

RADIO constructeur



N° 245 • JANVIER-FÉVRIER 1969 • 3 F

ESSAYEZ
VOS TRANSISTORS
EN "DYNAMIQUE"

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

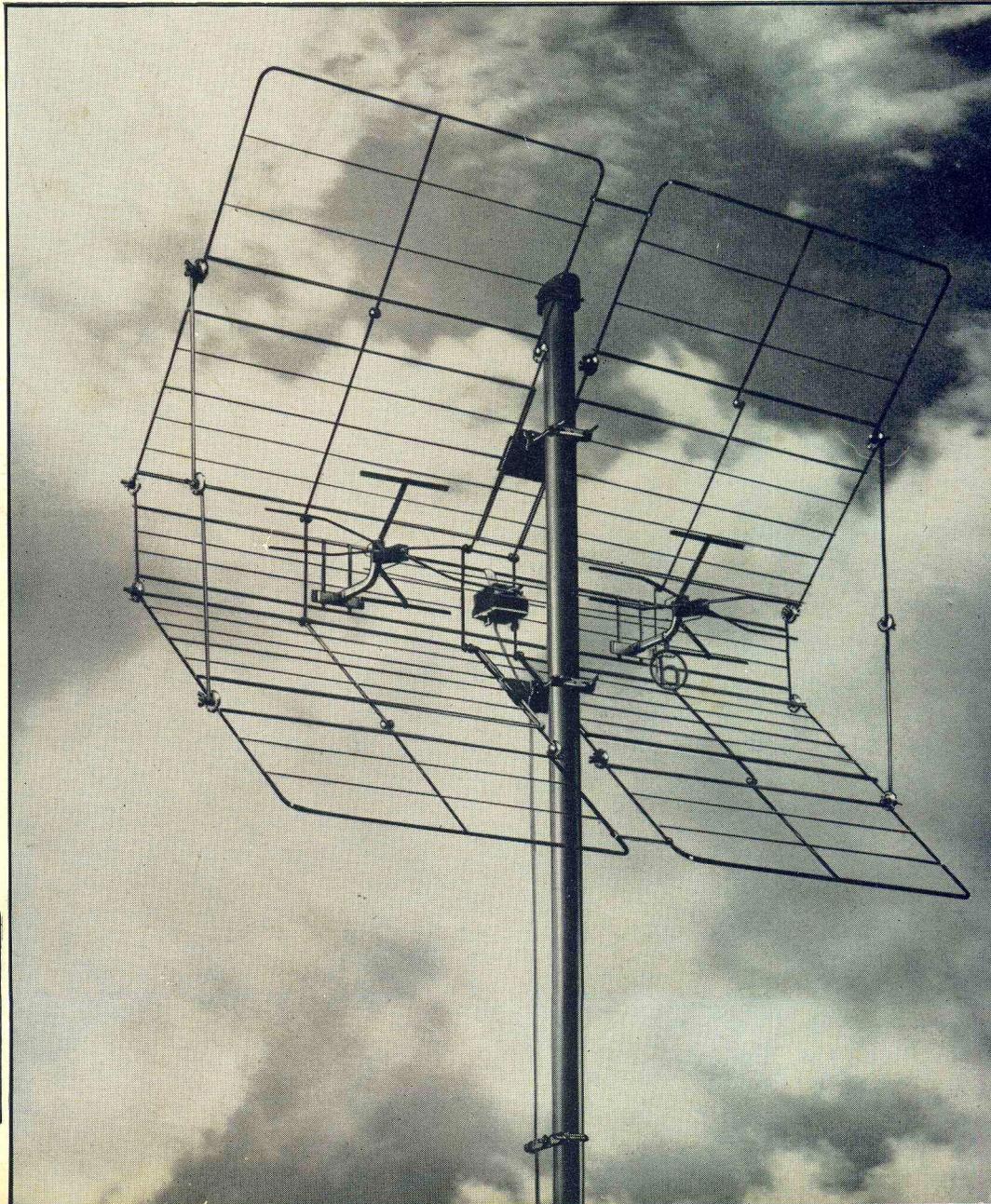
DANS CE NUMÉRO :

- Une tendance se dessine 1
- Nouvel horaire des mires de l'O.R.T.F. 2
- TV-SERVICE : Image intermittente sur un téléviseur portatif 3
- TAA 300 : amplificateur de puissance (1 W) en circuit intégré 6
- NOUVEAUTÉS. Composants. Appareils de mesure. Récepteurs 29

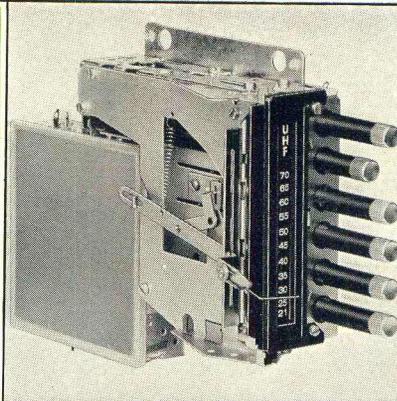
ÉLECTRONIQUE PRATIQUE

- LE CALCUL ÉLECTRONIQUE. Les circuits logiques. Comptage binaire et décimal. Décades 7
- CIRCUITS ÉQUIVALENTS, ATTENUATEURS ET FILTRES (suite). Filtres du type k et m 12
- DYNATRANS. Appareil pour essayer les transistors H.F. ou B.F., de faible ou moyenne puissance, en régime statique ou dynamique et en oscillation 16
- COURS DE PERFECTIONNEMENT. Transistors : gain en tension et en puissance. Résistance de sortie en montage EC 21
- Un calculateur électronique pour l'enseignement 26
- Les interrupteurs à lames souples (suite) 27

Ci-contre : Antenne double du type « Corner », modèle « Fesa-Corner 6 », à grand gain, pour les bandes IV et V (HIRSCHMANN).



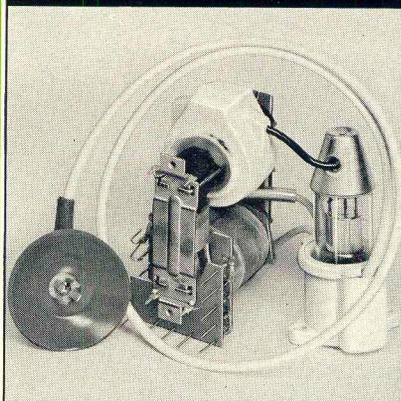
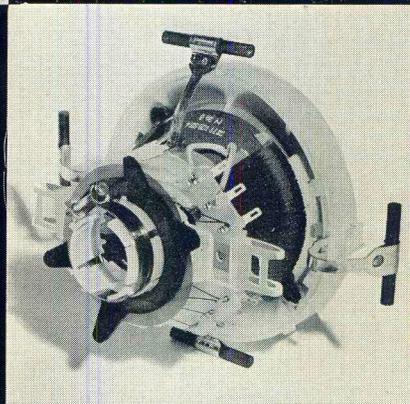
**tous les
composants
pour
téléviseurs
noir & blanc**



SELECTEUR
UHF-VHF UV1



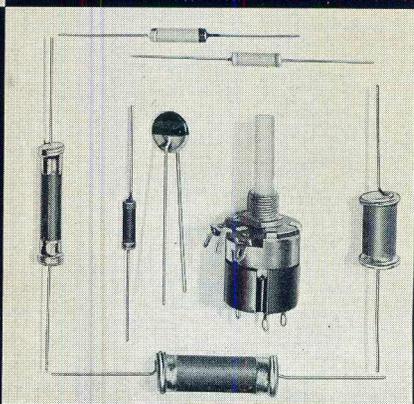
DEVIATEUR
réf : ST 1354



THT 18 kV
réf. : ST 2079



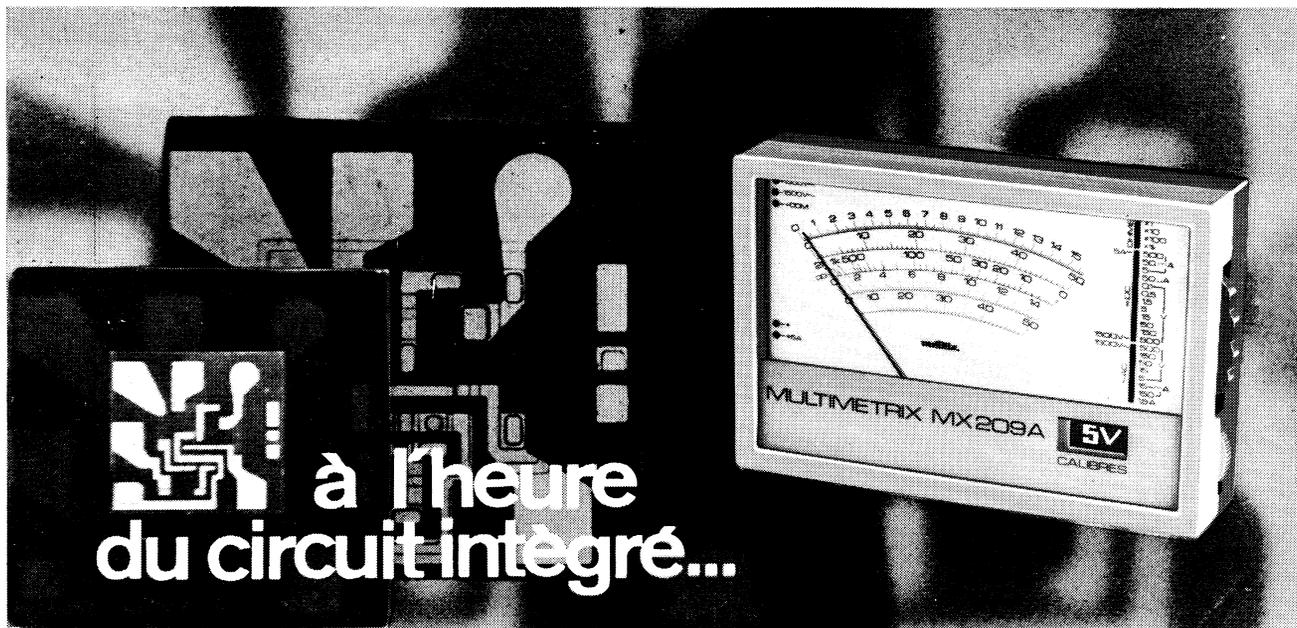
**PIECES
DETACHEES**



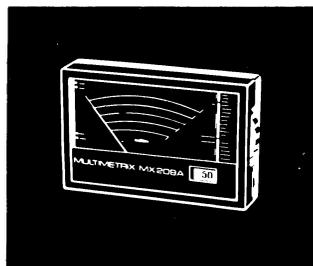
R.T.C. LA RADIODIAGNOSTIC - COMPELEC

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

Documentation sur demande



à l'heure
du circuit intégré...



Contrôleur " Multimétrix " MX 209 A

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

CARACTÉRISTIQUES COMMUNES AUX MODÈLES MX 209 A et MX 211 A

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

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

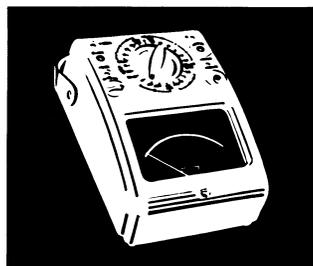
Alternatif : 5 V à 1500 V en 6 calibres.

INTENSITÉS : Continu : 50 μ A à 5 A en 6 calibres.

Chute de tension : 100 à 730 mV.

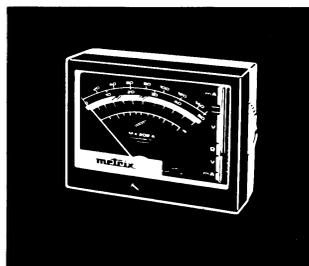
Alternatif : 150 μ A à 1,5 A en 4 calibres.

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



Contrôleur professionnel MX 211 A

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



Contrôleur universel MX 202 A

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

TENSIONS : Cont. : 50 mV à

1000 V en 10 calibres.

Alt. : 15 V à 1000 V en 5 calibres.

INTENSITÉS : Cont. : 25 μ A à 5 A,

en 7 calibres. Chute de tension

comprise entre 0,05 V et 0,30 V.

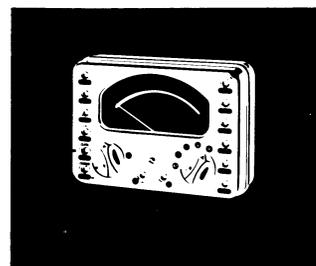
Alt. : 500 mA à 5 A en 3 calibres.

Chute de tens. < 0,15 V.

RÉSISTANCES : 10 Ω à 2 M Ω

en 3 gammes.

DÉCIBELS : 0 à 55 dB.



Contrôleur " de poche " 462

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

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

Alt. : 3 à 1000 V en 6 calibres.

INTENSITÉS : Cont. : 100 μ A à

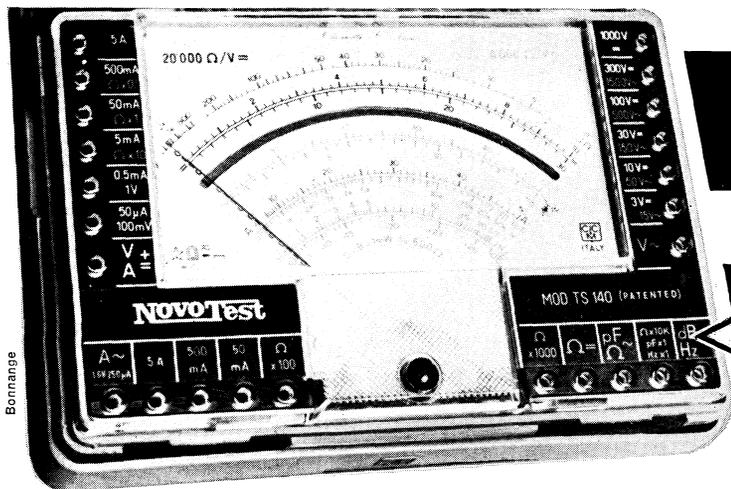
5 A en 6 calibres.

Alt. : 1 mA à 5 A en 5 calibre.

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

DÉCIBELS : - 20 à + 50 dB.

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



NOVOTest

CADRAN GEANT

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 - 1000 V

Tensions en alternatif 7 calibres :
 1,5 V - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V

Intensités en continu 6 calibres :
 50 μ A - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A

Intensités en alternatif 4 calibres :
 250 μ A - 50 mA - 500 mA - 5 A

Ommètre 6 calibres :
 $\Omega \times 0,1$ - $\Omega \times 1$ - $\Omega \times 10$ - $\Omega \times 100$ - $\Omega \times 1 K$ - $\Omega \times 10 K$ (champ de mesures de 0 à 100 M Ω)

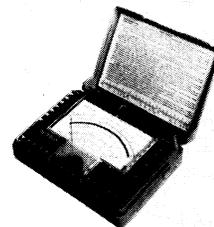
REACTANCES 1 calibre :
 de 0 à 10 M Ω

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 - 1500 V - 2500 V

DECIBELS 6 calibres :
 de -10 dB à +70 dB

CAPACITES 4 calibres :
 de 0 à 0,5 μ F (alimentation secteur) - de 0 à 50 μ F - de 0 à 500 μ F - de 0 à 5000 μ F (alimentation pile)



autre modèle :

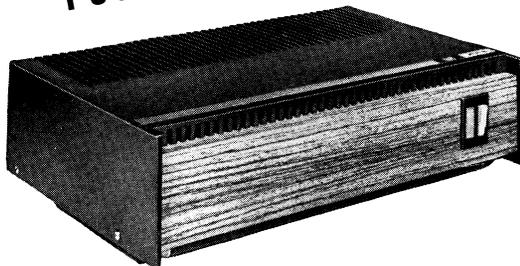
NOVOTEST TS.160 - 40.000 Ω /VOLT
 Mêmes autres caractéristiques que le NOVOTEST TS.140. Prix **185 F**

NORD RADIO 139, RUE LA FAYETTE, PARIS (10^e) TEL. : 878-81-44 - C.C.P. PARIS 12.977-29

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

Tous usages : grand public et industriel

NOUVEAU ! POUR LA COULEUR



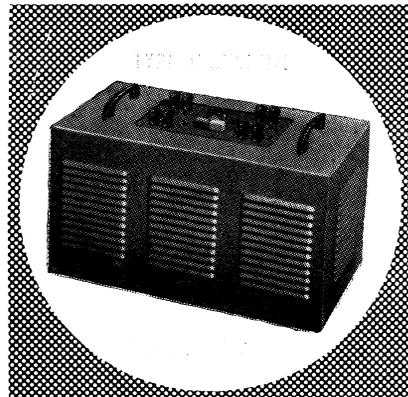
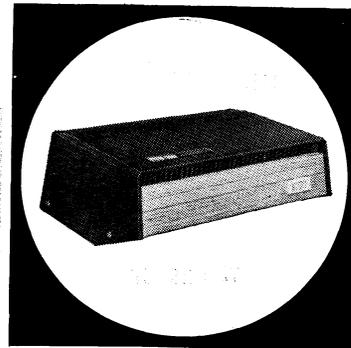
5 MODÈLES

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

Autres fabrications :
SURVOLTEURS-DEVOLTEURS
AUTOTRANSFORMATEURS
COMPENSES ET REVERSIBLES

Fondé en 1937

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



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**

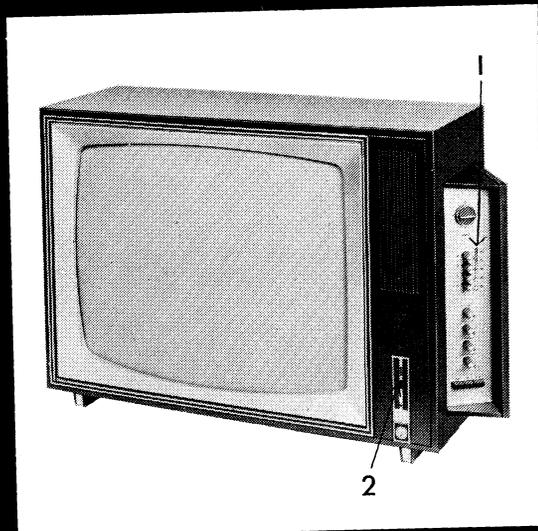
Nous vous présentons Monsieur Ferrand "Télé 78" à Vaucresson.

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

SCHNEIDER



Un ouvrage didactique, complet, à jour, qui s'imposait...

- ★ **Didactique...** depuis les principes fondamentaux jusqu'à l'étude détaillée des circuits, la méthode d'exposition des différents sujets respecte une progression logique en facilitant l'assimilation.
- ★ **Complet...** tous les domaines de la technique TV y sont abordés : émission, transmission, réception, en noir et blanc et en couleurs, en V.H.F. et U.H.F., suivant les différentes normes en usage dans le monde pour la TV achrome ou polychrome.
- ★ **A jour...** toutes les récentes acquisitions de la technique TV (semi-conducteurs, télévision en couleurs, visualisateurs à grand écran, transmission TV par satellites artificiels) y sont exposées.

COURS FONDAMENTAL DE TÉLÉVISION

par

★ ★ ★ R. CARRASCO et J. LAURET ★ ★ ★

Quelques extraits de la table des matières...

Préface de **V. Zworykin**

*Petit historique de la télévision,
par E. Aisberg*

Première partie: PRINCIPES GÉNÉRAUX

Analyse et synthèse des images achromes et polychromes - Le canon à électrons - Les transducteurs lumière-courant et courant-lumière - Les différents systèmes utilisés dans le monde pour la TV en noir et blanc et la TV en couleurs (normes de balayage différentes, normes d'émission différentes, systèmes couleurs N.T.S.C., PAL et SECAM).

Deuxième partie : L'ÉMISSION

Les différentes sources du signal vidéo-fréquence composite (sources optiques ou électroniques, codeurs couleurs, convertisseurs de standards) - Le mélange, le truquage, l'enregistrement des images TV - L'organisation d'un centre émetteur.

Troisième partie : DE L'ÉMETTEUR AU RÉCEPTEUR

La propagation des ondes - Etablissement de réseaux d'émetteurs et réémetteurs - Distribution collective - Aériens d'émission et de réception.

Quatrième partie : LES CIRCUITS DE RÉCEPTION (tubes et transistors)

Etude générale des amplificateurs H.F. - Sélecteurs U.H.F. et V.H.F., amplificateurs F.I. - Détection et amplification vidéo; corrections vidéo - Circuits de chrominance N.T.S.C., PAL et SECAM - Les générateurs de relaxation; bases de temps verticale et horizontale - Production de la T.H.T.; différentes solutions propres aux récepteurs couleurs - Séparation et triage de la synchronisation - Le tube-images (noir et blanc et couleurs) et ses organes de déflexions et de corrections, les circuits de convergence - Le récepteur son - L'alimentation générale (récepteurs à tubes ou à transistors) - Circuits annexes : C.A.G., C.A.F., indicateurs d'accord, antiparasites, etc.

754 pages, format 16 x 24, 730 illustrations, 1 dépliant, couverture cartonnée sous emboîtage

PRIX : 64,90 F - Par poste : 71,39 F

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO, 9 rue Jacob, Paris-6^e - Ch. Postaux Paris 1164-34

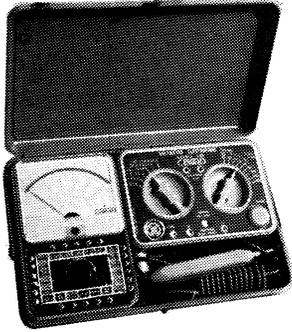
DU NOUVEAU !...

GIBOT

MESURES

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

LA MALLETTE DE
 L'ÉLECTRONICIEN I...



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 **173,00**

743 - VOLTMÈTRE ÉLECTRONIQUE
 11 MΩ en continu et 1^{re} gamme
 de 100 mV
 Equipé de transistors à effet de
 champ. Mesure des résistances
 jusqu'à 10 000 MΩ.
 PRIX, avec étui, TTC ... **223,00**

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

Documentation générale
 "CENTRAD" contre enveloppe timbrée



— DECRIE DANS LES Nos 238 - 239 —
OSCILLOSCOPE PROFESSIONNEL
BEM 003

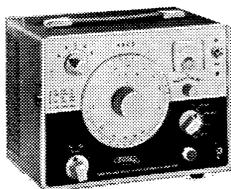
Ampli X : bande passante de 0 à 7 MHz
 (— 3 dB). Calibré de 20 mV à 50 V/division.
 Impédance 1 MΩ et 10 MΩ.
 Ampli Y : bande passante 600 kHz. Bases de
 temps déclenchées ou automatiques. 22 positions
 calibrées de 20 ms à 0,2 μs/div. Tube
 cathodique diam. : 78 mm. Alimentation : alter-
 natif 110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



VOLTÈTRE et SONDE A LAMPES
"BEM 002"

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

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



GÉNÉRATEUR BF "BEM 004"

- FREQUENCES : 5 gammes de 10 Hz à 1 MHz.
- 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 .. **641,68**

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

GIBOT



RADIO-TÉLÉVISION

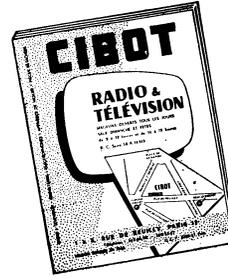
POSTEZ DÈS AUJOURD'HUI

★ LE BON DE COMMANDE CI-DESSOUS

PAR RETOUR DU COURRIER

NOUS VOUS ADRESSERONS :

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



Vous y trouverez :

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

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

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

● **BON RC 245**

NOM

ADRESSE

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

Notre Service « DOCUMENTATION » met également
 A VOTRE DISPOSITION :

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

- CATALOGUE 104/7**
 (Couverture Rose)
 Toute une gamme d'ensembles de conception indus-
 trielle et fournis en pièces détachées - Plus de
 60 modèles avec devis détaillés et caractéristiques
 techniques. } **GRATUIT**
- CATALOGUE 103**
 Magnétophones - Téléviseurs - Récepteurs - Chaines
 Haute-Fidélité, etc... des plus Grandes Marques à
 des prix sans concurrence. } **GRATUIT**
- CATALOGUE « APPAREILS MENAGERS »** } **GRATUIT**

● **SCHÉMATHEQUE "CIBOT"** ●

- N° 1** 4 TELEVISEURS - Adaptateur UHF universel - Emetteurs -
 Récepteurs - Postes Auto - 9 modèles de récepteurs à
 transistors - Tuners et Décodeur Stéréo FCC.
 105 pages augmentées de nos dernières réalisations } **PRIX 4,00**
- N° 2** **BASSE FREQUENCE**
 13 Modèles d'Electrophones.
 3 Interphones.
 8 Montages Electroniques.
 23 Modèles d'Amplificateurs Mono et Stéréo.
 2 Préamplificateurs Correcteurs.
 176 pages augmentées de nos dernières réalisations } **PRIX 9,00**

TOTAL

Somme que
 je verse
 ce jour

- Mandat lettre joint.
- Mandat carte.
- Virement postal 3 volets joints.
- En timbres-poste.

CIBOT
 ★ RADIO

1 et 3, rue de Reully, PARIS-XII^e.
 Téléphone : DID. 66-90.
 Métro : Faidherbe-Chaligny.
 C.C. Postal 6129-57 PARIS.

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



CENTRAD

MIRE COULEUR 888

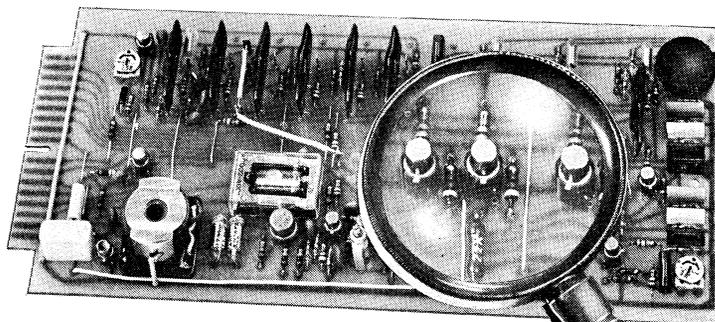
Appareil de conception extrêmement moderne, entièrement transistorisé, fournissant tous les signaux nécessaires au réglage et à la vérification des téléviseurs couleurs.

- Signaux de synchronisation entrelacés SECAM
 - Grille de convergence et cadrage 12 x 16 carrés exacts avec points de surbrillance - Normes SCART
 - Signaux d'identification pilotés par 2 quartz
 - Echelle des gris à 6 niveaux équidistants
 - Pureté sur une image grise, réglable manuellement du noir au blanc
 - Signal de zéro discriminateur délivré par 2 quartz
 - Réglage du circuit " cloche "
 - Mire de couleurs : 6 bandes horizontales à teintes saturées aux normes ORTF
 - Toutes les fonctions noir et blanc utilisables en 819 lignes
- Mire couleur à tiroir UHF interchangeable, livrable avec ou sans tiroir
- Tiroir UHF B. Enfichable sur connecteur dans la mire 888
 - Fréquence variable couvrant tous les canaux UHF
 - Modulation image + et —
 - Son par quartz d'intervalle

FIABILITÉ

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

FIABILITÉ



FIABILITÉ

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 : _____





TUBES ALUMINIUM

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

Présentation : Tube aluminium avec bouchon fileté Ø 18 mm, pas 150, écrou métal.

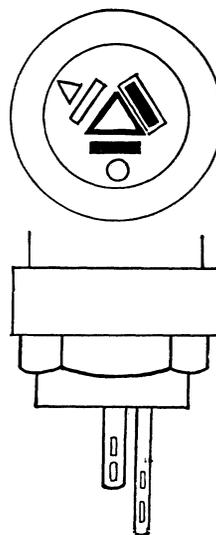
Sorties : Les condensateurs simples et doubles se font avec négatif cosse longue (TCnc).

Les condensateurs triples sont toujours avec négatif boîtier (TCnb).

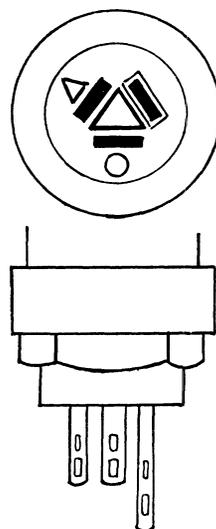
Dans les condensateurs TCnc, le fait que le pôle négatif soit sorti sur cosse n'implique pas qu'il soit isolé du boîtier.

Conditionnement : ces condensateurs sont livrés en cartons de 50 pièces.

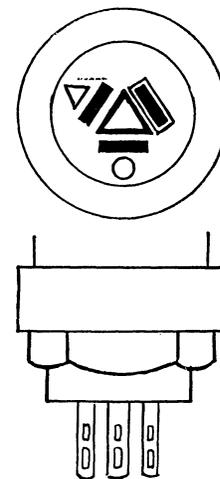
CAPACITE (en µF)	Tensions (en volts)		Dimensions (en mm)	
	Service	Pointe	Ø	H
2000	63	73	37	63
3000	—	—	37	83
50	150	165	27	47
100	—	—	27	47
50 + 50	—	—	27	47
50	275	300	27	47
100	—	—	27	63
150	—	—	27	83
20 + 20	—	—	27	47
50 + 50	—	—	27	63
100+50+50	—	—	37	63
100 + 100	—	—	37	63
50	320	360	27	47
100	—	—	27	63
50 + 50	—	—	27	63
24	350	385	27	47
50	—	—	27	47
100	—	—	27	83
150	—	—	37	63
20 + 20	—	—	27	47
32 + 32	—	—	27	63
50 + 50	—	—	27	83
100 + 50	—	—	37	63
100+50+50	—	—	37	83
100 + 100	—	—	37	63
8	450	500	27	47
12	—	—	27	47
16	—	—	27	47
32	—	—	27	47
50	—	—	27	63
100	—	—	37	63
8 + 8	—	—	27	47
12 + 12	—	—	27	47
16 + 8	—	—	27	47
16 + 16	—	—	27	47
32 + 32	—	—	27	63
50 + 50	—	—	37	63
100 + 100	—	—	37	83



TCnc 1 élément négatif cosse longue



TCnc 2 éléments négatif cosse longue



TCnb 3 éléments négatif boîtier

RAPY 68

Une tendance se dessine



REVUE MENSUELLE
DE PRATIQUE RADIO
ET TÉLÉVISION

=== FONDÉE EN 1936 ===

RÉDACTEUR EN CHEF :
W. SOROKINE

PRIX DU NUMÉRO : **3,00 F**

ABONNEMENT D'UN AN
(10 NUMÉROS)

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

● ANCIENS NUMEROS ●

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

Nos 86 à 94, 96, 98 à 100, 102 à 105, 108 à 113, 116, 119 à 120, 122, 125, 127 à 130, 132 et 133	1,20 F
Nos 135 à 146	1,50 F
Nos 147 à 174, 177 à 179, 186, 188 à 191	1,80 F
Nos 193 à 194, 196 à 232	2,10 F
Nos 233 à 238	2,50 F
N° 240 et suivants	3,00 F

Par poste : ajouter 0,30 F par numéro.

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

ABONNEMENTS ET VENTE :
9, Rue Jacob, PARIS (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. : 734-37-32

L'invitation à répondre à quelques questions, que nous avons lancée dans notre précédent numéro, a eu un succès qui a dépassé nos prévisions : le nombre de réponses enregistrées jusqu'à présent (et il en arrive plusieurs par jour) dépasse déjà largement la totalité de lettres que nous avons reçues lors de notre « consultation » de 1960.

Il ne nous est pas encore possible de faire le bilan de ce sondage, car le dépouillement du courrier reçu est loin d'être terminé ; mais ce que nous voulons faire sans tarder, c'est remercier de tout cœur tous ceux qui se sont donné la peine de nous écrire. Songez que certains nous ont envoyé 4 ou 5 pages d'écriture serrée !

Cependant, dès maintenant une sorte d'unanimité se manifeste sur un point : mesures (nous y englobons la réalisation d'appareils de mesure, leur utilisation, les méthodes de mesures et de contrôle, etc.). Et cela est hautement encourageant, car on y voit une sorte de soif de connaissance, une prise de conscience de l'impossibilité de progresser si on ne sait pas où l'on va.

Soyez donc assurés que le maximum sera fait pour que la rubrique « Mesures » garde la place que nous lui avons déjà assignée, et, si possible, l'élargisse encore.

Des suggestions et des idées intéressantes ne manquent pas dans le courrier que nous avons reçu. C'est ainsi qu'on nous a demandé de compléter régulièrement notre « Cours de Perfectionnement » par des séries de petits problèmes permettant à chacun de contrôler son « degré d'assimilation ». Excellente idée, que nous allons mettre en pratique dès que possible, d'autant plus volontiers que le « Cours » semble intéresser un très grand nombre de nos lecteurs : il vient, pour l'instant, en deuxième place qu'il partage d'ailleurs avec le dépannage TV.

A propos de ce dernier, il est curieux de constater que tous ceux qui manifestent de l'intérêt pour le dépannage ne mentionnent que très rarement celui des récepteurs radio. On pourrait en conclure que la plupart de nos lecteurs sont déjà experts en la matière et n'ont plus rien à apprendre.

Constatation assez surprenante : très peu d'intérêt pour la télévision couleurs ; à peine 10 % des lettres reçues en parlent. Il est vrai que la TVC ne figurait pas dans l'énumération de la question n° 2, mais il y avait un « etc. » suffisamment significatif.

Est-ce que tout cela veut dire que nous allons nous contenter, pour nous faire une opinion, de cette première « salve » de réponses ? Bien entendu non, et nous considérons que les questions posées dans notre numéro précédent restent toujours valables et à la disposition de tous ceux qui ne nous ont pas encore écrit et que nous invitons, d'une façon explicite cette fois-ci, à se prononcer sur la télévision couleurs et plus spécialement sur l'utilité d'en parler souvent dans R.C.

Une autre statistique, provisoire évidemment, mais assez significative : les professionnels sont nettement plus nombreux parmi nos lecteurs que les « amateurs » (encore que ces derniers appartiennent à une catégorie « supérieure » : ingénieurs retraités, instituteurs, ingénieurs autres qu'électroniciens, etc.) : professionnels 67 % ; « amateurs » 33 %.



Vous lirez ce numéro avec un certain retard par rapport à la période des vœux. Que cela ne vous empêche pas, cependant, de recevoir les nôtres, que nous vous adressons de tout cœur pour une très heureuse année 1969.

W. S.

NOUVEL HORAIRE DES MIRES DE L'O.R.T.F.

Depuis le 25 novembre dernier, l'O.R.T.F. a pris de nouvelles dispositions pour la diffusion des mires. L'horaire pour la deuxième chaîne, pendant la semaine, est donné dans le tableau ci-contre. Les dimanches et jours fériés, des mires seront diffusées en deuxième chaîne à partir de 14 h, ou bien dans le cas où une émission est programmée en début d'après-midi, de telle manière que la diffusion soit ininterrompue jusqu'à la fin des programmes de la soirée.

D'autre part, pour la première chaîne, les mires sont diffusées tous les jours (fériés y compris) à partir de 12 h, comme auparavant. Mais afin de faciliter le réglage des téléviseurs couleurs multinormes, la mire de définition est remplacée par des mires de conver-

gence de 13 h 30 à 13 h 55 et de 15 h 30 à 15 h 45.

Avant le démarrage des émissions du programme national ou de la première émission éducative de la matinée, le processus de diffusion sera le suivant :

a) pour la première chaîne : 5 mn de mire de trainage, puis 5 mn de mire de convergence accompagnées du son à 1000 Hz ; ensuite 17 mn de mire de définition et 3 mn de pendule accompagnées de la diffusion de disques ;

b) pour la deuxième chaîne : 14 mn de mire de définition ; 8 mn de mires séquentielles ; 3 mn de mire de trainage et 5 mn de mire de définition et de diapositives couleurs.

NOUVEAUX ÉMETTEURS FM et TV

Les trois émetteurs de radiodiffusion FM de **Bayonne - La Rhune** ont été mis en service définitif le 1^{er} novembre 1968. Ces émetteurs d'une puissance de 3 kW fonctionnent sur 92,7 MHz (France Musique) ; 96,1 MHz (France Culture) ; 89,2 MHz (France Inter-Variétés). Les modulations sont acheminées par le faisceau hertzien Bouliac - La Rhune.

L'émetteur TV canal 58 (2^e chaîne) du centre de **Bayonne - La Rhune** sera mis en service expérimental le 20 décembre 1969. Cet émetteur de 10 kW remplace l'émetteur provisoire 450 W. Il fonctionnera à demi-puissance jusqu'à sa mise en service définitif.

L'émetteur télévision canal 21 du centre de **Brest - Roc Trédudon** a été mis en service définitif et fonctionne à sa puissance nominale 50 kW crête image depuis le 1^{er} décembre 1968.

Heures	Lundi (*)	Mardi	Mercredi - Jeudi - Vendredi	Samedi
10 h 30	Mire de définition (noir et blanc)			
10 h 45	Convergence			
11 h 00	Mire de barres truquées 25 + 75 %	Signaux mesures réseau	Images animées	
11 h 30	Barres + diapos.		Barres + diapositives	
12 h 00	Mire de définition			
12 h 15	Barres + diapositives			
13 h 00	Convergence			
14 h 00	Mire de barres truquées 25 + 75 %			
14 h 30	Barres + diapositives			Images animées
15 h 30	Convergence			
15 h 45	Mire de barres truquées 25 + 75 %			Images animées
16 h 45	Convergence			
17 h 00	Images animées			
18 h 00	Convergence			
18 h 15	Programmes éducatifs			Images animées
19 h 15				

(*) Le lundi ces mires et démonstrations couleurs ne sont pas diffusées avant 16 h 30 sur l'ensemble du réseau. Seul l'émetteur de la Tour Eiffel les diffuse à partir de 10 h 30.

BIBLIOGRAPHIE

APPAREILS ÉLECTRONIQUES A TRANSISTORS, par **H. Schreiber**. — Un volume de 388 pages (16 × 24) avec 361 figures. — Prix : 40,20 F ; par poste : 44,22 F.

Les lecteurs de « Radio-Constructeur » connaissent bien **H. Schreiber** qui a écrit de nombreux articles dans notre revue, traitant de telle ou telle application des transistors et qui est également l'auteur de plusieurs ouvrages, notamment « Technique et applications des transistors » et « Le transistor au laboratoire et dans l'industrie ». C'est dire que **H. Schreiber** connaît bien les transistors et qu'il était tout désigné pour écrire ce livre « Appareils électroniques à transistors ». Cet ouvrage qui commence par une introduction originale consacrée à la terminologie des transistors (sorte de petite encyclopédie des problèmes liés aux semi-conducteurs) est divisé en trois parties : appareils de laboratoire, montages industriels et électro-acoustique. Une quantité importante de montages pratiques sont décrits et tous les détails nécessaires à leur fabrication sont donnés. La plupart des montages ont été réalisés et expérimentés par l'auteur.

La trilogie « Technique et applications des transistors », « Le transistor au laboratoire et dans l'industrie », et « Appareils électroniques à transistors » constitue ainsi un vaste ouvrage où tous les problèmes propres au transistor et à son utilisation sont traités sous l'angle pratique essentiellement.

REGLAGE ET DEPANNAGE DES TELEVISEURS COULEURS, par **Ch. Darteville**. — Un volume de 160 pages (24 × 16) avec plus de 300 illustrations dont 70 en couleurs. — Prix : 37,10 F ; par poste : 40,81 F.

Bien qu'un assez grand nombre de livres aient été déjà écrits sur la télévision en

couleurs, il n'y en a aucun, à notre connaissance, qui soit entièrement consacré au dépannage ou à la mise au point des téléviseurs-couleurs (tout au moins en Europe). Or, étant donné les réglages assez difficiles, les circuits propres à ces récepteurs, la nouveauté de la TVC, la nécessité de satisfaire une clientèle exigeante du fait du prix des récepteurs, etc., un tel livre s'imposait. Dans les neuf chapitres qui sont tous consacrés au système SECAM, l'auteur traite des divers problèmes qui peuvent se poser au metteur au point et au dépanneur ; il y donne, d'une façon claire et précise, les solutions à apporter.

La mise au point et le dépannage des récepteurs sont analysés en interprétant les images des mires de l'O.R.T.F. observées sur l'écran ou de celles de générateurs du commerce. Un grand nombre d'oscillogrammes (120) y sont reproduits qui montrent les signaux à obtenir en différents points caractéristiques des récepteurs. Il s'agit donc essentiellement d'un ouvrage pratique que tous les techniciens TV devront posséder pour pouvoir faire face rapidement aux difficultés qu'ils pourraient rencontrer.

CIRCUITS DE LOGIQUE, par **R. Damaye**. — Un volume de 372 pages (16 × 24) avec 284 figures. — Prix : 49,40 F ; par poste : 54,34 F.

Cet ouvrage est divisé en quatre parties consacrées respectivement aux « circuits élémentaires de logique », « notions de comptage électronique », « réalisation des circuits de logique » et « algèbre logique ». Tout au long de son excellent ouvrage, l'auteur a choisi de faire appel à l'intuition du lecteur plutôt qu'à des formulations mathématiques abstraites. Grâce à cet exposé original, le lecteur assimile parfaitement bien le fonctionnement des divers circuits et aboutit sans peine à l'algèbre de Boole nécessaire pour résoudre aisément les problèmes posés par les divers automatismes que l'on rencontre dans la vie moderne. Au passage, le lecteur fera con-

naissance avec les circuits intégrés, avec leurs modes de fabrication, avec les méthodes de mesure de leurs paramètres ; il aura étudié l'influence des parasites industriels sur le comportement des automatismes à courant faible, les moyens d'y remédier, etc. Il s'agit donc d'un ouvrage de base destiné aux électroniciens et électriciens qui travaillent sur les circuits d'automatisme, ou de calcul numérique ; mais il sera également profitable à ceux qu'intéressent, ne serait-ce qu'à titre de curiosité, le fonctionnement de ces circuits ou aux amateurs de modèles réduits télécommandés.

Tous les ouvrages cités ci-dessus sont édités à la **Société des Editions Radio**, 9, rue Jacob, Paris-6^e.

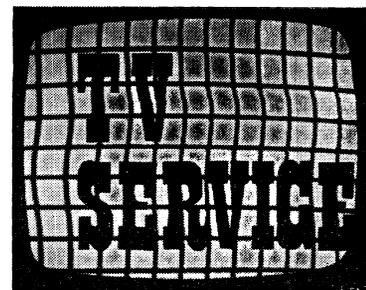
RADIO CONSTRUCTEUR

et son
équipe rédactionnelle
vous souhaitent une

BONNE ANNÉE

1969

IMAGE INTERMITTENTE SUR UN TELEVISEUR PORTATIF



Les pannes ou défauts des tubes utilisés pendant de nombreuses années dans les récepteurs d'images peuvent être assez facilement répertoriés, car ils se reproduisent à peu près sous la même forme chaque fois. En ce qui concerne les transistors, il est beaucoup plus difficile d'acquérir une expérience semblable. Trois raisons s'y opposent : la continuelle mise en application de types nouveaux ; la diversité croissante de ces types ; l'excellente fiabilité du semi-conducteur en général, raréfiant les pannes dues à cette catégorie de composants.

En présence d'un appareil transistorisé, il ne peut plus être question désormais, pour le technicien TV, de procéder par tâtonnements et par essais de remplacement. Nous prenons pour exemple un cas observé récemment.

Les manifestations et observations

Il s'agit d'un téléviseur portatif dont seuls le tuner U.H.F., le sélecteur V.H.F. et les amplificateurs F.I. et vidéo sont transistorisés. Les autres sections utilisent des tubes. Sur cet appareil, s'est produite un jour une éclipse d'image, celle-ci n'apparaissant plus que pendant quelques secondes, à des intervalles de temps assez irréguliers. Par ailleurs, pendant l'absence de l'image, l'écran demeure lumineux, et le son continue à fonctionner. Le défaut est identique sur les deux chaînes.

Nous sommes en possession du schéma général du téléviseur. Comme on le voit sur le synoptique de la figure 1, il y a

trois étages F.I. vision, le premier étant commun à la section « son », puis un étage détecteur et deux étages vidéo. La présence continue du son indique qu'il n'y a pas lieu d'incriminer les oscillateurs V.H.F. et U.H.F., ni le premier étage F.I. commun. Il reste donc à suspecter les deuxième et troisième étages F.I. vision, le détecteur, les deux étages vidéo... et le cathoscope.

Les étages F.I. et vidéo sont groupés sur une même platine imprimée. Une première vérification consiste à percuter en divers points cette platine, et à pousser sur les composants pour déceler une éventuelle soudure défectueuse. Mais lorsque l'image est absente, ces actions mécaniques demeurent sans effet. Si sa réapparition semble parfois être provoquée par un de

nos mouvements, c'est pure coïncidence, nous ne tardons pas à nous en apercevoir.

Les tubes nous ont habitués à des coupures intermittentes, mais la méthode de percussion est dans ce cas efficace. Très rarement, un transistor présente un défaut semblable, mais il n'est pas sensible au choc. En revanche, on observe plus souvent des coupures de diodes détectrices. Comme nous disposons de diodes de remplacement, nous commençons par ôter le boîtier de détection, et, le téléviseur étant sous tension, nous plaçons une diode neuve en parallèle sur celle d'origine. Cet essai ne donne aucun résultat.

Le seul instrument que nous ayons sous la main est un contrôleur universel. Avec son aide, nous pourrions tenter de mesurer toutes les tensions continues des étages suspectés. Mais nous avouons — et le faisant, nous croyons représenter l'opinion de la plupart des techniciens TV — que la mesure de nombreuses tensions sur une platine imprimée, avec le repérage préalable des points à mesurer, et la crainte d'une erreur ou d'un oubli susceptibles d'endommager le contrôleur, est un travail bien pénible ! Dans le cas présent, nous sommes en présence de tensions allant de 0,2 V à 150 V, et il est dangereux de prendre un collecteur pour une base ou un émetteur. D'autre part, nous ne sommes pas certain que l'absence d'image se traduise par la modification ou l'annulation d'une tension continue. Aussi, profitant du caractère portatif du téléviseur, nous empressons-nous de le diriger sur le laboratoire.

Les contrôles au laboratoire

Le lendemain, nous remettons en route le téléviseur, sur une émission en V.H.F. L'image apparaît au bout de quelques instants, demeure un peu plus longtemps que la veille, mais disparaît ensuite pour plus longtemps aussi. Nous pouvons laisser l'appareil relié à l'antenne, et essayer de voir à partir de quel étage le signal ne passe plus. Une sonde détectrice, reliée à l'entrée verticale d'un oscilloscope, peut convenir à cette fin. Cependant, si la coupure intermittente est située assez « haut » dans la chaîne de la figure 1, le signal présent en amont de cette coupure sera probablement trop faible pour être détecté, ou sera « noyé » dans le bruit de fond. Au contraire, si nous remontons la chaîne

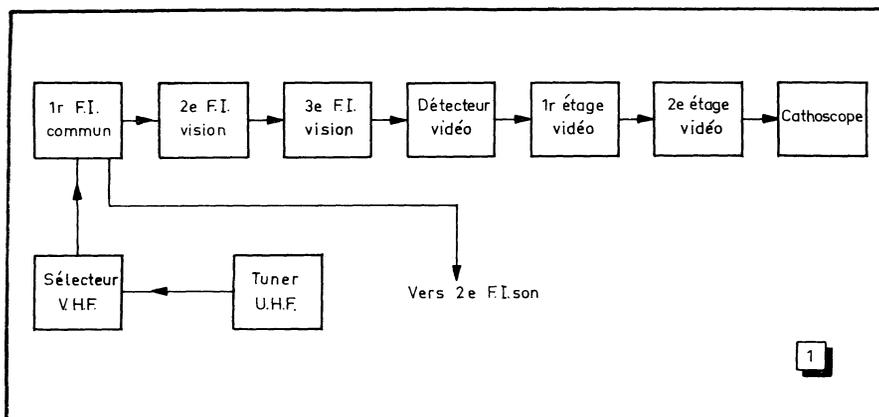


Fig. 1. — L'image n'apparaît que brièvement, et de temps à autre, sur l'écran d'un téléviseur portatif. Le son étant reçu en permanence, il y a lieu de suspecter, sur les neuf blocs ci-dessus représentés, les six allant du deuxième étage F.I. vision au cathoscope inclus.

des défauts prévisibles : défilement vertical et déformation du quadrillage.

En attaquant la base de Q_3 , nous obtenons également une image permanente, cette fois avec la position « + » de l'inverseur de polarité. Le gain de l'étage permet de réduire le niveau du signal injecté. L'image présente toujours les mêmes défauts.

Sur la base de Q_1 , avec le potentiomètre P_1 à fond de course et la même amplitude du signal d'attaque, nous obtenons sensiblement la même image. La polarité vidéo est encore positive, du fait que Q_1 n'introduit pas d'inversion de phase.

La panne intermittente ne provient donc pas des étages vidéo. Il faut maintenant passer au contrôle de l'amplificateur F.I. Le commutateur de gammes H.F. de la mire est mis sur la gamme 25-50 MHz. Nous ne connaissons pas la fréquence d'accord de chacun des circuits résonnants à attaquer, mais nous pouvons choisir une fréquence unique située au milieu de la bande passante F.I. vision, soit environ 33 MHz. Le tableau de correspondance fourni avec la mire indique les graduations du cadran (échelle noire) tous les deux mégahertz. Ce tableau provenant d'un étalonnage particulier de chaque générateur, les chiffres que nous donnons en exemple peuvent varier. Pour notre instrument, le tableau indique le repère 42 pour 34 MHz, et 49,6 pour 32 MHz. Par interpolation, nous situons donc la fréquence de 33 MHz au repère 46 du cadran.

Le niveau H.F. de la mire est mis à son maximum (position 6), ainsi que le niveau vidéo, qui détermine ici le taux de modulation. Comme le résultat final doit toujours être observé sur l'écran du téléviseur, il importe que le signal détecté soit lui-même maximal. Aux fréquences considérées, il n'est pas absolument indispensable de fermer l'extrémité du câble coaxial sur son impédance caractéristique. Mais il est nécessaire d'intercaler un condensateur d'isolement en continu dans la liaison aux points à attaquer. Un condensateur céramique de 1 nF fait l'affaire. Il est commode de constituer une sonde d'injection en montant le condensateur sur une fiche coaxiale femelle, ce qui permet de l'intercaler rapidement quand il le faut, en laissant intact le câble coaxial de la mire, prévu uniquement pour être raccordé aux entrées d'antenne.

En attaquant de cette façon le collecteur du troisième transistor F.I. vision, Q_3 (fig. 3), nous observons des traces d'image sur l'écran. Nous entendons par là que les signaux détectés et amplifiés sont insuffisants pour procurer la reproduction, même pâle, du quadrillage. On aperçoit seulement un réseau de barres horizontales grisâtres. En revanche, en observant le signal à l'oscilloscope sur la cathode du cathoscope, on reconnaît parfaitement la forme de la modulation correspondant au quadrillage, avec une amplitude crête à crête de 1,5 V environ. Dans un tel cas, l'oscilloscope permet de contrôler efficacement l'image, alors que l'observation de l'écran donne une information de qualité bien inférieure. Il en est ainsi chaque fois que, à la sortie de la détection, les signaux de synchronisation

sont d'amplitude trop faible pour déclencher correctement les bases de temps.

Nous venons de contrôler ainsi, d'une manière plus rigoureuse que lors des premiers essais, le bon fonctionnement du circuit de sortie de Q_3 et du détecteur. Nous appliquons maintenant le signal F.I. modulé à la base de Q_3 . Cette fois, il n'y a aucune trace d'image sur l'écran du téléviseur, ni d'oscillogramme sur celui de l'oscilloscope.

Il est inutile de remonter plus haut, et maintenant nous n'avons plus que trois tensions à mesurer (fig. 3). Celle d'émetteur se révèle nulle, les deux autres étant conformes aux indications du schéma. Il reste à vérifier si R_1 est en bon état, et si C_1 n'est pas en court-circuit, ce qui se fait par une seule mesure de résistance. Ces composants sont hors de cause, et il faut conclure à une « coupure » interne du transistor.

Remplacement du transistor défectueux

Le schéma du téléviseur indique que le transistor Q_3 est un BF 173. Cependant, sur la platine, a été monté d'origine un BF 123, de fabrication **ITT**. Ce semi-conducteur, de dimensions très réduites (diamètre 5 mm, épaisseur 2,2 mm), est présenté dans un boîtier en plastique. Ses sorties sont plates et disposées selon un carré autour du boîtier, le collecteur étant repéré par un pan coupé (fig. 4 a). Or, il nous est plus facile de nous procurer un BF 173, beaucoup plus courant, fabriqué par **La Radiotechnique**. Il est présenté en boîtier TO-72, avec les sorties disposées sous le boîtier, également selon un carré (fig. 4 b).

Des documentations en notre possession, il ressort que les deux types de transistors sont des **n-p-n** au silicium, de technologie « planar-épitaxial ». Leur destination commune est l'amplification F.I. Leurs caractéristiques sont très voisines, du moins celles qui apparaissent sur les deux documents. Il faut, en effet, remarquer que certains paramètres figurent parfois sur un catalogue et non sur l'autre, et qu'ils ne sont pas toujours mesurés dans les mêmes conditions.

Nous devons encore comparer les dispositions des sorties des deux types de transistors. La documentation **ITT** la dessine **vue de dessus**, alors que celle de **La Radiotechnique** se range à l'usage général et la dessine vue de dessous. Il faut donc retourner par la pensée le transistor BF 123 pour s'apercevoir que les dispositions des sorties correspondent.

Nous pouvons maintenant dessouder, avec les précautions d'usage, le transistor défectueux de la platine. Comme, au cours de l'analyse dynamique des étages, le fonctionnement normal ne s'est pas rétabli spontanément, nous pouvons en déduire que le défaut du transistor est devenu permanent. Or nous sommes curieux de savoir comment se traduit, du point de vue statique, ce défaut. Aussi, avant de monter le transistor neuf, nous procédons à des mesures simples et purement comparatives, dont les

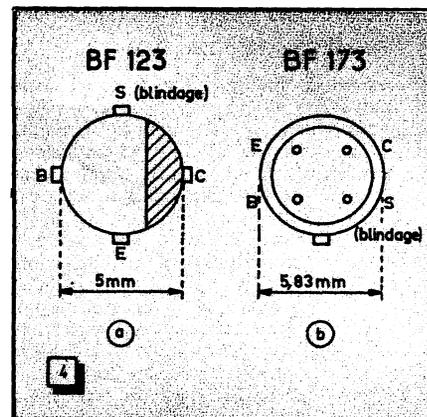


Fig. 4. — a) Brochage du transistor BF 123, de fabrication **ITT**, équivalent au BF 173. Les sorties étant disposées autour du boîtier, le repérage des électrodes est vu de dessus. La surface hachurée sur le dessin correspond à un pan coupé du boîtier, repérant le collecteur. b) Brochage, vu de dessous, du transistor BF 173 de **La Radiotechnique**. Ce transistor est présenté dans le boîtier TO-72, bien connu, avec ergot de repérage des sorties.

résultats sont consignés dans le tableau de la figure 5. L'appareil de mesure est un contrôleur **MétriX** MX 202 A, utilisé en ohmmètre sur le calibre « $\Omega \times 100$ ». La pile unique de ce contrôleur a une tension de 1,35 V. Les signes « + » et « - » dont sont affectées, sur le tableau, les électrodes, indiquent la polarité **réelle** des pointes de touche, qui est pour cet appareil, comme pour bien d'autres, l'inverse de celle des bornes « voltmètre ». La notation « ∞ » signifie seulement que l'aiguille de l'instrument ne dévie pas.

Le tableau montre que la seule différence importante entre les deux transistors réside dans la mesure entre le collecteur négatif et l'émetteur positif. Mais on ne peut guère s'avancer au-delà de cette constatation. On ne peut, en effet, en déduire que, dans le transistor défectueux, « l'émetteur est coupé ». Car, entre l'émetteur et la base, on trouve bel et bien un sens de conduction, comme il en existe un entre la base et le collecteur.

Les chiffres du tableau de la figure 5 ne sont valables que pour le cas ici analysé, et dans les conditions de mesure définies plus haut. Par exemple, nous avions eu antérieurement l'occasion de comparer de cette façon un transistor BF 115 défectueux à l'échantillon de remplacement. Avec un contrôleur **MétriX** 430 sur le calibre « $\Omega \times 10 k$ », nous n'obtenions, pour l'échantillon neuf, que deux lectures sur les six essais, au lieu de trois dans le cas présent. Entre le collecteur et l'émetteur, nous ne trouvons pas de conduction appréciable, quelle que soit la polarité de la tension appliquée. Quant au composant défectueux, il présentait en outre une absence de conduction entre l'émetteur négatif et la base positive.

Confirmation des résultats de l'analyse dynamique

L'analyse dynamique d'un appareil transistorisé permet toujours de localiser rapidement une panne de ce genre de montage. Mais, en présence d'un semi-conducteur très probablement défectueux, dont on ne possède pas d'échantillon neuf, on ne peut lever complètement le doute. Un technicien digne de ce nom ne peut se permettre d'affirmer que l'appareil sera infailliblement dépanné lorsque le transistor soupçonné sera remplacé, et que les étages situés en amont fonctionnent. Par ailleurs, des considérations de rentabilité viennent fâcheusement s'opposer à la tenue en stock, dans un service de dépannage, de nombreux types de transistors.

Pour essayer de confirmer, en l'absence de composant de remplacement, le diagnostic de la panne, nous proposons une méthode que nous n'avons pas eu (faut-il ajouter « malheureusement » ?) l'occasion d'expérimenter souvent. Mais les résultats obtenus semblent prouver qu'on peut « enjamber » provisoirement l'étage défectueux, bien entendu au prix d'une baisse considérable des performances du téléviseur. Dans le cas analysé ici, nous avons tenté de relier le collecteur de Q_3 au collecteur du transistor précédent, au moyen d'un condensateur auxiliaire. On se prive ainsi du gain d'un étage, et, ce qui est plus grave, on risque de très mal adapter les impédances. Aussi faut-il tâtonner un peu sur la valeur du condensateur auxiliaire. En revanche, la mire peut délivrer un signal

★

Fig. 5. — *Le transistor F.I. défectueux, et celui de remplacement, ont fait l'objet de ces mesures de résistances sous une tension de 1,35 V. La seule différence importante réside dans le résultat de la mesure entre le collecteur négatif et l'émetteur positif.*

★

	BF123 défectueux	BF173 neuf
$\overset{+}{C} - \bar{E}$	$R = \infty$	$R = \infty$
$\bar{C} - \overset{+}{E}$	$R = \infty$	$R = 23k\Omega$
$\overset{+}{B} - \bar{E}$	$R = 25k\Omega$	$R = 25k\Omega$
$\bar{B} - \overset{+}{E}$	$R = \infty$	$R = \infty$
$\overset{+}{C} - \bar{B}$	$R = \infty$	$R = \infty$
$\bar{C} - \overset{+}{B}$	$R = 22k\Omega$	$R = 25k\Omega$

H.F. d'au moins 0,1 V eff, et permet d'obtenir une image dans ces conditions, alors que tout essai sur antenne serait le plus souvent infructueux.

Dans le cas présent, avec un condensateur de 22 pF entre les collecteurs, nous avons pu obtenir une image faible, l'atténuateur V.H.F. de la mire étant sur la position 2. Le transistor défectueux se trouvait enlevé de la platine, mais ce genre d'essai peut aussi être conduit avec le transistor en place, à moins que celui-ci constitue non une coupure, mais un court-circuit pour le signal.

Dans l'autre cas cité, relatif à un transistor BF115 qui équipait un premier étage vidéo, nous avons également réussi à « enjamber » cet étage au moyen d'un conden-

sateur de 0,1 μ F reliant son entrée à celle de l'étage suivant. Là encore, l'utilisation de la mire, attaquant le téléviseur en V.H.F. avec un fort niveau nous avait permis d'obtenir une faible image.

Bien entendu, cette méthode de suppression provisoire d'un étage suppose qu'on a pu reconnaître suffisamment les points à relier par le condensateur auxiliaire. Il ne s'agit pas de placer ce dernier, « pour voir », au hasard entre les points de soudure de la platine. Il pourrait, en effet, acquérir accidentellement une charge suffisante pour endommager un autre semi-conducteur. De plus, on utilisera toujours un condensateur d'aussi faible capacité que possible.

P. BROSSARD.

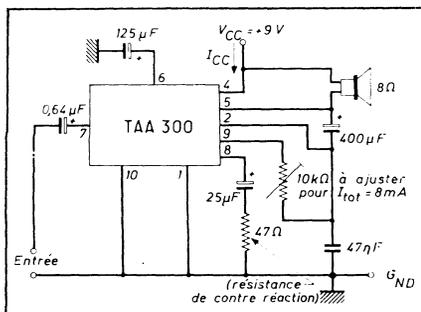
TAA 300 : AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE EN CIRCUIT INTÉGRÉ ★

Le circuit intégré monolithique TAA 300 est un amplificateur B.F. de puissance conçu pour équiper des appareils alimentés sur piles. Le cas typique étant, par exemple, celui de la section d'un récepteur radio portable.

Ce circuit intégré, utilisé à une tension nominale de 9 V et avec une impédance de charge normalisée de 8 Ω , délivre une puissance de 1 W avec une distorsion totale inférieure à 10 %. Il est monté dans un boîtier du type TO-74 à 10 conducteurs.

Les principales caractéristiques du circuit TAA 300 sont :

- gain en puissance élevé (10 mV sur 15 k Ω en entrée pour 1 W sur 8 Ω en sortie) ;
- faible courant de repos (8 mA sous 9 V) ;
- haute impédance d'entrée (10 k Ω min.) ;
- excellent rendement (58 % pour 1 W en sortie) ;
- stabilisation du courant de repos contre les variations de tension de batterie et de température ambiante.



Branchement du circuit intégré TAA 300.

La tension de repos en sortie est stabilisée à la demi-valeur de V_{CC} par l'action de l'étage différentiel d'entrée qui la compare avec une tension obtenue sur un diviseur à résistances. Le réseau de stabilisation étant intégré, l'impédance d'entrée est limitée à une valeur maximale de 18 k Ω .

Afin d'obtenir une faible distorsion et une bonne réponse en fréquence, une tension de contre-réaction est appliquée à l'entrée. Avec une résistance de contre-réaction de 47 Ω , la sensibilité de l'amplificateur est d'environ 10 mV pour une puissance de 1 W en sortie. Sans résistance, la sensibilité se trouve multipliée par 10.

Enfin, pour des raisons de stabilité aux fréquences élevées, une capacité céramique de 47 nF doit être connectée entre la sortie et le zéro électrique. La courbe donnant la variation de la puissance de sortie en fonction de l'impédance de charge montre que la puissance maximale (1 W) est atteinte avec une charge

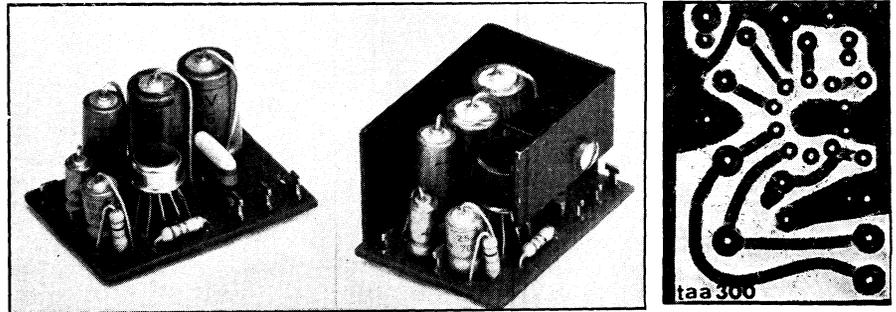
de 8 Ω pour $V_{CC} = 9$ V et de 5 Ω pour $V_{CC} = 7,5$ V.

À la tension maximale d'une pile de 9 V et en régime sinusoïdal, la puissance maximale dissipée par le TAA 300 est d'environ 800 mW. Dans des conditions normales d'utilisation sa valeur typique est de 600 mW.

On trouve ci-dessous le dessin du circuit imprimé qui a été utilisé pour la maquette. Le potentiomètre ajustable de 10 k Ω servant à régler le courant de repos à 8 mA a été remplacé par une résistance à ± 5 % (valeur à déterminer).

Dans la bande de 30 Hz à 15 000 Hz, le rapport signal/bruit est de 70 dB pour $P_o = 1$ W avec une résistance de source $R_s \leq 2$ k Ω . La tension de bruit aux bornes de la charge (8 Ω) est au maximum de 400 μ V quand l'entrée est reliée au zéro électrique par une capacité de 25 μ F.

(D'après une documentation R.T.C.)



Réalisation pratique de l'amplificateur, avec et sans radiateur, et dessin de la platine imprimée.

LE CALCUL ÉLECTRONIQUE

Quatrième partie : LES CIRCUITS LOGIQUES

(Suite · voir "Radio-Constructeur" n°s 227, 229, 230 et 240 à 244)

Structure de comptage synchrone

On devine qu'il n'est plus question de commander le basculement du bistable B_{n-1} par le retour au zéro du bistable B_n . Il faudra que ce soit l'impulsion d'entrée elle-même, appliquée aux basculeurs adéquats, qui provoque leur basculement.

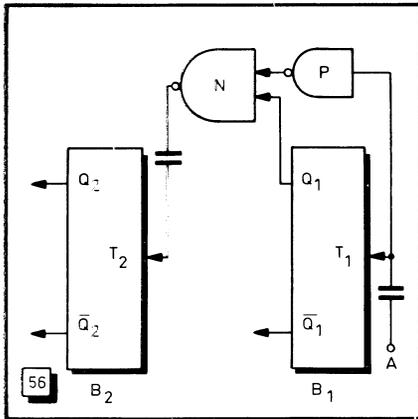
Si l'on examine la succession des nombres binaires, on arrive aisément à la conclusion suivante :

Le basculeur B_{n-1} doit changer d'état quand arrive une impulsion telle que, après l'impulsion précédente, tous les basculeurs $B_1, B_2, B_3, \dots, B_n$ étaient simultanément dans l'état 1.

Par exemple, le basculeur B_4 des huitaines devra basculer au moment où arrive la huitième impulsion, c'est-à-dire que, après l'arrivée de l'impulsion précédente (la septième), les basculeurs B_1, B_2 et B_3 étaient tous dans l'état 1, le compteur affichant alors 0111 (sept).

On imagine donc facilement la structure d'un compteur synchrone à deux basculeurs : elle est indiquée sur la figure 56.

Le basculeur B_1 est attaqué normalement par les impulsions sur son entrée T_1 .



★
Fig. 56. — Compteur binaire synchrone à deux étages : le basculeur B_2 basculera en même temps que B_1 chaque fois que ce dernier sera, juste avant l'arrivée de l'impulsion en T_1 , dans l'état 1.
★

Ces impulsions négatives sont obtenues par dérivation des flancs descendants du signal appliqué en A, de forme rectangulaire, inversé par le circuit « pas » P.

Initialement, B_1 est au zéro, la sortie Q_1 est donc au zéro. La sortie du « nand » N restera donc à 1 (puisque'il y a un zéro sur une de ses entrées), quoiqu'il puisse se passer à la sortie du circuit P.

Un premier flanc descendant est appliqué en A : dérivé par C, il produit une impulsion négative en T_1 , et B_1 bascule. Comme B_1 a un certain retard au basculement, l'impulsion positive que P (attaqué par une impulsion négative) applique à l'entrée du haut de N est terminée quand la sortie Q_1 passe à 1. Il n'y a donc à aucun moment de signal 1 simultanément sur les deux entrées de N : sa sortie reste à 1, donc le basculeur B_2 ne reçoit rien sur son entrée T_2 et il ne bascule pas.

Mais, après l'arrivée de la première impulsion, la sortie Q_1 est devenue 1. Donc, au moment où la seconde impulsion négative arrive en T_1 , provoquant (avec un certain retard) le basculement de B_1 , une impulsion positive fournie par P arrive sur l'entrée du haut de N, qui a encore sur son entrée du bas un 1 venant de Q_1 . Cette fois, comme il y a simultanément des 1 sur les deux entrées de N, sa sortie devient zéro, envoyant une impulsion négative à l'entrée T_2 de B_2 , qui bascule donc en même temps que T_1 (si l'on néglige les temps de transmission des circuits P et N).

Compteur binaire synchrone à n étages

Une solution élégante pour réaliser un compteur binaire du type synchrone, comportant un nombre quelconque d'étages, est celle de la figure 57, qui utilise des J-K.

Initialement, tous les basculeurs J-K ont été remis à zéro par une commande spéciale (commande dite « clear », qui est prédominante sur H, J et K). Toutes les sorties Q sont donc à zéro.

Sur le premier J-K, B_1 , on a appliqué des 1 en J et K ; il est donc un basculeur « master-slave » classique, qui change d'état à chaque commande positive en H.

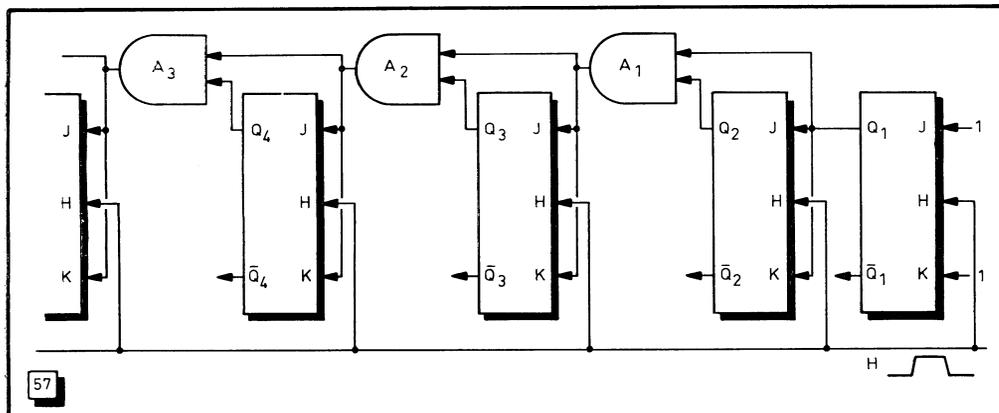


Fig. 57. — Compteur binaire synchrone à nombre quelconque d'étages équipé de basculeurs J-K : le jeu des circuits « et » A fait que l'impulsion en H n'agit sur un des J-K que lorsque tous ceux qui sont à droite sont dans l'état un. Les circuits « et » appliquent sur les entrées J et K des basculeurs des zéros (ou des 1) qui interdisent (ou permettent) le basculement au moment de l'arrivée de l'impulsion en H.

La première impulsion H fait donc passer B_1 à l'état 1, amenant Q_1 à 1. Mais, au moment de la commande H, Q_1 était nul : il y a donc 0 sur les entrées J et K de B_2 , ce dernier est donc insensible à la commande en H et la première impulsion n'aura pas d'effet sur lui.

Comme $Q_1 = 0$, le circuit « et » A_1 , recevant un zéro sur une de ses entrées, donnera zéro sur sa sortie, empêchant de même B_3 d'être sensible à l'action de H, puisque ses entrées J et K reçoivent des zéros. De même, la sortie de A_1 , qui est nulle, fait que la sortie du second « et », A_2 , le sera aussi, envoyant des zéros sur les entrées J et K de B_4 , qui sera également insensible à la première impulsion.

Quand celle-ci aura été envoyée, seul B_1 aura basculé, appliquant, par sa sortie Q_1 , un 1 aux entrées J et K de B_2 et à une des entrées de A_1 .

Envoyons la seconde impulsion en H : B_1 basculera, bien entendu, comme il le fera pour toute impulsion en H. Mais comme, avant ce basculement il appliquait 1 aux entrées J et K de B_2 , ce dernier basculera en même temps que B_1 , passant au 1 tandis que B_1 repasse au zéro.

Au moment où cette seconde impulsion arrive, B_2 est au zéro, appliquant donc, par Q_2 , un zéro à l'entrée du bas du circuit « et » A_1 : la sortie de celui-ci est donc zéro (amenant la sortie de A_2 à être aussi zéro) et il y a zéro sur les entrées J et K de B_3 et de B_4 : ces deux basculeurs ne réagiront donc pas à cette deuxième impulsion.

Après cette deuxième impulsion, B_1 étant revenu à zéro, il y a zéro sur Q_1 (donc à la sortie de A_1 , donc à celle de A_2). Il n'y a donc que des zéros sur les entrées J et K de B_2 , B_3 et B_4 .

La troisième impulsion en H n'agira donc que sur B_1 , les autres J-K étant bloqués dans leurs positions respectives par les zéros appliqués sur leurs entrées J et K.

Après la troisième impulsion, nous avons Q_1 et Q_2 qui valent donc 1 tous les deux. La sortie de A_1 vaut donc 1, ce qui fait qu'il y a des 1 sur les entrées J et K de B_1 (toujours), de B_2 et de B_3 . Mais il y a des zéros sur les entrées J et K de B_4 , puisque la sortie Q_3 de B_3 est toujours à zéro, ce qui entraîne que la sortie du « et » A_2 l'est aussi.

Donc, lors de l'arrivée de la quatrième impulsion, celle-ci sera active pour B_1 , pour B_2 et pour B_3 simultanément. Les deux premiers repasseront à zéro tandis que B_3 passera à l'état 1.

Le basculeur B_4 ne sera commandé par les signaux en H que lorsque ses deux entrées J et K seront au 1 toutes les deux, autrement dit quand la sortie de A_2 sera 1. Pour cela, il faut que les deux entrées de A_2 soient 1, c'est-à-dire que l'on ait :

$$Q_3 = 1 \text{ (pour l'entrée du bas de } A_2 \text{)} ;$$

$$Q_2 = Q_1 = 1 \text{ (pour l'entrée supérieure de } A_2 \text{, qui est la sortie de } A_1 \text{)}.$$

Autrement dit, le basculeur B_4 ne sera sensible à l'action de H que quand tous ceux qui le précèdent sont dans l'état 1, ce qui était le but recherché.

A partir de B_4 , le montage est strictement répétitif. On voit que le « et » A_n ne fournit 1 à sa sortie que lorsque les basculeurs $B_1, B_2, B_3, \dots, B_n$ et B_{n+1} sont tous dans l'état 1 (par exemple, la sortie du circuit « et » A_2 ne vaut 1 que si les basculeurs B_1, B_2 et B_3 sont tous dans l'état 1).

C'est donc dans cette condition seulement que le basculeur B_{n+2} , ayant 1 sur ses entrées J et K, a reçu « l'autorisation de basculer à la prochaine commande en H ».

On voit que les circuits « et » successifs n'ont jamais besoin de plus de deux entrées. D'autre part, les basculements des différents J-K qui doivent basculer ensemble sont rigoureusement simultanés, puisque c'est la même commande H qui est appliquée à chacun d'entre eux. Ceux qui ont des 1 sur leurs entrées J et K basculent, ceux qui ont des zéros sur ces entrées ne basculent pas et tout est bien ainsi.

Le comptage décimal

Qu'il soit synchrone ou asynchrone, le comptage binaire, simple dans sa réalisation, est peu agréable si on l'utilise pour le comptage proprement dit. Une fois le comptage terminé, le

résultat est affiché sous forme de code binaire, et nous n'avons pas l'habitude de nous servir de ce code, en dehors des applications relevant spécifiquement du calcul électronique.

Il est donc nécessaire de le convertir en code décimal, ce qui est d'autant plus long et difficile que le nombre affiché est plus grand : il faut faire des additions de puissances de 2 qui peuvent comporter cinq à six chiffres, et il peut y avoir beaucoup de nombres à additionner.

C'est la raison pour laquelle on a tout fait pour réaliser des ensembles électroniques qui comptent directement par dix. De tels ensembles sont constitués de sous-ensembles appelés « décades ».

Une décade électronique de comptage est un montage qui a dix états stables possibles, qui passe de l'un au suivant quand une impulsion est appliquée à l'entrée, qui permet de connaître à chaque instant, par un affichage adéquat, l'état dans lequel elle se trouve. En outre, cette décade doit pouvoir être remise dans l'état zéro par l'action sur une entrée spéciale, et elle doit comporter une sortie, qui délivre une impulsion chaque fois que la décade « recycle », passant, sous l'influence d'une impulsion à l'entrée, de l'état neuf à l'état zéro.

Avant l'avènement des circuits intégrés économiques, il existait déjà de très nombreux types de décades. Quoiqu'il nous semble, de nos jours, peu rentable de construire une décade à partir d'éléments discrets (la solution en circuit intégré est presque automatiquement plus fiable, moins chère, moins encombrante, et presque toujours à performances plus élevées que celle utilisant des composants séparés), nous décrirons cependant certaines décades.

En effet, la structure de ces décades est un intéressant exemple d'assemblage de circuits logiques, aussi nous semble-t-il que le temps passé à étudier n'est pas du temps perdu.

Il y a essentiellement deux types de décades : celles qui sont décimales par nature (anneau de Regener et tubes spéciaux du type « Dékatron », « Faisceau laminaire » ou « Trochotron ») et celles qui constituent un ensemble de quatre bistables, qui devrait normalement compter par seize, et que l'on a « truqué », en introduisant des couplages qui « escamotent » un certain nombre d'états. Citons aussi les décades faites d'un bistable, d'un « tristable » (généralisation du bistable) et d'un second bistable, donc d'un ensemble qui doit compter par douze, et que l'on a « truquées » pour les amener à compter par dix.

La décade "Potter"

Quoique nous ayons personnellement horreur de ce montage, difficile à mettre au point et d'un fonctionnement souvent peu sûr, nous le décrirons sommairement, car il est un des premiers historiquement réalisés, ce qui fait qu'on en trouve la description partout (et qu'on l'utilise encore parfois).

Si nous envisageons une chaîne de quatre basculeurs, initialement tous au zéro, couplés de telle sorte que le passage de l'un d'entre eux de l'état « un » à l'état « zéro » entraîne le changement d'état du suivant (dans la chaîne), nous aurons bien réalisé un compteur binaire par seize.

Au début, les basculeurs affichent

0 0 0 0,

après la première impulsion, l'affichage est

0 0 0 1

... et ainsi de suite (les lecteurs de « Radio Constructeur » connaissent le code binaire depuis longtemps et il est inutile de préciser les affichages successifs).

Quand arrive la huitième impulsion, l'affichage devient

1 0 0 0,

et, après la neuvième, il est

1 0 0 1.

Si on laissait agir la loi binaire normale, l'impulsion suivante provoquerait l'affichage 1 0 1 0 (alors que nous souhaitons que l'ensemble recycle et affiche 0 0 0 0). Donc, quand la neuvième

impulsion est arrivée, il faut faire en sorte que, à l'arrivée de la dixième :

1. — On ramène à zéro le basculeur des huitaines (correspondant au chiffre le plus à gauche) ;

2. — On empêche le passage à 1 du basculeur des deuxaines.

La première condition est assez facile à satisfaire : on fait agir l'impulsion dérivée à partir de la sortie Q du basculeur des unités (fig. 58) sur la remise à zéro, ou, mieux, sur l'entrée « R » du basculeur des huitaines, si ce dernier est un RST. Cela est effectué par la connexion (A).

On voit alors que tout fonctionne normalement jusqu'à la septième impulsion : le fait de recevoir une impulsion négative (active) après chaque impulsion de rang pair (2, 4 et 6) sur son entrée R ne fait rien au basculeur H (huitaines) : il est déjà au zéro.

Au moment de la huitième impulsion, le basculeur H reçoit bien une impulsion négative sur son entrée R, mais celle-ci arrive *avant* l'impulsion négative sur son entrée T (à cause du retard de transmission des basculeurs des deuxaines et quatraines). L'impulsion en T (qui n'a pourtant rien de fantomatique, rassurez-vous !) a donc une action prédominante. Il en est toujours ainsi dans la vie : ceux qui parlent en dernier sont souvent ceux que l'on écoute de préférence !

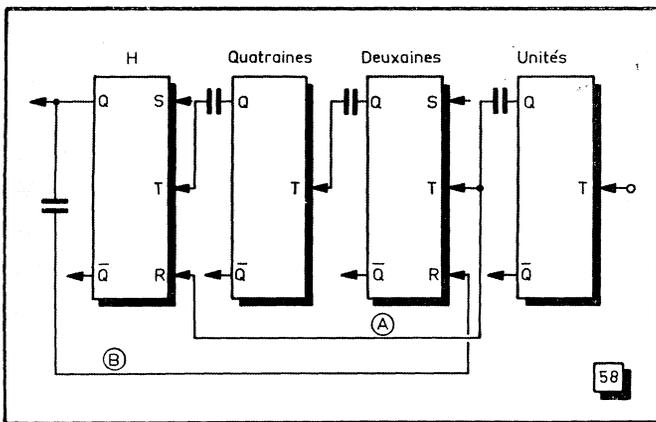


Fig. 58. — Décade dite « Potter », composée de quatre bistables, qui devraient donc normalement compter par seize. La connexion (A) ramène le bistable H à zéro à la dixième impulsion d'entrée ; la connexion (B) utilise le retour à zéro de H pour remettre à zéro le basculeur des deuxaines.

Donc, l'impulsion en T prédomine et le basculeur des huitaines passe au 1.

L'impulsion numéro 9 ne fera que faire passer au 1 le basculeur des unités, qui enverra, par dérivation de sa sortie Q, une impulsion positive (inactive) au T des deuxaines et au R des huitaines. Ces deux basculeurs, n'ayant pas suivi de cours de langues étrangères, ne « comprendront » pas cette impulsion négative, et ils resteront impassibles.

A l'impulsion numéro 10, tout va changer. Le basculeur des unités va revenir au zéro (il a raison, à notre point de vue « décimaliste ») ; celui des deuxaines va passer au 1 ; il suit en cela la logique binaire, mais, toujours à notre point de vue « décimaliste », il a tort. Il en résultera une impulsion positive sur le T des quatraines, et ce basculeur restera au zéro, pour notre plus grande satisfaction.

Et celui des huitaines ? Oh, là, pas de problème : le retour de la sortie Q du basculeur des unités de 1 à 0 a envoyé une impulsion négative, parfaitement compréhensible, à l'entrée R du basculeur H. Ce dernier revient donc sagement au zéro, ce dont nous le félicitons.

Donc, tout serait bien ... s'il n'y avait pas cette « mauvaise tête », autrement dit le basculeur des deuxaines, qui est passé au 1. On va lui dire notre façon de penser, à celui-là. Comment ? Tout simplement en utilisant le signal produit par déri-

vation de la sortie Q du basculeur H, ce qui produira un top négatif. Nous l'appliquerons, par la connexion (B) sur une remise à zéro, ou sur une entrée R du basculeur des deuxaines. Ce dernier, à peine passé au 1, va donc être remis au zéro. Tout est donc parfait. Oui mais ... il y a un point délicat. Comme le basculeur des deuxaines est passé au 1 (pas longtemps, mais il y est passé tout de même) et qu'on le remet au zéro, il serait bien capable d'envoyer, par dérivation de sa sortie Q, un top négatif à l'entrée T du basculeur des quatraines, qui pourrait bien passer au 1. Toute l'astuce, pour empêcher cela, est de faire en sorte qu'un signal aussi court, sur la sortie Q du basculeur des deuxaines, ne soit pas nettement dérivé et n'arrive pas à agir franchement sur l'entrée T des quatraines. On procède un peu comme pour la séparation des tops de trames en télévision : à la sortie d'un circuit dérivateur, on recueille des tops négatifs à la fin des impulsions longues (trames), mais pas à la fin des impulsions courtes (lignes).

Les autres basculeurs commandent quatre lampes d'affichage, en face desquelles on écrit 1, 2, 4 et 8. En additionnant les chiffres écrits, on obtient le nombre compté.

La sortie de la décade se fait par dérivation de la sortie Q du basculeur des huitaines.

La décade "Rochar"

La décade Rochar est infiniment plus logique et n'exige pas les « acrobaties » du montage Potter. Son schéma est indiqué sur la figure 59, l'ensemble des formes d'ondes étant reproduit sur la figure 60.

Le basculeur B₁ est un étage binaire normal, changeant d'état pour chaque impulsion envoyée en (E) (entrée). On voit que B₃ et B₄ constituent un compteur binaire par 4 absolument normal.

Initialement, tous les basculeurs sont au zéro, avec 0 sur leurs sorties Q et 1 sur leurs sorties Q-bar.

La première impulsion en (E) fait basculer B₁, une impulsion positive (inactive) est envoyée au S de B₂ qui reste au zéro. Comme la sortie Q de B₂ est à zéro, depuis un certain temps déjà, il en est de même du point (A) (malgré le très léger retard introduit par le circuit R-C) et le circuit « nand » N, ayant un zéro sur une de ses entrées, donne 1 en sortie.

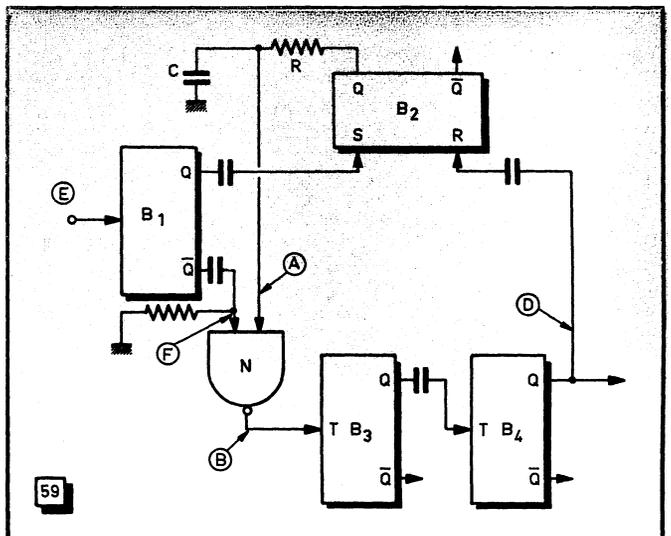


Fig. 59. — Décade « Rochar », d'une meilleure fiabilité que la « Potter ». Le basculeur B₁ divise par 2 normalement, et il reste à compter par cinq les impulsions en (F) : la première déclenche B₂, mais, arrêtée par N, ne passe pas vers B₃ et B₄ ; les quatre suivantes passent vers B₃-B₄, compteur par 4 normal, la dernière remet B₂ à zéro.

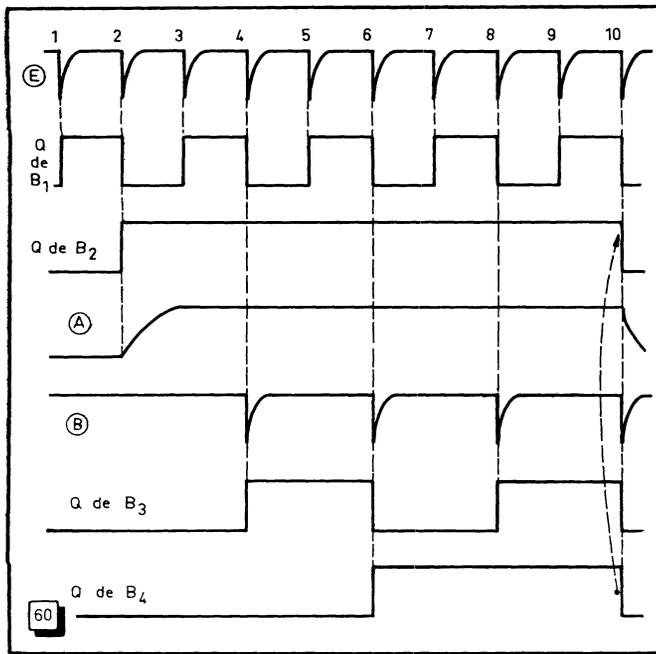


Fig. 60. — Formes d'ondes de la décade « Rochar ». On voit que, sur les cinq impulsions que donnerait (en négatif) la dérivation des flancs descendants du signal Q de B₁, impulsions qui correspondent aux impulsions paires en E, il n'y en a que quatre qui arrivent en B.

Arrive la deuxième impulsion. Elle ramène B₁ au zéro, d'où envoi d'impulsion négative (active) sur le S de B₂ qui passe en 1. Au moment du retour de B₁ au zéro, la dérivation de sa sortie Q applique une impulsion positive courte en (F) à une entrée du « nand ». Cette impulsion est, au fond, un 1 de Boole, appliqué pendant un temps très court. Si l'autre entrée (A), du circuit N, avait été au 1, les deux entrées se trouvant momentanément au 1, il y aurait eu, pendant un instant, un zéro en sortie. Mais l'entrée (A) de N n'est pas au 1; plus exactement, elle n'y est pas encore. La sortie Q de B₂ est bien à 1, mais le circuit retardateur R-C fait que cet état 1 ne sera appliqué en (A) que plus tard, quand l'impulsion positive en (F) sera finie. Il ne sort donc pas d'impulsion négative en (B).

A la troisième impulsion, comme pour toutes les impulsions de rang impair, B₁ bascule seul, de zéro à un, sans influencer aucun basculeur. Nous passerons donc, par la suite, très rapidement sur les impulsions de rang impair.

A la quatrième impulsion, les choses sont plus compliquées. Depuis l'impulsion 2, C a eu le temps de se charger à travers R, et un 1 est présent sur l'entrée (A) du circuit « nand ». Au moment où B₁ revient au zéro, il y a une impulsion positive sur l'entrée (F) de ce circuit : deux 1 à la fois, cela entraîne un 0 en sortie, autrement dit, une impulsion négative en (B). Le basculeur B₃ y est sensible, passe au 1, sans agir sur B₁ (il lui envoie une impulsion positive).

A la cinquième impulsion, B₁ passe au 1 tout seul.

Pour la sixième impulsion, B₁ repasse au zéro. Une nouvelle impulsion négative est envoyée en S de B₂, mais elle n'agit pas, puisque ce basculeur est déjà dans l'état 1. A l'entrée (F) de N, une impulsion positive provoque la sortie d'une impulsion négative en (B). Il y a donc basculement de B₃ de l'état 1 à l'état zéro, donc basculement de B₄ de l'état zéro à l'état 1. Une impulsion positive, issue de la sortie Q de B₄, est envoyée au R de B₂, mais reste sans effet.

A la septième impulsion, B₁ repasse au 1 tout seul.

A la huitième impulsion, B₁ repasse au zéro. L'impulsion négative (active) qu'il envoie sur l'entrée S de B₂ est sans effet, B₂ étant déjà dans l'état 1. En revanche, l'impulsion positive qu'en-

voie en (F) la dérivation de la sortie Q de B₁ agit, car l'entrée (A) est toujours à 1. Il y a une impulsion négative en (B), ce qui fait basculer B₃ de l'état zéro à l'état 1, sans agir sur B₄ (qui ne reçoit qu'une impulsion positive).

La neuvième impulsion fait uniquement basculer B₁ à l'état 1.

La dixième impulsion fait rebasculer B₁ à l'état zéro, d'où l'envoi d'une impulsion négative sur l'entrée S de B₂, sans effet puisque B₂ est dans l'état 1. La dérivation de la sortie Q de B₁ envoie une impulsion positive en (F) sur le circuit « nand » N. Son autre entrée, (A), est toujours à 1; il y a donc une impulsion négative en sortie en (B).

Cette impulsion en (B) fait basculer B₃, le ramenant à l'état zéro. La diminution de la tension en Q de B₃ fait basculer B₄, le ramenant au zéro.

Le retour de 1 à zéro de la tension en Q de B₄ envoie une impulsion négative (active) sur l'entrée R de B₂, qui est remis au zéro. Quelque temps après, le potentiel du point (A) arrive aussi au zéro. Tout est prêt pour recommencer pour dix impulsions.

On peut dire, en quelque sorte, que B₁ compte par 2 et que les basculeurs B₂, B₃ et B₄ constituent un compteur par cinq. Le basculeur B₂ est commandé par la première des cinq impulsions et il en empêche la transmission à l'ensemble B₃-B₄; les quatre impulsions suivantes sont comptées normalement par le compteur B₃-B₄.

Pour connaître le nombre d'impulsions reçues par une décade Rochar, il faut supposer que B₁ allume, quand il est dans l'état 1, une ampoule marquée « 1 ». Le basculeur B₂ commande une ampoule marquée « 2 », celle qui commande B₃ est aussi marquée « 2 ». Le basculeur B₄, en position 1, allume une ampoule notée « 4 ». On remarque que l'on a affaire ici à une décade dite « en 1-2-2-4 » (alors que la décade Potter était « en 1-2-4-8 »). Dans la décade Rochar, dans aucun cas, le nombre affiché (obtenu en faisant la somme des chiffres en regard des ampoules allumées) ne peut dépasser 9; il n'en va pas de même de la décade Potter.

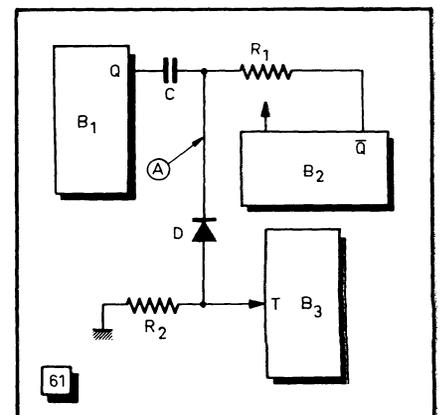
Histoire de circuit "nand" et "exercice de style"

Les gens s'imaginent souvent, quand on parle de circuit « nand », comme N dans la figure 59, qu'il s'agit d'un montage compliqué. Nous avons utilisé un authentique « nand » uniquement pour que les lecteurs se sentent plus en pays de connaissance; en réalité, on peut faire beaucoup plus simple.

La figure 61 indique le circuit qui transmet (ou ne transmet pas) les impulsions négatives à l'entrée T de B₃. Son fonctionnement est facile à comprendre.

Supposons que la sortie Q de B₁ repasse de 1 à 0. Ce flanc descendant, différencié par C-R₁, applique à la cathode de la diode D une impulsion négative. Si B₂ est dans l'état zéro, sa

Fig. 61. — Réalisation pratique du circuit « N » de la figure 59 : suivant que la sortie Q de B₁ est à potentiel zéro (ou à un potentiel positif), la polarisation de la diode D permet (ou interdit) le passage de l'impulsion négative issue de la dérivation du signal Q de B₁ vers la commande de B₃.



sortie \overline{Q} est positive, portée au potentiel $+E$ de l'alimentation (ce que nous appelons « 1 » en notation de Boole). La variation du potentiel de la cathode de D en fonction du temps aura par conséquent l'aspect que l'on voit sur la figure 62 (a). Cette cathode ne devient donc pas négative. Comme, en raison de la présence de R_2 , l'anode de D est au potentiel zéro (celui de la masse), la diode n'est pas débloquée, et il n'y a aucune impulsion envoyée à l'entrée T de B_2 .

En revanche, si B_2 est dans l'état « 1 », sa sortie \overline{Q} est au potentiel zéro. La variation du potentiel de la cathode de D au cours du temps se fait selon la forme d'onde 62 (b), correspondant à un déblocage de D et à un envoi d'impulsion négative à l'entrée T de B_2 .

Soit dit en passant, le circuit retardateur R-C de la figure 59 existe sur le montage de la figure 61 : c'est tout simplement R₁-C. On voit que le tout est vraiment simple.

Maintenant, un petit « exercice de style ». Cherchons comment on pourrait réaliser une décade Rochar avec des basculeurs J-K.

Pour le premier, pas de problème. Nous n'avons même pas besoin d'un J-K ; un simple « master-slave » classique suffirait. Mais, par homogénéité, nous pouvons prendre un J-K, où il suffira d'appliquer des 1 aux entrées J et K.

En ce qui concerne B_2 , nous allons l'attaquer sur son entrée H par la sortie Q de B_1 . Nous appliquerons en permanence à l'entrée J de B_2 un 1, ce qui fait que, quel que soit l'état de l'entrée K (ou des entrées K_1 et K_2) de B_2 , ce basculeur va passer dans l'état travail quand son signal en H sera monté puis redescendu. Cela aura lieu après la deuxième impulsion en (A).

Pour monter B_3 et B_4 en compteur par 4, rien de plus simple avec des J-K. On va même en faire un compteur synchrone, en appliquant la même impulsion d'entrée (sortie Q de B_1) aux entrées H de B_3 et B_4 . Elle ne devra agir sur B_4 que si B_3 est dans l'état 1, et c'est pourquoi on doit relier les entrées J et K de B_4 à la sortie Q de B_3 . Si B_3 est à l'état repos, B_4 est bloqué dans sa position par $J=K=0$; si B_3 est en position 1 au moment où arrive l'impulsion (A), B_4 change d'état, puisqu'il reçoit un signal en H et que ses entrées J et K sont à 1.

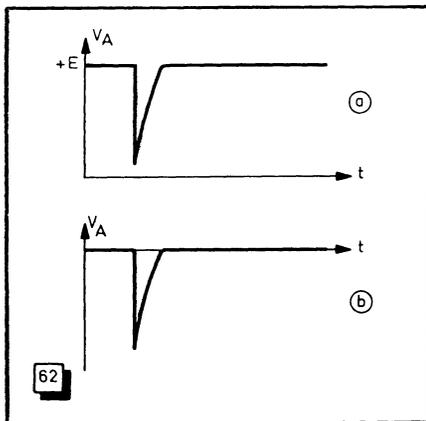


Fig. 62. — Fonctionnement du circuit de la figure 61 : quand la sortie \overline{Q} de B_2 est à $+E$ (a), le signal appliqué en (A), à la cathode de la diode, ne devient jamais négatif : il ne peut pas passer sur l'anode. Si la sortie \overline{Q} de B_2 est au potentiel zéro (b), le signal en A peut se retrouver sur l'anode de la diode.

On commence à voir poindre le schéma global de la décade, tel qu'il se présente tout achevé sur la figure 63.

Comme les basculeurs B_3 et B_4 ne doivent fonctionner que si B_2 est en position 1, nous avons appliqué la sortie Q de B_2 aux entrées J et K de B_3 .

Examinons donc uniquement ce qui se passe dans B_2 , B_3 et B_4 , qui doivent, comme nous l'avons dit plus haut, constituer un compteur par cinq.

Ce compteur est commandé par les signaux (B) issus de la sortie Q de B_1 , signaux qui sont donc complets (une montée suivie d'une descente) après chaque impulsion paire en (A).

La première impulsion (B), on l'a vu, commande le passage de B_2 de l'état zéro à l'état 1, puisque J de B_2 est à 1. Cette

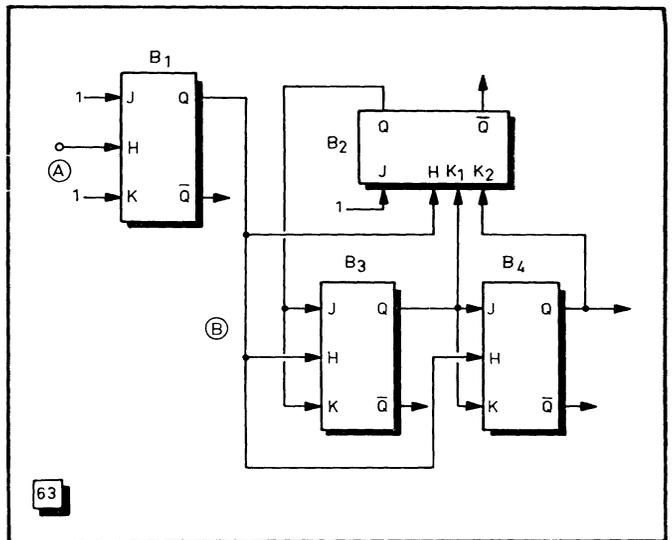


Fig. 63. — Réalisation possible de la décade « Rochar » en utilisant les possibilités des basculeurs « J-K ». Le basculeur B_2 doit même avoir deux entrées K distinctes, pour permettre de le commander par les sorties Q de B_3 et de B_4 : il ne rebasculera donc que quand une impulsion arrivera en (B) et que l'on aura déjà des 1 sur les sorties Q de B_3 et de B_4 .

impulsion ne commande par B_2 , puisque, lors de l'arrivée de l'impulsion (B), la sortie Q de B_2 était à zéro (initialement, tous les basculeurs sont au zéro).

Il convient de faire ici une remarque importante. Les lecteurs pourront dire que les différents J-K ont de la chance de s'y retrouver, puisque l'impulsion (B) (par exemple), si elle ne commande pas B_3 en raison de la valeur nulle de la sortie Q de B_2 (donc de la valeur nulle de J et K de B_3) commande pourtant B_2 , et que la sortie Q de B_2 va passer à 1 pendant l'impulsion, ce qui va peut-être perturber B_3 . Ce dernier était bien à zéro sur ses J et K au début de l'impulsion en B, mais il arrive un 1 sur lesdites entrées quand l'impulsion commande B_2 .

La réponse est facile : si l'on se reporte à ce que nous avons dit plus haut (voir figure 47, page 293 de « Radio Constructeur » n° 243), le fonctionnement d'un J-K « master-slave » est le suivant :

La tension de commande en H monte et descend. Au cours de la montée, il y a un premier moment où le circuit « slave » est déconnecté de ses entrées, donc des sorties du circuit « master ». A un second moment, H continuant à augmenter, le circuit « master » devient « transparent », et affiche, sur ses sorties, les sorties (croisées) du « slave » (dans la mesure où les valeurs de J et K le lui permettent). A un troisième moment, H rediminuant, le circuit « master » est déconnecté des entrées. Au quatrième moment, H arrivant presque à zéro, le circuit « slave » devient « transparent ».

Donc, si nous résumons, dès le premier moment, le circuit « slave » est indifférent à tout ce qui peut se passer sur les entrées du « master ». Ce dernier est sensibilisé aux entrées J et K et aux sorties du « slave » entre les instants 2 et 3. La variation éventuelle des sorties du « slave », c'est-à-dire des sorties du J-K, n'aura lieu qu'à l'instant 4, alors que « tout est dit » du côté « master ».

L'évolution d'un J-K ne tient compte des états de J et K qu'entre les instants 2 et 3, l'affichage des sorties n'a lieu qu'à l'instant 4.

En d'autres termes, si toute l'« histoire » d'un basculement de J-K est notée, on pourrait dire « enregistrée », entre les instants 2 et 3, elle ne sera « éditée » qu'à l'instant 4.

(A suivre.)

J.-P. OEHMICHEN.

CIRCUITS EQUIVALENTS

ATTENUATEURS ET FILTRES

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

Dans notre précédent numéro, nous avons commencé l'étude des filtres L.C et R.C du type « k ». Il nous reste encore quelques détails à étudier, à propos de ces filtres, avant de passer à l'analyse des filtres du type « m » qui sont plus intéressants que les précédents.

Filtres coupe-bande

Ces filtres (fig. 31) ont une action contraire à celle des précédents : ils laissent passer toutes les fréquences sauf une bande plus ou moins large, entre deux fréquences de coupure f_1 et f_2 , avec une largeur $B = f_2 - f_1$ et la même condition $f_2/f_1 < 2$. Les formules de calcul sont :

$$L_1 = \frac{0,32 R B}{f_1 f_2}; \quad (65)$$

$$L_2 = \frac{0,08 R}{B}; \quad (66)$$

$$C_1 = \frac{80}{B R}; \quad (67)$$

$$C_2 = \frac{320 B}{R f_1 f_2}. \quad (68)$$

Les unités sont toujours les mêmes que précédemment.

Exemples :

1. — En reprenant les chiffres de l'exemple 1 des filtres passe-bande, on se propose de réaliser un filtre coupe-bande : $f_1 = 5,8$ MHz; $f_2 = 15,8$ MHz; $R = 500 \Omega$; $f_1 f_2 = 1 \cdot 10^8$; $R/B = 5 \cdot 10^{-2}$; $B/R = 20$; $R B = 5 \cdot 10^6$; $B = 10 000$.

Si on fait le calcul, on s'aperçoit qu'on arrive exactement aux mêmes valeurs que pour un filtre passe-bande. Son schéma sera celui de la figure 32.

Cela se produit, d'une façon générale, lorsque les conditions imposées à un filtre conduisent à l'égalité $f_1 f_2 = B^2$.

2. — Calculer un filtre F.I. ayant la structure de la figure 31 (π) et présentant les caractéristiques suivantes : $f_1 = 400$ kHz; $f_2 = 500$ kHz; $B = 100$ kHz; $R = 10 000 \Omega$; $R/B = 100$; $B/R = 1 \cdot 10^{-2}$; $R B = 1 \cdot 10^6$; $f_1 f_2 = 2 \cdot 10^5$.

Les différents calculs donnent :

$$L_1 = \frac{0,32 \cdot 10^6}{2 \cdot 10^5} = 1,6 \text{ mH}; \quad L_2 = 0,08 \cdot 100 = 8 \text{ mH};$$

$$C_1 = \frac{80}{1 \cdot 10^6} = 80 \text{ pF}; \quad C_2 = 1,6 \cdot 10^{-5} = 16 \text{ pF}.$$

Appréciation de l'atténuation

Pour les filtres passe-bas et passe-haut, l'atténuation est calculée à partir du rapport $f/f_c = x$ pour les premiers et du rapport $f_c/f = 1/x$ pour les seconds.

Les relations sont très simples, du moins pour ces deux types de filtres, et s'écrivent respectivement :

$$b = x, \text{ pour les passe-bas};$$

$$b = \frac{1}{x}, \text{ pour les passe-haut}.$$

La correspondance du coefficient b avec les décibels est indiquée dans le tableau ci-dessous.

dB	b	dB	b	dB	b	dB	b
1	1	12	1,250	23	2,015	34	3,610
2	1,011	13	1,290	24	2,125	35	3,815
3	1,015	14	1,342	25	2,230	36	4,050
4	1,026	15	1,400	26	2,350	37	4,260
5	1,041	16	1,455	27	2,460	38	4,502
6	1,060	17	1,520	28	2,605	39	4,780
7	1,080	18	1,590	29	2,750	40	5,050
8	1,110	19	1,663	30	2,900	41	5,350
9	1,135	20	1,740	31	3,065	42	5,650
10	1,170	21	1,828	32	3,240	43	5,970
11	1,210	22	1,920	33	3,420	44	6,350

En ce qui concerne les filtres passe-bande ou coupe-bande, le calcul de l'atténuation demande la détermination préalable de deux facteurs auxiliaires, en dehors de x et de $1/x$:

La fréquence centrale f_0 de la bande transmise ou atténuée

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2}; \quad (69)$$

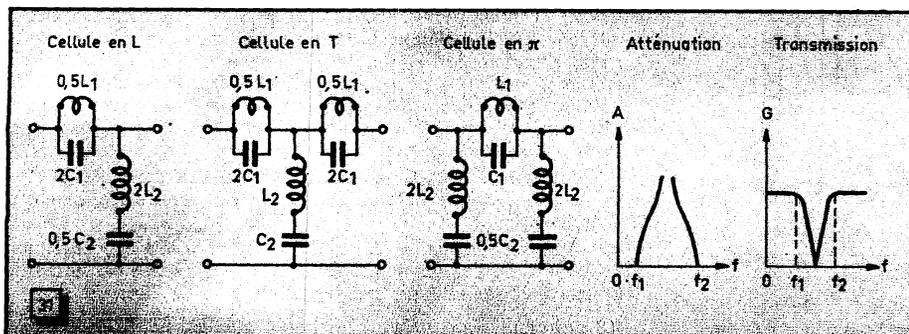


Fig. 31. — Trois structures assez courantes de filtres L-C coupe-bande, avec la allure de leurs courbes d'atténuation et de transmission.

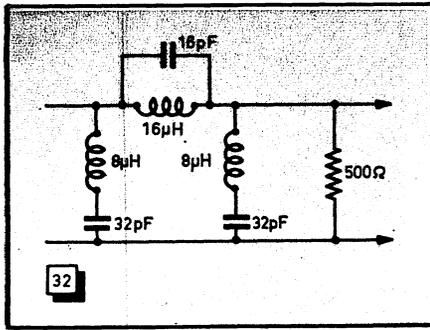


Fig. 32. — Exemple de réalisation pratique d'un filtre coupe-bande en π .

Le rapport n défini par

$$n = f_0/B. \quad (70)$$

Les relations permettant de calculer l'atténuation s'écrivent alors :

$$b = n \left(x - \frac{1}{x} \right) \quad (71)$$

pour les filtres passe-bande, et

$$b = \frac{1}{n \left(x - \frac{1}{x} \right)} \quad (72)$$

pour les coupe-bande, avec cette particularité, cependant, que pour ces deux dernières relations x est défini par le rapport f/f_0 .

Exemples :

1. — Calculer, pour le filtre passe-bas de l'exemple 1, l'atténuation à 2 et à 3 kHz.

On a, pour ces deux fréquences, $b = 2$ et $b = 3$, respectivement. L'atténuation, d'après le tableau, est donc de quelque 23 dB à 2 kHz et de 31 dB à 3 kHz. Il est à remarquer que ces chiffres correspondent pleinement avec les courbes de la figure 20.

2. — Déterminer l'atténuation, à 250 Hz, d'un filtre passe-haut dont la fréquence de coupure est $f_0 = 500$ Hz (fig. 27).

On a

$$b = \frac{1}{x} = \frac{500}{250} = 2,$$

d'où une atténuation de 23 dB environ, également déductible

des courbes de la figure 20. On déterminera, de la même façon, qu'à 120 Hz, par exemple, l'atténuation sera de l'ordre de 36-37 dB, puisque $b = 4,16$.

3. — Calculer l'atténuation du filtre passe-bande de l'exemple 1 (fig. 29) correspondant, respectivement à 5 et 17 MHz.

Calculons tout d'abord les facteurs auxiliaires :

$$f_0 = \sqrt{1 \cdot 10^8} = 1 \cdot 10^4;$$

$$n = \frac{1 \cdot 10^4}{1 \cdot 10^4} = 1;$$

$$x_1 = \frac{5000}{10\,000} = 0,5;$$

$$x_2 = \frac{17\,000}{10\,000} = 1,7.$$

On obtient alors, pour l'atténuation à 5 MHz,

$$b_1 = 0,5 - 2 = -1,5,$$

relation où l'on fera abstraction du signe. L'atténuation est donc, d'après le tableau, d'un peu moins de 17 dB. Quant à l'atténuation à 17 MHz, on aura

$$b_2 = 1,7 - 0,59 = 1,11,$$

ce qui correspond à une atténuation de 8 dB.

4. — Déterminer l'atténuation à 455 kHz du filtre coupe-bande F.I. calculé plus haut, dont les caractéristiques sont :

$$f_1 = 400 \text{ kHz}; \quad f_2 = 500 \text{ kHz};$$

$$f_0 = 4,46 \cdot 10^2; \quad n = \frac{4,46 \cdot 10^2}{100} = 4,46;$$

$$x = 1,02.$$

On peut écrire alors

$$b = \frac{1}{4,46(1,02 - 0,98)} = 5,6,$$

ce qui correspond à une atténuation de presque 42 dB.

Il faut remarquer, à propos de l'exemple ci-dessus, que les différents auteurs ne semblent pas être tout à fait d'accord sur la façon de calculer l'atténuation d'un filtre coupe-bande en π tel que celui de la figure 31. La méthode la plus souvent adoptée est celle indiquée ici, mais il est évident qu'elle conduit à une contradiction avec ce qui a été dit plus haut. En effet, il s'agit en quelque sorte d'une « transposition » du filtre en π de la figure 28, avec, de part et d'autre des fréquences de coupure, une atténuation dont la valeur, en fonction de la fréquence relative, est donnée par les courbes de la figure 20.

Donc, l'atténuation que l'on s'attend à trouver vers le milieu de la bande « coupée » dépend de la largeur relative de la bande entre les deux fréquences de coupure. Elle peut être très importante si B représente plusieurs fois la fréquence relative (n très inférieure à 1), mais dans le cas du filtre qui a été calculé elle n'est certainement pas très prononcée, car le facteur n est de 4,46.

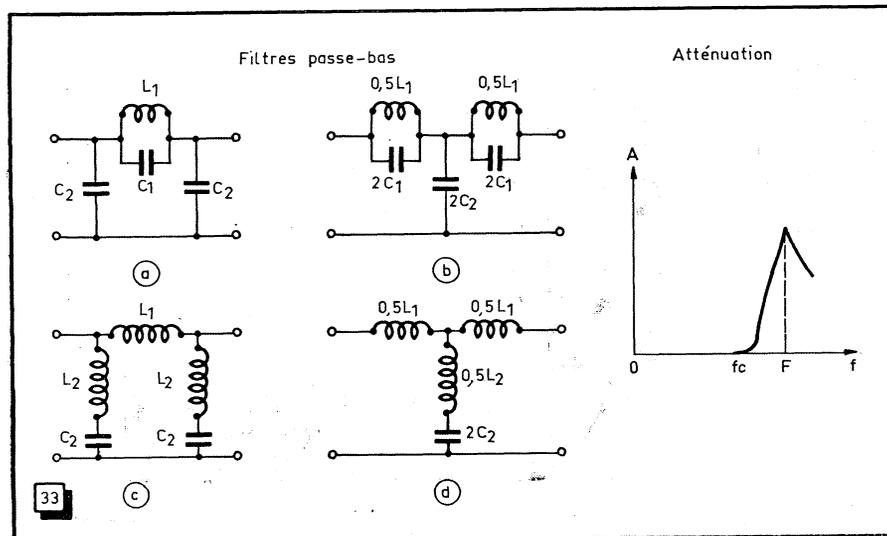


Fig. 33. — Quatre structures assez courantes de filtres L-C passe-bas, type m, avec l'allure de leur courbe d'atténuation.

D'autre part, si l'on applique aveuglément la relation (72) pour le calcul de l'atténuation, on voit que cette dernière devient infinie pour $f = f_c$, ce qui ne cadre pas avec ce qui vient d'être dit, ni avec le principe des filtres k , qui ne possèdent pas de fréquences d'atténuation infinie autres que celles qui peuvent se situer à une fréquence relative également infinie.

C'est pourquoi, il semble qu'un procédé de calcul beaucoup plus logique serait le suivant : on fait le calcul de l'atténuation comme s'il s'agissait d'un filtre passe-bande, successivement par rapport à chacune des deux fréquences de coupure, à l'aide des relations $x = f/f_1$ et $x = f_2/f$, après quoi on fait la somme des deux résultats (en décibels).

Dans le cas du filtre qui a servi d'exemple, ce calcul donnerait 8 et 9 dB, respectivement, soit 17 dB au total.

Filtres L-C du type m

Ces filtres remédient, en particulier, à l'inconvénient des filtres k d'avoir une atténuation « lente », ne permettant pas, dans beaucoup de cas, d'obtenir une coupure franche de bandes transmises ou atténuées. Ils peuvent comporter, en particulier, suivant leur structure, une ou plusieurs fréquences d'atténuation infinie, et exigent, pour leur calcul, l'introduction d'un coefficient m , d'où leur nom.

L'impédance caractéristique des filtres m varie moins que celle des filtres k en fonction de la fréquence, ce qui simplifie certains problèmes d'adaptation.

Filtres passe-bas

Quelques structures courantes de ces filtres sont représentées dans la figure 33 où, sur la courbe de droite, F désigne la fréquence d'atténuation infinie. Les formules de calcul de ces filtres sont les suivantes, avec

$$m = \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{F}\right)^2} \quad (73)$$

$$L_1 = \frac{0,32 m R}{f_c} \quad (74)$$

$$L_2 = \frac{0,16 (1 - m^2) R}{m f_c} \quad (75)$$

$$C_1 = \frac{80 (1 - m^2)}{m f_c R} \quad (76)$$

$$C_2 = \frac{160 m}{f_c R} \quad (77)$$

Pour certaines raisons qu'il n'est pas possible de développer ici, le calcul de tous les filtres m se fait en adoptant pour ce coefficient une valeur de l'ordre de 0,6. On se rend compte, par ailleurs, que pour $m = 1$ on a $L_2 = 0$ et $C_1 = 0$, et que pour $m = 0$ on a L_1 et C_2 nuls, tandis que L_2 et C_1 sont infinis. Dans le premier cas, on retrouve les relations des filtres passe-bas du type k . Donc, la valeur de m ne peut être comprise qu'entre 0 et 1.

L'atténuation de ces filtres sera calculée par la relation :

$$b = \ln \left| \frac{1 + m t}{1 - m t} \right| \quad (78)$$

c'est-à-dire le logarithme naturel (néperien) (que l'on trouve dans les tables de la plupart des formulaires) de la valeur absolue du rapport où t représente

$$t = \frac{x}{\sqrt{x^2 - 1}}$$

avec $x = f/f_c$, comme précédemment. La valeur de b obtenue dans ces conditions est exprimée en nepers, et pour passer aux décibels ou à la correspondance 1 neper = 8,67 dB.

Quant à la fréquence d'atténuation infinie F , elle est donnée par

$$F = \frac{159}{\sqrt{L_1 C_1}}$$

pour les filtres a et b de la figure 33, et par

$$F = \frac{159}{\sqrt{L_2 C_2}}$$

pour les filtres c et d , L étant exprimé en millihenrys et C en microfarads.

En dehors de cela, si l'on se fixe m , la fréquence F est

$$F^2 = \frac{f_c^2}{1 - m^2} \quad (79)$$

Par exemple, si $m = 0,6$, on a $F^2 = f_c^2/0,64 = 1,56 f_c^2$, d'où

$$F = 1,25 f_c \quad (80)$$

Exemples :

1. — Calculer un filtre passe-bas suivant le schéma de la figure 33 a , présentant les caractéristiques suivantes : $f_c = 1$ kHz ; $R = 1000 \Omega$; $m = 0,6$.

D'après les relations données plus haut on a

$$L_1 = \frac{192}{1} = 192 \text{ mH} ;$$

$$C_1 = \frac{80 \cdot 0,64}{600} = 0,085 = 85 \text{ nF} ;$$

$$C_2 = \frac{96}{1000} = 96 \text{ nF}.$$

Si on calcule l'affaiblissement d'un tel filtre pour les fréquences f de 1,2, 1,5 et 2 kHz, on trouve les valeurs suivantes : un peu plus de 27 dB à 1,2 kHz ; un peu plus de 19 dB à 1,5 kHz ; pas tout à fait 15 dB à 2 kHz. Ces chiffres cadrent parfaitement avec les courbes de la figure 34, qui traduisent l'atténuation en décibels des filtres m suivant la valeur adoptée pour ce coefficient.

2. — Déterminer les caractéristiques d'un filtre passe-bas du type m , tel que son atténuation propre soit d'au moins 20 dB à la fréquence $2 f_c$, la fréquence de coupure f_c étant de 2 kHz et la résistance de charge $R = 500 \Omega$.

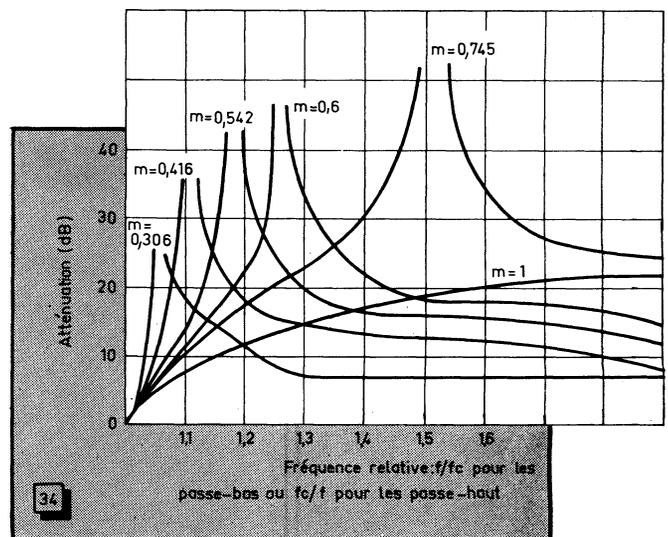
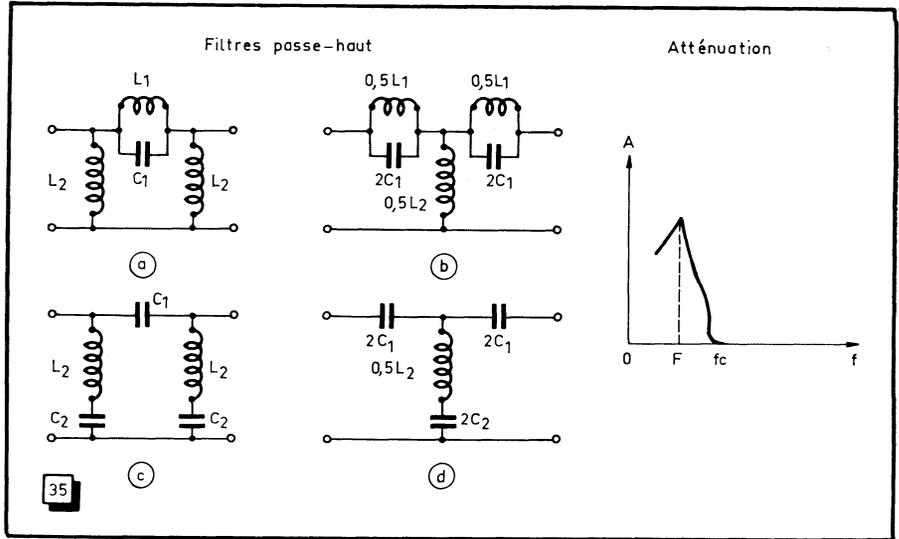


Fig. 34. — Courbes permettant de déterminer rapidement l'atténuation des filtres passe-bas et passe-haut du type m .



Fig. 35. — Quatre structures assez courantes de filtres L-C passe-haut, type m, avec l'allure de leur courbe d'atténuation.



Il est visible, d'après la figure 34, que pour avoir une atténuation supérieure à 20 dB à $2f_c$ on doit adopter $m > 0,745$, ce qui assure très largement l'atténuation désirée. Mais on peut aussi calculer la valeur minimale de m à l'aide de (78), en posant

$$\frac{1 + m t}{1 - m t} = e^b,$$

où e est la base des logarithmes naturels, dont les puissances successives sont souvent indiquées dans des recueils de tables numériques. On trouve ainsi

$$m = \frac{e^b - 1}{t(e^b + 1)}, \quad (81)$$

ce qui donne, dans le cas présent, c'est-à-dire avec $t = 1,155$,

$$m = \frac{9,074}{12,8} = 0,71,$$

entraînant $F \approx 2,86$ kHz, soit $F \approx 1,43 f_c$.

Filtres passe-haut

Leurs différentes variantes se présentent suivant le schéma de la figure 35 et leur calcul se fait comme pour les passe-bas, à l'aide de relations suivantes :

$$m = \sqrt{1 - \left(\frac{F}{f_c}\right)^2}; \quad (82)$$

$$L_1 = \frac{0,32 m R}{(1 - m^2) f_c}; \quad (83)$$

$$L_2 = \frac{0,16 R}{f_c m}; \quad (84)$$

$$C_1 = \frac{80}{m f_c R}; \quad (85)$$

$$C_2 = \frac{160 m}{(1 - m^2) f_c R}. \quad (86)$$

En ce qui concerne les valeurs de m , tout ce qui a été dit plus haut, à propos des passe-bas, reste valable, comme la façon de calculer l'atténuation b en népers, où seule la valeur de t change et devient :

$$t = \frac{1}{\sqrt{1 - x^2}},$$

avec $x = f/f_c$, comme précédemment. D'autre part, l'expression

de F en fonction de m et de f_c est

$$F^2 = f_c^2 (1 - m^2), \quad (87)$$

ce qui correspond à $F \approx 0,8 f_c$ pour $m = 0,6$. c'est-à-dire à l'inverse de 1,25.

Exemples :

1. — Calculer un filtre passe-haut pour $f_c = 3$ kHz et $R = 600 \Omega$, et déterminer son atténuation à 1 kHz pour $m = 0,6$. Les relations (83) à (86) nous donnent :

$$L_1 = \frac{115}{1,92} = 60 \text{ mH};$$

$$L_2 = \frac{96}{1,8} \approx 53,4 \text{ mH};$$

$$C_1 = \frac{80}{1080} = 7,4 \cdot 10^{-2} \mu\text{F} = 74 \text{ nF};$$

$$C_2 = \frac{96}{115} = 8,35 \cdot 10^{-2} \mu\text{F} = 83,5 \text{ nF}.$$

La structure du filtre pourra être choisie, suivant les conditions particulières, parmi les quatre schémas de la figure 35. Quant à l'atténuation à 1 kHz, on la détermine à partir de $t = 1,062$, ce qui donne $b = 1,5085$ népers, soit 13,1 dB environ, en utilisant la relation (78).

2. — Déterminer la valeur de m nécessaire pour que le filtre ci-dessus assure une atténuation de 25 dB au moins à 1 kHz. Calculer F et la valeur de b pour $0,8 f_c$ et $0,715 f_c$.

Pour une atténuation de 25 dB, b représente 2,88 dB. Donc, puisque la valeur de t est toujours $t = 1,062$, on a, d'après (81) :

$$m = \frac{e^{2,88} - 1}{1,062 (e^{2,88} + 1)} = \frac{16,814}{20} = 0,84.$$

La valeur de F sera donc

$$F = 3 \cdot 0,54 = 1,620 \text{ kHz}.$$

Pour calculer l'atténuation à $0,8 f_c$ et à $0,715 f_c$, on calcule d'abord les valeurs de t correspondantes :

A $0,8 f_c$ on a $t = 1,67$;

A $0,715 f_c$ on a $t = 1,43$.

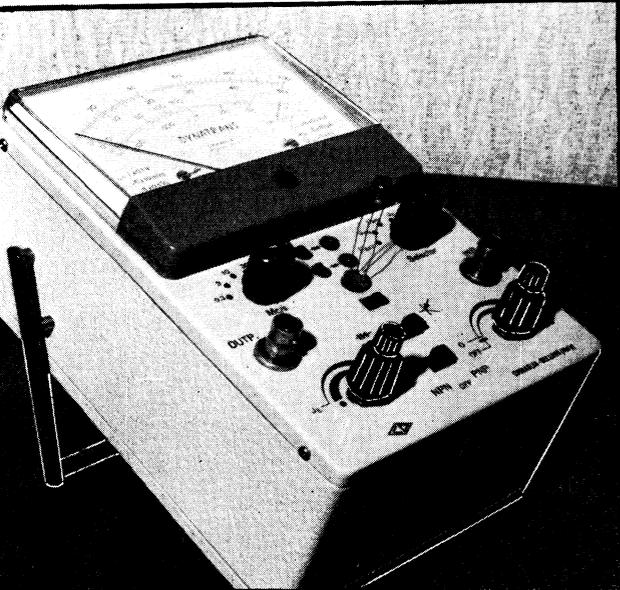
Avec ces valeurs on a, respectivement :

A $0,8 f_c$, $b = 1,9459$, soit 16,85 dB ;

A $0,715 f_c$, $b = 2,3973$, soit 20,08 dB.

(A suivre.)

W. SOROKINE.



Appareil pour essayer les transistors H.F.

ESSAIS EN MODE

Le DYNATRA

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES

Cet appareil permet de réaliser, sur des transistors H.F. et B.F. de faible et de moyenne puissance, ainsi que sur les diodes simples et à capacité variable, les essais suivants :

Essais " actifs "

Le transistor essayé est mis en oscillation sur une des cinq fréquences choisies par le commutateur rotatif « Mc/s » : 0,3 - 3 - 10 - 30 - 100 - MHz. On peut alors mesurer :

- l'amplitude de la tension H.F. (U_2) sur le collecteur, de 0 à 5 V crête ;

- le courant d'émetteur (I_E) jusqu'à 5 mA ;

- le courant de base (I_B), de 0 à 500 μ A ;

- la réaction, en faisant varier la résistance d'amortissement R_C de 250 Ω à 10 k Ω ou en supprimant cette résistance.

Il devient ainsi facile de déterminer la fréquence limite des transistors (p-n-p ou n-p-n), et de fixer leurs possibilités d'oscillation en faisant varier le taux de réaction et le point de travail.

Essais " passifs "

Le transistor est essayé en amplificateur, soit à l'aide du générateur interne fonctionnant sur 300 kHz, soit à l'aide d'un générateur extérieur quelconque délivrant une fréquence différente. Les mesures suivantes sont alors réalisables :

- le gain du transistor essayé, utilisé en base commune ;

- la résistance d'entrée de ce transistor ;

- la linéarité de l'amplification par examen du signal de sortie à l'aide d'un oscilloscope ;

- les caractéristiques statiques du transistor essayé (courants de base et d'émetteur ; gain statique ; point de fonctionnement) ;

- lecture directe de la capacité des diodes à capacité variable ou autres, dans l'intervalle de 0 à 300 pF, la tension de commande étant variable de 0 à 80 V ;

- rendement et fréquence limite des diodes essayées.

L'alimentation de l'appareil est entièrement autonome et se fait à l'aide de 6 piles de 1,5 V (dimensions : 14 x 48 millimètres).

ESSAI DES TRANSISTORS EN MODE PASSIF

Principe

Cet essai se fait suivant le schéma de la figure 1 où, pour simplifier le dessin, la commutation de l'instrument de mesure n'a pas été représentée. Autrement dit, c'est le même microampèremètre (qui est un 20 μ A) qui sert pour mesurer la tension alternative U_1 appliquée au transistor essayé, la tension alternative de sortie U_2 , le courant de base I_B et celui d'émetteur I_E .

Le générateur interne est constitué par le transistor T_1 et les circuits associés, et sa tension de sortie peut être dosée, à l'aide du potentiomètre P_1 (marqué $U_1 \approx$ sur le panneau avant), entre 0 et 500 mV crête.

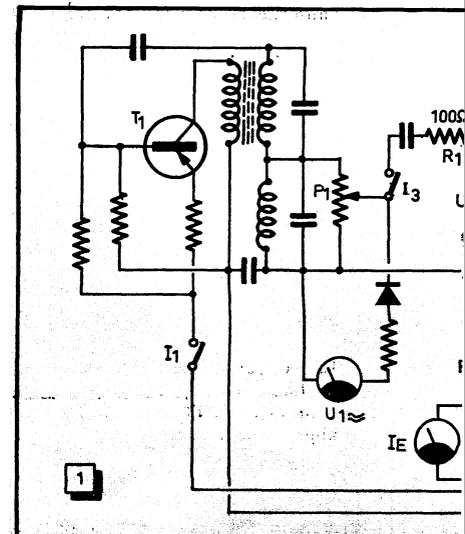
Le générateur interne peut être mis hors service par l'ouverture de l'interrupteur I_1 , actionné par le potentiomètre marqué U_{CN} du panneau avant, et l'essai peut alors se faire à l'aide d'un générateur extérieur connecté à la prise coaxiale « INP ». Bien entendu, le générateur utilisé doit être muni d'un dispositif permettant de doser sa tension de sortie.

Le régime du transistor essayé peut être modifié en agissant sur le potentiomètre P_2 (marqué I_E sur le panneau avant), ce

qui revient à introduire une résistance plus ou moins élevée dans le circuit d'émetteur. Le courant d'émetteur I_E peut varier, dans ces conditions, entre 0,5 et 5 mA et celui de base, I_B , entre 0 et 500 μ A.

La tension de sortie U_2 , c'est-à-dire la tension U_1 amplifiée, apparaît aux bornes de la résistance variable de charge R_C , pouvant prendre les valeurs extrêmes de 250 Ω et de 10 k Ω . Elle peut atteindre 5 V crête et être mesurée directement dans la position correspondante du contacteur « Selector ». En faisant le rapport U_2/U_1 on peut avoir une idée sur le gain en tension (en montage BC), dans telles ou telles conditions.

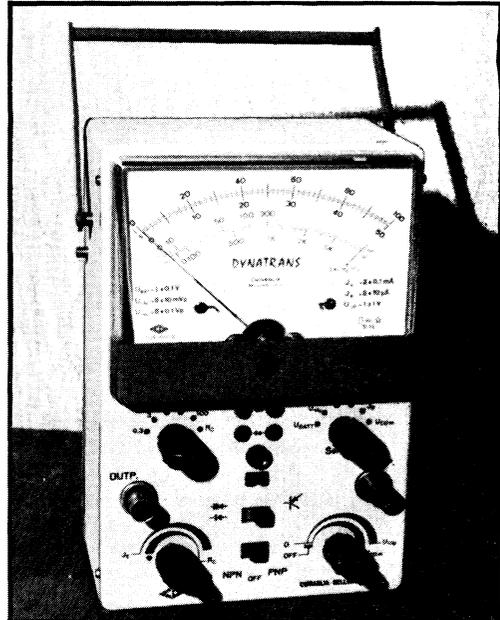
Le principe de la mesure de la résistance d'entrée R_E est très simple. Le générateur interne étant en fonctionnement, on place le contacteur PNP-NPN en position neutre (OFF), ce qui a pour effet de couper le circuit d'émetteur. Le curseur du potentiomètre P_1 n'est donc plus chargé par le circuit d'entrée du transistor et la tension alternative U_1 que l'on y mesure



F. ou B. F. de faible ou moyenne puissance E PASSIF OU ACTIF

NS

(Réalisation CHINAGLIA)



est « à vide ». Si l'on règle P_1 pour avoir une déviation à fond de l'échelle, on tare en quelque sorte la mesure « à vide », et lorsqu'on rétablit le circuit d'émetteur, la résistance d'entrée du transistor essayé, en série avec celle de 100Ω , se place en parallèle sur le curseur et provoque une chute généralement très importante de la tension U_1 mesurée. Cela permet de graduer le cadran de l'instrument de mesure directement en valeurs de résistance d'entrée (échelle R_E), qui est, ne l'oublions pas, le plus souvent faible ou même très faible en montage BC (ordre de grandeur : 40 à 100Ω). Les valeurs de R_E mesurables dans ces conditions vont de 0 à 5 k Ω .

La connaissance de la résistance d'entrée R_E permet de préciser l'évaluation approximative du gain en tension résultant du rapport U_2/U_1 . En effet, la tension U_E , réellement appliquée à l'entrée du transistor, est liée à la tension U_1 par le rapport du diviseur de tension formé par R_1 et R_E . En exprimant les deux tensions en milli-

volts, par exemple, on arrive à la relation

$$U_E = \frac{R_E}{R_1 + R_E} U_1.$$

Autrement dit, la tension U_E est égale à 0,5 U_1 si $R_E = R_1 = 100 \Omega$. Dans la plupart des cas donc, la tension U_E est nettement inférieure à U_1 , et le gain réel en tension plus important que celui résultant du rapport U_2/U_1 . Ce gain réel sera évidemment U_2/U_E .

En plaçant le contacteur « Selector » sur les positions I_B et I_E on mesure les courants de base et d'émetteur, respectivement.

Quant aux essais à l'aide d'un générateur extérieur, on doit connecter ce dernier à l'entrée coaxiale « INP. », en tenant compte du fait que l'impédance d'entrée est de $10 \text{ k}\Omega + R_E$ jusqu'à 2 MHz. Si l'on veut s'assurer de la linéarité de l'amplification, il est particulièrement indiqué d'utiliser une tension en dents de scie,

qui peut être fournie soit par un générateur spécial (par exemple, 362 **Centrad**, délivrant un signal sinusoïdal, rectangulaire ou en dents de scie), soit par la sortie spécialement prévue de certains oscilloscopes.

La tension de sortie, prélevée sur la prise coaxiale « OUPP. », sera envoyée vers l'entrée verticale d'un oscilloscope.

Réalisation pratique

Commencer par placer tous les boutons, contacteurs et potentiomètres, en position extrême gauche (fig. 2) et introduire le transistor à essayer dans l'un des supports, S_1 ou S_2 . Opérer ensuite dans l'ordre suivant :

1. — Commutateur de fréquence C_1 en position R_c , le commutateur de polarité C_2 sur NPN ou sur PNP, suivant le type de

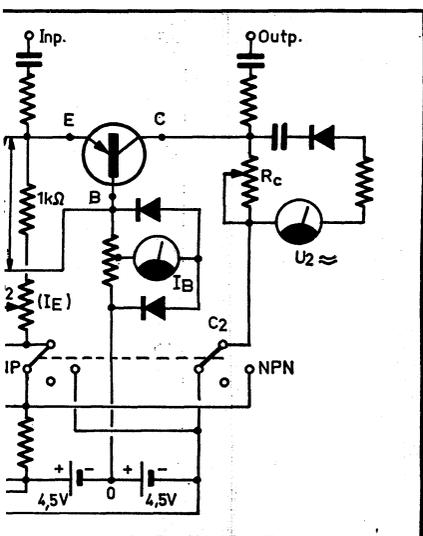
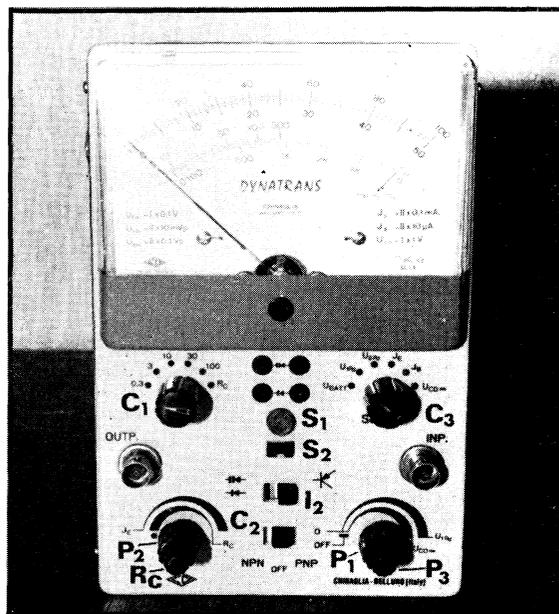


Fig. 1. — Schéma fonctionnel du « Dynatrans » lors de l'essai d'un transistor en mode passif.

Fig. 2 (à droite). — Disposition des différentes commandes sur la platine avant de l'appareil.



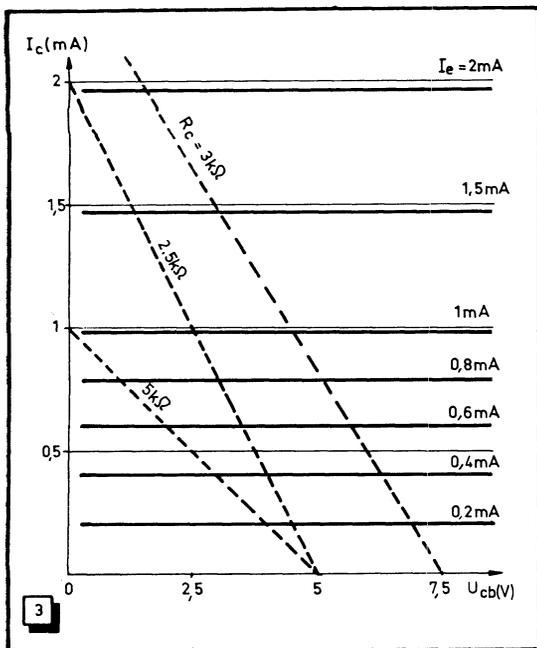


Fig. 3. — Exemple d'un réseau I_c/U_{cb} tracé expérimentalement pour un transistor OC 71, et l'allure de quelques droites de charge.

transistor essayé, et le sélecteur C_3 en position I_E ;

2. — Placer l'inverseur I_2 (diode - transistor) en position « transistor » ;

3. — Régler P_2 pour obtenir le courant d'émetteur désiré, dans les limites 0 à 5 mA, à lire sur l'échelle II (0 à 50), en divisant par 10 ;

4. — Régler R_C sur la valeur approximative de la résistance de charge désirée. Il faut tenir compte que ce potentiomètre comporte un interrupteur actionné en position extrême gauche et qui coupe la résistance de charge. Il est donc avant tout nécessaire que cet interrupteur soit enclenché. Ensuite, la position extrême gauche correspond à $R_C = 10\text{ k}\Omega$ et la position extrême droite à $R_C = 250\ \Omega$. Les positions intermédiaires sont mal définies, car le potentiomètre ne comporte aucune graduation ou repère. Cependant, comme il est linéaire, il est facile de tracer, à la peinture ou à l'encre blanche, un repère sur le côté du bouton, et d'avoir une idée assez juste sur la valeur de R_C en circuit. Entre les deux positions extrêmes, l'angle de rotation est un peu supérieur à 180° , de sorte que le repère placé à la verticale correspond très sensiblement à $R_C = 5\text{ k}\Omega$, et que si ce repère est à 45° (vers la droite), la résistance de charge est de quelque $2,5\text{ k}\Omega$. Nous nous sommes assurés, par des mesures répétées, qu'il en était ainsi ;

5. — Placer le sélecteur C_3 en position U_1 , et le commutateur C_2 en position « OFF » ;

6. — Mettre en marche le générateur interne en enclenchant l'interrupteur du potentiomètre P_3 (marqué U_{0D}) et agir sur le potentiomètre P_1 (marqué U_1) pour faire dévier l'aiguille du galvanomètre à fond de l'échelle, en concordance avec le trait rouge marqué « Cal. R_E/C_D » ;

7. — Placer C_2 sur PNP ou NPN suivant le cas et lire la valeur de la résistance d'entrée sur l'échelle R_E ;

8. — Lire, sur l'échelle II, en multipliant par 10, la tension correspondante U_1 en millivolts ;

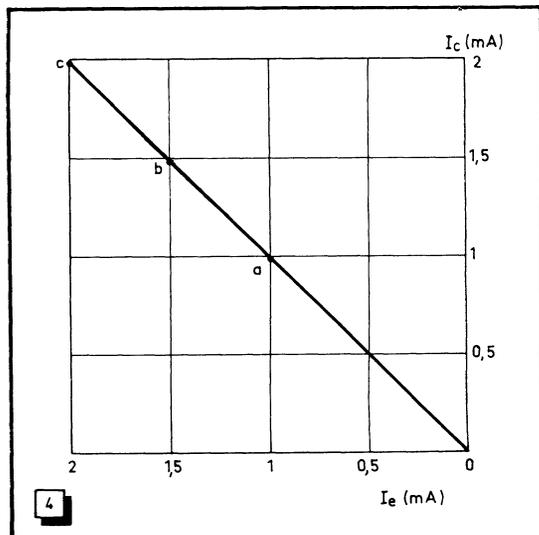
9. — Commuter C_3 en position U_2 et lire sur l'échelle II, en divisant par 10, la tension alternative de sortie U_2 , en volts.

Quelques exemples

Transistor p-n-p ASY 26 (R.T.C.). Avec $R_C = 10\text{ k}\Omega$ le courant d'émetteur ne dépasse guère 0,65 mA avec P_2 au maximum. La résistance d'entrée R_E est de quelque $120\ \Omega$ et la tension U_1 de 53 à 54 mV. La tension U_2 est de 1 V.

Avec $R_C = 5\text{ k}\Omega$ environ, nous aurons $R_E = 90\ \Omega$, $U_1 = 40\text{ mV}$ et $U_2 = 1,7\text{ V}$. Donc, à première vue, un gain en tension beaucoup plus intéressant.

Fig. 4. — Courbe I_c/I_e d'un transistor essayé, qui, si elle est tracée à une échelle suffisamment étalée, permet de calculer le gain en courant α .



En essayant plusieurs combinaisons différentes de courant I_E et de résistance R_C on trouve rapidement un régime où le gain en tension, ou du moins le rapport U_2/U_1 , est maximal. Pour pouvoir comparer commodément, le mieux est de dresser un tableau, comme celui ci-après, par exemple.

R_C (k Ω)	I_E (mA)	R_E (Ω)	U_1 (mV)	U_2 (V)
2,5	0,5	90	40	1,4
	1	50	30	1,45
	1,5	48	29	1,3
0,5	2,5	30	22	0,45
	7,5	0,42	125	53

Un transistor défectueux se déceale immédiatement par le fait, par exemple, que l'opération 3 ci-dessus ne permet d'obtenir aucun courant d'émetteur, quelle que soit la valeur de R_C en circuit.

On peut aussi, très facilement, relever les courants I_E et I_B , ainsi que la résistance R_E en plusieurs points d'un transistor et de tracer, à partir de ces points, les courbes I_c/U_{cb} , I_e/I_c et I_e/U_{cb} du transistor essayé. On donne à I_E un certain nombre de valeurs à l'aide du potentiomètre P_2 , en commençant par $I_E = 0,2\text{ mA}$, par exemple et en allant jusqu'à l'extrême limite des intensités qu'il est possible d'obtenir, en notant chaque fois les valeurs de I_B et de R_E correspondantes. La résistance R_C sera constamment au minimum : $250\ \Omega$. Nous reproduisons ci-après le tableau que nous avons obtenu de cette façon avec un OC 71..

I_E (mA)	I_B (μ A)	R_E (Ω)
0,2	2,5	400
0,4	5	110
0,6	8	80
0,8	10	70
1	12,5	65
1,2	15	62
1,5	19	60
2	23	55
2,5	28	53

Si nous voulons tracer le réseau I_c/U_{cb} avec I_e comme paramètre, nous nous rappellerons que les différentes courbes sont pratiquement horizontales de $U_{cb} = 0$ à la limite supérieure de la tension U_{cb} admise pour le transistor donné et que chaque courbe se trouve au niveau $I_c = I_e - I_b$. En d'autres termes, aux valeurs faibles de I_e , ces courbes se confondront avec les « niveaux » I_e et le décalage, très faible pour commencer, ne se manifesterait qu'à partir de la courbe $I_e = 0,8$ mA, par exemple.

On aboutit ainsi au graphique de la figure 3, sur lequel on peut tracer des droites de charge correspondant aux différentes valeurs de R_c possibles. A noter que si l'on compare ce réseau avec celui que l'on trouve dans le recueil de caractéristiques, on retrouve les mêmes chiffres, à l'imprécision des calculs graphiques près évidemment.

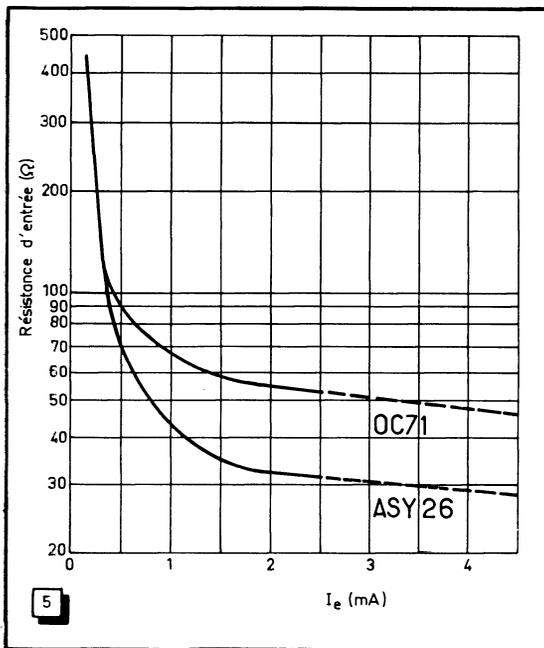
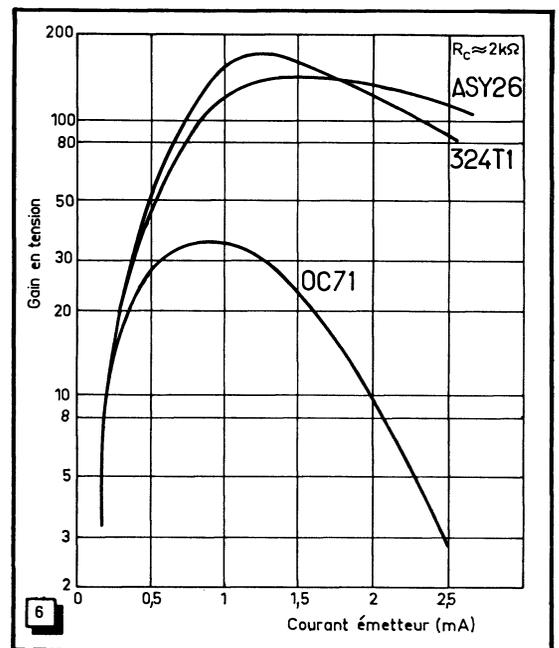


Fig. 5. — Courbes relevées expérimentalement et montrant la variation de la résistance d'entrée en fonction du courant d'émetteur.



Fig. 6. — Courbes relevées expérimentalement et montrant la variation du gain en tension en fonction du courant d'émetteur.



Exactement de la même façon on tracera la courbe I_c/I_e (fig. 4), qui peut être assimilée à une droite et qui passera par les points tels que :

- a ($I_e = 1$ mA ; $I_c = I_e - I_b = 0,987$ mA) ;
- b ($I_e = 1,5$ mA ; $I_c \approx 1,480$ mA) ;
- c ($I_e = 2$ mA ; $I_c \approx 1,977$ mA).

En même temps, les valeurs mesurées de I_e et I_b nous permettent de calculer le gain en courant α , c'est-à-dire le gain en montage BC :

$$\alpha = \frac{I_c - I_b}{I_e}$$

On trouvera, par exemple, $\alpha = 0,9875$ pour $I_e = 1$ mA et $\alpha = 0,9888$ pour $I_e = 2,5$ mA (les caractéristiques fournies par le fabricant indiquant une valeur maximale $\alpha = 0,987$ pour $I_e = 3$ mA).

En ce qui concerne la résistance d'entrée R_E , nous pouvons tracer une courbe (fig. 5) montrant sa variation en fonction

du courant I_e . Sur le même graphique est représentée la courbe relevée pour un transistor ASY 26. Les portions en trait interrompu représentent, évidemment, une extrapolation.

Détermination du gain en tension

L'étude du gain en tension à l'aide du « Dynatrans » est particulièrement instructive, car on sait que le gain d'un montage BC est pratiquement le même que celui en montage EC. On peut considérer le gain en tension à deux points de vue : en fonction du courant I_e et en fonction de la résistance de charge R_c .

Si l'on veut voir comment varie le gain en fonction de I_e , on commence par « afficher » par le potentiomètre R_c (fig. 2)

valeur de I_e plus élevée, et ainsi de suite. Le tableau ci-dessous résume les résultats obtenus pour un OC 71, un ASY 26 et un 324 T 1.

Le gain réel en tension s'obtient, comme il a été indiqué plus haut en faisant le rapport U_2/U_E , U_E étant la valeur « corrigée » de la tension d'entrée, en tenant compte de la résistance d'entrée R_E , suivant la relation (1). Par exemple, pour $I_e = 1$ mA, la tension d'entrée réelle sera de 29 mV pour OC 71, de 8,4 mV pour ASY 26 et de 7 mV pour 324 T 1. Il en résulte que le gain en tension sera, respectivement, de 32 environ, de 125 et de 154.

Signalons, en passant, que la résistance d'entrée du OC 71 est ici nettement plus élevée que dans la série de mesures précédente, avec $R_c = 250 \Omega$. Cela est tout à fait normal, car dans un montage BC la

une certaine valeur de résistance de charge ; par exemple de l'ordre de 2 k Ω pour un OC 71. L'interrupteur de P_3 est évidemment enclenché et on règle P_2 pour avoir $U_1 = 50$ à 70 mV. Ensuite, on place C_3 sur I_E et on règle P_2 pour avoir une valeur très faible de I_e : 0,2 mA. En commutant C_3 sur U_2 et U_1 on note les valeurs des tensions de sortie et d'entrée correspondantes, puis on recommence avec une

résistance d'entrée augmente avec la résistance de charge.

Une remarque importante est à faire à propos du tableau ci-dessous : le gain varie d'une façon très sensible avec le courant d'émetteur et présente un maximum assez net. En effet, en recalculant pour les trois transistors utilisés la valeur du rapport U_2/U_E pour toutes les valeurs de I_e , on peut tracer les trois courbes de

I_e (mA)	OC 71			324 T 1			ASY 26		
	U_1 (mV)	U_2 (V)	R_E (Ω)	U_1 (mV)	U_2 (V)	R_E (Ω)	U_1 (mV)	U_2 (V)	R_E (Ω)
0,2	175	0,55	550	197	0,55	660	194	0,58	650
0,4	60	0,85	140	51	0,90	115	49	0,92	110
0,6	53	0,90	120	32	1	60	31	1,01	55
0,8	53	0,90	120	29	1,05	45	28	1,04	46
1	53	0,92	120	28	1,05	43	25	1,08	39
1,2	55	0,90	125	26	1,05	40	23	1,05	35
1,5	61	0,89	150	25	1,05	38	23	1,03	35
2	90	0,65	240	26	1,01	40	26	0,95	40
2,5	93	0,18	250	28	0,98	43	29	0,85	50

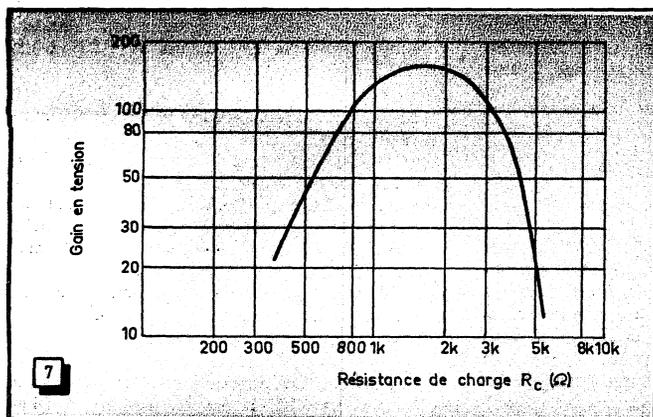
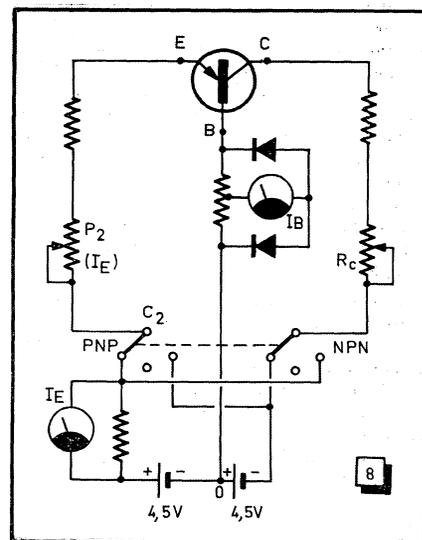


Fig. 7. — Allure de la variation du gain en tension en fonction de la valeur de la résistance de charge.

Fig. 8. — Schéma fonctionnel du « Dynatrans » lors de l'essai d'un transistor en mode statique.



la figure 6 qui permettent de comparer le comportement des trois transistors essayés.

On peut également voir comment se comporte le gain lorsqu'on fait varier R_c . Pour cela, en maintenant le courant I_e constant (par exemple 1 mA) on augmente progressivement R_c par la manœuvre du potentiomètre correspondant, en notant, pour chaque valeur de R_c (appréciée approximativement), les tensions U_1 et U_2 ainsi que la résistance R_E . On constate, encore une fois, que le gain présente un maximum plus ou moins marqué, comme le montre la figure 7 correspondant à un transistor 324 T1.

ESSAI EN MODE STATIQUE

Cet essai se fait uniquement en continu, sans que le générateur interne soit en service, et son schéma « fonctionnel » est

celui de la figure 8. Il est surtout utile pour déterminer rapidement si un transistor est bon ou défectueux.

Pour réaliser cet essai on procède comme précédemment, l'oscillateur interne étant mis hors service par l'ouverture de l'interrupteur I_1 commandé par P_3 (fig. 2).

Au départ, on place C_1 sur « R » et on tourne complètement vers la droite les potentiomètres P_2 et R_c . Autrement dit, on opère constamment avec $R_c = 250 \Omega$ et le courant I_e maximal pour chaque transistor essayé (qui ne dépasse guère, d'ailleurs, 3 à 3,5 mA pour la plupart des transistors courants).

En plaçant C_3 successivement sur I_B et I_E , on contrôle le courant d'émetteur et celui de base, ce qui permet, par exemple, de trier rapidement un lot de transistors et d'éliminer ceux qui s'écartent par trop des valeurs normales.

La connaissance des courants I_e et I_b permet d'avoir immédiatement une idée sur l'ordre de grandeur du gain en courant en montage EC (β) :

$$\beta = \frac{I_e - I_b}{I_b}$$

On trouve, ci-contre, à titre d'exemple, un tableau de valeurs relevées sur un certain nombre de transistors courants.

Partout où nous avons indiqué deux valeurs pour I_e , I_b et β , les essais ont été faits sur plusieurs transistors du même type, ce qui donne une idée sur la dispersion des caractéristiques que l'on peut rencontrer.

Un transistor défectueux se manifeste, comme nous l'avons dit, par l'absence de toute déviation, aussi bien I_e que I_b . Mais nous avons également rencontré des transistors accusant des courants anormaux : par exemple, $I_e = 0,15$ mA et $I_b = 410 \mu A$ pour un AF 117.

La prochaine fois nous verrons comment essayer les transistors en oscillation, comment vérifier les diodes ordinaires en régime dynamique et les diodes à capacité variable sur un circuit oscillant.

W. S.

Transistor	I_e (mA)	I_b (μA)	β	Transistor	I_e (mA)	I_b (μA)	β
991 T 1	2,7	53	50	BFY 11	2,16 à 2,25	68 à 79	26 à 32
OC 71	3	28	106	BSY 10	2,31 à 2,35	60 à 70	32 à 37
AF 117	3	15	200	T 1691	3	25	160
35 T 1	2,5	75	32	2 N 483	2,7 à 3	22 à 52	51 à 180
OC 72	3,05	23 à 25	120 à 130	Y 633	2,7	52	51
OC 140	3,1 à 3,25	41 à 35	75 à 92	OC 74	3,15 à 3,2	15	210
ASY 26	2,6 à 2,7	50 à 60	43 à 53	AF 114	3,06	12	250
ASY 27	3,03 à 3,1	18 à 24	125 à 170	988 T 1	2,6	67	38
ASY 28	2,8 à 2,9	58 à 65	42 à 49	37 T 1	2,5	80	30
ASY 29	3,03 à 3,3	24 à 47	63 à 136	324 T 1	3,04 à 3,18	12 à 25	120 à 260

Quotidiennement, nous sommes les témoins d'une quantité de phénomènes physiques, que nous expliquons sommairement par telle ou telle loi étudiée laborieusement en classe. Par exemple, nous disons couramment que le marbre est froid et qu'un tapis de laine est chaud. En réalité, si l'un et l'autre sont dans la même pièce, nous savons qu'ils doivent être exactement à la même température, celle de la pièce. Dès lors, pourquoi avons-nous ces sensations de froid ou de chaud ? Nos sens physiologiques nous trompent ici honteusement.

Et pourquoi sommes-nous capables de rester en équilibre à bicyclette ? Effet gyroscopique, dit-on le plus souvent. Eh bien, non ; et la meilleure preuve en est qu'il

existe des « courses de lenteur » où l'effet gyroscopique est quasiment nul.

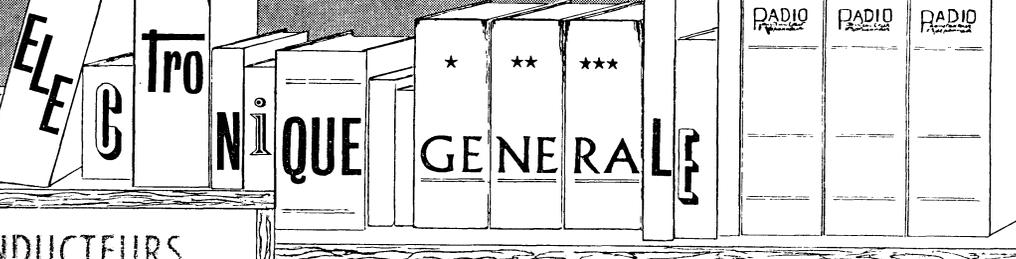
Comment se fait-il que nous donnions des explications physiques aussi erronées à des phénomènes auxquels nous sommes si habitués ? C'est probablement parce que nous avons du mal à lier les notions abstraites étudiées au lycée aux phénomènes concrets de la vie quotidienne. Et telle est l'opinion de M. E. Aisberg qui, pour faciliter ce passage difficile de l'abstrait au concret, a écrit un ouvrage intitulé « La physique dans la vie quotidienne » (1), ouvrage dans lequel il donne l'explication correcte à un certain nombre de phénomènes que nous vivons couramment.

L'auteur a mis en scène un professeur de physique ayant « la douce manie de tout

expliquer par les lois de la science qu'il enseigne », un jeune garçon à l'esprit vif et une épouse à la patience quasi évangélique (elle n'apprécie pas outre mesure la physique). L'ouvrage est ainsi vivant, facile à lire et très enrichissant. Il est d'ailleurs de la même veine (et de la même plume) que ceux de la série « ... Mais, c'est très simple ». Un grand nombre de phénomènes quotidiennement vécus sont expliqués avec toute la rigueur nécessaire à une bonne compréhension mais sans faire appel aux mathématiques. En outre, quelque 150 dessins à la plume, créés par la propre fille de l'auteur, illustrent cet ouvrage original.

R. C.

(1) « La physique dans la vie quotidienne », par E. Aisberg. — Un volume de 159 pages (21 x 13,5) avec 150 dessins. — Editions Radio, 9, rue Jacob, Paris. — Prix : 13,90 F ; par poste : 15,29 F.



2. — SEMI-CONDUCTEURS ET LEURS PROPRIETES

(Suite : voir "Radio-Constructeur" nos 207 à 209, 211 à 237, 239, 241 à 244)

Gain statique en tension d'un montage BC

Le schéma théorique du montage correspondant est celui de la figure 488, où le potentiomètre R_2 sert pour modifier la tension U_{cb} , en d'autres termes pour « simuler » la variation de la tension d'entrée. Par analogie avec le montage EC, le gain G_{cb} sera exprimé par le rapport

$$G_{cb} = \frac{\Delta U_c}{\Delta U_{cb}}$$

où ΔU_{cb} représente une certaine variation de la tension à l'entrée et ΔU_c la variation correspondante de la tension aux bornes de la résistance de charge R_c .

Prenons le réseau de courbes I_c/U_{cb} d'un transistor, par exemple d'un OC 70, avec I_c comme paramètre (fig. 489), supposons la tension d'alimentation égale à 10 V et traçons la droite de charge correspondant à une valeur de R_c relativement faible : 500 Ω . Si le point de fonctionnement « de repos » est tel que $I_c = 1$ mA, il correspondra à un point tel que a_1 , soit à une chute de tension de 0,5 V dans R_c . Si, dans ces conditions, nous augmentons la tension à l'entrée de façon telle que le courant I_c monte à 3 mA, le point de fonctionnement se déplacera en b_1 , et la chute de tension supplémentaire dans R_c sera de 1 V. Autrement dit, $\Delta U_1 = 1$ V.

Il nous reste à évaluer à quelle variation de ΔU_{cb} de la tension à l'entrée correspond $\Delta U_1 = 1$ V. Nous avons, pour

cela, la courbe I_c/U_{cb} qui accompagne généralement un réseau tel que celui de la figure 489 et que nous reproduisons dans la figure 490. Il apparaît que pour une variation de I_c de 1 à 3 mA, nous avons $\Delta U_{cb} = 0,06$ V. Le gain en tension G_{cb} est donc

$$G_{cb} = 1/0,06 \approx 17.$$

Nous voyons également que si l'on porte la résistance de charge R_c à 2 k Ω , le point « de repos » se déplace en a_2 et la chute de tension supplémentaire, pour une même variation de I_c , devient $\Delta U_2 = 4$ V. Comme ΔU_{cb} garde la même valeur, le gain augmentera proportionnellement à R_c et deviendra $G_{cb} = 4/0,06 \approx 67$.

En réalité, cela constitue une approximation commode, car on suppose que la courbe de la figure 490 est valable pour toutes les valeurs de la tension U_{cb} auxquelles on opère, ce qui n'est pas tout à fait exact. Mais, en gros, ce raisonnement reste parfaitement valable et nous permet de conclure que :

1. — Le gain en tension d'un transistor en montage BC est du même ordre de grandeur que celui en montage EC ;

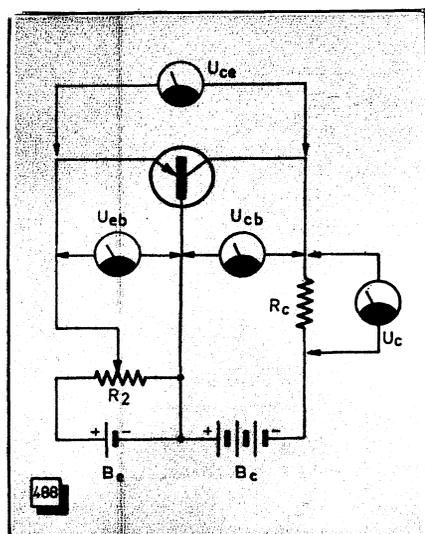


Fig. 488. — Schéma théorique du montage permettant de mettre en évidence le gain statique en tension d'un montage BC.

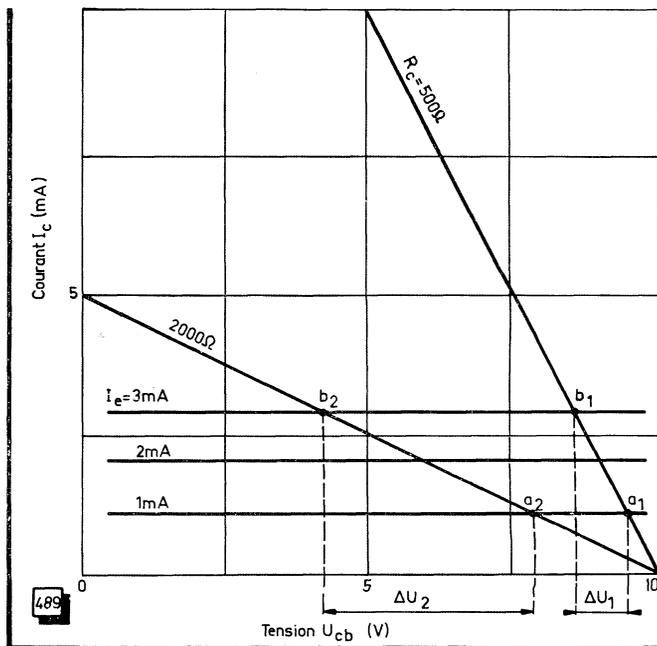


Fig. 489. — Détermination graphique du gain en tension statique sur un réseau I_c/U_{eb} .

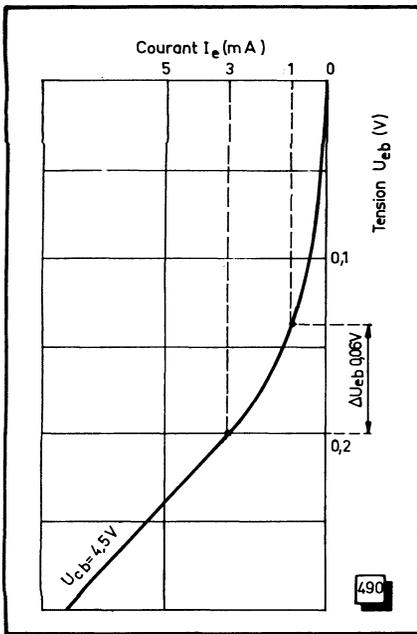


Fig. 490. — Détermination graphique de la variation ΔU_{eb} sur une courbe I_c/U_{eb} .

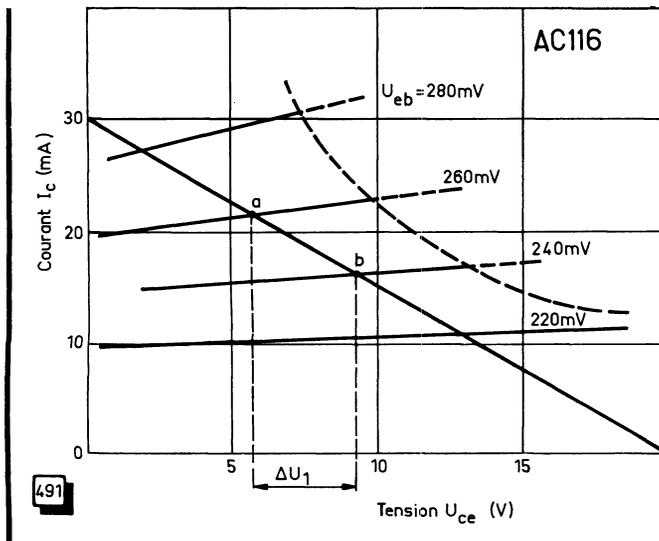
2. — Le gain en tension d'un transistor en montage BC augmente lorsque la valeur de la résistance de charge augmente.

Le gain en tension en montage BC peut également être apprécié par un raisonnement différent, en utilisant un réseau de courbes I_c/U_{ce} avec U_{eb} comme paramètre, que l'on trouve parfois ou que l'on peut assez facilement reconstituer à partir d'un même réseau avec I_b comme paramètre et de la courbe I_b/U_{eb} .

Prenons donc un tel réseau, se rapportant à un transistor B.F. (AC 116) et traçons une droite de charge correspondant à $R_c \approx 670 \Omega$, qui coupe les courbes $U_{eb} = 260$ millivolts et $U_{eb} = 240$ mV en des points tels que a et b .

Nous voyons qu'à une variation de 20 mV de la tension à l'entrée correspond une variation ΔU_1 de la tension collecteur-émetteur U_{ce} . Or, le schéma de la figure 488 nous montre que l'on peut écrire :

$$U_{ce} = U_{cb} + U_{eb}$$



Comme la tension U_{eb} est beaucoup plus faible, dans la plupart des cas pratiques, que U_{cb} , on peut admettre approximativement que $U_{ce} \approx U_{cb}$ et que, par conséquent, $\Delta U_1 = \Delta U_{ce} \approx \Delta U_{cb}$. Dans notre cas, on a $\Delta U_1 = 3,6$ V, ce qui permet de dire que le gain en tension est ici

$$G_{tb} \approx \frac{3,6}{0,02} = 180.$$

Donc, on peut dire que le gain en tension d'un montage BC peut être considéré comme du même ordre de grandeur que celui en montage EC tant que la tension U_{eb} reste plus faible que U_{ce} .

Tant que l'on admet l'équivalence approximative $U_{ce} \approx U_{cb}$, on peut se servir également du réseau I_c/U_{ce} avec I_b comme paramètre pour apprécier le gain en montage BC, autrement dit opérer comme nous l'avons fait pour les figures 485 et 486 (R.C. n° 243).

Gain statique en tension d'un montage CC

Le schéma théorique du montage correspondant est celui de la figure 492, la résistance de charge étant insérée ici dans le circuit d'émetteur, le potentiomètre R_2 permettant de modifier la tension à l'entrée. Encore une fois, la relation $U_{ce} = U_{cb} + U_{eb}$ se trouve valable ici et nous pouvons l'appliquer aux points a et b du graphique de la figure 493, où la droite de charge correspondant à $R_c = 300 \Omega$ coupe les courbes $U_{cb} = 250$ mV et $U_{eb} = 200$ millivolts d'un réseau I_c/U_{ce} .

Pour le point a , nous avons $U_{ce} = 12,25$ V et $U_{eb} = 0,25$ V, d'où $U_{cb} = 12$ V. De même, nous aurons pour le point b : $U_{ce} = 24,5$ V et $U_{eb} = 0,2$ V, d'où $U_{cb} = 24,3$ V. Il en résulte que pour une variation

$$\Delta U_{cb} = 24,3 - 12 = 12,3 \text{ V},$$

nous obtenons, à la sortie, une variation

$$\Delta U_{ce} = 24,5 - 12,25 = 12,25 \text{ V}.$$

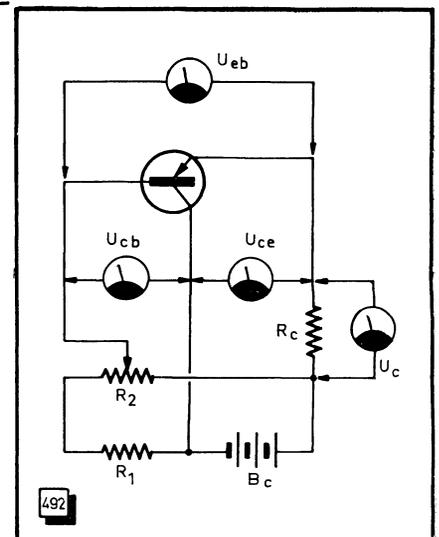
En d'autres termes, le gain en tension de l'étage sera

$$G_{tc} = \frac{\Delta U_{ce}}{\Delta U_{cb}} = \frac{12,25}{12,3} = 0,996.$$

On peut refaire le même raisonnement sur d'autres courbes, correspondant à des transistors très différents par leurs caractéristiques, mais on arrivera toujours à une valeur de gain de l'ordre de 1 et même, si la construction graphique est faite avec soin, à une valeur légèrement inférieure à 1.

Fig. 491. — Une autre construction graphique permettant d'apprécier le gain en tension d'un montage BC.

Fig. 492. — Schéma théorique du montage permettant de mettre en évidence le gain statique en tension d'un montage CC.



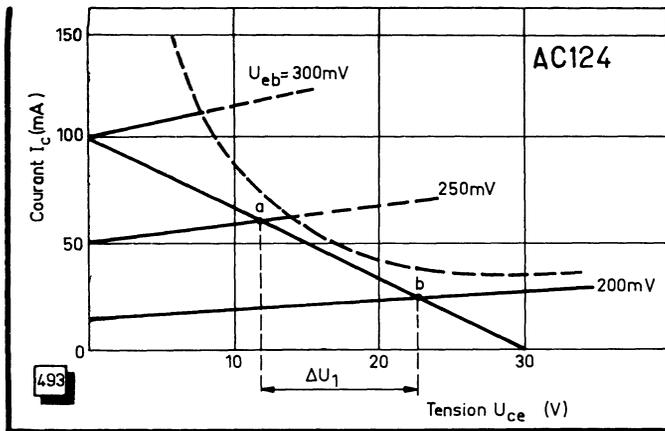


Fig. 493. — Détermination graphique du gain en tension statique en montage CC sur un réseau I_c/U_{ce} .

Conclusion : le gain en tension d'un montage CC est toujours voisin de 1 par défaut. Pour ceux qui n'ont pas encore complètement oublié les montages à tubes, nous soulignerons l'analogie qui existe entre le schéma de la figure 492 et ce que l'on appelle le « cathode follower », l'amplificateur à charge cathodique, ou encore le montage à anode commune (fig. 494).

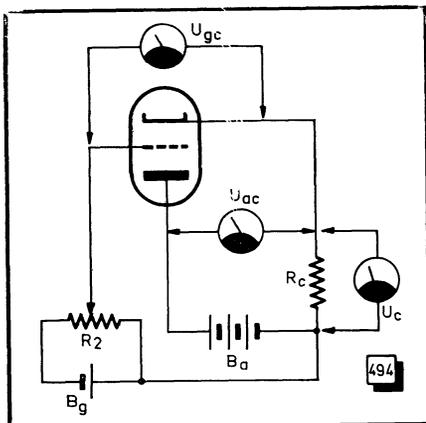


Fig. 494. — Le montage d'un tube électronique à charge cathodique a des analogies avec le montage CC d'un transistor.

Ajoutons que tout ce qui a été dit sur la façon de déterminer le gain en tension ne présente un intérêt pratique que dans le cas d'un montage EC (G_{te}). Pour les autres, il suffit de se rappeler que

$$G_{tb} \approx G_{te} \text{ et } G_{tc} \approx 1.$$

Les raisonnements, très simples d'ailleurs, que nous avons développés pour le montrer, sont cependant utiles, car ils mettent en évidence le « pourquoi de la chose » et permettent de mieux fixer dans l'esprit ces notions fondamentales.

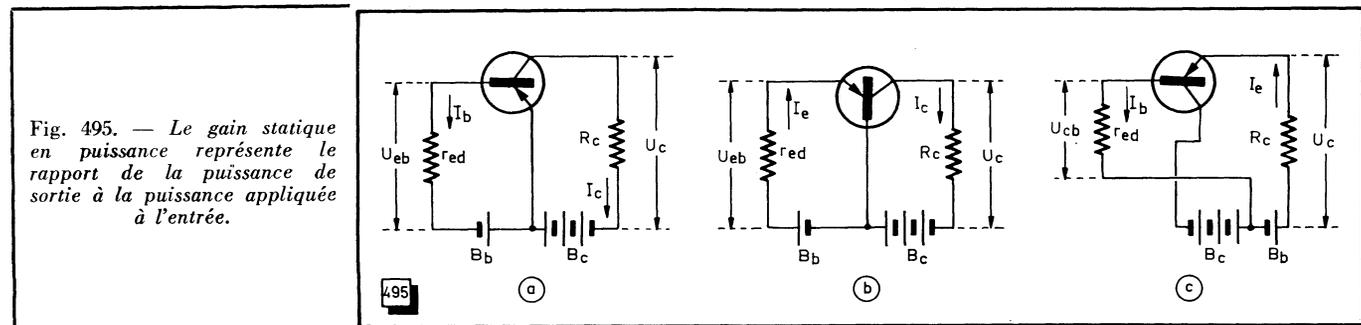


Fig. 495. — Le gain statique en puissance représente le rapport de la puissance de sortie à la puissance appliquée à l'entrée.

Gain statique en puissance

Un certain courant circulant dans la résistance d'entrée r_{ed} , quel que soit le montage utilisé, EC, BC ou CC, une certaine puissance s'y trouve dissipée, appelons la P_e . De même, dans le circuit de sortie, une certaine puissance P_s est dissipée dans la résistance de charge R_c .

On peut, évidemment, considérer le rapport de ces puissances, c'est-à-dire le gain en puissance P_s/P_e , à un point de vue purement « statique » : en l'absence de toute variation de tension ou d'intensité à l'entrée et en tenant compte uniquement du courant permanent de base (montages EC et CC) ou d'émetteur (montage BC) traversant la résistance d'entrée r_{ed} , et du courant permanent de collecteur ou d'émetteur traversant R_c .

Il est, cependant, plus normal et plus proche des conditions réelles, de voir ce qui se passe en présence d'une petite variation ΔP_e de la puissance à l'entrée, à laquelle correspond une variation ΔP_s de la puissance à la sortie.

Si l'on prend, pour commencer, le cas d'un montage EC, la puissance à l'entrée est définie par le produit $I_b \cdot U_{eb}$. Une faible variation Δ de l'un des facteurs entraîne celle de l'autre et nous pouvons dire que $\Delta P_e = \Delta I_b \cdot \Delta U_{eb}$ (fig. 495 a). Par analogie, nous aurons à la sortie $\Delta P_s = \Delta I_c \cdot \Delta U_c$. L'expression du gain s'écrira donc

$$G_{pe} = \frac{\Delta P_s}{\Delta P_e} = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} \cdot \frac{\Delta U_c}{\Delta U_{eb}} \quad (158)$$

Or, $\Delta I_c / \Delta I_b \approx \beta$ et $\Delta U_c / \Delta U_{eb} = G_{te}$. Nous pouvons donc dire que le gain en puissance est égal au produit du gain en intensité par le gain en tension. On peut facilement démontrer, en raisonnant de la même façon, que cela est vrai dans le cas des montages BC et CC également, c'est-à-dire :

$$G_{pb} = \alpha \cdot G_{tb} \text{ et } G_{pc} = \gamma \cdot G_{tc}$$

Autre méthode pour calculer le gain en tension

Si l'on considère uniquement le gain en tension, on peut dire qu'il est représenté par le rapport des chutes de tension sur la résistance de charge et sur celle d'entrée : U_c/U_{eb} (dans le cas des montages EC et BC). Si l'on exprime ce rapport en fonction des courants et des résistances correspondantes, on obtient, dans le cas du montage EC,

$$\frac{I_c \cdot R_c}{I_b \cdot r_{ed}}$$

S'il se produit une petite variation de la tension à l'entrée, elle se traduit par $\Delta I_b \cdot r_{ed}$, puisque la résistance ne « bouge » pas. A cette variation correspondra celle de la tension de sortie, $\Delta I_c \cdot R_c$, et nous pourrions écrire

$$G_{te} = \frac{\Delta I_c \cdot R_c}{\Delta I_b \cdot r_{ed}}$$

c'est-à-dire

$$G_{te} = \beta \cdot \frac{R_c}{r_{ed}} \quad (159)$$

En d'autres termes, le gain en tension est égal à celui en intensité, multiplié par le rapport des résistances.

Par un raisonnement tout à fait analogue, on peut démontrer que cela est également vrai pour les montages BC et CC :

$$G_{tb} = \alpha \frac{R_c}{r_{ed}} \quad \text{et} \quad G_{tc} = \gamma \frac{R_c}{r_{ed}} .$$

Comme le gain en courant β est facile à calculer, et que les gains α (BC) et γ (CC) s'en déduisent à l'aide de relations indiquées plus haut, on peut avoir rapidement un ordre de grandeur du gain en tension. Ce que nous avons vu au sujet de la variation de la résistance d'entrée r_{ed} en fonction de la résistance de charge R_c et du courant de collecteur I_c nous permet de tirer quelques conclusions :

1. — Dans un montage EC, la résistance r_{ed} diminue lorsque R_c augmente, donc, apparemment, le rapport R_c/r_{ed} augmente plus vite que R_c . Mais, en même temps, le courant de collecteur I_c diminue plus ou moins, suivant le type de transistor.

2. — Dans un montage BC, le gain en courant α est très voisin de 1 (par défaut), surtout pour la plupart des transistors modernes ($\alpha > 0,99$), de sorte que le gain en tension dépend essentiellement du rapport R_c/r_{ed} . Or, nous avons vu plus haut qu'en montage BC la résistance d'entrée augmentait avec la résistance de charge, mais en général moins vite que cette dernière. A première vue, le gain en tension d'un montage BC devrait donc être moins dépendant de la résistance de charge que le gain correspondant en montage EC.

3. — Dans un montage CC, le gain en courant γ est appréciable, du même ordre de grandeur que β . La résistance d'entrée r_{ed} est généralement très élevée, 50, 100 ou 150 fois plus élevée que la valeur de la résistance de charge couramment employée, de sorte que le rapport R_c/r_{ed} a toujours une valeur faible, le plus souvent inférieure à 0,01. Son produit par le gain γ , qui est justement de l'ordre de 50, 100 ou 150, conduit à une valeur voisine de 1, par défaut.

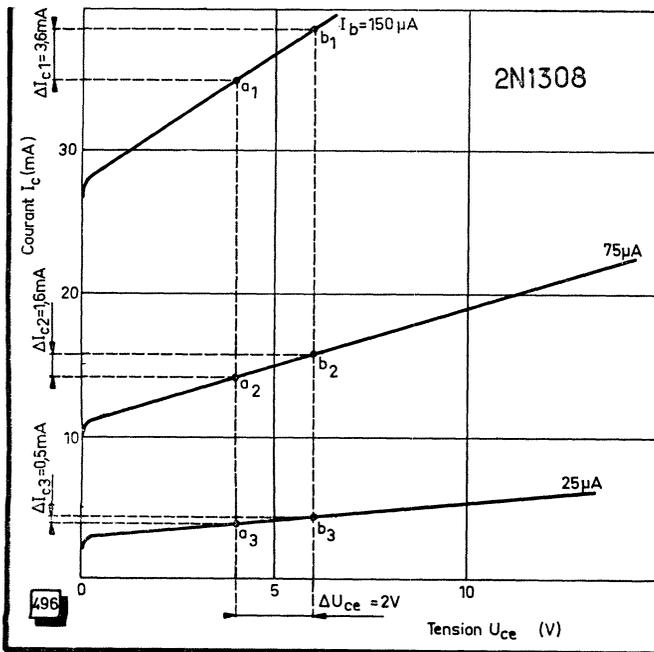


Fig. 496. — Détermination graphique de la résistance de sortie sur un réseau I_c/U_{ce} .

Résistance de sortie

Par analogie avec ce que nous avons vu, la résistance de sortie d'un transistor peut être définie par le courant et la tension du circuit de sortie, c'est-à-dire, suivant le cas, le courant de collecteur I_c et la tension collecteur-émetteur U_{ce} (montage EC), le courant de collecteur I_c et la tension collecteur-base U_{cb} (montage BC), le courant d'émetteur I_e et la tension collecteur-émetteur U_{ce} (montage CC). Nous allons voir successivement ces trois montages.

Résistance de sortie en montage EC

Si nous désignons cette résistance par R_{se} , nous pouvons, comme pour la résistance d'entrée, la considérer comme le rapport d'une petite variation ΔU_{ce} de la tension collecteur-émetteur à la variation correspondante ΔI_c du courant de collecteur. Autrement dit :

$$R_{se} = \frac{\Delta U_{ce}}{\Delta I_c} ,$$

ce qui se traduit par le graphique de la figure 496, où sont représentées trois courbes différentes I_c/U_{ce} avec I_b comme paramètre. Ce qui saute immédiatement aux yeux, c'est le fait que la résistance de sortie diminue lorsque le courant de collecteur augmente. En effet, pour les points a_3 et b_3 , nous avons

$$R_{se} = \frac{2}{5 \cdot 10^{-4}} = 4000 \Omega ,$$

tandis qu'en faisant le même rapport pour les points $a_2 - b_2$ et $a_1 - b_1$, nous trouvons respectivement $R_{se} = 2/1,6 \cdot 10^{-3} = 1250 \Omega$ et $R_{se} = 2/3,6 \cdot 10^{-3} \approx 560 \Omega$.

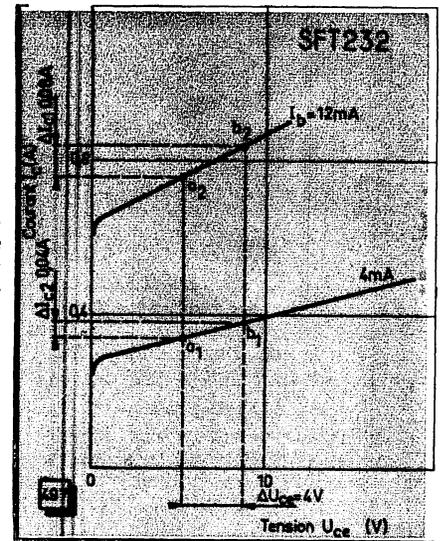


Fig. 497. — La résistance de sortie d'un transistor de puissance est nettement plus faible.

Il faut noter, cependant, que nous avons choisi intentionnellement un réseau de courbes à pente relativement accusée et un transistor dont le courant de collecteur, en fonctionnement normal, est appréciable, afin que la représentation graphique soit « lisible ». Pour la plupart des transistors de faible puissance, et pour les valeurs de I_c utilisées dans les montages courants, les courbes I_c/U_{ce} sont très peu inclinées, ce qui signifie que la résistance de sortie est élevée. Par exemple, pour un transistor tel que le OC 70, cette résistance se situe entre 20 k Ω et 40 k Ω pour $I_c = 0,5$ mA et $U_{ce} = 2$ V.

Comme la résistance de sortie dépend du courant de collecteur, on peut s'attendre logiquement à ce qu'elle soit plus faible dans les transistors de puissance. Les

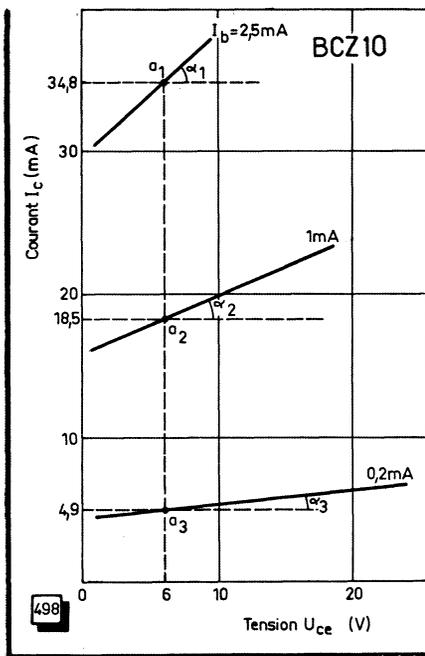


Fig. 498. — Détermination de la résistance de sortie par l'angle que fait une courbe I_c/U_{cc} avec l'horizontale.

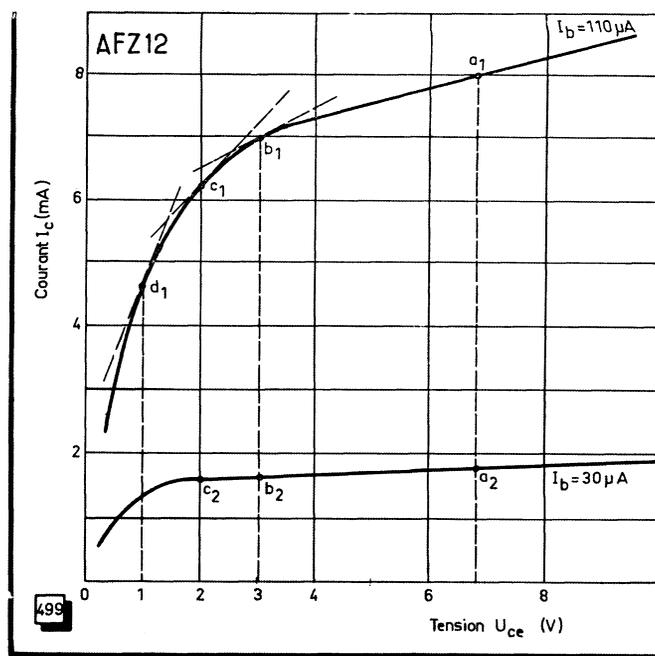


Fig. 499. — La résistance de sortie devient très rapidement faible aux très faibles valeurs de U_{cc} .

courbes de la figure 497, relatives à un SFT 232, montrent qu'il en est bien ainsi. La résistance de sortie est de l'ordre de 100Ω pour les points a_1 - b_1 et de 50Ω seulement pour les points a_2 - b_2 . Dans le cas de transistors encore plus puissants, elle peut descendre à quelque 10 - 15Ω et même moins.

L'appréciation de la résistance de sortie à partir du rapport $\Delta U_{cc}/\Delta I_c$ n'est pas toujours commode et, de toute façon, ne constitue qu'une approximation, la vraie valeur de cette résistance, en un point quelconque d'une courbe I_b , d'un réseau I_c/U_{cc} , étant représentée par la cotangente de l'angle tel que α_1 , α_2 ou α_3 de la figure 498.

Le procédé est exactement le même que celui que nous avons, plus d'une fois, utilisé pour d'autres calculs graphiques : résistance dynamique d'une diode ; résistance d'entrée d'un transistor, etc. On commence par évaluer le mieux possible l'angle α en degrés, après quoi on cherche la valeur de sa cotangente dans les tables que l'on trouve dans la plupart des formulaires et aide-mémoires. Il reste alors à multiplier cette valeur par le coefficient de proportionnalité, autrement dit par le quotient V/A , correspondant à une même longueur de l'axe U_{cc} et de l'axe I_c .

Dans le cas de la figure 498, par exemple, l'angle α_2 est de 6° environ, dont la cotangente est $9,514$. Le coefficient de proportionnalité est $10/1 \cdot 10^{-2} = 1000$, et la résistance R_{se} cherchée est donc

$$R_{se} = 9,514 \cdot 10^3 = 9514 \Omega.$$

On détermine exactement de la même façon la résistance de sortie au point a_2 ($\alpha_2 = 23,5^\circ$ et $R_{se} = 2,3 \text{ k}\Omega$) et au point a_1 ($\alpha_1 = 43^\circ$ et $R_{se} = 1072 \Omega$). On voit que, dans ce cas particulier, la variation de la résistance de sortie est beaucoup plus rapide que celle du courant I_c .

A courant I_b constant, la résistance de sortie ne dépend pratiquement pas de la tension U_{cc} , jusqu'à des valeurs assez faibles de cette dernière, variables suivant le type du transistor, mais rarement supérieures à $1,5 \text{ V}$. Il suffit, pour s'en convaincre, de regarder les courbes des figures 496 à 498, qui sont des droites, donc à pente constante, dans tout l'intervalle de valeurs de U_{cc} , de 1 V environ et jusqu'à la limite supérieure admissible.

On rencontre, cependant, des transistors aux caractéristiques particulières, dont les courbes I_b , correspondant à des courants de base relativement élevés, sont fortement incurvées jusqu'à des valeurs de U_{cc} atteignant et dépassant 4 V . La figure 499 donne un exemple d'un tel réseau, où sont tracées les deux courbes I_b « extrêmes ». On voit que pour la courbe $I_b = 30 \mu\text{A}$ la résistance de sortie est pratiquement constante à partir de $U_{cc} = 1,5 \text{ V}$ environ et représente quelque $30 \text{ k}\Omega$, si l'on admet que l'angle formé par la tangente en a_2 (ou b_2 , ou c_2) est de 2° environ.

Pour la courbe $I_b = 110 \mu\text{A}$, il en va tout autrement, et la résistance de sortie correspondante varie de $4 \text{ k}\Omega$ environ en a_1 à 360Ω en d_1 , en passant par $2 \text{ k}\Omega$ en b_1 et $1 \text{ k}\Omega$ environ en c_1 .

A intensité de collecteur constante, la résistance de sortie peut varier en fonction de la tension U_{cc} , car un certain « niveau » de courant I_c peut couper plusieurs courbes I_b de pente différente. On voit sur le graphique de la figure 500 que les points a et b correspondent, sur deux courbes différentes, à un courant $I_c = 12 \text{ mA}$. Entre ces deux points, la tension U_{cc} varie de 3 à 20 V à peu près. Mais la résistance de sortie est de $3,9 \text{ k}\Omega$ environ en a et $8,1 \text{ k}\Omega$ en b . De même, pour les points c et d : $2,7 \text{ k}\Omega$ en c et $3,9 \text{ k}\Omega$ en d .

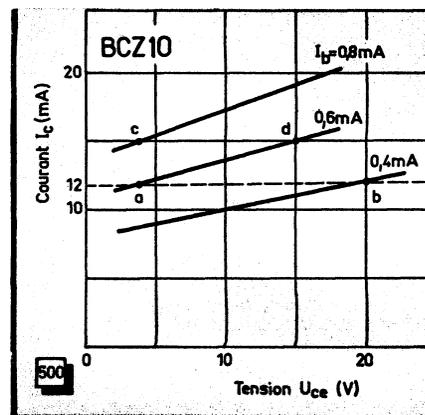


Fig. 500. — La résistance de sortie peut varier en fonction de la tension U_{cc} pour une même valeur de I_c .

La variation de la résistance de sortie, en fonction du courant de collecteur I_c et pour trois valeurs différentes de U_{ce} , est représentée, pour le transistor ASY 26, dans la figure 501. La conclusion générale que l'on peut tirer de ce graphique et de tout ce qui précède est :

- R_{sc} diminue lorsque I_c augmente ;
- R_{sc} diminue lorsque U_{ce} diminue.

Quant à la variation de la résistance de sortie en fonction du courant de collecteur et aux très faibles valeurs de U_{ce} , on peut se rendre compte de ce qui se passe en regardant la figure 502, où la résistance de sortie varie de 51 Ω en a_3 à 10,7 Ω en a_1 , en passant par quelque 20 Ω en a_2 . On comparera ces chiffres à ceux du graphique de la figure 498, qui se rapporte au même transistor, et on pourra se rendre compte que la résistance de sortie s'effondre littéralement aussitôt que le point de fonctionnement franchit le coude d'une courbe I_b , en se déplaçant dans le sens de la diminution de la tension. Si l'on prend la courbe $I_b = 1$ mA, on voit que la résistance de sortie, qui est de l'ordre de 2,3 k Ω pour

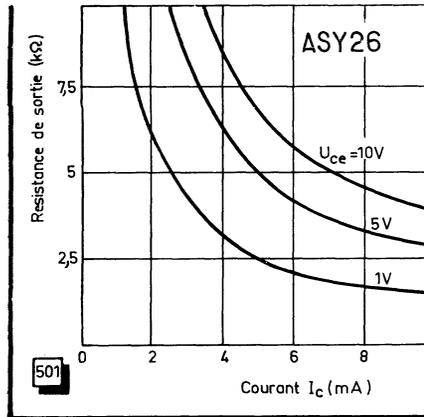


Fig. 501. — Courbes montrant la variation de la résistance de sortie en fonction du courant I_c et de la tension U_{ce} .

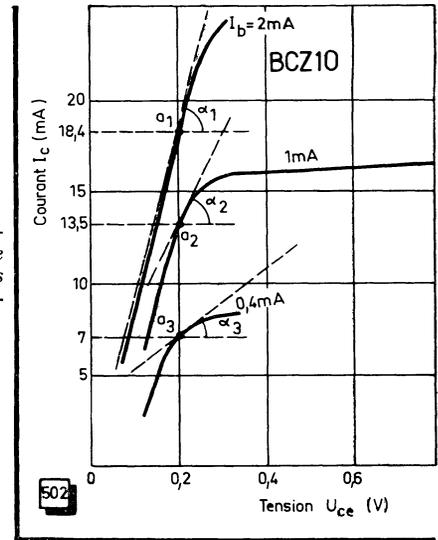


Fig. 502. — La résistance de sortie est très faible après le coude de la caractéristique.

$U_{ce} > 0,35$ V environ, tombe à quelque 20 Ω pour $U_{ce} = 0,2$ volt. Cette variation brutale est mise à profit dans d'innombrables dispositifs où l'on fait travailler un transistor en commutation, c'est-à-dire fonctionnant alternativement à deux régimes opposés : bloqué (non conducteur) ou saturé (point de fonctionnement dans le coude de la caractéristique). Dans le premier, la résistance de sortie est très élevée, le courant I_c très faible et la tension U_{ce} pratiquement égale à celle d'alimentation. Dans le second, la résistance de sortie tombe à une valeur 100 ou 200 fois plus faible, le courant I_c est relativement élevé et la tension U_{ce} se réduit à une fraction de volt. Le transistor fonctionne donc un peu comme un relais.

(A suivre)

W. SOROKINE.

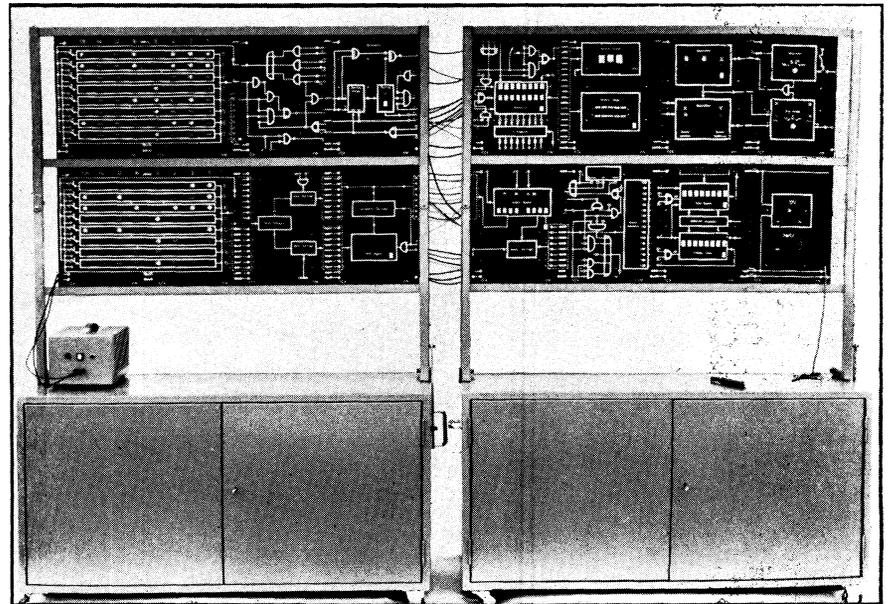
Pour l'entraînement à la technique des ordinateurs et du calcul électronique

L'installation mise au point par P-E-K-Electronic est très certainement appelée à rendre de grands services dans les instituts et écoles enseignant l'électronique et dans les centres de formation professionnelle de certaines entreprises. Elle sert pour donner les bases de la technique du calcul électronique, mais sa conception est telle qu'elle peut également être utilisée pour des opérations relativement compliquées de programmation ou de calcul en représentation complémentaire.

L'ensemble se compose de 16 platines aux dimensions normalisées, maintenues à l'aide de cadres métalliques. La configuration des différents circuits logiques est représentée sur les platines et de nombreux points de mesure y sont accessibles.

Ce calculateur de démonstration peut additionner, soustraire, multiplier, diviser, « complémenter » et mettre en mémoire.

La documentation que nous avons reçue était accompagnée d'une note détaillée relative à quelques exemples

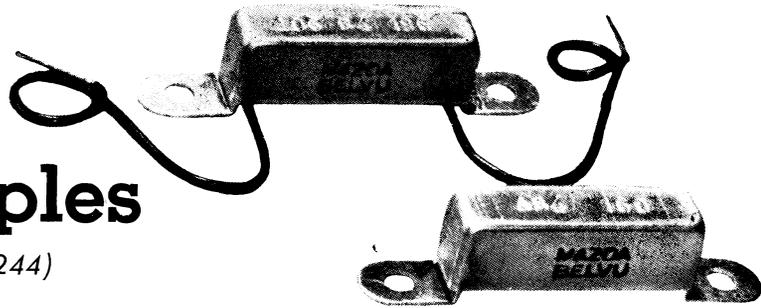


de calculs réalisables, chacun avec son programme expliqué : opérations élémentaires du type 183 : 31 ou 8.13 — 62 + 3 ; opérations plus compliquées comme le calcul de l'expression $x = (a + b) \cdot c$, les termes a , b , et c pouvant prendre certaines valeurs définies.

Le résultat du calcul apparaît en binaire ou en décimal et sa durée, pour chaque combinaison de valeurs a , b et c , varie de 15 ms à 3 s, suivant la « cadence » choisie (P-E-K-Electronic, 7992 Tettang, Postfach 240, Allemagne).

Les interrupteurs à lames souples

(Suite : voir "Radio-Constructeur" n° 244)



Nous avons vu qu'un ILS (interrupteur à lames souples) se ferme sous l'action d'un champ magnétique, que celui-ci soit produit par un aimant ou une bobine.

Examinons le premier cas.

La commande par aimant est justifiée chaque fois qu'il s'agit d'un quelconque déplacement. Deux cas peuvent être envisagés :

1. — Maintien de l'ILS en fermeture permanente par l'aimant, avec ouverture lorsque l'aimant s'éloigne, ce qui est, par exemple, le cas des dispositifs anti-vol pour portes et fenêtres;

2. — Maintien en ouverture permanente et fermeture lorsque l'aimant s'approche de l'ILS, ce qui est le cas d'une commande de fin de course.

On peut encore envisager un troisième cas : commutation rapide dans lequel un ou plusieurs aimants font ouvrir et fermer un ou plusieurs ILS à un certain nombre de cycles par seconde. Mais n'anticipons pas.

Diverses combinaisons de la position de l'aimant et de son mouvement par rapport à l'ILS sont possibles.

Chacune d'elles a ses avantages caractéristiques pour une application donnée. Les neuf figures qui suivent, extraites de la documentation d'un fabricant américain, en donnent un aperçu. Nous les commentons en précisant que F et O ont la signification suivante :

F est la distance entre l'aimant et l'interrupteur à lames souples pour laquelle

le contact se ferme quand l'aimant se déplace vers le contact.

O est la distance pour laquelle le contact s'ouvre quand l'aimant s'éloigne du contact.

Les flèches indiquent le sens de déplacement de l'aimant.

Déplacement perpendiculaire, l'aimant parallèle à l'axe de l'ILS (fig. 1). Cette disposition donne l'action la plus nette que l'on puisse obtenir avec un aimant quelconque. Elle assure aussi une seule fermeture du contact quand l'aimant est déplacé dans une seule direction perpendiculaire à l'ILS.

Déplacement parallèle, l'aimant parallèle à l'axe de l'ILS (fig. 2). Bien que le contact soit fermé trois fois quand l'aimant se déplace sur toute la longueur de l'ILS,

il est possible, en limitant le déplacement de l'aimant à une zone déterminée, de réaliser la plus faible différence O-F pour un type donné d'ILS. Cette particularité est très intéressante pour les applications de contrôle de niveau précis.

Déplacement parallèle, l'aimant perpendiculaire à l'axe de l'ILS (fig. 3). Cette disposition donne deux fermetures de contact lorsque l'aimant est déplacé sur toute la longueur de l'ILS. Elle est très intéressante pour les applications où il est nécessaire de maintenir une position précise de l'aimant pour l'ouverture du contact, même quand la densité du flux magnétique diminue au cours de la vie de l'aimant.

Déplacement perpendiculaire, l'aimant perpendiculaire à l'axe de l'ILS (fig. 4).

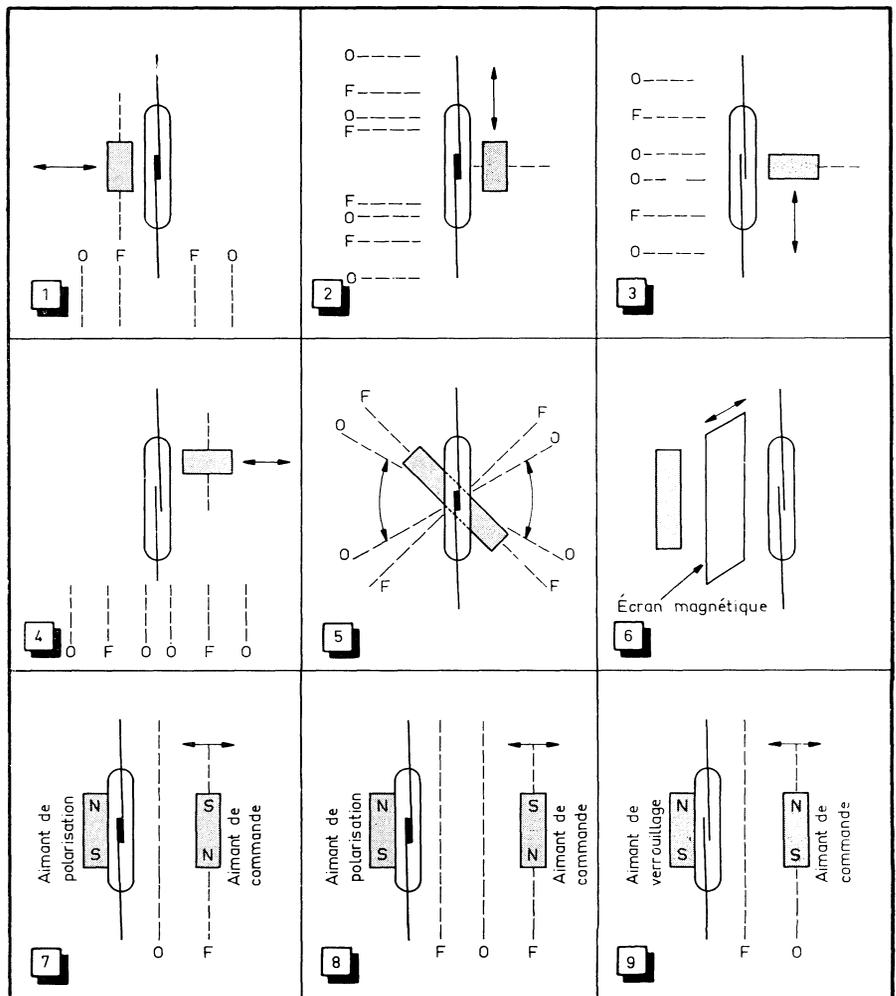


Fig. 1. — Déplacement perpendiculaire, l'aimant parallèle à l'axe de l'ILS.

Fig. 2. — Déplacement parallèle, l'aimant parallèle à l'axe de l'ILS.

Fig. 3. — Déplacement parallèle, l'aimant perpendiculaire à l'axe de l'ILS.

Fig. 4. — Déplacement perpendiculaire, l'aimant perpendiculaire à l'axe de l'ILS.

Fig. 5. — Commande rotative.

Fig. 6. — Commande avec un shunt magnétique.

Fig. 7. — Commande d'un ILS à contact normalement fermé.

Fig. 8. — Effet de l'intensité du champ magnétique.

Fig. 9. — Commande par verrouillage.

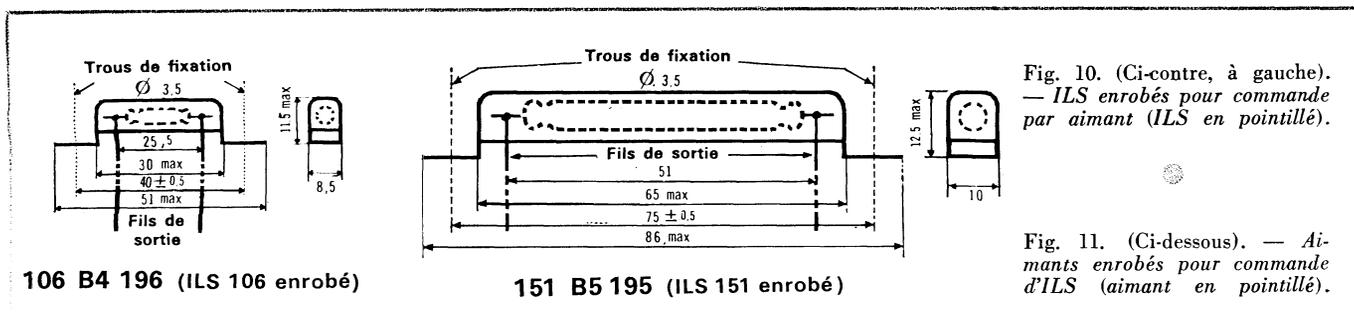


Fig. 10. (Ci-contre, à gauche). — ILS enrobés pour commande par aimant (ILS en pointillé).

Fig. 11. (Ci-dessous). — Aimants enrobés pour commande d'ILS (aimant en pointillé).

Bien que le schéma correspondant semble indiquer, pour cette disposition, un contrôle serré de la caractéristique d'ouverture du contact, celle-ci dépend étroitement de la longueur de l'aimant et de sa position le long de l'axe de l'ILS. Cette disposition exige un aimant beaucoup plus puissant pour commander un ILS donné; elle n'est donc utilisée que lorsque les limites d'encombrement l'imposent.

Commande rotative (fig. 5). Cette disposition donne deux fermetures de contact pour chaque révolution de l'aimant. Elle peut aussi être utilisée pour une commande précise O-F si le mouvement de l'aimant est limité à 90°.

Commande avec un shunt magnétique (fig. 6). Un ILS peut être aussi commandé à l'aide d'un écran magnétique placé, pour shunter le flux magnétique, entre l'ILS et l'aimant. Cette technique est utilisée dans les applications où le déplacement relatif de l'aimant par rapport à l'ILS n'est pas possible.

Commande d'un ILS à contact normalement fermé (fig. 7). Dans toutes les méthodes d'utilisation décrites, les aimants commandent des ILS à contacts normalement ouverts. En utilisant des aimants supplémentaires de polarisation, il est possible d'appliquer tout dispositif de commande décrit à un ILS devenu à contact normalement fermé. L'aimant de polarisa-

tion est choisi et placé par rapport à l'ILS de façon que le champ magnétique induit ferme le contact.

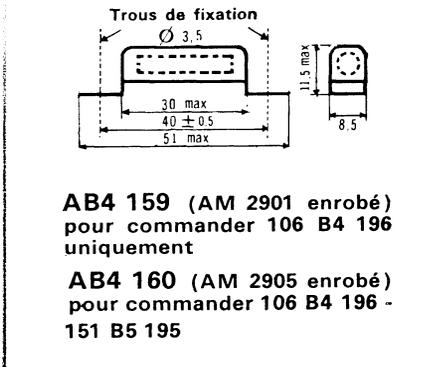
Dans cette application, il est nécessaire de tenir compte de la polarité des aimants de commande et de polarisation afin d'assurer l'annulation des champs magnétiques induits dans l'ILS.

Intensité du champ magnétique (fig. 8). Si l'intensité du champ magnétique est trop faible, comparativement à celle de l'aimant de polarisation, le contact peut ne pas s'ouvrir. Au contraire, si elle est trop élevée, l'action de l'aimant de commande peut surpasser celle de l'aimant de polarisation et refermer le contact de l'ILS avec un champ magnétique de polarité inverse, cas de la figure.

Commande avec verrouillage (fig. 9). Dans cette disposition, l'aimant de verrouillage est choisi et placé relativement à l'ILS de façon que le flux soit insuffisant pour fermer le contact, mais soit capable de le maintenir fermé jusqu'à ce que le champ magnétique soit annulé par un autre champ de polarité inverse.



Ces exemples correspondent aux deux cas envisagés plus haut. En commutation rapide, sous l'action d'un aimant, le maximum de fréquence est de 400 Hz ce qui



AB4 159 (AM 2901 enrobé) pour commander 106 B4 196 uniquement

AB4 160 (AM 2905 enrobé) pour commander 106 B4 196 - 151 B5 195

correspond à une durée de fermeture d'une milliseconde, maximum autorisé.

Technologie.

Pour toutes ces applications, les ILS et les aimants sont montés dans des boîtiers en aluminium et enrobés par des résines spéciales (notre photo). La figure 10 donne les dimensions des ILS enrobés 106 B4 196 et 151 B5 195 de Mazda Belvu, tandis que la figure 11 indique les dimensions des aimants de commande de la même marque.

Nous traiterons le même sujet, ILS et aimant, dans un prochain article.

A. LEFUMEUX.

BIBLIOGRAPHIE

COURS FONDAMENTAL DE TELEVISION, par R. Carrasco et J. Lauret. — Un volume avec couverture cartonnée sous emboîtement, de 754 pages (16 × 24) avec 730 figures et 1 dépliant. — Société des Editions Radio, 9, rue Jacob, Paris. — Prix : 64,90 F ; par poste : 71,39 F.

Ce « Cours fondamental de télévision », préfacé par V. Zworykin (inventeur de l'icône) et précédé par un petit historique de la télévision écrit par E. Aisberg, fait le point de la technique actuelle. En effet, il y est question aussi bien de la télévision en noir et blanc que de la télévision couleurs — l'étude de ces deux modes de télévision étant étroitement mêlée ; on y traite des U.H.F. au même titre que des V.H.F. et, par suite, on y étudie les problèmes de commutation dans les ré-

cepteurs multinormes ou des questions particulières à chaque standard ; plus de la moitié de l'ouvrage est consacrée aux circuits de réception, dont les fonctionnements sont soigneusement détaillés, mais les domaines de l'émission n'y sont pas pour autant oubliés ; de même l'on y traite, de façon exhaustive des installations collectives d'antenne ; enfin, l'étude des circuits à transistors est très poussée, et un grand nombre d'exemples pratiques y sont donnés qui concrétisent les notions théoriques ; notons, cependant, que les circuits à tubes, qui sont encore très largement employés en TV, sont eux aussi analysés.

En bref, on peut dire de cet ouvrage qu'il est non seulement le brillant reflet de la technique actuelle, mais qu'il est très complet.

Les étudiants y trouveront un développement progressif partant de l'étude des caractéristiques de l'œil exploitées pour réaliser les différents systèmes de télévision en noir et blanc ou en couleurs, et des

notions de colorimétrie nécessaires pour la compréhension de la TVC ; puis ils aborderont les chapitres consacrés à l'étude des différents standards (819, 625, 525 l., modulation positive ou négative, son en AM ou en FM) utilisés dans le monde et des différents systèmes de TVC (N.T.S.C., PAL et SECAM III b et IV) ; viennent ensuite les chapitres consacrés aux tubes de prise de vues et aux visualisateurs (y compris ceux pour la TV à grand écran) ; enfin les autres chapitres portent sur l'émission, la transmission et la réception.

Les techniciens confirmés pourront, pour ce qui les concerne, remettre leurs connaissances à jour ou les « réordonner », en quelque sorte. De plus, cet ouvrage leur servira de source de références en raison de son caractère encyclopédique et des nombreux tableaux synoptiques, exemples pratiques et précisions numériques qui y sont contenus.

Enfin, pour terminer, signalons la présentation extrêmement agréable de ce livre.

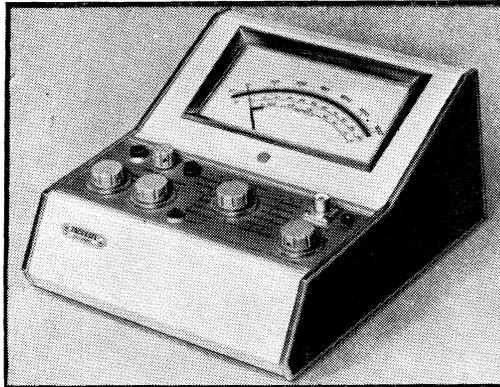
NOUVEAUTÉS



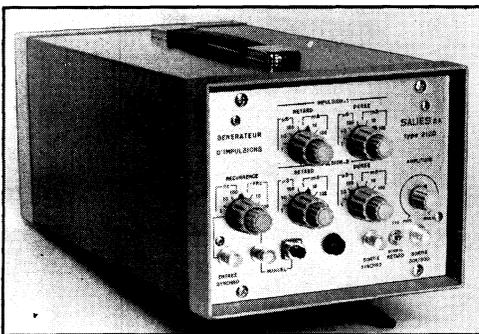
Composants - Appareils de mesure - Récepteurs

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

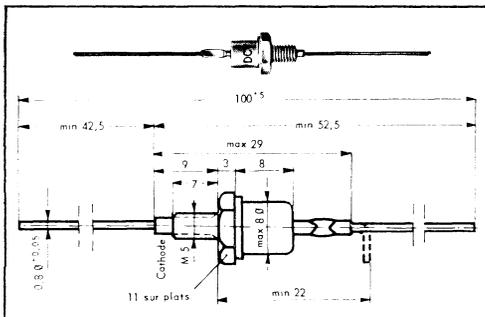
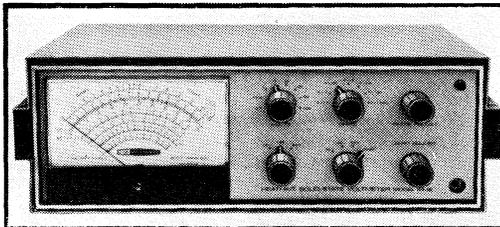
Ultramultimètre électronique type VE 90-ASN, particulièrement adapté à la mesure de très faibles grandeurs électriques continues aux bornes de sources à grande impédance : tensions de 1 mV à 1 000 V (déviation totale) en 13 gammes et avec une impédance d'entrée supérieure à $10^{12} \Omega$ jusqu'à 3 V ($10^9 \Omega$ de 3 à 1 000 V); intensités de 0,1 nA à 1 mA en 8 gammes (chute de tension < 0,5 mV); résistances de 2 Ω à $10^8 M\Omega$ en 9 gammes. Entièrement transistorisé. Alimenté sur secteur ou sur accumulateurs incorporés (autonomie 40 h env.). Dimensions : 350 X 280 X 180 mm (TACUSSEL-S.O.L.E.A., 2 et 4, rue Carry, 69-Lyon-3^e).



Générateur d'impulsions, type 2120, fournissant un train d'impulsions doubles, avec la possibilité de régler séparément le retard et la durée de chacune : 100 ns à 1 s pour le retard et la même plage pour la durée. La fréquence de récurrence est variable de 1 Hz à 1 MHz en 6 gammes, avec possibilité de déclenchement « coup par coup » et une synchronisation extérieure par impulsions positives (0,5 à 10 volts). Amplitude des impulsions fournies : 3 à 30 V. Temps de montée et de descente : 35 ns. Dimensions : 150 X 180 X 350 mm (SALIES, 65-67, av. J.-Jaurès, 91-Palaiseau).

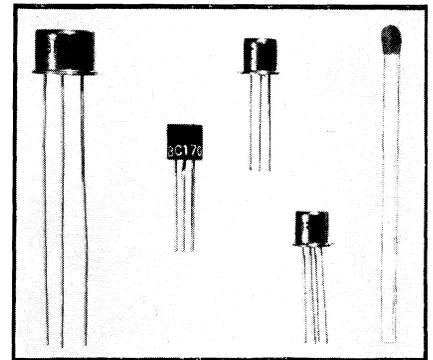


Voltohmètre électronique à transistors, type IM-16, pour la mesure des tensions continues et alternatives de 500 mV à 1 500 V (8 gammes) et des résistances de 0,2 Ω à 500 M Ω environ en 7 gammes. Résistance d'entrée : 11 M Ω en continu et 1 M Ω en alternatif. Alimenté sur secteur ou sur batteries (9 V). Livré soit en « kit », soit en ordre de marche (HEATHKIT, B. P. 47, 92-Bagneux).

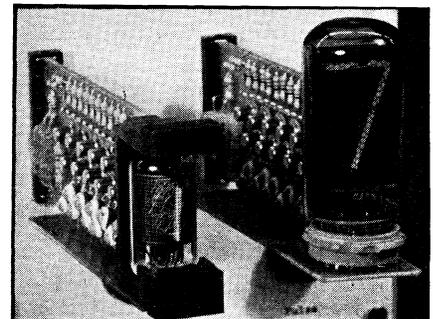


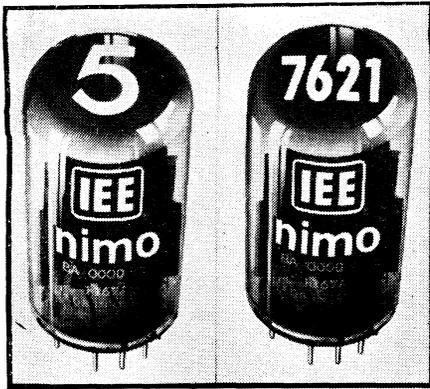
Diodes silicium à jonction sur vis, de la série DCV, destinées aux alimentations courant continu d'intensité moyenne. Elles permettent un courant direct maximal de 3 A sur ailette et peuvent fonctionner jusqu'à une température de jonction de 150 °C. Les différentes diodes de cette série sont prévues pour des tensions inverses crête nominales de 150 V (DCV 1) à 1 500 V (DCV 15). La chute de tension directe est de 0,6 V à 10 mA et de 0,96 V à 1 A (COGIE, 3 et 5, bd Anatole-France, 93-Aubervilliers).

Transistors au silicium destinés aux préamplificateurs B.F. et étages drivers. Les transistors des séries BC 107... BC 109 et BC 171 à BC 173 ne diffèrent que par leur boîtier et leur prix. Leurs principales caractéristiques sont : U_{ce0} jusqu'à 45 V; I_c jusqu'à 100 mA; β jusqu'à 450; $f_T = 300$ MHz. Il y a aussi le transistor BC 170, prévu pour les pendules électroniques, les transistors BC 167 et BF 173, destinés aux étages F.I. des téléviseurs, le transistor BSY 89, prévu pour l'utilisation en inverse (en « chopper »), et le transistor BF 118, destiné aux étages de sortie vidéo ($U_{ce} = 240$ V) (INTERMETALL, 86, rue du Président-Wilson, 92-Levallois).

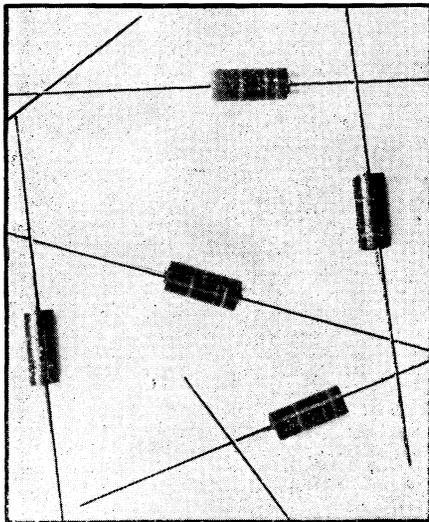


Tube indicateur décimal ZM 1000 (à gauche sur la photographie), assurant l'affichage des chiffres de 0 à 9. L'ampoule de verre a un diamètre de 19 mm et les dimensions des chiffres sont de 15 X 8 mm. Ce tube comporte aussi une onzième cathode faisant office de point décimal, ainsi qu'une électrode de pré-ionisation, permettant l'extinction et l'affichage instantané d'un chiffre. La photo ci-dessous représente, à droite, le même compteur équipé d'un tube ZM 1040 (R.T.C., 130, av. Ledru-Rollin, Paris-11^e).





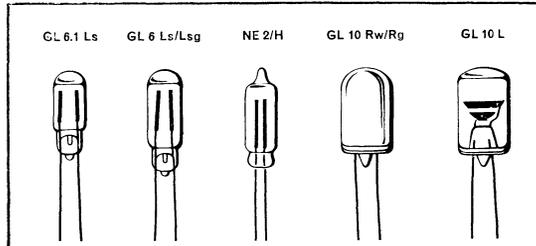
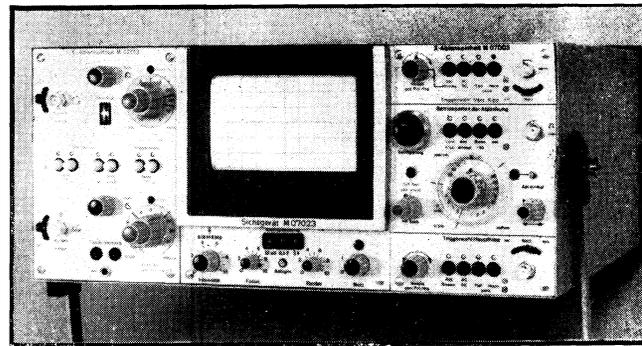
Tubes électroniques d'affichage, type « Nimo », réalisant l'affichage, sur un seul plan, de dix caractères quelconques (chiffres, lettres, symboles), à très grande netteté et à luminosité réglable. Son principe permet son attaque directe par tout circuit électronique et, en particulier, par un circuit intégré. Le courant de commande de chacune des dix grilles est inférieur à 1 nA et la consommation totale du tube est inférieure à 300 mW. Dimensions : diamètre 30 mm ; longueur 60 mm (EUROPELEC, B.P. 1, 78 - Les-Clayes-sous-Bois).



Inductances d'arrêt miniatures, sur bâtonnet de ferrite de 4 mm de diamètre et 10 mm de longueur, à connexions axiales. Une telle inductance est blindée, ce qui fait que son champ de fuite est très faible. Ces inductances existent en valeurs allant de 0,1 μ H à 100 mH (R.T.C., 130, av. Ledru-Rollin, Paris-11^e).

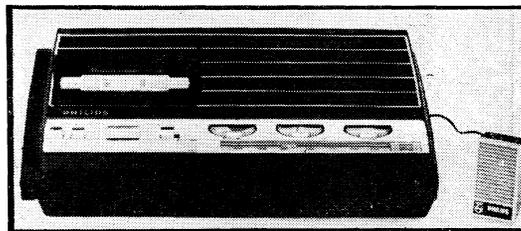
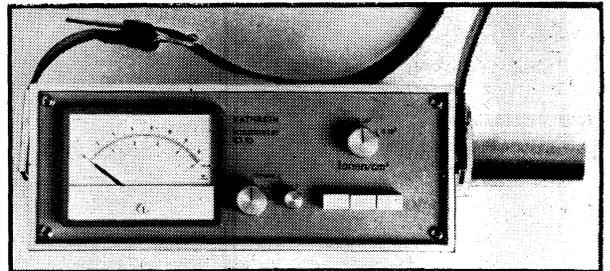


Oscilloscope « Oscillar M-07-101 » bicourbe et à très large bande (70 MHz), est équipé d'un tube à surface d'écran utilisable de 100 X 60 mm et à tension de post-accelération de 10 kV. Les vitesses de balayage peuvent être de 2 s/centimètre à 10 ns/cm. Chaque atténuateur vertical permet des sensibilités de 5 mV/cm à 10 V/centimètre. Dimensions : 364 X 177 X 470 mm. Poids : 12 kg environ (SIEMENS-FRANCE, 128, rue du Fg Saint-Honoré, Paris-8^e).



Lampes au néon GL, dont le diamètre d'ampoule est de 6 mm pour les types GL 6, de 6,5 mm pour les types NE et de 10 mm pour les types GL 10, la longueur étant de 20 mm pour tous les types, sauf GL 6.1 LS (16 mm) et NE (23 mm). Tensions d'amorçage entre 70 et 185 V, sans résistance additionnelle. Courant : 0,3 à 2,25 mA, suivant type (CERBERUS-SPELECK, 12, rue Le Chatelier, Paris-17^e).

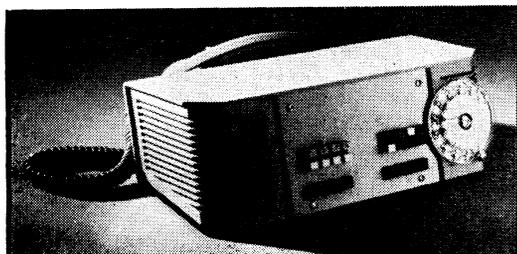
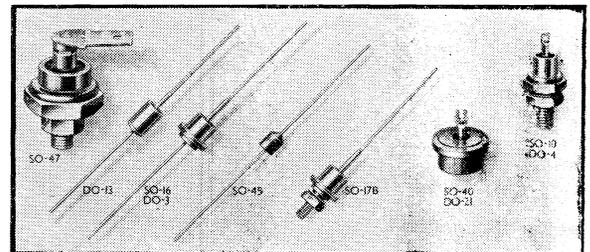
Ionomètre, type 83-10, pour la mesure de la concentration des ions positifs ou négatifs dans les gaz, à la pression atmosphérique. Plage de mesure : 5.10² à 5.10⁵ ions par centimètre cube. Applications : climatologie, médecine, biologie, météorologie. Dimensions : 300 X 110 X 190 mm. Poids : 5 kg env. (KATHREIN, Postfach 260, 82-Rosenheim/Obb. Allemagne).



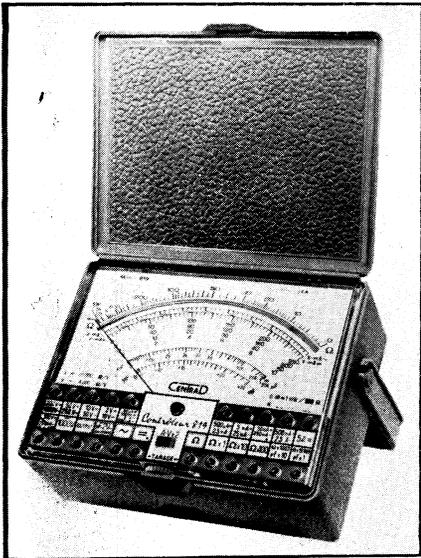
Portable radio P.O.-G.O., combiné avec l'enregistreur à cassettes K7, type 22 RR 380, permettant l'enregistrement de tous les programmes radio sans aucun câble de connexion supplémentaire. Puissance de sortie : 0,4 W. Alimentation par 6 piles 1,5 V. Moteur régulé électroniquement. Dimensions : 300 X 66 X 200 mm (PHILIPS, 50, av. Montaigne, Paris-8^e).



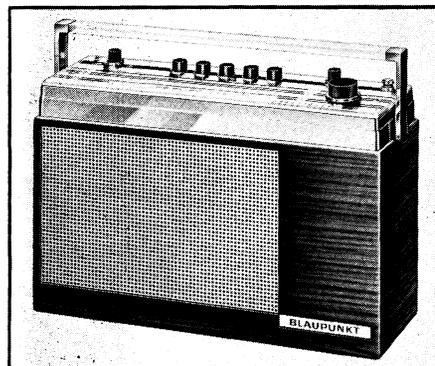
Différents redresseurs au silicium : DD 710 (boîtier SO-47) pour 35 A ; DD 2320 (boîtier DO-13) pour 12 A ; DD 006 (boîtier SO-45) pour 0,5 A ; DD 5620 (boîtier SO-40) pour 18 A ; etc. Chacun de ces modèles existe en plusieurs variantes, prévues pour des tensions inverses de 50 à 800 V le plus souvent (LUCAS, 96, bd du Général-Leclerc, 92-Nanterre).



L'ensemble de filtrage type « Champ de Mars » a pour fonction de permettre la sélection par le secrétaire des communications téléphoniques destinées au directeur. Il comprend un poste filtreur (secrétaire) et un ou deux postes filtrés (directeurs). L'équipement des postes peut être réalisé en fonction des besoins de chaque installation, et ils peuvent être raccordés derrière toute installation téléphonique existante, quel que soit le type de matériel qui la compose. L'ensemble offre l'avantage d'une liaison privée secrète directe entre le poste filtreur et les postes filtrés et, éventuellement, entre ces derniers. Son alimentation s'adapte à tous types d'installation, 12, 24 ou 48 V et l'incorporation de l'extérphone « Tap 905 » offre, en plus de l'usage du combiné téléphonique, la possibilité de téléphoner les mains libres, à l'aide d'un microphone et d'un haut-parleur incorporé dans le boîtier (NEOPHONE, 6, square du Champ de Mars, Paris-15^e).



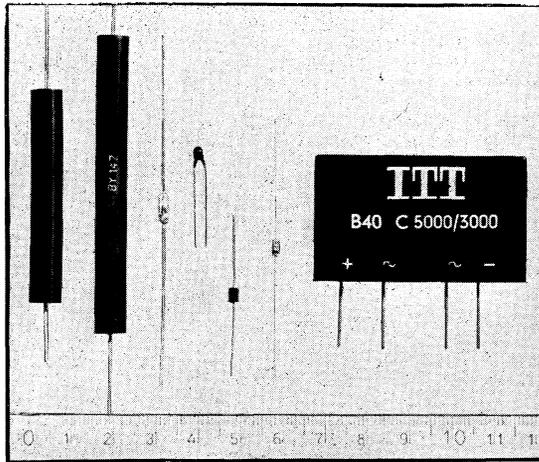
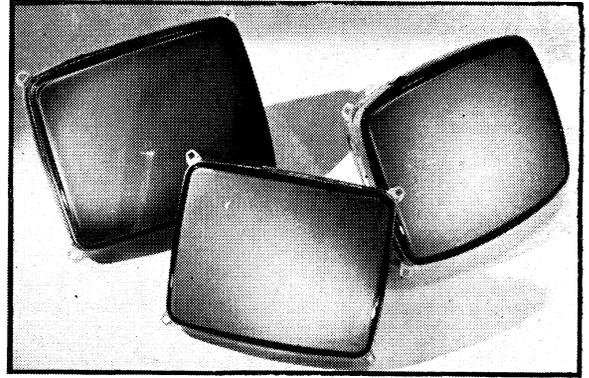
Contrôleur universel, type 819, permettant les mesures suivantes : tensions continues de 2 mV à 2 000 V en 13 gammes (résistance propre : 20 k Ω /V) ; tensions alternatives de 40 mV à 2 500 V en 11 gammes (résistance propre : 4 k Ω /volt) ; intensités continues de 1 μ A à 10 A en 12 gammes ; intensités alternatives de 5 μ A à 5 A en 10 gammes ; résistances de 0,2 Ω à 100 M Ω en 6 gammes ; capacités de 100 pF à 20 000 μ F en 6 gammes ; fréquences de 0 à 5 000 Hz en 2 gammes ; décibels de - 24 à + 70 dB en 10 gammes ; réactances de 0 à 10 M Ω en une seule gamme. Protection contre les surcharges par limiteur et fusible. Dimensions : 130 \times 95 \times 35 mm. Poids : 300 g (CENTRAD, 59, av. des Romains, 74-Anancy).



Récepteur portable, équipé de 11 transistors et 6 diodes diverses, et prévu pour recevoir les quatre gammes normales, dont O.C. et FM, ainsi que la bande P.O. étalée dite « Europe » (de 1 400 à 1 620 kHz). La gamme O.C. est semi-étalée et va de 5,9 à 9,8 MHz. Haut-parleur à grand rendement, pouvant supporter une puissance de 3 W et reproduisant correctement les fréquences jusqu'à 13 kHz. Résonance propre vers 150 Hz. Réglage de volume à double correction physiologique et correction de tonalité réglable du grave à l'aigu. Alimentation 9 V par 6 piles 1,5 V ou sur secteur, à l'aide d'un redresseur incorporé. Consommation : 45 mA sur piles pour 20 mW à la sortie ; 3,6 W environ sur secteur. Dimensions : 281 \times 187 \times 79 mm. Poids : 2,3 kg (sans piles) (BLAUPUNKT, 32, av. Michelet, 93 - Saint-Ouen).

Janvier-Février 1969

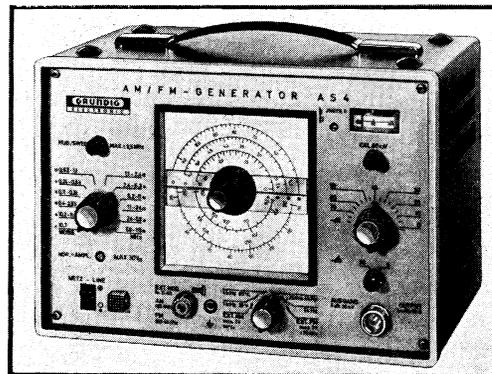
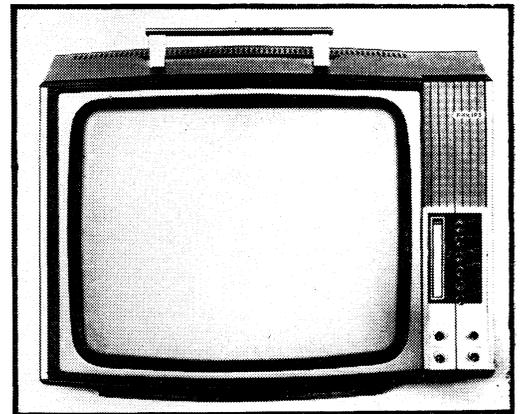
Nouvelle gamme de tubes-images noir-blanc, de la série « Ecran total » et « Vision directe ». On y voit, au milieu, le tube A 31-20 W, dont l'écran a 31 cm de diagonale, qui possède un angle de déviation de 90° et un col de 20 mm. Il est destiné aux téléviseurs portatifs « tout transistor ». Les deux autres tubes sont le A 44-12 W et A 50-12 W, dont l'écran est beaucoup plus rectangulaire et plat que celui des modèles précédents. Ils sont destinés aux téléviseurs portables de dimensions moyennes (R.T.C., 130, av. Ledru-Rollin, Paris-11^e).



Quelques nouveaux redresseurs et diodes : diode 1 N 4148 pour la commutation rapide (temps de recouvrement inverse < 4 ns) ; diode BA 142, à grand coefficient de variation de capacité (> 3,5) ; diode stabilisatrice ZE 1,5, dont la tension de stabilisation nominale est comprise entre 1,35 et 1,55 V ; diode « économique » BA 170 ; ponts redresseurs au silicium, en boîtier époxy, de la série B 40 C... et B 80 C..., pour des tensions inverses jusqu'à 80 V et permettant des courants jusqu'à 5 A ; diodes de commutation silicium BA 143 U et BA 143 V, pour la commutation de bandes dans les sélecteurs TV ; diode silicium BA 147 pour 7 kV et 200 mA, pouvant remplacer la diode PY 88 (INTERM-TALL, 86, rue du Président-Wilson, 92-Levallois).

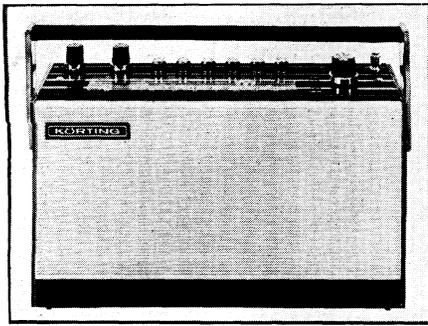


Téléviseur portable type TF 1780, à écran de 44 cm, à circuits partiellement transistorisés et présentés en forme d'éléments enfichables. Il est équipé de 21 transistors, 9 diodes diverses et 5 tubes. La commande du sélecteur est à variation continue par 6 touches pré-réglables. Le séparateur d'antenne est incorporé. La sensibilité est de 15 μ V et la bande passante est de 9,5 MHz en 819 lignes et de 5 MHz en 625 lignes. Puissance de sortie son : 2,5 W. Dispositif de stabilisation automatique des dimensions de l'image. Antiparasites image adaptable. Alimentation par transformateur. Consommation 100 VA. Dimensions : 527 \times 380 \times 300 mm. Poids : 15,3 kg (PHILIPS, 50 av. Montaigne, Paris-8^e).



Générateur AM/FM type AS 4, entièrement transistorisé, destiné au réglage des récepteurs AM et FM et couvrant sans trou la bande de 110 kHz à 115 MHz en 9 gammes. Trois autres gammes donnent : la fréquence 10,7 MHz vobulée ; la bande 10,2 à 11,3 MHz ; la bande 400 à 530 kHz. Toutes les gammes sans exception peuvent être modulées en amplitude, mais seules les gammes 10,2 à 11,3 MHz et 50 à 115 MHz peuvent l'être en fréquence. La tension de sortie, de 30 mV eff de valeur maximale sur toutes les gammes, peut être atténuée de 60 dB d'une façon continue. Dimensions : 300 \times 218 \times 176 mm. Poids : 6 kg. Alimentation secteur stabilisée (GRUNDIG-SOTRAFA, 35, rue Franklin, 92-Asnières).

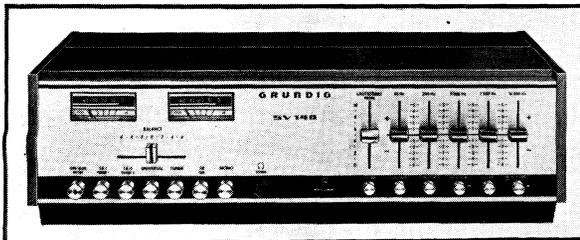




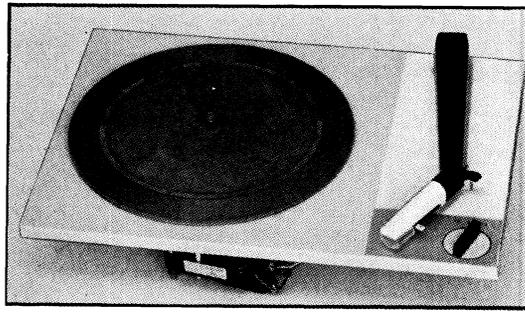
Récepteur portable à transistors, type TR 963, équipé de 8 transistors silicium, 2 transistors germanium et 5 diodes diverses. Reçoit les gammes G.O. et P.O. normales, les bandes O.C. étalées de 41 et 49 m et la bande FM. Correction physiologique dans le régulateur de volume et réglage symétrique de tonalité. Puissance de sortie : 1,3 W environ. Commandes par touches (5) pour les gammes et marche-arrêt. Alimentation 7,5 V par 5 piles 1,5 V. Stabilisation permettant d'utiliser la batterie jusqu'à 4 V. Dimensions : 280 × 170 × 70 mm (KORTING, 48, bd de Sébastopol, Paris-3^e).



Blocs fonctionnels d'alimentation stabilisée, de la série SDSI, pour circuits transistorisés et intégrés. Tension de sortie : deux voies, + et - V_s , à point milieu commun, ajustables séparément à $\pm 10\%$ de leur valeur nominale. Plusieurs modèles, de $V_s = \pm 4\text{ V} - 1\text{ A}$ à $V_s = \pm 24\text{ V} - 0,3\text{ A}$. Taux de régulation en fonction du secteur ($\pm 10\%$) : $\leq \pm 5 \cdot 10^{-1}$ de V_s . Ondulation résiduelle : $\leq 1\text{ mV c. à c.}$ Protection électronique par limitation de courant à I_{max} . Température de fonctionnement : $-20^\circ\text{ à }+70^\circ\text{ C}$. Dimensions : 125 × 70 × 120 mm (SODILEC, 65-67, av. Jean-Jaurès, 91-Palaiseau).



L'amplificateur Hi-Fi stéréo SV 140 est en particulier remarquable par ses cinq régulateurs de tonalité, dont l'index glisse le long d'une échelle graduée, de sorte qu'il est possible de « visualiser » la courbe de réponse choisie. L'action de ces régulateurs permet de relever ou d'atténuer cinq bandes de fréquence centrées sur 40, 200, 3 000, 7 500 et 16 000 Hz. Les deux étages de sortie délivrent, chacun, à 1 000 Hz, une puissance de 50 W en régime sinusoïdal permanent et avec une distorsion de 0,1 %. Par ailleurs, une distorsion ne dépassant pas 0,5 % est garantie entre 40 Hz et 16 kHz, avec une puissance de sortie de 2 × 50 W. Sortie protégée contre toute adaptation incorrecte ou court-circuit (GRUNDIG-FRANCE, 89, av. Marceau, 92-Courbevoie).

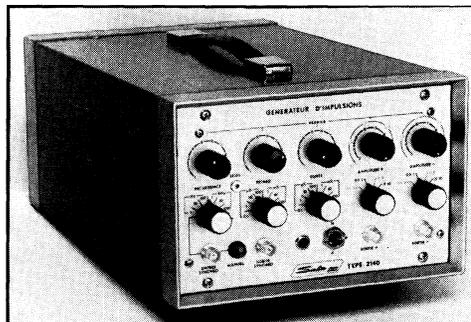
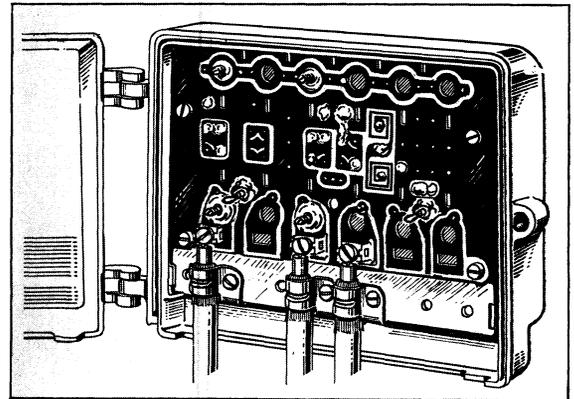


Platine tourne-disques type GC-032, pour les électrophones fonctionnant sur le secteur. Elle permet la reproduction des disques mono et stéréo, 33 et 45 tr/mn, ainsi que celle des anciens disques 78 tr/mn. Arrêt automatique en fin de disque. Consommation : 10 W environ. Livrée normalement avec la tête AG 3306 (saphirs). Dimensions : 308 × 220 × 70 mm. Poids : 1,2 kg environ (R.T.C., 130, av. Ledru-Rollin, Paris-11^e).

★

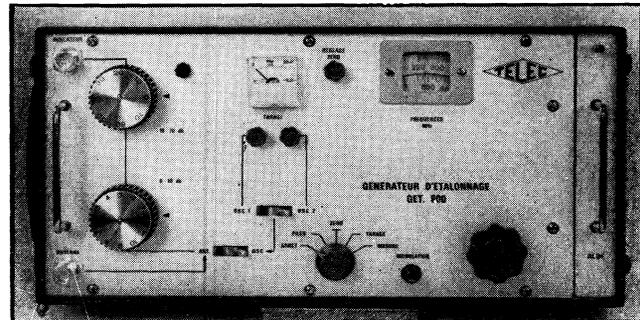
Coupleur « Lille-mixte », avec une entrée mixte canaux français F 8 a et U.H.F. et une entrée V.H.F. canaux belges E 8-E 10. Affaiblissements : entrée canaux français, 1,6 d β sur F 8 a et 0,5 dB en U.H.F.; entrée canaux belges, 1,3 dB sur E 8-E 10. Protection entre voies : > 26 dB. Impédances entrée et sortie : 75 Ω . Ce coupleur permet de raccorder à un seul câble de descente une antenne mixte V.H.F. canal F 8 a + U.H.F. pour la réception des deux chaînes du standard français (région de Lille) et une antenne V.H.F. prévue pour les canaux belges E 8 et E 10 (PORTENSEIGNE, 88, av. Victor-Hugo, 94-Bagnolet).

★



Générateur d'impulsions type 2140, délivrant une impulsion de 12 V c. à c. d'amplitude maximale sur deux sorties simultanées, positive et négative, en phase. On peut faire varier la fréquence de récurrence de 1 Hz à 1 MHz en 6 gammes. La durée des impulsions est réglable de 100 ns à 1 s en 7 gammes. L'amplitude de la tension de sortie, aux bornes d'une impédance de 50 Ω , est réglable de 1 à 12 V. Le temps de montée et de descente est de 25 ns, la suroscillation ne dépassant pas 5 %. La synchronisation extérieure par impulsions positives est possible (0,5 à 10 V). Dimensions : 150 × 180 × 350 mm (SALIES, 65-67, av. Jean-Jaurès, 91-Palaiseau).

Générateur d'étalonnage type GET 800 qui permet, avec n'importe quel mesureur de champ ou téléviseur 2 chaînes d'effectuer des mesures précises de champ, de pertes, des relevés de bande passante, etc. Il couvre les gammes de 40 à 220 MHz et de 460 à 870 MHz. Impédance de sortie : 75 ou 50 Ω . Alimentation autonome par piles ou accumulateurs (consommation 120 mA). Dimensions : 394 × 191 × 130 mm. Poids : 7 kg (avec piles) (TELEC, 74, rue de la Fédération, Paris-15^e).



Parat

LA SACOCHE UNIVERSELLE

en cuir ou en skaï

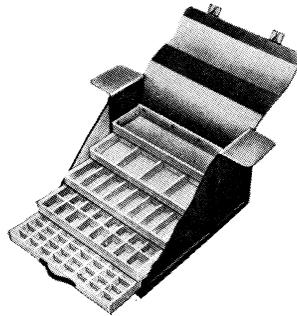
POUR TOUTES LES PROFESSIONS

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

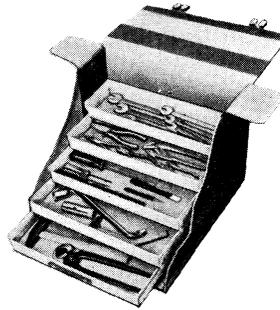
GROSSISTES

prenez
position

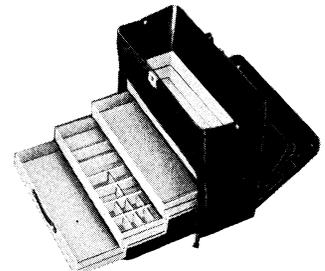
- tirer ou presser légèrement les 5 tiroirs s'ouvrent ou se ferment hermétiquement en glissant l'un sur l'autre ;
- chaque tiroir peut se diviser en petites cases - par bacs intérieurs et cloisons amovibles ;
- tiroirs en plastique spécial résistant parfaitement aux acides, à l'huile, à la graisse, à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



PARAT
MODELE DEPANNAGE
avec compartiment pour dossier. Cuir noir lisse n° 110 407. Skaï 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. Skaï noir lisse n° 210 405. 5 compartiments. 2 serrures à crémaillères.



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

PRO-INDUSTRIA (R. DUVAUCHEL) 3 bis, rue Castères, 92 - CLICHY

Tél. : 737-34-30 et 31

RAPY

Demain commence aujourd'hui

Les décisions à longue portée exigent de connaître les dernières tendances du développement des techniques, les produits proposés par la concurrence des pays de l'Est et de l'Ouest et les desiderata des clients. La Foire de Leipzig vous garantit dans le minimum de temps le maximum d'informations valables, de contacts utiles et d'affaires fructueuses. Leipzig aide les spécialistes des différents secteurs de biens d'investissements et de consommation à résoudre aujourd'hui les problèmes qui se poseront à eux demain. Moderne, attractive et dynamique, la Foire de Leipzig est, avec ses exposants venus de quelque 65 pays, le centre du commerce mondial, situé sur le territoire d'un Etat industriel socialiste aux grandes capacités de production et en constant développement depuis 20 ans.



FOIRE DE LEIPZIG

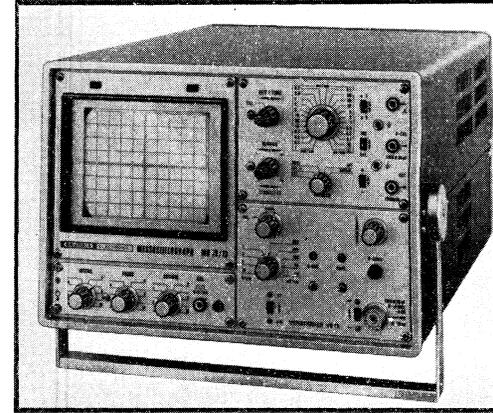
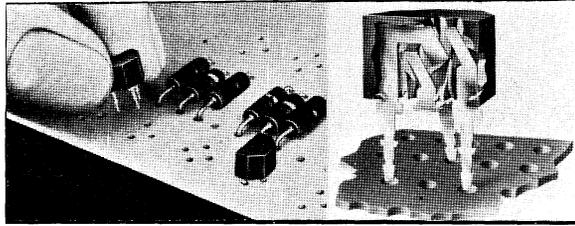
aux solides assises

20 ANS — RÉPUBLIQUE DÉMOCRATIQUE ALLEMANDE

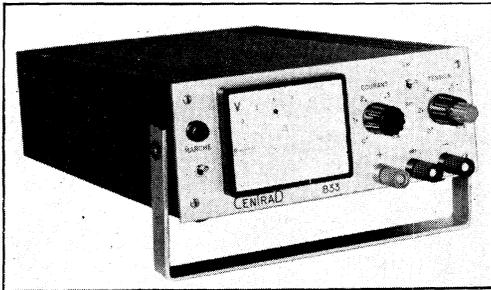
2-11.3
1969
31.8-7.9
1969

Renseignements et carnets de légitimation : Représentation en France de la Foire de Leipzig, 137, boulevard Malesherbes, PARIS-17^{ème}, Tél. 924.98.40, et Chambres de Commerce de Paris et de 14 villes de France ou de la frontière de la R.D.A.

Transistors « Lock-Fit », en boîtier plastique et à broches auto-verrouillables. La série commercialisée actuellement comprend les types suivants : BC 147/148/149 ($h_{fe} = 125$ à 900 et $I_{c\max} = 200$ mA); BF 194/195 ($h_{fe} = 67$ à 115 et $I_{c\max} = 30$ mA). Fréquence de transition pour tous ces transistors : 200 à 350 MHz (R.T.C., 130, av. Ledru-Rollin, Paris-11^e).

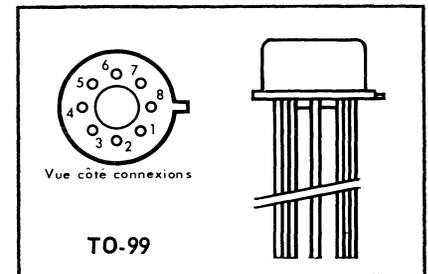
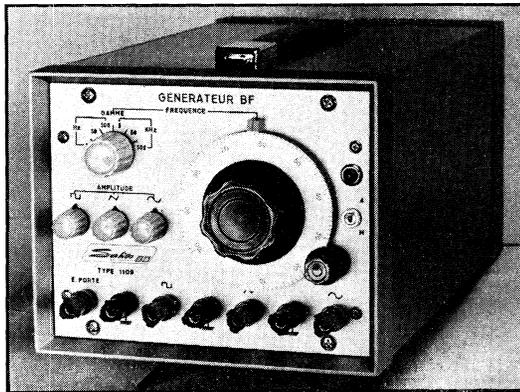


Oscilloscope à tiroirs type MO-10/13, dont l'amplificateur V peut passer une bande de 10 MHz, avec une sensibilité de 20 mV/cm. Base de temps déclenchée, avec les vitesses de balayage allant de $0,1$ μ s/cm à 1 s/cm, en 22 positions. Tube : D 13-40 GH. Peut recevoir un tiroir double trace, avec deux amplificateurs V identiques. Fonctionne sur secteur et consomme 65 VA environ. Dimensions : $300 \times 270 \times 440$ mm. Poids : $9,2$ kg env. Entièrement transistorisé (GRUNDIG-SOTRAFA, 35, rue Franklin, 92-Asnières).

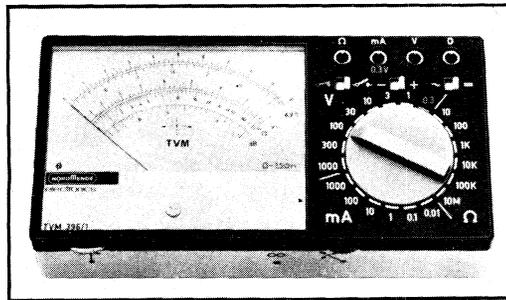


Boîtes d'alimentation stabilisée de la série 833 à 836, pour circuits intégrés et transistorisés, à tension et intensité de sortie réglables. Les différents modèles sont prévus pour fournir les tensions et intensités suivantes : 10 V - 5 A; 20 V - 3 A; 40 V - 2 A; 60 V - $1,5$ A. Le taux de régulation en tension est de 2.10^{-4} pour les variations du secteur et de 5.10^{-4} pour celles de la charge. Le taux de régulation en intensité est, respectivement, de 5.10^{-4} et 1.10^{-3} . Dimensions : $215 \times 350 \times 88$ mm (CENTRAD, 59, av. des Romains, 74-Anancy).

Générateur B.F. type 1109, produisant simultanément trois signaux à amplitude indépendamment variable : rectangulaire; triangulaire; sinusoïdal. Ces signaux peuvent être obtenus avec la fréquence de 5 Hz à 500 kHz. La distorsion, en sinusoïdal, est inférieure à $1,5$ % jusqu'à 50 kHz. Le temps de montée, en rectangulaire, est ≤ 100 ns. Le niveau de sortie est de 6 V sur 600Ω ou de 12 V à circuit ouvert. Appareil entièrement transistorisé, et alimenté sur secteur. Précision en fréquence : ± 3 %. Dimensions : $150 \times 180 \times 350$ mm. Poids : 4 kg (SALIES, 65-67, av. Jean-Jaurès, 91-Palaiseau).



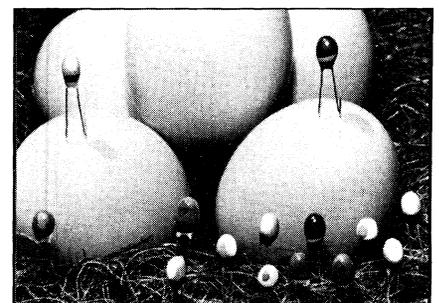
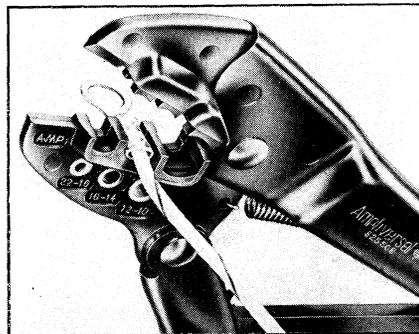
Alimentations régulées intégrées type SFC 2100/2200/2300. Tension d'entrée $8,5$ à 40 V et tension de sortie 2 à 20 V. Régulation en fonction de la charge : $0,1$ %. Régulation en fonction de la tension d'entrée : $0,1$ % par volt. Le courant de sortie peut être augmenté jusqu'à 5 A par adjonction de transistors extérieurs. Température de fonctionnement, suivant modèle, -55° à $+125^{\circ}$ C ou 0° à $+70^{\circ}$ C (COSEM, 101, bd Murat, Paris-16^e).



Contrôleur électronique à transistors, type TVM-396/1, mesurant les tensions continues de $0,3$ V à 1000 V (déviations totales) en 8 gammes, les tensions alternatives de 1 V à 1000 V en 7 gammes, les intensités continues de 10 μ A à 1 A en 6 gammes et les résistances en 6 gammes, avec le milieu de l'échelle correspondant à 10 et 100Ω ; $1 - 10 - 100$ k Ω ; 10 M Ω . Précision, en tensions continues : $\pm 1,5$ %. Surcharge possible, sur la sensibilité 1 V, par exemple : 1000 V. Alimentation par batteries $1,5$ et 3 V (NORDMENDE, représenté par CAMI, 13, rue Pelleport, Paris-20^e).



Pince « Amp-Crimpac » étudiée pour sertir les connexions pré-isolées et dont la puissance est particulièrement précieuse dans un travail continu. Les mâchoires de la pince assurent simultanément le sertissage du fil et le frettage de l'isolant. Elle est munie des accessoires suivants : un coupe-fil; un dénude-fil; une jauge; un levier de déverrouillage. Les mâchoires munies de trois empreintes permettent de sertir des connexions pré-isolées sur des fils de section comprise entre $0,25$ et $6,6$ mm². Une articulation de sécurité garantit l'efficacité et la qualité du sertissage (AMPLIVERSAL, B.P. 3, 95-Pontoise).



Condensateurs au tantale en forme de perle, dont le diamètre varie de $3,5$ à $7,5$ mm et qui existent pour les tensions de service de 3 , 6 , 10 , 15 , 20 , 25 et 35 et en soixante-dix valeurs de capacité, allant de $0,1$ μ F à 50 μ F (ITT-SICOPEL, 23, rue du Pré-Saint-Gervais, Paris-19^e).



RADIO-F.M.

cicor

TELEVISION



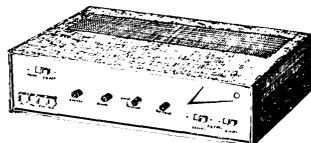
MESUREUR DE CHAMP

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 aigus (Balance)

TUNER FM "BERLIOZ"

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

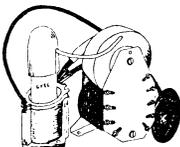


ENSEMBLE DÉVIATION 110°

Déviateur nouveau modèle
Fixation automatique des sorties

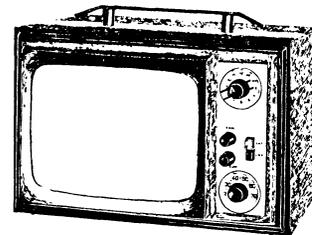
NOUVEAU : THT 110°

Surtension auto-protégée

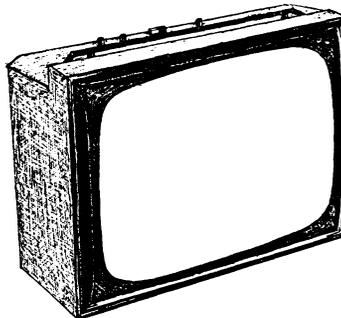


"TRAVELLER"

- Téléviseur portable
- Secteur - Batterie
- Contraste automatique
- Ecran de 28 cm
- Équipé de tous les canaux français et Luxembourg
- Coffret gainé noir
- Antennes télescopiques incorporées
- Dimensions : 375 x 260 x 260 mm



"PATIO" TÉLÉVISEUR PORTABLE 41



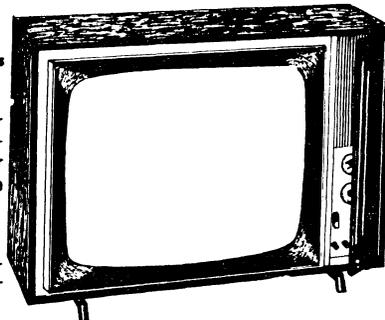
- Téléviseur mixte - Tubes - Transistors
- Le Récepteur idéal pour votre appartement et votre maison de campagne.
- Antennes incorporées - Sensibilité 10 μ V
- Poids 14 kg - Poignée de portage
- Ebénisterie gainée luxueuse et robuste.

"HACIENDA"

Téléviseur 819-625 lignes
Ecran 59 et 65 cm

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

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



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

cicor

5, rue d'Alsace
PARIS-X^e

202-83-80 (lignes groupées)

Disponible chez tous nos Dépositaires **RAPY**

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

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

PETITES ANNONCES

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

OFFRES D'EMPLOI

Dépanneur TELEVISION COULEUR qualifié, demandé pour commerce ville du Centre. Place stable. Logement. Salaire important. Ecr. Revue n° 174.

SOTRAFA-GRUNDIG recherche

technicien pour TV en circuit fermé et maintenance appareils de mesure. Ecr. ou se présenter : 35, rue Franklin, 92 - Asnières (près gare).

VENTES DE FONDS

A vendre à PARIS, petite société saine de montage électrique, avec commandes en cours. Possibilité ajouter activité RADIO-TV. Prix intéressant. Ecr. P.V.P. n° 288, 48, rue Dunckerque, Paris-9^e.

Vends fonds RADIO - TV - MENAGER, ville Savoie. C.A. Intéressant, poss. facilités. Ecr. Revue n° 169.

ACHATS ET VENTES

A VENDRE

15 TONNES
Matériel électronique.
Rechanges radars.
Tél. pr. rendez-vous
966-39-80.

ils ont obtenu leur DIPLOME D'ÉTAT D'ÉLECTRONIQUE



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

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

M^r René SCHAEFFER de Thionville nous informe par sa lettre du 6/10/67 :

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



comme beaucoup d'autres élèves
en suivant nos

COURS PAR CORRESPONDANCE

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

Préparations pour tous niveaux en COURS DU JOUR

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

Dernières créations par correspondance :

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

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

ÉCOLE CENTRALE des Techniciens DE L'ÉLECTRONIQUE

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

à découper ou à recopier

RC

Veuillez m'adresser sans engagement la documentation gratuite

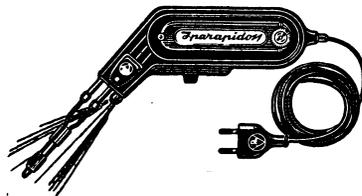
NOM

ADRESSE

BON

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

NET **80 F**

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

RADIO-VOLTAIRE

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

RAPY



une couche conductrice à résistance élevée, en bombe aérosol

GRAPHIT spray 33

Un graphite colloïdal adhésif à fort pouvoir couvrant :

- réalisation et rénovation des blindages de tubes électroniques et cathodiques,
- protection contre les charges statiques,
- application de couches conductrices pour la galvanoplastie.

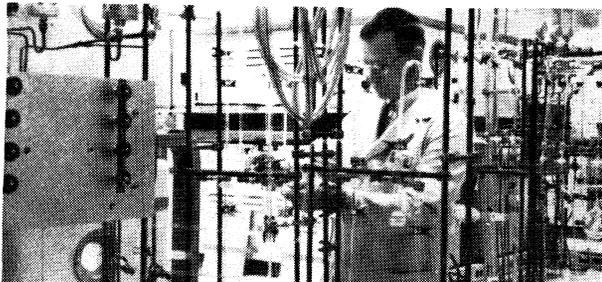
Documentation et liste dépositaires sur demande

SLORA DISTRIBUTEUR
EXCLUSIF
57-FORBACH - BP 41

EN BOMBE AÉROSOL
de 450 cm³

H.T. **22 F**

RAPY



76 B

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 souhaite l'ingénieur pour se parfaire, le technicien pour se spécialiser, le débutant pour s'initier.

INGÉNIEUR

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

Programme n° IEN-20

AGENT TECHNIQUE

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

Programme n° ELN-20

SEMI-CONDUCTEURS-TRANSISTORS

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

Programme n° SCT-20

COURS FONDAMENTAL PROGRAMME

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

Programme n° EP-20

INFORMATIQUE

Ce nouveau cours d'Informatique, permet d'acquérir les connaissances réellement indispensables pour accéder en professionnel aux spécialités d'opérateur, de programmeur ou d'analyste.

Programme n° INF-20

AUTRES SPECIALISATIONS

ENERGIE ATOMIQUE - Formation d'ingénieur.....	EA 20
ELECTRICITE - Chef Monteur - Ag. Technique-Ingénieur.....	203
AUTOMOBILE - DIESEL - Technicien et Ingénieur.....	204
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° - 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

dessoudeur

éjecteur

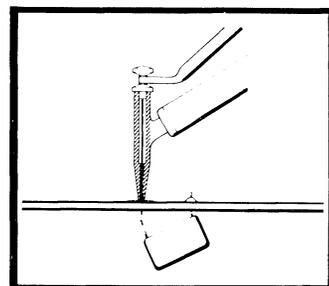
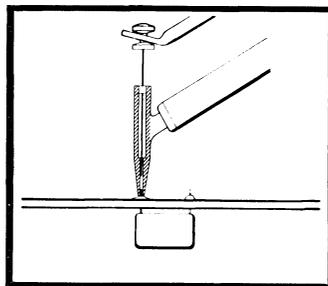
chasse
du circuit imprimé
la tige du composant

PICO
3481

40 W - 220 V



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



**dessoude
soude**

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

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

R. DUVAUCHEL

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

RAPY

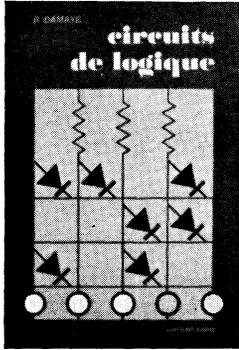
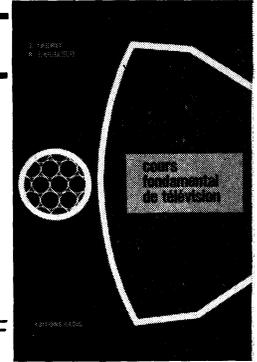


Vient de paraître!

COURS FONDAMENTAL DE TÉLÉVISION, par **R. Carrasco** et **J. Lauret**

Ne nécessitant, pour sa compréhension, que quelques connaissances de radioélectricité, cet ouvrage se distingue par la méthode progressive d'exposition des sujets traités, depuis les principes fondamentaux jusqu'aux circuits de réception TV en noir et blanc ou en couleurs, en passant par l'analyse détaillée des méthodes de prise de vues, des équipements de centres producteurs d'images et de centres d'émission. Le fonctionnement des circuits de réception est soigneusement analysé, et de très nombreux exemples pratiques sont détaillés.

754 p., format 16x24, avec 730 illustrations. Prix : **64,90 F**; par poste : **71,39 F**.



CIRCUITS DE LOGIQUE, par **R. Damaye**

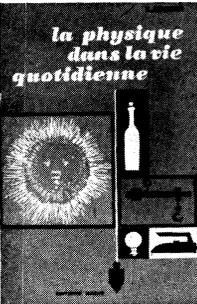
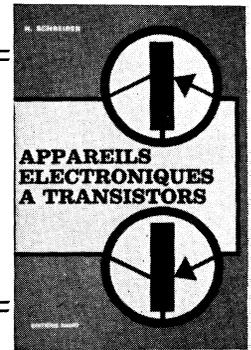
Dans cet ouvrage de base, le lecteur fait d'abord connaissance avec les différents circuits élémentaires de logique à composants discrets et à circuits intégrés, leur fonctionnement, leur mode de fabrication, les méthodes de mesure de leurs paramètres essentiels; puis il découvre que, sans peine, il a assimilé les bases de l'algèbre de Boole. L'auteur a fondé une grande partie des montages décrits sur l'emploi des transistors **p-n-p** au germanium, le passage à des schémas équipés de **n-p-n** au silicium, dont l'emploi se généralise, ne présentant aucune difficulté.

372 p., format 16x24, avec 284 figures. Prix : **49,40 F**; par poste : **54,34 F**.

APPAREILS ÉLECTRONIQUES A TRANSISTORS, par **H. Schreiber**

Dans cet ouvrage, l'auteur traite de la technique d'utilisation du transistor d'une façon générale, presque encyclopédique, c'est-à-dire à l'aide de nombreux exemples essentiellement pratiques. Une grande partie des appareils décrits ont été réalisés et expérimentés par l'auteur qui donne tous les détails nécessaires à leur fabrication. Le lecteur y trouvera une documentation copieuse sur les appareils de laboratoire, les circuits industriels, les convertisseurs et l'électro-acoustique.

388 p., format 16x24, avec 361 figures. Prix : **40,20 F**; par poste : **44,22 F**.



LA PHYSIQUE DANS LA VIE QUOTIDIENNE, par **E. Aisberg**

L'auteur, père d'Ignotus et Curiosus, a créé un nouveau personnage, le professeur Électronix. Ses dialogues pittoresques vous dévoilent les causes des phénomènes physiques journaliers, que vous observez souvent sans vous rendre compte que leur nature n'est pas toujours simple : équilibre sur une bicyclette; roues d'une auto en marche semblant immobiles sur un écran de cinéma ou de téléviseur; coloration des plumes d'oiseaux; sensation du froid sur un carrelage et de la chaleur sur un tapis, etc.

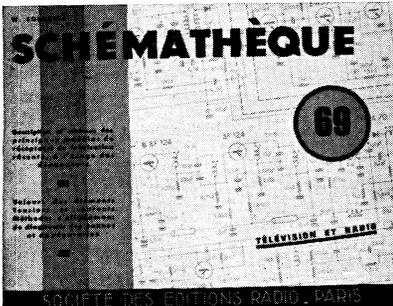
160 p., format 13,5x21, avec 150 dessins. Prix : **13,90 F**; par poste : **15,29 F**.

RÉGLAGE ET DÉPANNAGE DES TÉLÉVISEURS COULEURS

Dans les 9 chapitres consacrés au système SECAM, l'auteur traite de tous les problèmes qui peuvent se poser au metteur au point et au dépanneur, donnant les solutions à apporter, d'une manière claire et précise.

70 reproductions de photographies en couleurs, prises sur des écrans de téléviseurs et plus de 120 oscillogrammes typiques, propres aux circuits couleurs, facilitent grandement la compréhension de l'exposé tout en faisant de ce livre l'ouvrage de base du technicien TVC qui acquiert ainsi d'emblée tout le trésor d'expérience pratique de l'auteur.

160 p., format 24x16, avec plus de 300 illustrations. Prix : **37,10 F**; par poste : **40,81 F**.



SCHÉMATÈQUE 69, par **W. Sorokine**

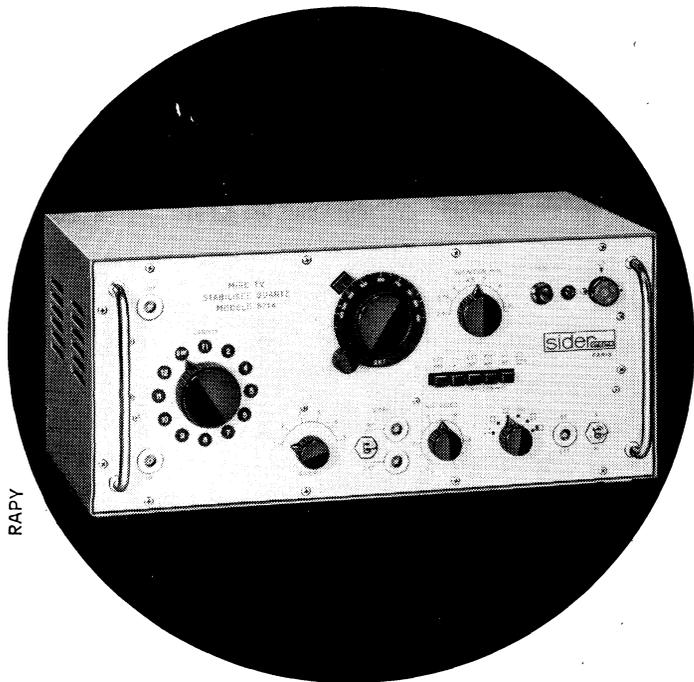
Ce recueil de schémas des principaux modèles de récepteurs de télévision et de radio de fabrication très récente contient, en particulier, la description complète, avec de très nombreux oscillogrammes, de trois téléviseurs couleurs, dont deux très fortement transistorisés, de quatre téléviseurs portatifs à transistors, de plusieurs téléviseurs classiques à tubes, d'un magnétophone à cassettes et d'un combiné récepteur-magnétophone.

80 p., format 27x21. Prix : **18,60 F**; par poste : **20,46 F**.

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

MIRE T.V.

modèle 671 A / entièrement transistorisée



RAPY

Cette nouvelle mire, d'une précision très élevée et d'un emploi universel, permet le réglage et le contrôle des téléviseurs des différents standards O.R.T.F. - C.C.I.R. ou O.I.R. ainsi que le réglage précis de la convergence et du cadrage sur les T.V. couleurs, systèmes PAL ou SECAM.

VIDEO :

- Fréquences lignes stabilisées par quartz.
- Niveau de sortie 1,5 v. c. à c. sur charge 75 ohms.
- 6 informations : Quadrillage Noir / Blanc ou Blanc / Noir Points.

Définition variable 3 à 8 MHz - Image blanche - Pavé noir.

H.F. :

- Bandes I et III : Porteuses VISION et SON pilotées quartz internes - capacité 12 canaux.
- Bandes IV et V : Gamme continue 470 à 860 MHz.
- Modulation VIDEO : positive ou négative - Entrée pour modulation par un signal extérieur.
- Modulation SON : AM ou FM sur tous les canaux V.H.F. et U.H.F. - Entrée pour modulation audio extérieure.
- Possibilité de contrôle des récepteurs radio sur la bande F.M.

Notice sur demande.

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

sider
ondyne

EREL
vous propose...

**relais
et interrupteurs**
à lames souples **MAZDA**
Disponibles aux conditions
d'usine

Distributeur officiel

EREL

DISTRIBUTION ET IMPORTATION
DE COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

20, rue CROZATIER - PARIS 12 - Tél. 344.44.50

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**.

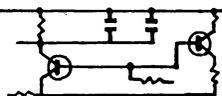
1 - CONSTRUISEZ UN OSCILLOSCOPE

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
- Effets magnétiques
- Redressement
- Transistors
- Amplificateurs
- Oscillateur
- Calculateur simple
- Circuit retardateur
- Récepteur Radio
- Circuit photo-électrique
- Commutateur transistor
- Etc.

**LECTRONI-TEC REND VIVANTE
L'ÉLECTRONIQUE !**

GRATUIT BON RC 41 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.

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 245

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 bancaux, mandats, virements doivent être libellés au nom de la SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO, 9, r. Jacob, PARIS-6^e.

UN NUMÉRO VARIÉ

Une fois de plus « Télévision » se présente comme un numéro varié intéressant tous les techniciens TV, depuis les professionnels les plus exigeants, aux amateurs passionnés. En effet, avec des articles tels que l'intersynchronisation dans le réseau O.R.T.F., la réalisation d'un appareil pour essayer et comparer les amplificateurs d'antenne (qui sera utile pour les installateurs d'antennes collectives ou les dépanneurs), la description d'un dispositif simple pour le blocage du son pendant la période de chauffe d'un téléviseur, la description d'une base de temps à thyristors, l'analyse d'un procédé de protection du transistor de sortie lignes, l'étude des caractéristiques exigées des caméras employées en télévision industrielle (TV en circuit fermé), tous les techniciens TV doivent trouver matière à réflexion.

TELEVISION n° 190

Prix : 3 F

Par poste : 3,30 F

SEMI-CONDUCTEURS "VITREUX"

Utilisant l'effet Oushinsky, découvert en 1960, un nouveau type de semi-conducteur « vitreux », désigné sous le nom d'ovistor, va sans doute être appelé à bouleverser la technique électronique, ainsi que le démontre l'éditorial de ce numéro, consacré par ailleurs au Carpitron type spécial hyperfréquences destiné aux applications spatiales.

Au sommaire de ce même numéro, on trouvera également le début d'une intéressante synthèse des dispositifs opto-électroniques, technique d'avenir où optique et électronique se trouvent intimement mêlées. Citons encore la description d'un compteur à affichage numérique dont les multiples fonctions satisferont de nombreux techniciens, ainsi que la description d'un récepteur V.H.F.-U.H.F. autonome transistorisé et d'un émetteur récepteur portatif fonctionnant dans la bande des 27 MHz.

La rubrique « Basse Fréquence » et « Haute Fidélité », particulièrement appréciée, contient le banc d'essai d'un nouveau casque électrostatique à auto-polarisation, aux performances très attrayantes. La place des circuits intégrés dans le domaine de la basse-fréquence se faisant chaque jour plus importante, on lira aussi avec intérêt la description d'une série de montages utilisant le circuit intégré PA 237, certains pouvant délivrer une puissance de 4 W sous un volume de quelques centimètres cubes.

TOUTE L'ELECTRONIQUE n° 332

Prix : 5 F

Par poste : 5,30 F

ALIMENTATIONS STABILISÉES

Consacré plus particulièrement aux alimentations stabilisées dont le marché ne cesse de s'étendre, le présent numéro d'Electronique Industrielle comporte, à son sommaire :

- Le panorama des alimentations commercialisées en France ;
- Les alimentations pour circuits intégrés ;
- Les alimentations à circuits intégrés ;
- Les alimentations régulées en courant ;
- Les alimentations à double polarité ;
- Les alimentations à rendement maximal.

- Dans ce même numéro également :
- Composants à effet Hall : les développements futurs ;
 - Technique des variateurs de vitesse pour moteur asynchrone ;
 - L'étincelage du polyéthylène avant impression ;
 - La spectrographie Raman à laser (fin).

Un service de documentation à cartes-réponse est mis, dès à présent, à la disposition des lecteurs qui trouveront, dans cette même livraison, toutes les rubriques habituelles à la Revue.

ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE n° 120

Prix : 7,50 F

Par poste : 7,80 F

TOUTES LES NOUVELLES

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

Prix : 2,50 F

Par poste : 2,75 F

OSCILLOSCOPES

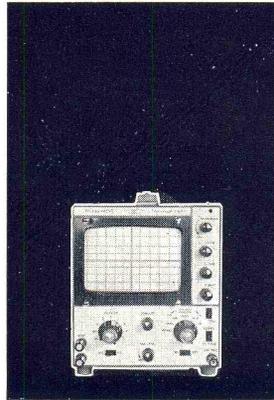
TELEQUIPMENT



SIMPLE FAISCEAU MONOBLOC

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

TYPE S 51 BE
F. 1156 H.T.

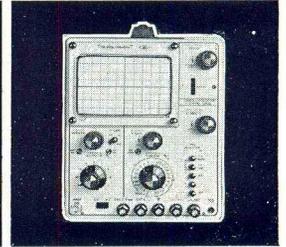
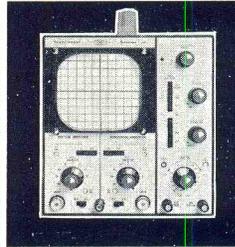


Bande passante: 0-3 MHz
Fonctionnement X-Y
Synchro élaborée TV
Ecran 10 x 10 cm
Sensibilité verticale:
100 mV/cm

TYPE S 52 - F. 2516 H.T.

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

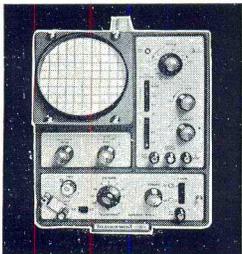
TYPE S 54 - F. 2210 H.T.



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

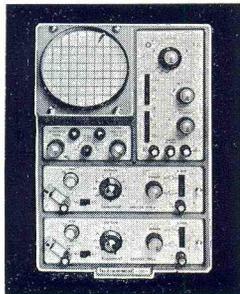
F. 493 H.T.



DEUX FAISCEAUX A TIROIRS

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

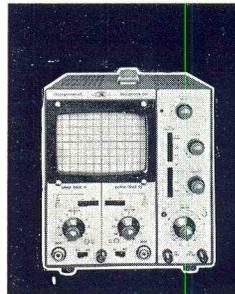
TYPE D 43
F. 1955 H.T.



DOUBLE FAISCEAU MONOBLOC

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

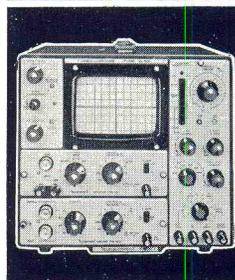
TYPE D 52 -
F. 2083 H.T.



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 VENTF
assuré dans toute la FRANCE

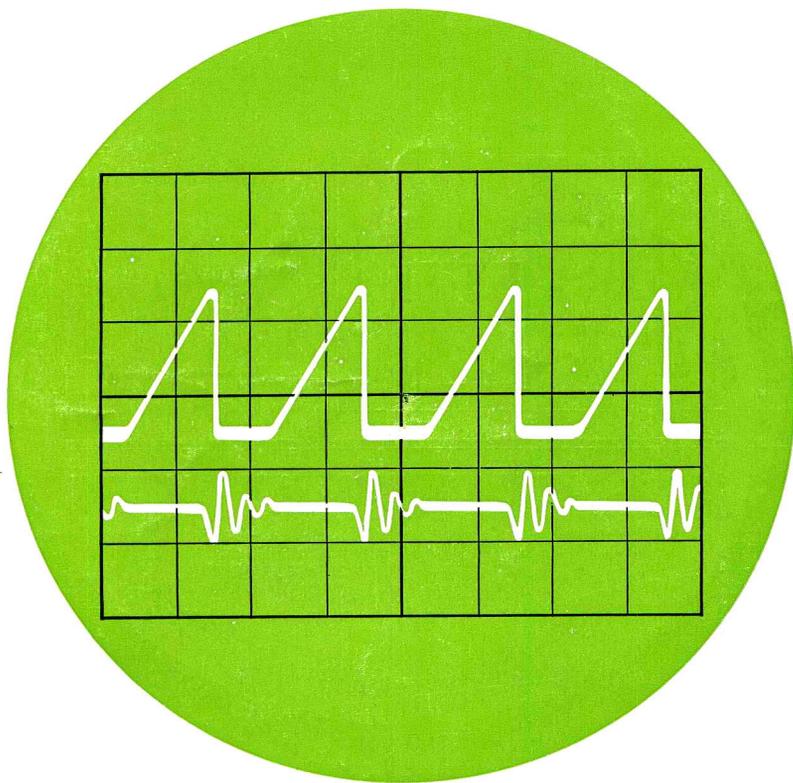
RELATIONS TECHNIQUES INTERCONTINENTALES
(GROUPE TEKTRONIX)

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

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

10 DP/C
spécial pour la
TÉLÉVISION
en **COULEURS**

OSCILLOSCOPE PORTATIF **10 DP** A DOUBLE FAISCEAU



AMPLIFICATEURS DE TENSIONS CONTINUES
AMPLIFICATEURS A DÉCALAGE DE ZÉRO
OSCILLOSCOPE P 702 A TIROIRS TRANSISTORISE
A ALIMENTATION BATTERIE ET SECTEUR
OSCILLOSCOPE PORTATIF DE MESURE
POUR LE SERVICEMAN



*au laboratoire
ou sur le chantier...*

- Précision et luminosité :
tube de 10 cm à post accélération
- Large bande : plus de 8 MHz
 - Étalonnage en tensions :
de 10 mV/cm à 50 V/cm
 - Étalonnage en temps :
de 0,5 s/cm à 1 μ s/cm