 500 et l'amplificateur A 500, les deux entièrement transistorisés. Le tuner couvre les gammes G.O., P.O., O.C. (5,85 à 7,4 MHz) et la bande FM. Il est équipé d'un décodeur stéréo et comporte 12 transistors, 11 diodes et 1 redresseur. L'amplificateur permet une puissance de sortie de $2 \times 10\text{ W}$ en régime sinusoïdal, sur 4 Ω . Il est équipé de 21 transistors et 1 redresseur, et comporte un clavier à 7 touches : stéréo ; scratch ; magnétophone ; P.U. 1 ; P.U. 2 ; tuner ; marche-arrêt. La commande de volume est à correction physiologique et les commandes séparées de graves et d'aiguës portent sur $\pm 15\text{ dB}$. Dimensions : 360 x 90 x 230 mm. (KORTING, 48, bd de Sébastopol, Paris-3^e).



Mesureur de champ magnétique, type VX 413 A, permettant d'évaluer la direction, le sens et l'amplitude d'un champ magnétique continu, ou la forme, la fréquence et l'amplitude d'un champ alternatif. On peut donc, à l'aide de cet appareil, localiser et mesurer des fuites au niveau des sections étroites et des entrefers des circuits magnétiques, mesurer l'aimantation rémanente, vérifier la démagnétisation des pièces mécaniques, etc. Le principe de la mesure consiste à placer la sonde de l'appareil dans l'axe du champ magnétique à identifier. Alimentation du pont de mesure par 4 piles 1,5 V. Dimensions : 147 x 76 x 105 mm (METRIX, B.P. 30, 74-Anancy).

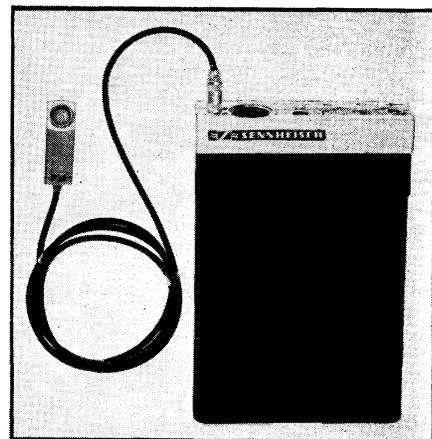
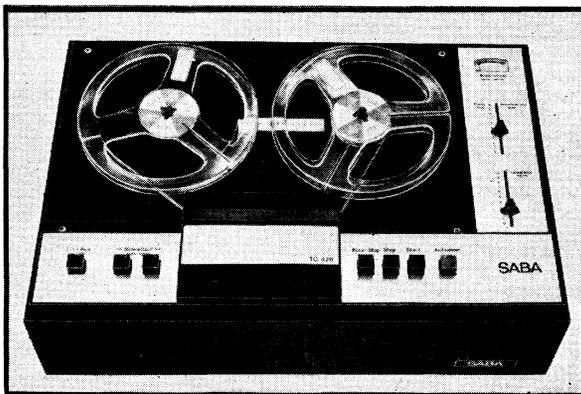
Boîte d'assortiment VITRAMON, comprenant un échantillonnage de condensateurs de cette marque, avec bons de remplacement préparés. Dès que l'une des valeurs est épuisée, il suffit de cocher la valeur correspondante sur le bon et de renvoyer ce dernier directement à l'usine. Une fois la première série de bons épuisée, on peut la renouveler en commandant des bons supplémentaires à volonté. L'assortiment (300 au total) comprend 20 valeurs différentes de « céramiques », entre 22 pF et 10 nF, chaque valeur étant représentée en fonction de la fréquence de son utilisation : 10 de 22 pF ; 5 de 33 pF, etc. (SPETELEC, 12, rue Le Chatelier, Paris-17^e).



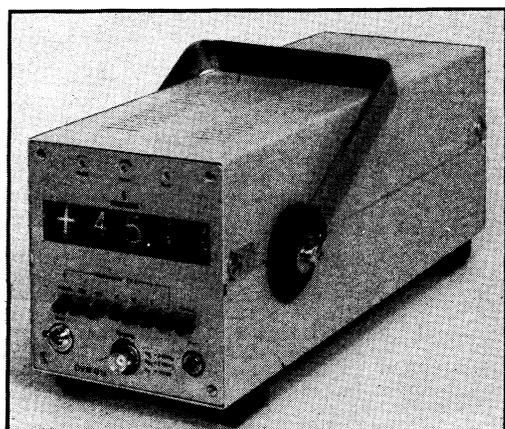


Diodes à jonctions nues, au silicium, de la série JCN 1, JCN 2, etc., conçues pour les ensembles d'alimentation où l'espace disponible est limité. Elles permettent le passage d'un courant direct de 1 A (à 50 °C amb.) et supportent une tension inverse nominale de 100 V (JNC 1) à 700 V (JNC 7). Le courant direct à 100 °C amb. peut encore atteindre 0,5 A. Toutes ces diodes admettent un courant de surcharge (pendant 60 ms) de 6 A. Enfin, le courant inverse nominal, à 25 °C est de l'ordre de 15 μ A (COGIE, 3 et 5, bd Anatole-France, 93-Aubervilliers).

Nouveau magnétophone, type TG 420, de qualité remarquable et de prix très « compétitif », puisqu'il est vendu, en Allemagne, au prix de 298 DM, soit l'équivalent de 375 F environ. Il fonctionne en position verticale ou horizontale, utilise des bobines de 180 mm et permet un fonctionnement de 2 x 2 heures, avec ses deux pistes. Il est muni d'un VU-mètre et permet une écoute de contrôle pendant l'enregistrement. Sa puissance de sortie atteint 5 W. Dimensions : 490 x 175 x 330 mm. Poids : 8 kg env. (SABA, représenté en France par DRIVA, 14, rue de Schertz, 67-Strasbourg-Meinau).



Emetteur de poche, type SK 1007, pour studios de télévision (ou autres utilisations). Fréquence porteuse ajustable entre 30 et 45 MHz. Puissance H.F. de sortie : 100 mW. Modulation en fréquence avec une excursion de 40 à 75 kHz. Bande passante B.F. : 60 Hz à 17 kHz. Alimentation par 3 piles de 9 V. Cet émetteur peut être associé à des microphones de types très différents. Dimensions : 235 x 87 x 136 mm. Poids : 400 g env. (SENNHEISER, 48, bd Sébastopol, Paris-3^e).



★
Voltmètre digital, type DVM-01, pour la mesure des tensions continues de 1 à 300 V. On voit, sur le panneau avant, en dehors du dispositif d'indication numérique à 4 chiffres, avec le signe de polarité et la virgule, l'entrée de la tension à mesurer, ainsi que le clavier de commande pour la commutation des sensibilités : 1, 3, 10, 30, 100 et 300 V. Le choix de la sensibilité peut également être automatique. Une sortie pour connecter à 50 contacts existe à l'arrière, et permet l'attaque d'une imprimante, par exemple, ainsi que la commande de l'appareil à distance (SIEMENS-FRANCE, 128, rue du Fg-St-Honoré, Paris-8^e).

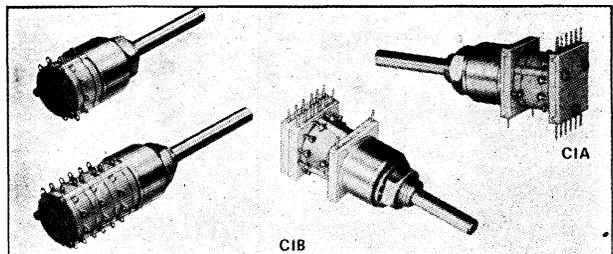


Oscilloscope large bande, type MO 15/10, équipé d'un tube de 100 mm (DG 10-18) à tension de post-accélération de 2,5 kV, de 24 tubes et d'un transistor de puissance. Amplificateur vertical passant 0 à 15 MHz à -3 dB et 0 à 20 MHz à -6 dB. Atténuateur d'entrée à 6 positions, 30 mV/cm à 10 V/cm. Amplificateur horizontal passant de 0 à 2 MHz. Base de temps relaxée ou déclenchée. Vitesses de balayage 100 ms/cm à 0,1 μ s/cm. Dimensions : 240 x 335 x 560 mm. Poids : 17 kg (GRUNDIG-FRANCE, 89, av. Marceau, 92-Courbevoie).



Condensateurs de la série PRA, au papier imprégné au pyralène pour le démarrage et la compensation des moteurs monophasés, le filtrage des régulateurs de tension à fer saturé, etc. Valeurs : 0,3 à 25 μ F. Tension de service : 250 à 600 V. Boîtiers : 9 hauteurs associées à 7 diamètres (COGECO, 21, rue de Javel, Paris-15^e).

Contacteurs miniatures, type CAF 12, à 12 ou 24 positions, pour montage sur châssis (à gauche) ou sur circuit imprimé (à droite). Lame de contact en argent, tiges filetées d'assemblage en acier inox, embase de stator alkyde, rotor en durethan. L'axe de commande est de 4 mm. Angle entre deux positions : 30° (12 positions) ou 15° (24 positions). Tension et intensités nominales de coupure : 150 V - 0,5 A. Résistance de contact < 5 m Ω . Diamètre maximal : 16 mm. Longueur maximale (avec l'axe) pour un modèle à 1 galette : 55 mm. (I.E.C. ELECTRONIQUE, 6 et 8, qual Antoine-1^{er}, Monaco).





**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 (G.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

Veuillez m'adresser sans engagement la documentation gratuite

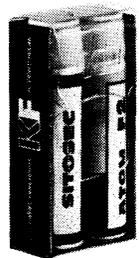
NOM

ADRESSE.....

COMMUNIQUE

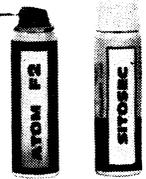
IKF A TOUS SES CLIENTS

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



LA MINITROUSSE EXPRESS

VOUS APORTE
la perfection



pour la LUBRIFICATION,
le NETTOYAGE,
la DESOXYDATION,
la PROTECTION

des contacts

POUR CHAQUE CAS PARTICULIER LE DOSAGE NECESSAIRE

+ - de LUBRIFIANT
+ OU - de DESOXYDANT

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

Documentation gratuite sur demande.

Conservez toujours RADIO-CONSTRUCTEUR SOUS LA MAIN !

Une reliure spéciale est à votre disposition pour contenir tous les numéros d'une année.

- Très grande facilité pour sortir ou remettre un numéro.
- Tous les numéros s'ouvrent à plat dans la reliure.

PRIX à nos bureaux : **9 F**

par poste : **9,90 F**

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO - 9, rue Jacob, Paris-6^e

C. C. Paris 1164-34

pas plus grand qu'un stylo!

LE STETHOSCOPE DU RADIO-ELECTRICIEN

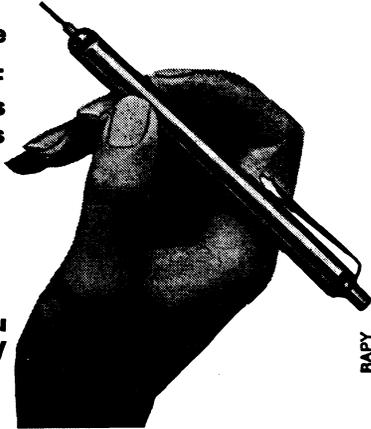
MINITEST 1
signal sonore

Vérification et contrôle

CIRCUITS BF-MF-HF
Télécommunications
Micros-Haut-Parleurs
Pick-up

MINITEST 2
signal vidéo

Appareil
spécialement conçu
pour le technicien TV

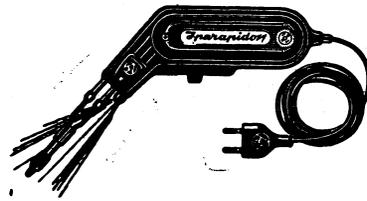


RAPY

en vente chez votre grossiste
Documentation n° 4, sur demande

SLORA FORBACH
(MOSELLE)
B.P. 41

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. **78 F**
NET

Les commandes accompagnées d'un mandat-chèque, ou chèque 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. 98-64

RAPY

NOUVEAU

Fred KLINGER, Professeur à l'E.T.N. :
"En douze mois,
faire de vous un
professionnel de la T.V.

et vous faire réaliser votre téléviseur (facultatif) noir et blanc ou couleur "

Quelle chance pour vous de pouvoir maintenant apprendre si facilement ce métier passionnant et en plein essor. Et quels débouchés : pour 10.000.000 de récepteurs en service, il n'y a pas 20.000 spécialistes T.V. qualifiés !

Une condition, une seule

Vous pensez certainement que pour suivre un tel cours, si complet, si poussé, il faut déjà posséder un gros bagage mathématique et être prêt à fournir douze mois d'effort intense. Fred KLINGER vous rassure : "Seule condition : aimer la radio et l'avoir pratiquée un peu, ce qui est le cas de neuf lecteurs sur dix de cette revue !". Quant à "l'effort intense" que vous vous attendez à fournir, sachez qu'il s'agit en tout et pour tout d'UNE HEURE PAR JOUR !

Un cours 100 % utile

Voulez-vous un aperçu du riche contenu de ces cinq volumes, comportant près de 600 pages et plusieurs centaines d'illustrations, y compris des schémas d'appareils actuels ? Alors, demandez la table des matières. Vous la recevrez avec une notice détaillée montrant des pages entières du cours avec des schémas et figures, des exemples de devoirs corrigés, des appréciations d'anciens élèves, etc. Car c'est une méthode avant tout PRATIQUE

et VIVANTE que vous offre Fred Klinger. Mieux : elle est PASSIONNANTE. Les "pourquoi" sont toujours près des "comment", c'est-à-dire que les principes sont toujours suivis des applications, même les plus récentes. C'est là un des secrets de la méthode-dialogue de Fred Klinger. Et il y a aussi le style, dynamique, amical et "vrai"... d'autant plus que l'auteur est lui-même un praticien... comme vous le deviendrez.

... Et une Double-Garantie

Vous essayez la méthode SANS RISQUER UN SOU. Mais oui ! Grâce à la fameuse DOUBLE-GARANTIE que l'E.T.N. est la seule école en France à vous proposer :

- première garantie : essai de la méthode, chez vous, pendant tout le premier mois. Si vous n'êtes pas satisfait, remboursement total, immédiat.
- seconde garantie : même chose en fin d'études sur simple déclaration de votre part, si vous estimez que la méthode ne vous a rien apporté.

Combien vous attendez-vous à payer pour un tel cours ? Vraiment, vous vous inquiétez ? PAS PLUS DE 1 F 50 PAR JOUR pour une heure d'étude ! En gros, moins de deux semaines du salaire moyen d'un technicien ! (Plus éventuellement les pièces de votre téléviseur - le meilleur modèle commercial - dont la construction est absolument facultative). Ce n'est donc pas la dépense qui peut vous arrêter.

Agissez, agissez vite !

Résumons-nous. Voilà un cours qui peut faire de vous, en tout juste un an, un technicien complet et "dans le vent". Une méthode qui vous ouvrira les portes de l'industrie, du commerce, du dépannage, de la recherche. Personne ne peut hésiter dans de pareilles conditions. Sur-tout pas vous puisque la DOUBLE-GARANTIE E.T.N. vous protège ! Alors, agissez vite. Découpez, remplissez, et envoyez à l'E.T.N. le coupon voisin. Dans 48 heures vous serez renseigné. Vous aurez "le pied à l'étrier" pour pénétrer dans le monde passionnant - et lucratif ! - de la T.V. noir et blanc, ou en couleurs.

Parat

LA SACOCHE UNIVERSELLE

en cuir ou en skai

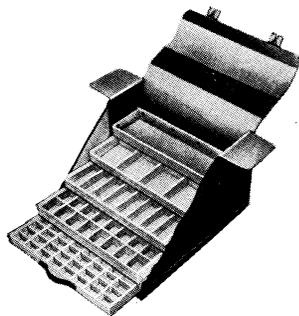
POUR TOUTES LES PROFESSIONS

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

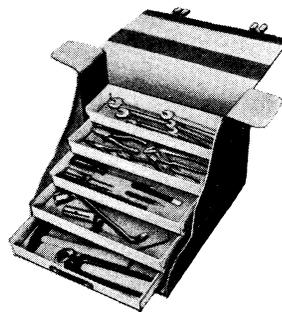
GROSSISTES

prenez
position

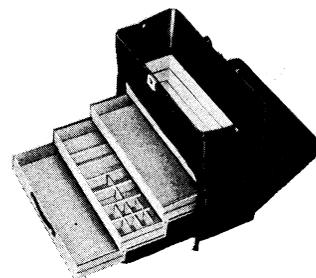
- tirer ou presser légèrement les 5 tiroirs s'ouvrent ou se ferment hermétiquement en glissant l'un sur l'autre ;
- chaque tiroir peut se diviser en petites cases - par bacs intérieurs et cloisons amovibles ;
- tiroirs en plastique spécial résistant parfaitement aux acides, à l'huile, à la graisse, à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



**PARAT
MODELE DEPANNAGE**
avec compartiment pour dossier. Cuir noir lisse n° 110 407. Skai noir lisse n° 210 411. 5 compartiments. 1 compartiment pour classement de 40 mm de large. 2 serrures à crémaillères.



**PARAT
MODELE DEPANNAGE**
Cuir noir lisse n° 110 401. Skai 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 Castèrès, 92 - CLICHY
Tél. : 737-34-30 et 31

RAPY

je peux vrai



Notre photo :
Fred KLINGER, spécialiste bien connu de la T.V., auteur-créateur de ces méthodes. Ne recevant qu'un nombre limité d'élèves nouveaux, il est prêt à mettre à votre disposition son enseignement le plus récent, à commenter lui-même vos travaux écrits, à suivre vos progrès pas à pas et à vous conseiller même après vos études



**ECOLES DES
TECHNIQUES
NOUVELLES**

20, rue de l'Espérance, PARIS 13^e

Oui, si vraiment c'est une chance pour moi, je veux la saisir ! Envoyez-moi le sommaire du cours et la notice illustrée n° 5504. Indiquez-moi vos conditions d'étude, les avantages aux étudiants, les frais de scolarité (sans surprise) et le fonctionnement de la double-garantie. Il est bien entendu que si ces conditions ne me convenaient pas, je n'aurais même pas à vous répondre, ni à payer quoi que ce soit.

Je m'intéresse :

- AU COURS COMPLET DE TECHNICIEN T.V. NOIR ET BLANC ET COULEUR
- à la couleur seule (pour les techniciens "noir et blanc")
- au cours de dépannage T.V. (pour ceux qui travaillent déjà dans la Télévision).

Voici mes nom et prénom :

.....

Mon adresse :

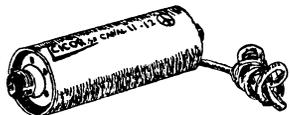
n° rue

dépt. ville



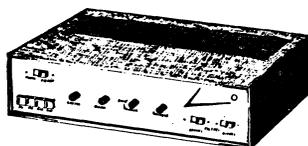
MESUREUR DE CHAMP

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



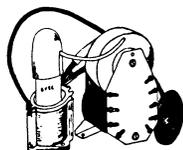
ENSEMBLE DÉVIATION 110°

Déviateur nouveau modèle
Fixation automatique des sorties

NOUVEAU :

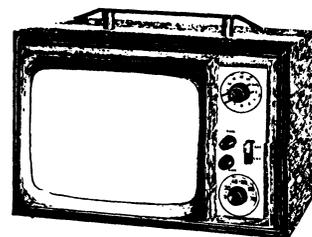
THT 110°

Surtension auto-protégée

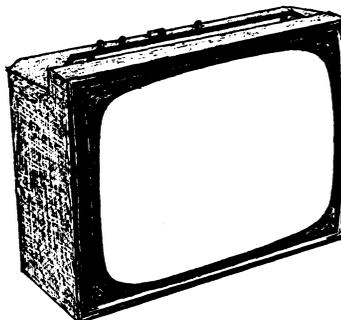


"TRAVELLER"

- 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



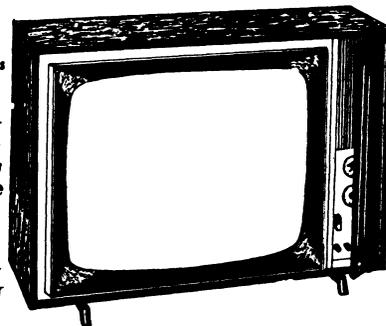
- Téléviseur mixte - Tubes - Transistors
- Le Récepteur idéal pour votre appartement et votre maison de campagne.
- Antennes incorporées - Sensibilité 10 μ V
- Poids 14 kg - Poignée de portage
- Ebénisterie gainée luxueuse et robuste.

"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°

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. PALEMENT 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.

DEMANDES D'EMPLOI

Technicien RADIO-TV-TRANSISTORS, cherche Technicien RADIO-TV-TRANSISTORS, cherche capital. Etudierai toutes propositions. Ecr. Revue n° 132.

ACHATS ET VENTES

Cause décès, à vendre, matériel radio, pièces détachées, matériel mesure, etc. S'adr. Mme Vve Ivanoff, 89-Coulange-la-Vineuse.

Vds amplis Hi-Fi Loyez, 15 W : 250 F ; 2 W : 25 F ; stéréo 2 x 5 W : 250 F. Mat. neuf. Millérioux. Préampli. Loyez mono : 100 F. H.P. 31 cm Utah 30 à 14 000 Hz - 30 W : 80 F. H.P. Aiguës Utah 2 500 à 16 000 Hz, 20 W. Filtre et atténuateur : 10 F. Enceintes Briggs 150 dm³ pour les H.P. : 85 F. TV 43 cm : 150 F, état de marche. PLA. 49-43.

A vendre : 750 F, ensemble Cabasse, neuf, 2 H.P. 30 cm C x 30, 2 Tweeter TWG, 2 filtres valeur 1 200 F. Tél. 925-24-35 après 19 h.

J'achète contrôleur 460 METRIX. BERARD, B.P. 5, 50 - Sainte-Mère.

VENTES DE FONDS

Vends, cause santé, fonds RADIO-TV-ELECTRICITE-MENAGER (89). C.A. 18 U. Peut faire mieux. Conv. à technicien TV ou électricien. Ecr. Revue n° 141.

A vendre, fonds TV-RADIO, avec appartement, 30-Nîmes. Ecr. Revue n° 140.

ADJUDICATION
AU TRIBUNAL DE COMMERCE DE PARIS
LE MARDI 29 OCTOBRE 1968 A 15 HEURES
d'un fonds de commerce de

RADIO et TÉLÉVISION

exploité à Paris

RUE AUGUSTE-LAURENT N° 11

Mise à prix 10 000 francs
(pouvant être baissée)
Consignation 6 000 francs
S'adresser à M^e DEMORTREUX, Notaire,
67, boulevard Saint-Germain, Paris.
M^e GIRARD, Syndic, 69, boulevard Saint-Germain, Paris.

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, porteuses Son et Image pilotées par quartz - Niveau 50 mV. ajustable - 75 ohms
- C** - VIDEO + tiroir U.H.F. - Fréquence variable couvrant 11 canaux, Son fourni par quartz d'intervalle - Niveau 5 mV. - 75 ohms

REGLAGES POSSIBLES :

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

RAPY

Notice sur demande

sider
ondyne

11, rue Pascal
Paris 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

la télévision
en couleurs
à portée d'



le
**diapo-télé
test**



**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

UN
produit
spécial
AU SALON

infra
INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE
24 RUE JEAN MERMOZ - PARIS 8^e - TEL. 223 74 93

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.

RAPY



micro atomiseurs

KONTAKTFLUID 101

... le produit hydrofuge et déshydratant
par excellence contre l'humidité.

RAPY

SLORA

Documentation et Liste dépositaires sur demande
DISTRIBUTEUR EXCLUSIF - 57 FORBACH - BP 41



RTC
DISTRIBUTION

RTC

COMPLETE SON ORGANISATION COMMERCIALE

bientôt, dans votre région
pour la **livraison immédiate**
de vos petites et moyennes commandes

- un stock complet de composants professionnels R.T.C.
- une assistance technico-commerciale par une équipe de spécialistes efficaces et dynamiques.
- semiconducteurs et circuits intégrés.
- tubes professionnels.
- pièces détachées.
- matériaux.

Gifonst 359

R.T.C. LA RADIOTECHNIQUE - COMPELEC

130, Avenue Ledru-Rollin - PARIS (11^e) - Téléphone : 797.99.30

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!

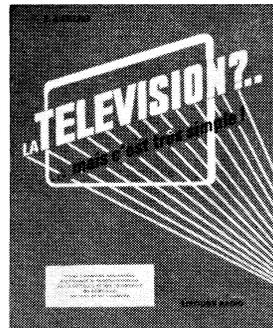
par E. AISBERG. — Principes de la transmission des images. Etude détaillée des divers circuits de téléviseurs.
168 pages (18 × 23) 7,80 F

LE TRANSISTOR?... MAIS C'EST TRÈS SIMPLE!

par E. AISBERG. — Cet ouvrage complète 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. CÈHMICHEN. — 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

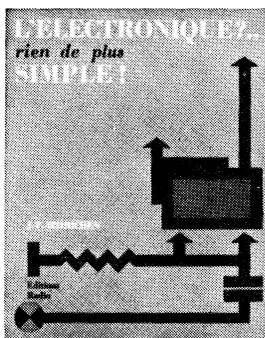
par A. MARCUS. — Principes physiques, générateurs, lois des courants continu et alternatif, moteurs, toutes les applications.
320 pages (16 × 24) 21,60 F

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 7 récepteurs?...
128 pages (16 × 24) 10,20 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. CÈHMICHEN. — 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

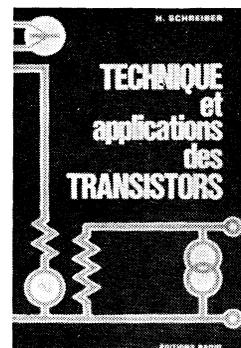
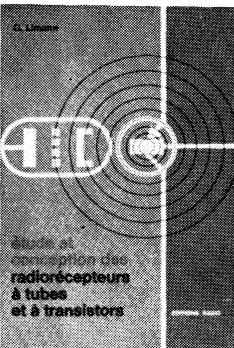
TECHNOLOGIE

ÉTUDES ET CONCEPTION DES RADIORECEPTEURS 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. CÈHMICHEN. — 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. CÈHMICHEN. — 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. CÈHMICHEN. — 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 <—

BULLETIN D'ABONNEMENT

à découper et à retourner à la
SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

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

ADRESSE

MODE DE RÈGLEMENT (biffer les mentions inutiles)

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

	FRANCE	ÉTRANGER
à partir du N° (ou du mois de)		
<input type="checkbox"/> ABONNEMENT <input type="checkbox"/> RÉABONNEMENT	<input type="radio"/> 40,00 F	<input type="radio"/> 50,00 F
à partir du N° (ou du mois de)		
<input type="checkbox"/> ABONNEMENT <input type="checkbox"/> RÉABONNEMENT	<input type="radio"/> 24,00 F	<input type="radio"/> 30,00 F
à partir du N° (ou du mois de)		
<input type="checkbox"/> ABONNEMENT <input type="checkbox"/> RÉABONNEMENT	<input type="radio"/> 25,00 F	<input type="radio"/> 31,00 F
à partir du N° (ou du mois de)		
<input type="checkbox"/> ABONNEMENT <input type="checkbox"/> RÉABONNEMENT	<input type="radio"/> 60,00 F	<input type="radio"/> 75,00 F
à partir du N° (ou du mois de)		
<input type="checkbox"/> ABONNEMENT <input type="checkbox"/> RÉABONNEMENT	<input type="radio"/> 75,00 F	<input type="radio"/> 90,00 F

Spécimens sur demande

TOTAL

DATE

RC 243

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^e.

SPECIAL GUIDE DE L'ACHETEUR

Constituant une véritable mine d'or d'informations pour les électroniciens, ce numéro spécial, de plus de 200 pages est consacré à une foule de sujets dont nous ne pouvons donner ici qu'un faible aperçu.

Citons néanmoins une étude consacrée à la production des circuits intégrés hybrides en couches minces, suivie de la réalisation d'un compteur électronique, puis de deux articles traitant respectivement des mesures en H.F. et des hyperfréquences.

A noter également un sujet d'actualité abordant les applications de l'opto-électronique ; une étude sur la transmission simultanée de plusieurs programmes en multiplex et une très intéressante réalisation consacrée à la construction d'un récepteur de trafic transistorisé.

Dans le domaine de la B.F., mentionnons un préamplificateur double, à hautes performances, le banc d'essai d'un amplificateur 100 W, le calcul graphique de filtres pour ensembles à deux voies.

Et, pour terminer, citons nos rubriques : Revue critique de la Presse Mondiale, Vu au SICOB, Ils ont créé, sans oublier l'édition 1969 du Guide de l'Acheteur.

TOUTE L'ELECTRONIQUE n° 330
Prix : 5,00 F Par poste : 5,20 F

ÉVOLUTION

En dépit des apparences, la télévision est un domaine en pleine évolution aussi bien dans le domaine de la réception que dans celui de l'émission. Nous n'en voulons pour preuve que ce numéro de « TELEVISION » (n° 188 de novembre) où les principaux articles font corps avec l'actualité quand ils ne sont pas d'avant-garde.

Pour ce qui concerne la réception, on y trouvera une étude consacrée à l'analyse des structures d'un récepteur couleurs utilisant un tube monocanon, étude rédigée, par M. VALENSI dont on connaît la réputation internationale. On y trouvera d'autre part une brève description d'un assez curieux téléviseur associé à un projecteur de diapositives.

Deux articles sont consacrés à l'émission ; l'un décrivant une des toutes dernières caméras de Thomson (la TH V 1000 monobloc pour utilisation en circuit fermé) et l'autre traitant d'un réémetteur à transistors de 100 W réalisé par L.G.T. De nombreux autres articles complètent ce très intéressant numéro.

TELEVISION n° 188
Prix : 3 F Par poste : 3,20 F

AU SOMMAIRE D'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

Une importante étude du C.E.R.N. (Organisation Européenne pour la Recherche Nucléaire) consacré à la TV industrielle en circuit fermé.

- L'analyse des nouveaux composants et sous-ensembles fondés sur l'effet Hall et proposés par l'industrie française.
- Le principe et les applications des transducteurs capacitifs, utilisés pour la mesure des grandeurs non électriques.
- Les applications de l'alternistor, le premier triac français.
- La micro-analyse thermique différentielle.
- Les applications des « fonctions complexes » en circuits intégrés TTL.
- Les schémas d'applications d'un nouveau registre à décalage.
- L'utilisation pratique des codeurs angulaires.
- Le Sicob en photos.
- Etc., etc.

ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE n° 118
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

OSCILLOSCOPES

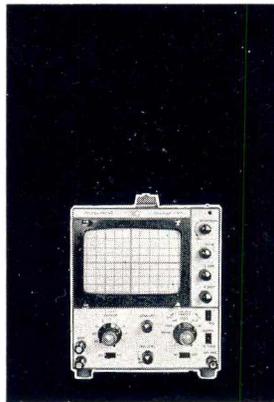
TELEQUIPMENT



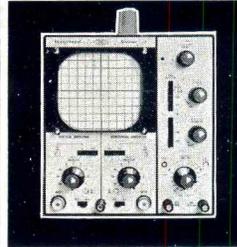
SIMPLE FAISCEAU MONOBLOC

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

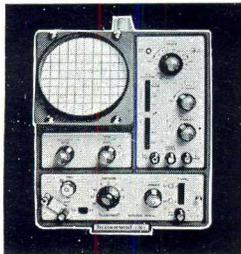
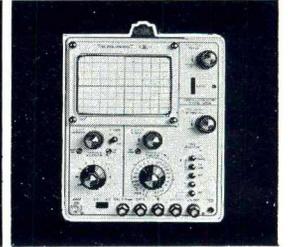
TYPE S 51 BE
F. 1156 H.T.



Bande passante: 0-3 MHz
Fonctionnement X-Y
Synchro élaborée TV
Ecran 10x10 cm
Sensibilité verticale:
100 mV/cm
TYPE S 52 - F. 2516 H.T.



Bande passante: 0-10 MHz
Multiples possibilités de
synchro pour TV
Sensibilité verticale:
10 mV/cm
TYPE S 54 - F. 2210 H.T.



SIMPLE FAISCEAU A TIROIRS

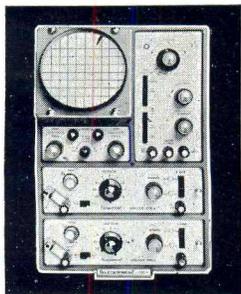
Bande passante: 0-25 MHz
5 tiroirs amplificateurs
2 tiroirs base de temps

TYPE S 43
F. 1726 H.T.

TYPE MINOR

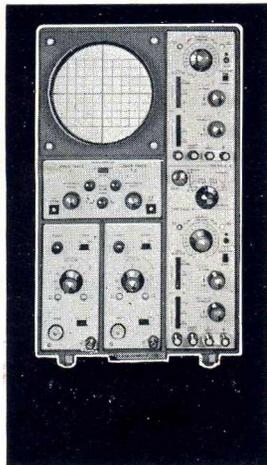
Bande passante: 0-30 kHz
Sensibilité: 100 mV/div

F. 493 H.T.



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

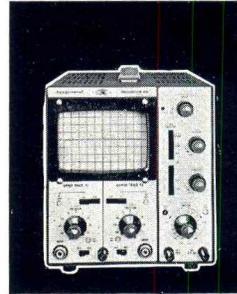
TYPE D 43
F. 1955 H.T.



DEUX FAISCEAUX A TIROIRS

Bande passante: 0-15 MHz
2 bases de temps
indépendantes
Multiples possibilités
de synchro pour TV
5 tiroirs amplificateurs

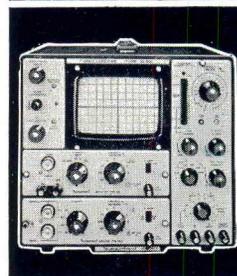
TYPE D 56
F. 6197 H.T.



DOUBLE FAISCEAU MONOBLOC

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

TYPE D 52 -
F. 2083 H.T.



DOUBLE FAISCEAU A TIROIRS

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

TYPE D 53
F. 3680 H.T.



Service AVANT et APRES VENTE
assuré dans toute la FRANCE

RELATIONS TECHNIQUES INTERCONTINENTALES
(GROUPE TEKTRONIX)

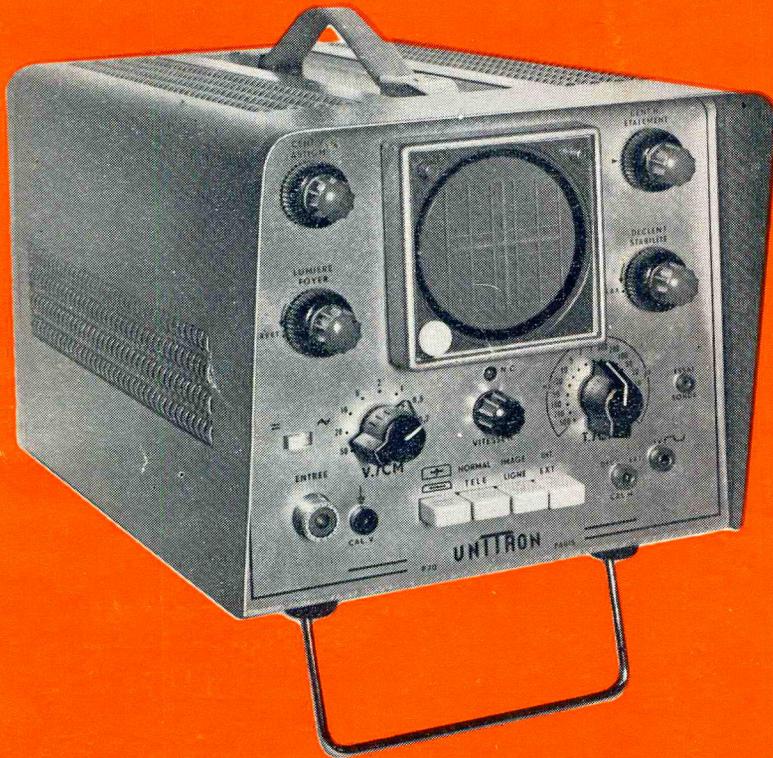
PARIS - 134, AVENUE DE MALAKOFF (16^e) - TÉL. 727.43.09 - TELEX 25002 PARIS

Lyon (7^e) : 166, Avenue Berthelot - Tél. 72.00.70
Nice : 11, Avenue Valdeletta - Tél. 84.05.93
Toulouse : 15, Rue Joseph-Vié - Tél. 42.04.50
Rennes : 16bis, Avenue Barthou - Tél. 00.84.42

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 DETENSIONS CONTINUES

- Entièrement transistorisés
- Modules interchangeables
- Haute fiabilité
- Puissance de sortie élevée
- Enfilables en racks ou en coffrets
- Alimentation secteur ou batteries

*une solution de vos
problèmes d'amplification et d'enregistrement*

UNISTRON

Maintenant : **MODÈLE 10 DP/C**
SPECIAL POUR LA TELEVISION EN COULEURS

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