



Radio

constructeur & dépanneur



REVUE MENSUELLE PRATIQUE
DE RADIO ET DE TÉLÉVISION

SOMMAIRE

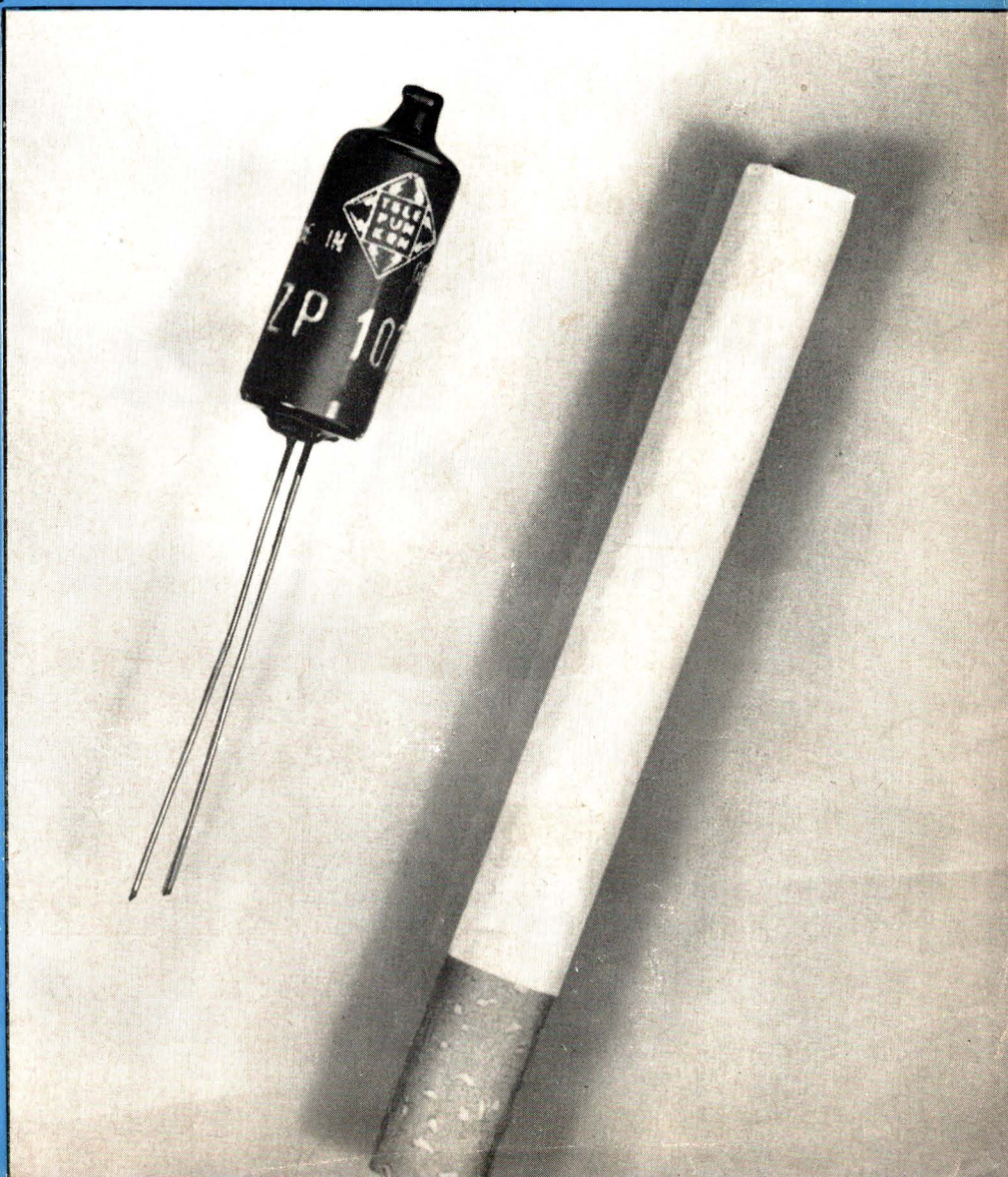
- Pour les étudiants et les professeurs 167
- Quelques pannes de haut-parleurs 169
- Sur le marché européen. Récepteurs. Magnétophones Tourne-disques 172
- Réalisation d'un tuner FM 174
- Réalisation d'un volt-ohmmètre électronique 178
- Le « Grincistor ». Petit générateur H.F., à deux transistors 182

CALCULS - PROBLÈMES

- Calcul d'un transformateur de sortie B.F. 185
- Mesure de la self-induction en B.F. 188
- Problèmes de radioélectricité et d'électronique 189

ÉLECTRONIQUE PRATIQUE

- Générateur de signaux sinusoïdaux et rectangulaires (Fin) ... 190
- Quelques applications simples d'amplificateurs magnétiques .. 193
- Nouveautés en semiconducteurs, tubes et appareils de mesure .. 195
- Utilisation des tubes ZZ 1000 ... 199
- Adaptateur pour observer à l'oscilloscope les caractéristiques d'un transistor 199
- Un transistor utilisé en élément thermosensible 200
- Un convertisseur 125 W 200
- Technologie des condensateurs « céramiques » 202



incontestablement

le **75 A** reste

le meilleur **dynamique**

le plus demandé,

le plus vendu.



SA FABRICATION S'INTENSIFIE DE JOUR EN JOUR

Rapin



MELODIUM S.A.

RAPY

296, RUE LECOURBE, PARIS 15° - TÉL. LEC. 50-80

AMPLI
VIRTUOSE BICANAL XII
TRES HAUTE FIDELITE
PUSH-PULL 12 W SPECIAL

Deux canaux - Deux entrées
 Relief total

3 H.P. - Grave - Médium - Aigu
 Châssis en pièces détachées **103,00**
 3 HP 24 PVS + 10x14+TW9 **58,70**
 2-ECC82 - 2-EL84 - 2-ECL82
 EZ81 **42,40**
 Pour le transport, facultatif: fond, capot, poignée **17,90**
 ou la Mallette V12 **75,90**

AU CHOIX TOURNE-DISQUES
OU CHANGEURS

STAR ou TRANSCO ou B.S.R., 4 vit. mono **76,50**
 Les mêmes en Stéréo **96,50**

LENCO, Suisse B 30, 4 vitesses, mono **151,00**
 Stéréo **177,00**

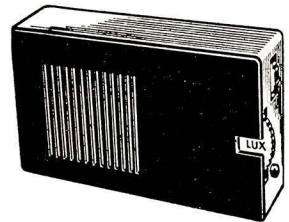
CHANGEUR RADIOHM, 45 t. **143,00**
 CHANGEUR B.S.R. **174,00**
 Av. tête stéréo, suppl. **20,00**
 CHANGEUR - MELANGEUR TELEFUNKEN Stéréo **184,00**

TOUTES LES PIÈCES DE NOS AMPLIS
PEUVENT ÊTRE LIVRÉES SEPARÉMENT

SUPPLÉMENT
 6 F. pour commandes à expédier au-dessous de 120 F.

◆ **ALI-BABA** ◆
TRANSISTOR DE POCHE

le plus petit et le plus complet
VOUS POUVEZ LE FINIR RAPIDEMENT
CAR PRESQUE TOUT EST PRÉCABLE



Dimensions : 130 x 35 x 80 mm
PO - GO - H.P. 7 cm

PRISES : Pour H.P. supplémentaire
 — pour alimentation économique
 — pour écoute discrète au casque
 — pour antenne voiture.

C'EST LE PLUS BRILLANT
 des récepteurs de poche

Sous la tente,
 à l'hôtel,
 en promenade,
 C'est un fidèle compagnon.

MEME EN VOITURE,
 il accomplit des performances.
 Il accepte un casque
 ou un H.P. supplémentaire
 On peut l'alimenter par secteur
 Belle présentation, style dépouillé

PRIX EXCEPTIONNELS :
 COMPLET, EN PIÈCES DÉTACHÉES **149,00**
 EN ORDRE DE MARCHÉ .. **160,00**

PAIEMENT DIFFÉRÉ

(EN ORDRE DE MARCHÉ)
 SEULEMENT **86,00** A LA LIVRAISON
86,00 PLUS TARD

Adressez-nous votre dernière fiche de paye et votre quittance de loyer ou de gaz.

Supplément :
 Pour antenne voiture extérieure **18,00**
 Schémas détaillés c/ 2 T.P. à 0,25

RECTA SONORISATION RECTA
DE 3 A 45 WATTS
AMPLIS POUR GUITARE

12 WATTS ● AMPLI GUITARE HI-FI ● 12 WATTS

Transfo de sortie universel. Gain élevé pour guitare, micro, PU
 ● Commandes séparées graves et aigus ● Dispositif pour adaptation VIBRATO

Châssis en pièces détachées. **100,00** Pour le transport, facultatif :
 2-EEF6, ECC83 - 2-EL84, EZ81 **44,10** Fond, capot, poignée **17,90**
 2 H.-P. : 24 PVS + TW9. **39,80** ou Mallette dégonflable **75,90**

20 WATTS ● AMPLI GUITARE GEANT ● 20 WATTS

SPECIAL POUR 1 A 4 GUITARES + MICROS

Châssis en pièces détachées, avec coffret métal robuste **229,00**
 EFS6 - 2 x ECC82 - 4 x EL84 - GZ34 **57,60**
 2 H.-P. 28 cm HI-FI, 15 W. VEGA **226,00**

SCHÉMAS GRANDEUR NATURE - DEVIS, contre 4 T.P. à 0,25

45 WATTS ● AMPLI GEANT HI-FI ● 45 WATTS

GUITARE - DANCING - KERMESSÉ

Sorties : 1,5, 3, 5, 8, 16, 50, 250, EFS6 - 2x-ECC82 - ECL82 - 2xEL84 -
 500 ohms. Mélangeur : micro, pick-up, GZ34 - SFD108 **84,75**
 cellule. Châssis en pièces détachées, avec HP au choix : 28 cm 12 W. **93,00**
 coffret métal robuste à poign. **309,00** 15 W **113,00** 34 cm 30 W **193,00**

POUR LES AMPLIS GUITARE :
VIBRATO ADAPTABLE : Châssis en pièces dét. (av. schéma) **26,10**
 Tubes : ECC83, ECC82 **17,45** Coffret luxe **15,50**

PETIT VAGABOND V
ELECTRO-CHANGEUR-MONO
5 WATTS

Graves et aigus séparés ● Tonalité indépendante ● Contre-réaction

Châssis en pièces détachées. **49,00** HP 21 PVS AUDAX **19,90**
 ECC-2 - EL34 - EZ80 **18,30** - Mallette luxe dégonflable **57,90**
 CHANGEURS : B.S.R. **174,00** ou TELEFUNKEN avec adaptat. 45 t. **184,00**

LE MAGNIFIQUE

STEREO 12
ELECTRO-CHANGEUR-STEREO
12 WATTS STEREO

Châssis en pièces détachées, complet **111,00**
 Tubes : 2x-EEF60, 2x-EL84, EZ80 (au lieu de 34,00) **27,00**
 4 H.P. : 2 AUDAX 21PVS : **39,80** + 2 AUDAX TW9 : **27,80** **67,60**
 MALLETTTE LUXE spéciale stéréo avec 2 enceintes **79,90**

NOUS RECOMMANDONS PARTICULIÈREMENT L'ADJONCTION DU MAGNIFIQUE

CHANGEUR - MÉLANGEUR
TELEFUNKEN

NOUVEAU CHANGEUR-MÉLANGEUR

jeu tous les disques de 30, 25, 17 cm, même mélangés 4 VITESSES

STEREO et MONO
169,00
 EXCEPTIONNEL

Centreur 45 t. **15,00**

GRUNDIG MAGNETOPHONES : GRUNDIG

TK1 portatif : Vitesse 9,5 - 80 - 10 000 Hz. Batterie 4 x 1,5 V. Transformable en secteur. Avec micro et bande de 125 m. **495,00**
 (Au lieu de 590,00)

TK19 2 pistes, Vitesse 9,5. Indicateur d'accord. Surimpression. Comp. teur remise à 0. Avec micro et bande. **795,00**
 (Au lieu de 930,00)

TK14 Vitesse 9,5. Bande passante 40 - 14 000 Hz. 2x90 minutes. 2 W. Entrées micro, radio, P.U. 6 touches Avec micro dynam. + bande. **640,00**
 (Au lieu de 770,00)

TK23 4 pistes, Vitesse 9,5. Avec micro dyn. + bande + câble. **890,00**
 (Au lieu de 1 040,00)

POUR TOUTE LA FRANCE, SANS INTERETS, RAPIDE ou 6-12 MOIS

20-25 % DE RÉDUCTION POUR EXPORT-A.F.N. COMMUNAUTE

3 MINUTES 30 3 GARES

Sté RECTA
 SONORISATION
 37, av. LEDRU - ROLLIN PARIS-XII^e
 Tél. : DID. 84-14 C.C.P. Paris 6963 - 99

Fournisseur du Ministère de l'Éducation Nationale et autres Administrations
NOS PRIX COMPORTENT LES TAXES, SAUF TAXE LOCALE 2,83 %
 Service tous les jours de 9 h. à 12 h. et de 14 h. à 19 h., sauf le dimanche

AMPLI
VIRTUOSE PP XII
HAUTE FIDELITE
P.P. 12 W Ultra-Linéaire

Transfo commutable à impéd. 3, 6, 9, 15 Ω Deux entrées à gain séparé. Graves et aigus.

Châssis en pièces détachées .. **99,40**
 HP 24 cm + TW9 AUDAX .. **39,80**
 ECC82, ECC82, 2 x EL84, EZ80 **32,40**
 Pour le transport, facultatif :
 Fond, capot et poignée **17,90**
 ou la Mallette V12 **75,90**

DOCUMENTEZ-VOUS AVEC NOTRE SÉLECTION

SCHÉMAS-SONOR 3 à 45 WATTS

DONT PLUSIEURS EN GRANDEUR NATURE

LA SÉLECTION SCHÉMAS : 6 T.P. à 0,25
 Pour tous renseignements prière de joindre 4 T.P. à 0,25

◆ **POSTE VOITURE** ◆
A TRANSISTORS

7 transistors + 2 diodes PO-GO-BE
ANTENNE TELESCOPIQUE
COUPEUR ANTENNE/CADRE
TONALITE REGLABLE
SELECTIVITE EXCEPTIONNELLE
MUSICALITE PARFAITE
PUISSANCE 600 mV
ALIMENTATION : 9 V par piles

CHEZ SOI :
UN VRAI SUPER 3 GAMMES



EN VOITURE
ÉCOUTE PARFAITE

Système double commande
 Cadran panoramique à double lecture
 Coupure du cadre par touche spéciale (voiture)

PLUS DE SOUCIS !
LE POSTE EN ORDRE DE MARCHÉ, complet, prêt à partir (au lieu de 259,00) 209,00

PAIEMENT DIFFÉRÉ

125,00 SEULEMENT A LA LIVRAISON
125,00 PLUS TARD

Adressez-nous votre dernière fiche de paye, et votre quittance de loyer ou de gaz

Berceau pour le glisser sous le tableau de bord, suppl. **14,00**
 Antenne voiture extérieure .. **18,00**
 Notice s. demande c/ 2 T.P. à 0,25

alimentations stabilisées PHILIPS

ELVINGER 12699

Sources de tension indispensables pour assurer :

- Stabilité
- Précision
- Reproductibilité

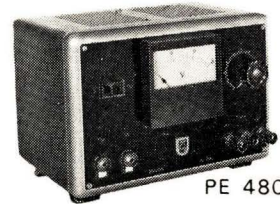
à vos circuits électriques et électroniques, votre matériel de laboratoire, etc...



PE 4804



PE 4820



PE 4801

TYPE	Sortie		Gamme de tension	Stabilité (1)		Résistance interne Ω	Ondulation Résiduelle mV	Appareils de mesure	Tension alternative 6,3 V	Dimensions L x H x P mm	
	Tension V	Intensité A		Réseau %	Charge mV						
PE 4801	0 - 30	0,3	1	0,1	10	30	0,1	4	V	250 x 170 x 170	
PE 4803	0 - 15	4	3	0,1	5	20	0,005	1	I + V	482 x 266 x 210	
PE 4804	0 - 30(2)	2	6	0,15	40	0,02	0,02	1	I + V	—	482 x 266 x 295
	0 - 30										
PE 4860	5,9 - 6,5	6	—	0,02	1	6	0,001	1	I	—	220 x 150 x 330
PE 4820	150 - 330	0,15	1	0,1	300	2	5	I/V	2 x 3A	482 x 133 x 240	
PE 4821	150 - 330	0,3	1	0,1	300	1	5	I/V	2 x 3A	482 x 133 x 310	
PE 4881	250(3)	0,04	—	0,2	1,4 V	35	10	—	2 + 1A	270 x 113 x 80	

(1) - Variations du réseau de $\pm 10\%$ et de la charge de 0 à 100 %
 (2) - 2 sources utilisables séparément, montées en série ou en parallèle
 (3) - Alimentation à tension fixe : 150, 200 ou 250 V

Consultez-nous également pour :

Alimentations stabilisées pour la technique des HYPERFRÉQUENCES

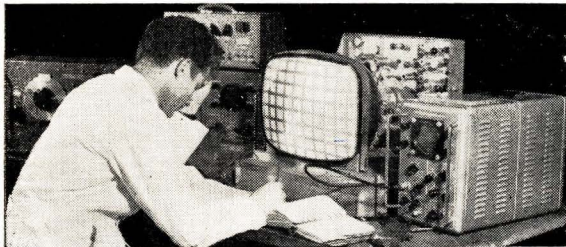
Alimentations stabilisées haute tension



PHILIPS INDUSTRIE

105, rue de Paris
 BOBIGNY (Seine)
 VIL. 28-55 - 27-09 (lignes groupées)

LA SEULE ÉCOLE D'ÉLECTRONIQUE qui vous offre toutes ces garanties pour votre avenir



CHAQUE ANNÉE

2.000 ÉLÈVES
 suivent nos COURS du JOUR

800 ÉLÈVES
 suivent nos COURS du SOIR

4.000 ÉLÈVES
 suivent régulièrement nos

COURS PAR CORRESPONDANCE
 avec travaux pratiques chez soi, et la possibilité, unique en France d'un stage final de 1 à 3 mois dans nos laboratoires

EMPLOIS ASSURÉS EN FIN D'ÉTUDES
 par notre " Bureau de Placement " (5 fois plus d'offres d'emplois que d'élèves disponibles).

Commissariat à l'Énergie Atomique
 Minist. de l'Intérieur (Télécommunications)
 Compagnie AIR FRANCE
 Compagnie FSE THOMSON-ROUSTON
 Compagnie Générale de Géophysique
 Les Expéditions Palaires Françaises
 Ministère des F. A. (MARINE)
 PHILIPS, etc...

...nous confient des élèves et recherchent nos techniciens.

DEMANDEZ LE GUIDE DES
 CARRIÈRES N° RC
 (envoi gratuit)

ÉCOLE CENTRALE DE TSF ET D'ÉLECTRONIQUE

12, RUE DE LA LUNE, PARIS-2^e - CEN 78-87

Ref. 0.3.T
 Ref. M.F.T.6
 Ref. 013.V
 Ref. 92.93.F
 Ref. 021
 Ref. 011
 Ref. 011

SOLIDITÉ
 La légèreté et la stabilité du MAT BALMET est due à ses éléments tronconiques de 1 et 2 m qui simplifient et assurent sa sécurité de pose

QUALITÉ
 Toutes ces pièces sont en acier spécial galvanisé à chaud seul procédé efficace contre la corrosion et les intempéries

ÉCONOMIE
 Ses Ferrures de fixation Ultra Rapide sans vis ni écrou assurent un gain de temps considérable au montage

PRIX TRÈS ÉTUDIÉS

MATS & FERRURES de Télévision BALMET

ETS NORMAND
 57, RUE D'ARRAS - DOUAI - NORD - TEL. 88 78 65

TRANSISTORS

T. V.



MÉSANGE

(Voir description dans « Radio-Constructeur » juin 1962)

PO - GO - Antenne auto - 6 transistors - 1 diode - Gainerie façon peau 5 coloris - Très belle présentation.

Prix en pièces détachées
F 160,20

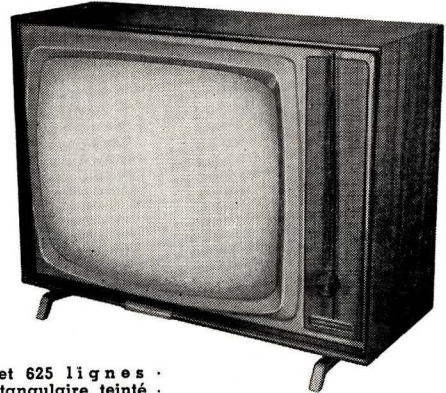
FAUVETTE

6 transistors PO et GO, fonctionnant sur cadre incorporé à ferrite plate. Cadran linéaire gradué en mètres et en noms de stations. H.P. spécial 8 cm. Alimentation par 6 piles petite torche dans un coupleur en matière plastique. Présentation luxueuse en divers coloris, cuir véritable. Dimensions : 19 x 12 x 5 cm.



MANOIR

(Voir description dans « Radio-Constructeur » septembre 1962)



Téléviseur 819 et 625 lignes - Ecran 59 cm rectangulaire teinté - Entièrement automatique, assurant au téléspectateur une grande souplesse d'utilisation - Très grande sensibilité - Ebénisterie luxueuse extra-plate - Long. 70 cm - Haut. 51 cm - Prof. 24 cm - MODELE 49 cm : Long. - 58 cm - Haut. 42 cm - Prof. 21 cm.

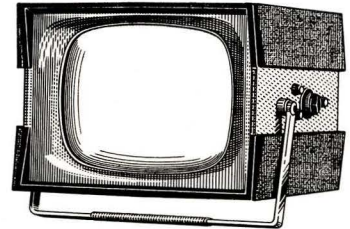
« COTTAGE » 36 cm

1^{er} TÉLÉVISEUR FRANÇAIS PORTABLE TOUT TRANSISTOR

Fonctionne :

- 1° Sur tous secteurs alter. 110 à 245 V sans répartiteur de tension (l'appareil s'adaptant automatiquement à toute tension).
- 2° Sur batterie de bord 12 V consommation 1,6 A.
- 3° Sur batterie incorporée : 6 h d'autonomie en fonctionnement continu, chargeur incorporé.

Tous canaux français. Antenne télescopique incorporée.



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

F. M.

CHOPIN

(Voir description dans « Le Haut-Parleur » du 15 mai 1962)



Présentation esthétique extra plat. Entrée antenne normalisée 75 ohms. Sortie désaccentuée à haute impédance pour attaque de tout amplificateur. Accord visuel par ruban cathodique. Alimentation : 110 à 240 volts. Equipé ou non du système stéréo multiplex. Essences de bois : noyer et acajou. Long. 29 cm - Haut. 8 cm - Prof. 19 cm.

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

CICOR S. A. Ets P. BERTHELEMY et Cie
5, Rue D'ALSACE - PARIS (10^e) - BOT. 40-88

Disponible chez tous nos Dépositaires

RAPY

Grande exposition allemande de la radio 1963 à Berlin

du 30 août au 8 septembre dans les pavillons d'exposition au pied de la tour de la radio

Renseignements:

Office d'Informations Touristiques pour l'Allemagne, 4, Place de l'Opéra, Paris 2^e



1^{ère} Leçon gratuite

Sans quitter vos occupations actuelles et en y consacrant 1 ou 2 heures par jour, apprenez **LA RADIO ET LA TÉLÉVISION** qui vous conduiront rapidement à une brillante situation.

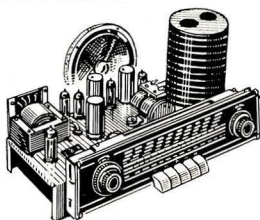
- Vous apprendrez Montage, Construction et Dépannage de tous les postes.
 - Vous recevrez un matériel ultra-moderne : Transistors, circuits imprimés et appareils de mesures les plus perfectionnés qui resteront votre propriété.
- Sans aucun engagement, sans rien payer d'avance, demandez

LA 1^{re} LEÇON GRATUITE

Si vous êtes satisfait, vous ferez plus tard des versements minimes de **16,00 F** à la cadence que vous choisirez vous-même.

A tout moment, vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité.

Notre enseignement est à la portée de tous et notre méthode VOUS ÉMERVEILLERA



ÉCOLE PRATIQUE D'ELECTRONIQUE

Radio-Télévision

11, RUE DU 4-SEPTEMBRE, PARIS (2^e) - METRO : BOURSE

PUISQUE VOUS ÊTES ABONNÉ A



Vous prenez plaisir à recevoir à date fixe chaque mois, VOTRE Revue qui vous procure la documentation et les informations que vous attendez.

Mais connaissez-vous bien les trois autres Revues publiées par les Editions Radio :

TELEVISION

TOUTE L'ELECTRONIQUE

ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE

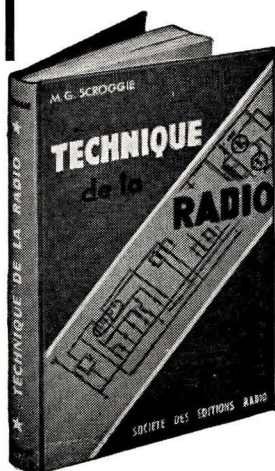
Un simple mot de votre part, spécifiant votre qualité d'abonné, et nous vous enverrons gracieusement un numéro spécimen des revues qui vous intéressent. Vous jugerez ainsi la qualité des renseignements très utiles que vous pourrez y trouver.

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

VIENT DE PARAÎTRE

TECHNIQUE DE LA RADIO

par M. G. SCROGGIE



Un beau vol. 16 x 24 relié (pelline 3 couleurs)
456 pages avec 277 ill.
Px : 27 NF (p. poste 29,70)

Ce livre d'initiation à la technique radio-électrique et électronique tranche, par sa conception, sur tout ce qui a pu être écrit à ce jour en ce domaine.

Certes, cet ouvrage est un Cours de base, mais il n'en a ni l'aspect ni le contenu ennuyeux. S'adressant à des lecteurs qui n'ont aucune connaissance en électronique, il leur explique, en termes simples et familiers, tous les principes techniques nécessaires à une bonne compréhension des phénomènes radioélectriques et de leurs applications dans les radiorécepteurs, les téléviseurs, les radars, etc.

En fait, **TECHNIQUE DE LA RADIO** permet d'emblée de comprendre le jeu subtil des électrons à travers tous les circuits possibles ; et, après, tout devient facile.

Ce livre est complet. Il commence par les premiers principes d'électricité pour faire le tour de tous les problèmes de la radio-

électricité et préparer ainsi le lecteur à l'assimilation aisée de tous les autres chapitres de l'électronique.

Il est à jour de l'état actuel de la technique, et il contient notamment tout ce qu'il faut savoir sur les transistors.

Enfin, l'auteur expose non seulement l'aspect physique des phénomènes analysés, mais aussi leurs relations quantitatives ; mais il ne fait appel qu'à des connaissances mathématiques élémentaires, connaissances qu'il expose dans un avant-propos d'initiation.

De plus, qualité qui rend la lecture de ce volume agréable et attrayante, l'humour typiquement britannique de l'auteur se retrouve au fil des chapitres.

Ouvrage clair et complet, **TECHNIQUE DE LA RADIO** constitue en fait le meilleur exposé de la technique radio de la littérature mondiale.

EXTRAIT DE LA TABLE DES MATIÈRES

Initiation à la sténographie radioélectrique — Notions élémentaires d'électricité — Capacité — Inductance — Courants alternatifs — La capacité dans les circuits alternatifs — L'inductance dans les circuits alternatifs — Le circuit accordé — Les lampes — Les transistors — L'amplification — Oscillation

— L'émetteur — Lignes de transmission — Antennes et rayonnement — Détection — Amplification haute fréquence — Sélectivité — Le récepteur superhétérodyne — Amplificateur à basse fréquence — Tubes à rayons cathodiques — Télévision et radar — Les dispositifs d'alimentation, etc.

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO - PARIS

Une date
dans l'histoire de notre profession

PUBLIC SERVICE



SALON INTERNATIONAL RADIO TELEVISION

Pour la 1^{re} fois
à Paris
Porte de Versailles
du 5 au 15 septembre
1963

Le SALON INTERNATIONAL RADIO TELEVISION présente pour la première fois l'ensemble des matériels de radiodiffusion, de télévision, d'enregistrement et de reproduction produits par l'élite des constructeurs internationaux.

Pour la première fois en France des émissions permanentes seront transmises sur les deux chaînes afin de permettre au public de constater la qualité des réceptions dans chacun des standards 819 et 625 lignes.

La Radio Télévision Française participe directement à l'organisation de ce Salon par la réalisation continue, dans les studios spécialement équipés, d'émissions de radio et de télévision avec le concours des vedettes internationales les plus appréciées du public.



Ouvert de 10 h. à 19 heures.

RENSEIGNEMENTS S.D.S.A. 23, RUE DE LUBECK, PARIS 16^e - PASSY 01-16

Pas plus grand qu'un stylo!



LE STETHOSCOPE DU RADIO-ÉLECTRICIEN

MINITEST 1 *Signal video*

Vérification et contrôle :

- ★ Circuits BF - MF - HF
- ★ Télécommunications
- ★ Micros - Haut-Parleurs - Pick-up

MINITEST 2 *Signal sonore*
conçu pour le Technicien TV
Appareil spécialement

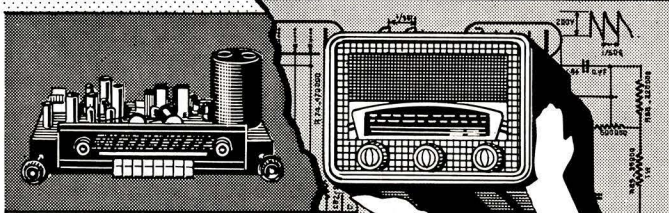
" En vente chez votre grossiste "
à défaut

Documentation et tarif

SOLORA SARL FORBACH
(Moselle) - B.P. 41

RAPY

Devenez RADIO-TECHNICIEN EN SUIVANT LES COURS PAR CORRESPONDANCE



... et dans 6 MOIS vous aurez

une brillante
SITUATION

SANS AUCUN PAIEMENT D'AVANCE
apprenez

LA RADIO ET LA TÉLÉVISION

avec une dépense minimale de 28 F payable par mensualités et sans signer aucun engagement, vous ferez une brillante situation.

**VOUS RECEVREZ PLUS DE 120 LEÇONS,
PLUS DE 400 PIÈCES DE MATÉRIEL,
PLUS DE 500 PAGES DE COURS.**

Vous construirez plusieurs postes et appareils de mesure. Vous apprendrez par correspondance le montage, la construction et le dépannage de tous les postes modernes. Certificat de fin d'études délivré conformément à la loi. Demandez aujourd'hui même et sans engagement pour vous LA DOCUMENTATION et la 1^{re} LEÇON GRATUITE d'Électronique

Notre préparation complète à la carrière de
**MONTEUR - DÉPANNÉUR
en RADIO-TÉLÉVISION**

comporte
25 ENVOIS DE COURS ET DE MATÉRIEL
C'est une organisation unique au Monde

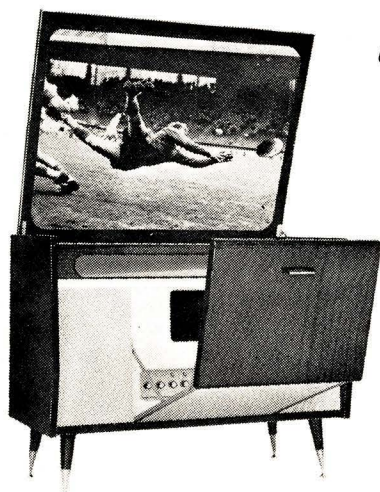


INSTITUT SUPÉRIEUR DE RADIO-ÉLECTRICITÉ
164, RUE DE L'UNIVERSITÉ - PARIS (VII^e)

tous les
Téléspectateurs
attendaient

PRESTEL

Le projecteur de télévision
sur écran de cinéma 1,20 m.

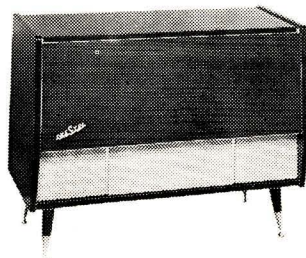


*en vente pour
la 1^{ère} fois en
France*



Ce nouveau Téléviseur, doté d'un écran plat 4 fois plus grand que les appareils conventionnels, reproduit une image complète et sans déformation. Il est contenu dans un meuble élégant, à allumage automatique par simple ouverture du couvercle. Écran de 45 pouces. Récepteur longue distance multi-standards. Tous canaux. Dimensions: 98 cm x 78 cm x 46 cm

une image extraordinaire!



DOCUMENTATION
SUR DEMANDE

Chantecler

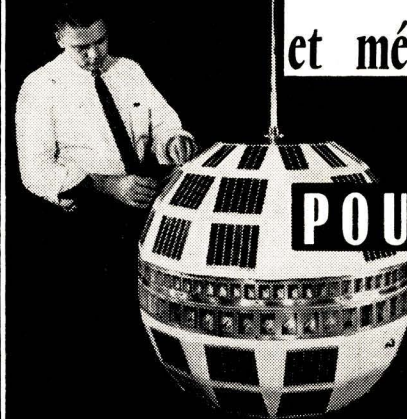
IMPORTATEUR

distributeurs
demandés

15, rue de France NICE
Tél. 80.33.61

l'électronique

science passionnante
et métier d'avenir



POUR VOUS

REB

Quels que soient votre niveau d'instruction, votre formation technique ou professionnelle — voire scientifique — l'**INSTITUT TECHNIQUE PROFESSIONNEL (École des Cadres de l'Industrie)** vous procurera toujours un enseignement qui réponde à vos aptitudes, à votre ambition, et que vous pourrez suivre chez vous, dès maintenant, quelles que soient vos occupations actuelles.

INGÉNIEUR Cours supérieur très approfondi, accessible avec le niveau baccalauréat mathématiques, comportant les compléments indispensables jusqu'aux mathématiques supérieures. Deux ans et demi à trois ans d'études sont nécessaires. Ce cours a été, entre autres, choisi par l'E. D. F. pour la spécialisation en électronique de ses ingénieurs des centrales thermiques.

Programme N° IEN 20

AGENT TECHNIQUE Nécessitant une formation mathématique nettement moins élevée que le cours précédent (brevet élémentaire ou même C. A. P. d'électricien). Cet enseignement permet néanmoins d'obtenir en une année d'études environ une excellente qualification professionnelle. En outre il constitue une très bonne préparation au cours d'ingénieur.

Programme N° ELN 20

TECHNICIEN L'INSTITUT TECHNIQUE PROFESSIONNEL a créé un cours élémentaire d'électronique qui permet de former des électroniciens « valables » qui ne possèdent, au départ, que le certificat d'études primaires. Faisant plus appel au bon sens qu'aux mathématiques, il permet néanmoins à l'élève d'acquérir les principes techniques fondamentaux et d'aborder effectivement en professionnel l'admirable carrière qu'il a choisie.

Programme N° EB 20

AUTRES COURS Énergie Atomique - Mathématiques - Électricité - Froid - Dessin Industriel - Automobile - Diesel - Constructions métalliques - Chauffage ventilation - Béton armé - Formation d'Ingénieurs dans toutes les spécialités ci-dessus (préciser celles-ci).

RÉFÉRENCES

S.I.D.E.L.O.R.	S.N.C.F.	Burroughs
I.R.S.I.D.	Lorraine-Escout	B.N.C.I.
Electricité de France	S.N.E.C.M.A.	Usinor
Cie Thomson-Houston	Solvay et C ^{ie}	Cégédur
Acieries d'Imphy	Alsthom	etc...
La Radiotechnique	Normacem	

Nous vous conseillons de demander le programme qui vous intéresse, en précisant le N°, et qui vous sera adressé rapidement sans aucun engagement de votre part. Joindre 2 timbres pour frais d'envoi.

INSTITUT TECHNIQUE PROFESSIONNEL

69, RUE DE CHABROL, Section RC, PARIS X^e PRO. 81-14



REVUE MENSUELLE
DE PRATIQUE RADIO
ET TÉLÉVISION

== FONDÉE EN 1936 ==

RÉDACTEUR EN CHEF :

W. SOROKINE

PRIX DU NUMÉRO : **1,80 F**

ABONNEMENT D'UN AN
(10 NUMÉROS)

France **15,50 F**

Etranger **18,00 F**

Changement d'adresse **0,50 F**

● ANCIENS NUMÉROS ●

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

N°s 49 à 54	0,60 F
N°s 62 et 66	0,85 F
N°s 67, 68, 71 et 72	1,00 F
N°s 73 à 76, 78 à 94, 96, 98 à 100, 102 à 105, 108 à 113, 116, 118 à 120, 122 à 124, 128 à 134	1,30 F
N°s 135 à 146	1,60 F
N°s 147 et suivants	1,90 F



**SOCIÉTÉ DES
ÉDITIONS RADIO**

ABONNEMENTS ET VENTE :

9, Rue Jacob, PARIS (6°)
ODE. 13-65 — C. C. P. PARIS 1164-34

RÉDACTION :

42, Rue Jacob, PARIS (6°)
MED. 65-43



PUBLICITÉ :

Publ. Rapy S. A. (M. Rodet)
143, Avenue Emile-Zola, PARIS
TÉL. : SEG. 37-82

POUR LES ÉTUDIANTS ET LES PROFESSEURS



Nos lecteurs connaissent l'intérêt que nous portons depuis longtemps à tout ce qui touche la formation des électroniciens en général, et plus particulièrement l'enseignement technique et professionnel correspondant, dont nous avons souvent déploré les insuffisances, le caractère beaucoup trop abstrait de certaines épreuves d'examen et un décalage inadmissible entre les programmes et les réalités techniques du moment.

Et il nous est arrivé de souhaiter, pour notre revue, une liaison plus étroite avec les élèves et les professeurs de l'enseignement technique, liaison qui, dans notre esprit, devait permettre de suppléer à certaines lacunes des programmes officiels et d'offrir constamment à tout étudiant curieux des exemples pratiques complétant ses cours théoriques.

Tout cela s'est concrétisé sous la forme d'une nouvelle rubrique qui fait ses débuts dans ce numéro, et que nous avons intitulée : « Calculs — Travaux pratiques — Problèmes ». Nous allons essayer de préciser nos intentions et le but que nous visons.

La section « Calculs » doit comprendre, telle que nous la voyons, tous les procédés, toutes les « recettes », permettant de déterminer rapidement les caractéristiques d'une pièce (bobinage, transformateur, etc.) ou d'un ensemble (convertisseur, amplificateur, stabilisateur, etc.). Il s'agit, avant tout, de fournir à un technicien des relations numériques simples, aboutissant à des résultats approximatifs, mais suffisants pour la pratique. Cela exclut, automatiquement, ce que l'on pourrait appeler le calcul pour

le calcul, où derrière la forêt des formules très compliquées, où interviennent des facteurs parfaitement négligeables dans un ensemble réel, on finit par ne plus voir à quoi tout cela peut servir et, en général, ce que cela signifie.

La section « Travaux pratiques » décrit des méthodes simples de mesures et d'essais de pièces détachées ou d'ensembles plus ou moins complets. Comme son nom l'indique, elle peut constituer une sorte de guide pour les travaux pratiques d'un cours de mesures, par exemple.

Enfin, la section « Problèmes » forme, pour tout technicien, un banc d'essais permanent, permettant de contrôler ses propres connaissances et de se maintenir « en forme ».

Mais il est évident que nous ne faisons pas tout cela pour le plaisir de remplir des pages, mais pour essayer d'être utiles. Par conséquent, nous comptons fermement sur le concours de tous ceux qui s'intéressent à l'enseignement technique, et nous leur demandons de nous écrire pour approuver, critiquer ou suggérer. Dites nous quels sont les calculs qui vous intéressent, et quel est le genre de travaux pratiques ou de mesures que vous aimeriez voir décrits. Dites nous si nous sommes trop « haut » ou trop « bas », et si les problèmes que nous vous proposons cadrent avec vos besoins.

Et envoyez nous vos propres travaux pratiques, vos propres problèmes, afin que cette nouvelle rubrique, aux débuts timides, devienne une véritable tribune de l'enseignement technique.

W. S.

Notre couverture : Nouveau tube compteur Geiger-Müller subminiature, type Z P 1070, pour petits détecteurs de rayonnement gamma (TELEFUNKEN).

SÉLECTION DU CATALOGUE

des

ÉDITIONS RADIO

■ VOTRE REGLE A CALCUL

par Ch. GUILBERT

Tout le parti que l'on peut retirer de la règle à calcul quand on connaît parfaitement cet instrument si utile.

72 pages (21 × 27). PRIX : 9 N F - Par poste : 9,90 N F.

■ PRATIQUE DE LA TELECOMMANDE DES MODELES REDUITS

par Ch. PEPIN

Exposé complet de tout ce qu'il faut savoir pour réaliser des modèles réduits télécommandés. L'auteur a résumé toute sa vaste expérience.

300 p. (16×24). PRIX : 18 N F - Par poste : 19,80 N F.

■ TRAITEMENT ELECTRONIQUE DE L'INFORMATION

par L. I. GUTENMAKHER

Analyse des différentes méthodes de mémoires et de transfert d'informations dans les calculateurs numériques (traduit du russe).

152 p. (16×24). PRIX : 18 N F - Par poste : 19,80 N F.

■ CARACTERISTIQUES OFFICIELLES DES TRANSISTORS

Courbes et caractéristiques détaillées des transistors français.

— Types B.F. (faible puissance) :
40 pages (21 × 27) - PRIX : 5,40 N F -
Par poste : 5,94 N F.

— Types Puissance :
40 pages (21 × 27) - PRIX : 5,40 N F -
Par poste : 5,94 N F.

— Types H.F. :
36 pages (21 × 27) - PRIX : 6,60 N F -
Par poste : 7,26 N F.

■ HAUT-PARLEURS

par G. A. BRIGGS

Etude théorique des haut-parleurs et des enceintes acoustiques; installation des salles; stéréophonie. L'auteur est le grand constructeur anglais spécialisé dans ces fabrications.

336 pages (16 × 24), relié.
PRIX : 27 N F - Par poste : 29,70 N F

■ TECHNIQUE ET APPLICATIONS DES TRANSISTORS

par H. SCHREIBER

Cinquième édition entièrement nouvelle. Propriétés, fonctionnement, mesures et utilisations des divers types de semiconducteurs.

336 pages (16×24) PRIX : 21 N F - Par poste : 23,10 NF

■ GUIDE MONDIAL DES TRANSISTORS

par H. SCHREIBER

Toutes les caractéristiques des transistors mondiaux (y compris U.R.S.S. et Japon) présentées de façon homogène; types de remplacement; tableaux par fonctions.

128 p. (13×21). PRIX : 9,60 N F - Par poste : 10,56 N F

■ SCHEMAS D'AMPLIFICATEURS B.F. A TRANSISTORS

par R. BESSON

Une gamme complète de schémas avec toutes les indications pour la réalisation d'amplificateurs pour radio, phono, prothèse auditive, préamplificateurs, interphones, etc.

32 p. (21 × 27). PRIX : 4,50 N F - Par poste : 4,95 N F

■ TOUTE LA STEREOPHONIE

par R. BESSON

Toute la technique et de nombreux schémas avec toutes les indications pour réaliser des ensembles stéréophoniques ou moderniser des installations monophoniques existantes.

168 p. (16×24). PRIX : 12 N F - Par poste : 13,20 N F

Haut-parleurs et leurs transformateurs

Le technicien chargé de l'entretien des récepteurs de radio n'hésite jamais bien longtemps pour diagnostiquer un défaut imputable au haut-parleur ou au transformateur de sortie, et la remise en état de l'appareil ne pose alors aucun problème, si la pièce d'origine se trouve immédiatement disponible. Malheureusement, cela devient de plus en plus difficile. Les fabricants s'ingénient à utiliser des composants dont les caractéristiques sont étudiées pour équiper un modèle déterminé, et il devient pratiquement indispensable de puiser dans leur stock pour effectuer le remplacement d'un élément avec toutes les chances de succès.

Cette tendance ne simplifie évidemment pas le « service », et peut même le rendre impossible, si on le considère uniquement sous cet angle, lorsque le constructeur de l'appareil reste inconnu ou introuvable, ou

encore s'il a tout simplement négligé de constituer un stock suffisant de pièces détachées destinées au service après-vente.

Faut-il pour autant refuser la remise en état d'un récepteur dont les pièces d'origine demeurent introuvables ? Certainement pas, et nous pensons même que la classe d'un dépanneur se juge d'après les solutions de compromis qu'il est amené à utiliser pour pallier la carence des fournisseurs.

Ces solutions de compromis doivent rester compatibles avec un fonctionnement décent de l'appareil « opéré », et cela implique une bonne somme de connaissances et une compréhension parfaite des montages sur lesquels il faut intervenir.

Notre propos d'aujourd'hui portera sur le remplacement des H.P. et transformateurs de sortie, et nous verrons que l'application

de quelques règles très simples permet d'éviter des erreurs aussi graves que le remplacement d'un H.P. haute impédance (bobine mobile 30 Ω) par un modèle basse impédance (bobine de 5 Ω). Ce genre d'erreur paraît impensable et pourtant nous pouvons vous assurer que la pratique du dépannage nous en offre bien souvent des exemples.

Lorsque l'on envisage le remplacement d'un H.P., le choix du nouveau modèle doit satisfaire à la fois à plusieurs conditions : encombrement, rendement acoustique et courbe de réponse d'une part, mais aussi impédance de la bobine mobile et, éventuellement, valeur de la bobine d'excitation.

H.P. à excitation

En ce qui concerne les H.P. à excitation, dont la fabrication est pratiquement abandonnée actuellement, la solution consiste à utiliser en lieu et place un modèle à aimant permanent avec les modifications qu'implique selon les cas la suppression de l'enroulement d'excitation.

Premier cas

Sur cet appareil du type tous courants (fig. 1), la bobine d'excitation n'a qu'une seule utilité, créer le champ magnétique nécessaire au bon fonctionnement du H.P. Elle se trouve alimentée en parallèle sur la H.T. et sa suppression peut s'envisager sans inconvénient. Mieux, on peut considérer que le montage s'en trouve amélioré, puisque le débit de la valve est allégé des 40 mA dérivés par la bobine.

Signalons, en passant, que sur ce type d'appareil, la coupure de la bobine d'excitation ne perturbe absolument pas les différentes tensions. Elle se signale simplement par une baisse très accentuée de la puissance de sortie (conséquence de la faiblesse du champ magnétique) dont la cause ne paraît pas toujours évidente.

Deuxième cas

Sur ce schéma (fig. 2), beaucoup plus commun que le précédent, la bobine d'excitation a un double rôle : elle crée évidemment le champ magnétique du H.P., mais elle sert également d'inductance de filtrage. D'autre part, la résistance ohmique de l'enroulement (1 500 Ω) détermine une chute appréciable de la H.T. (de l'ordre de 80 à 100 V), dont le constructeur a tenu compte en appliquant au redresseur une tension adéquate (généralement 350 V).

Dans un cas analogue, la pose d'un H.P. à aimant permanent nous oblige à considérer d'une part le problème du filtrage, et d'autre part celui de la valeur de la H.T.

Lorsqu'il est possible de récupérer la bobine d'excitation avec son circuit magnétique complet, le plus simple consiste, si la place le permet, à fixer cet ensemble sur un coin du châssis, ce qui résout du même coup nos deux problèmes. Mais, le plus souvent, il faut envisager une autre solution, et la moins onéreuse conduit à

Fig. 1. — Sur ce montage on peut supprimer la bobine d'excitation sans modifier le fonctionnement du récepteur.

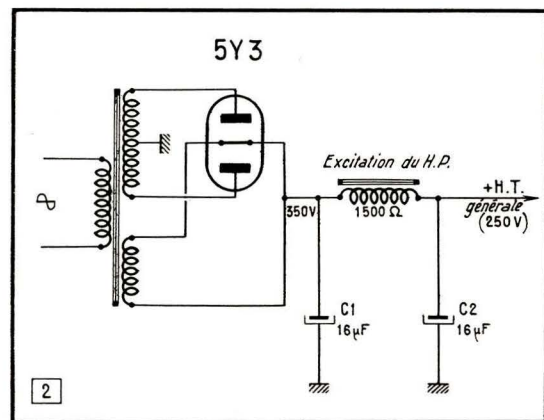
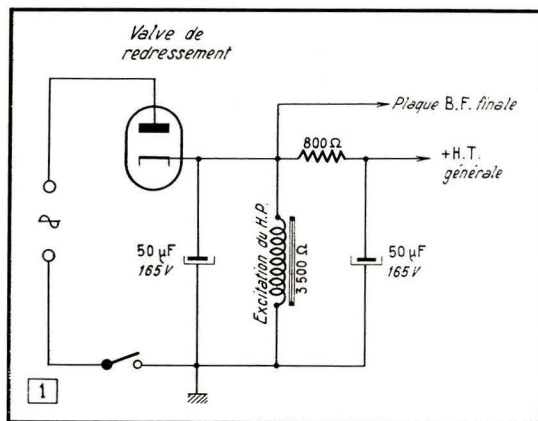


Fig. 2. — La bobine d'excitation du H.P. joue ici le rôle d'inductance de filtrage, et sa suppression ne peut être envisagée sans contre-partie.

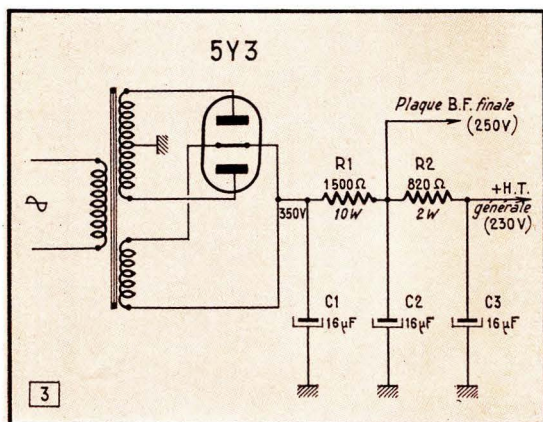


Fig. 3. — La présence de R_2 et C_3 renforce efficacement le filtrage sans chute de tension excessive, si l'on prend soin d'alimenter la plaque H.F. finale avant cette seconde cellule.

utiliser une résistance de valeur égale à la résistance ohmique de la bobine d'excitation, soit 1500 Ω , et d'une puissance en rapport avec le débit H.T. (minimum 10 watts). La chute de tension à ses bornes est alors comparable à celle qui existait aux bornes de la bobine. Le filtrage reste généralement suffisant, bien que moins efficace puisque l'inductance présentait à la fréquence de 100 Hz une impédance notablement supérieure à sa simple résistance ohmique. On peut, si le besoin s'en fait sentir, améliorer ce filtrage soit en doublant les capacités C_1 et C_2 (fig. 2), soit en réalisant une seconde cellule comme il est indiqué dans la figure 3. Cette dernière éventualité présente toutes les garanties et, si on alimente la plaque de la B.F. finale avant cette deuxième cellule, il est possible de choisir pour R_2 une résistance de valeur élevée (820 Ω , par exemple) qui assurera avec C_3 (16 μF) un filtrage parfait, sans chute de tension excessive à ses bornes.

Valeur de la bobine mobile

Il y a seulement une dizaine d'années cette notion était pratiquement ignorée du dépanneur, qui ne rencontrait dans l'exercice de ses fonctions que des éléments à

basse impédance (2,5 Ω à 5 Ω). Les temps ont bien changé, et l'on trouve maintenant un large éventail de valeurs, s'échelonnant de 2,5 Ω à 800 Ω et même plus. Il convient donc de faire le point, ne serait-ce que pour se libérer de certains préjugés enracinés par la routine.

H.P. à basse impédance

Il s'utilise obligatoirement avec un transformateur d'impédance (appelé transformateur de sortie ou de H.P.), de façon à rétablir la charge normale à la sortie de l'élément de puissance (lampe ou transistor). La valeur de la bobine mobile est définie le plus souvent à la fréquence de 1000 Hz, mais on peut la chiffrer approximativement en multipliant par 1,2 ou 1,5 sa résistance en continu, qu'il est facile de déterminer à l'ohmmètre. Ces modèles se cantonnent dans la gamme de 2 à 5 Ω et il est possible, sinon conseillé, d'utiliser en remplacement un élément standard de 3,5 Ω qui satisfera aux exigences de la majorité des cas.

H.P. à haute impédance

De fabrication plus récente, ce type de H.P. prend une place importante dans

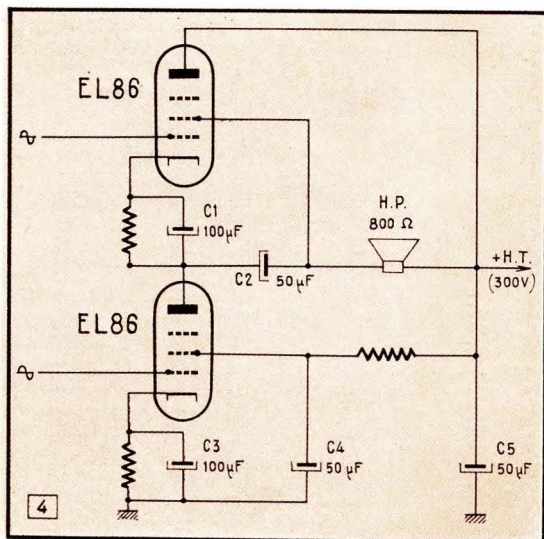


Fig. 4. — Dans un push-pull « série » les charges des deux lampes se trouvent en parallèle. L'impédance commune de sortie se trouve donc être deux fois moins élevée et il est possible d'y brancher directement un H.F. de 800 Ω .

l'équipement des récepteurs actuels. Son emploi permet la suppression du transformateur d'impédance dans le cas d'un montage push-pull « série » caractérisé par une faible impédance de charge (fig. 4), ce qui représente une économie appréciable et un gain en fidélité de reproduction, cette dernière restant toujours difficile à obtenir d'un transformateur B.F. L'inconvénient réside dans le fait que, l'impédance de charge variant avec le type de la lampe ou du transistor employé, on voit évidemment fleurir toute une gamme de haut-parleurs dont l'impédance s'étale de 20 à 800 Ω .

Un autre avantage milite en faveur de l'emploi des bobines mobiles à impédance élevée. On obtient, en effet, avec ces modèles une variation moins importante de l'impédance en fonction de la fréquence. C'est ainsi qu'à 1000 Hz l'impédance d'une bobine de 400 Ω est à peine supérieure de 10 % à sa valeur en continu. C'est d'ailleurs cette raison qui justifie le choix d'un H.P. de ce type, même dans le cas où

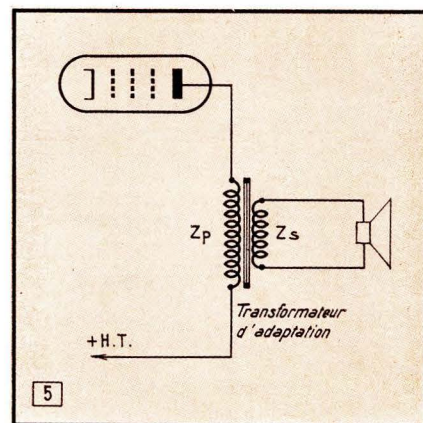


Fig. 5. — La charge Z_p , ramenée au primaire du transformateur est fonction de Z_s et du rapport de transformation N :
 $Z_p = Z_s \times N^2$.

une charge élevée à la sortie de l'amplificateur impose l'utilisation d'un transformateur de couplage.

La présence d'un transformateur de sortie n'apporte donc pas une preuve suffisante de l'utilisation d'un H.P. à basse impédance, et il convient, avant tout changement, de chiffrer, même approximativement à l'aide d'un ohmmètre, la valeur réelle de l'élément à remplacer.

Cette mesure se révèle parfois difficile par suite de la détérioration de la bobine mobile, mais il est toujours possible, en partant de la charge optimale à la sortie de l'amplificateur, de retrouver l'ordre de grandeur de l'impédance d'utilisation : il suffit pour cela de relever les caractéristiques du transformateur de couplage (lorsqu'il existe), ce que nous vous proposons maintenant.

Transformateur de sortie « son »

Le transformateur de sortie sert uniquement à adapter l'impédance du H.P. à celle,

généralement beaucoup plus élevée, de l'amplificateur de puissance. Lorsque son remplacement s'impose, il faut surtout considérer le rapport de transformation et ne pas se fier aux indications sommaires des fabricants de pièces détachées qui, s'ils indiquent l'impédance ramenée au primaire, oublient quelquefois de signaler la charge prévue au secondaire. Cela était à la rigueur admissible lorsque les modèles à basse impédance représentaient la quasi-totalité des H.P. montés sur les récepteurs, mais d'après ce que nous avons vu précédemment il n'est plus possible actuellement de raisonner à partir d'une telle hypothèse. Il faut, en fait, considérer l'ensemble H.P. + transformateur pour retrouver l'impédance réelle qui constituera la charge finale de l'amplificateur.

Nous savons que le rapport des impédances primaire à secondaire d'un transformateur dépend du nombre de spires des enroulements respectifs. Si nous appelons N , le rapport de transformation (c'est-à-dire du nombre de spires), Z_p , l'impédance ramenée au primaire, et Z_s , l'impédance d'utilisation branchée au secondaire, la relation s'établit

$$N = \sqrt{\frac{Z_p}{Z_s}}$$

Comme Z_s représente l'impédance du H.P., on voit qu'il est facile, si on connaît Z_p (charge optimale de l'amplificateur) de retrouver N en fonction de Z_s et vice versa (fig. 5).

Calcul de N

Le rapport d'un transformateur est celui du nombre des spires « primaire » N_p à « secondaire » N_s . Il suffit donc, pour le calculer, d'appliquer aux bornes de l'un des enroulements une tension B.F. de valeur connue, puis de mesurer la tension induite aux bornes du second enroulement; le rapport de ces deux tensions donne immédiatement le résultat recherché.

Notons que la tension B.F. peut très bien être fournie par le secteur électrique à 50 Hz. Quant à la valeur de la tension à appliquer, elle doit être suffisamment élevée pour provoquer une déviation sensible du voltmètre branché sur le secondaire; un premier essai peut s'effectuer avec une vingtaine de volts (fig. 6).

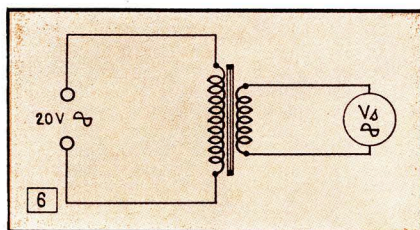


Fig. 6. — La tension relevée au secondaire permet de calculer le rapport de transformation : $N = 20/V_s$.

Une méthode aussi simple consiste à brancher le primaire du transformateur à essayer entre la plaque finale et la H.T. d'un récepteur classique (fig. 7), puis à alimenter ce récepteur à l'aide d'un générateur B.F. ou même d'un générateur H.F. modulé à basse fréquence. La tension de modulation appliquée au primaire se retrouve au secondaire et la mesure de deux valeurs permet de connaître le rapport de transformation N .

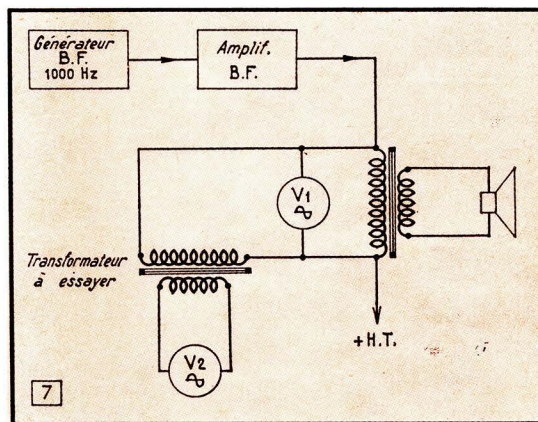


Fig. 7. — Le rapport N du transformateur à essayer s'obtient ici en divisant la tension V_1 relevée au primaire par la tension V_2 relevée au secondaire.

Valeur de Z_s

La valeur de l'impédance du secondaire est, en réalité, la valeur de la charge branchée à ses bornes, c'est-à-dire, en l'occurrence, l'impédance de la bobine mobile du H.P. Le problème consiste donc à calculer cette impédance.

type « boudin » qui équipe généralement les radiateurs ou réchauds à feu visible.

En ce qui concerne les H.P. à haute impédance, cette méthode reste valable, mais la lecture est plus facile si l'on prélève la tension B.F. sur le primaire du transformateur de sortie. La résistance R peut alors être du type « carbone aggloméré » ordinaire et sa valeur fixe (environ 500 Ω), l'impédance du H.P. à la fréquence considérée s'obtenant à l'aide d'une simple règle de trois.

Ces petits travaux pratiques d'atelier apportent en outre la preuve que les variations d'impédance d'une bobine mobile en fonction de la fréquence sont beaucoup moins sensibles sur les H.P. dits à haute impédance, pour lesquels la valeur de l'inductance demeure négligeable par rapport à celle de la résistance pure.

Nous avons maintenant suffisamment d'éléments pour éviter les erreurs grossières et pour entreprendre en connaissance de cause le remplacement d'un haut-parleur ou celui de son transformateur d'adaptation.

M. SERGE.

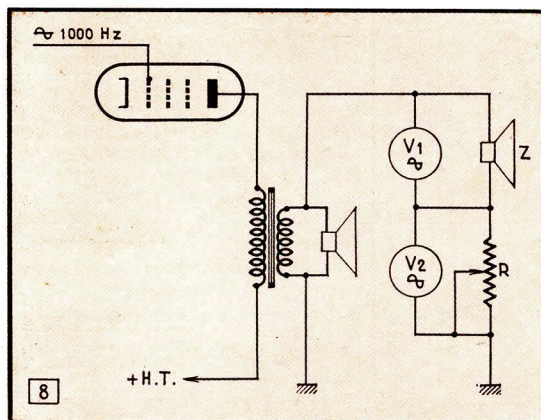


Fig. 8. — On ajuste R de façon à obtenir $V_1 = V_2$ et l'on peut en déduire que sa valeur ohmique est alors égale à l'impédance Z du H.P., à la fréquence considérée (1000 Hz).

SUR LE MARCHÉ EUROPÉEN

RÉCEPTEURS

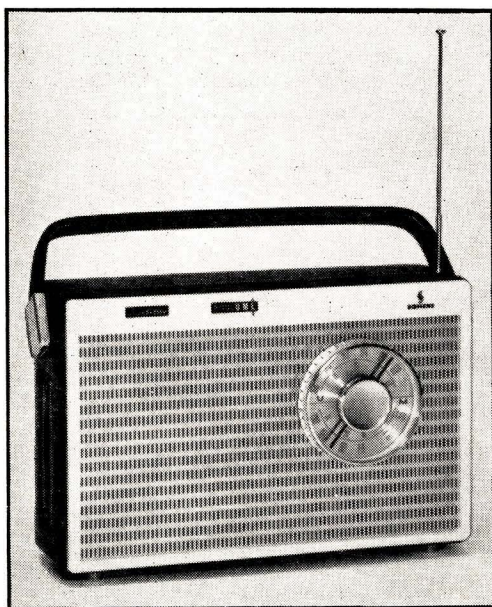
MAGNÉTOPHONES

TOURNE-DISQUES



Magnétophone stéréo type MT 3623 (KERTING)

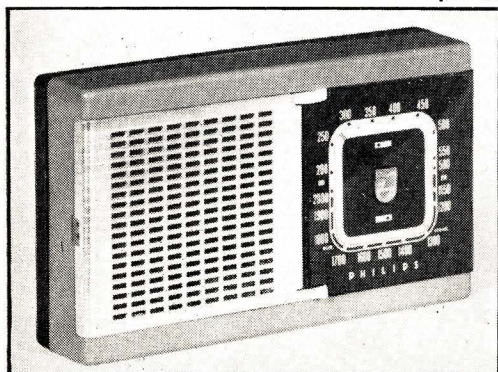
Cet appareil, remarquable par ses qualités mécaniques et électriques, est équipé de 3



Ci-dessus : Récepteurs « Turf »,
type RK 41 (SIEMENS).

Ci-contre : Changeur de disques
TW 504 (TELEFUNKEN).

Ci-dessous : « Pocket » type
LOF-91T (PHILIPS).



tubes électroniques (ECC 85, ELL 80 et EAM 86), de 8 transistors OC 602, d'une diode OA 150 et d'un redresseur B 250-C 75. Deux vitesses de déroulement sont prévues (9,5 et 19 cm/s), et la durée d'enregistrement (ou d'écoute), pour une bande de 730 m et à la vitesse de 9,5 cm/s, atteint 4 x 120 minutes en mono, et 2 x 120 minutes en stéréo. Le diamètre maximal des bobines est de 180 mm, et la durée de rebobinage est de 5 minutes environ.

La bande transmise à ± 3 dB s'étend de 40 Hz à 14 kHz pour 9,5 cm/s, et de 30 Hz à 18 kHz pour 19 cm/s.

Les caractéristiques des trois entrées sont :
Radio : 0,5 mV sur 4,7 k Ω ; micro : 0,1 mV sur 200 Ω ; pick-up : 100 mV sur 1 M Ω .

L'appareil comporte deux haut-parleurs incorporés et deux sorties à 4,5 Ω pour deux H. P. extérieurs. Il possède plusieurs possibilités intéressantes : réglage de la tonalité, celui de la « balance » stéréo, touche d'arrêt rapide, dispositif pour enregistrements truqués synchrones, etc.

Ses dimensions sont de 420 x 325 x 190 mm et son poids de 12,7 kg environ.

Nouveaux récepteurs AM/FM « Turf » (SIEMENS)

Ces récepteurs existent en deux versions : type RK 40, pour G.O., P.O. et FM; type RK 41 pour P.O., O.C. et FM. L'équipement en transistors est identique pour les deux modèles :

Tuner FM : AF 114 et AF 115 (ou AF 124-AF 125); changement de fréquence en AM et amplification F.I. en FM : AF 126; amplif. F.I. : 2 x AF 126; détecteur FM : 2 x OA 79 ou 2 x RL 232; détecteur AM : OA 70; préamplificateur B.F. : OC 70, OC 305 ou TF 65; driver : OC 71, OC 304 ou TF 65; push-pull final : 2 x OC 74, 2 x OC 318, 2 x AC 120 ou 2 x AC 121.

Une antenne ferrite incorporée est utilisée dans les deux modèles pour les gammes G.O., P.O. et même O.C., la réception de la FM se

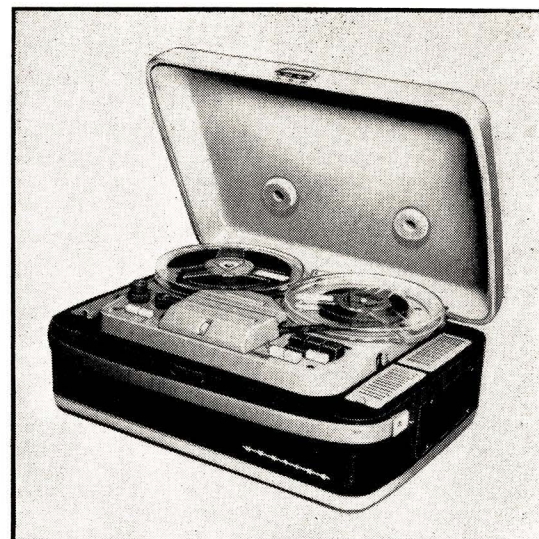


faisant sur une antenne télescopique. La batterie d'alimentation (9 V) utilise deux piles « standard » de 4,5 V. La puissance de sortie est voisine de 1 W.

Les dimensions de l'appareil sont 246 x 162 x 75 mm.

Changeur de disques TW 504 (TELEFUNKEN)

Son mécanisme de changement automatique permet de « stocker » 10 disques de 25 ou 30 cm, mélangés, assure l'arrêt et le retour du



Magnétophone stéréo (KERTING).

bras à la fin de chaque disque, ainsi que la pose du bras sur le premier sillon. Cette dernière opération peut aussi se faire manuellement. Le moteur est à 4 vitesses (16, 33, 45 et 78) et prévu pour les tensions du secteur de 110 et 220 V, avec la possibilité d'adaptation de 99 à 137 V et de 198 à 264 V autour de ces deux valeurs nominales. La consommation est de l'ordre de 16 W sur 110 V et de 12 W sur 22 V.

Le bras de pick-up est prêt particulièrement bien à la mise en place rapide des cartouches cristal ou céramique, stéréo ou mono.

Un nouveau « pocket », type LOF-91T (PHILIPS)

De dimensions très réduites (143 x 81 x 33 mm) et de présentation fort élégante, ce petit récepteur, à 6 transistors et 1 diode, est prévu pour recevoir les deux gammes normales, G.O. et P.O. Il est alimenté à l'aide d'une petite pile de 9 V (27 x 17 x 48 mm) et son étage de sortie fournit une puissance électrique de quelque 110 mW, ce qui correspond à une puissance acoustique de 1,8 mW environ.

Le haut-parleur est un 50 mm et une prise est prévue pour un écouteur extérieur, type surdité. L'alimentation de l'amplificateur B.F. est coupée lorsqu'on enfonce la fiche de l'écouteur.

L'antenne incorporée est réalisée sur un bâtonnet de ferroxcube long de 100 mm.

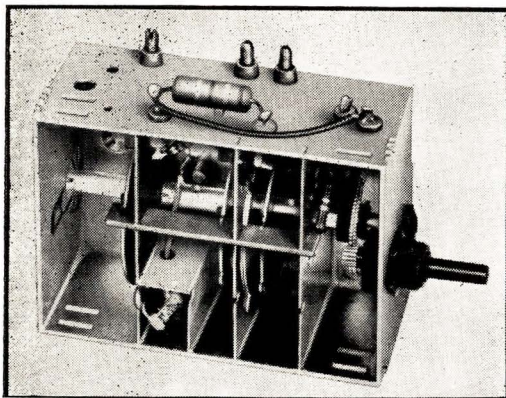
Tuner U.H.F. entièrement à transistors (GRUNDIG)

Tous les téléviseurs Grundig vendus actuellement sont équipés, pour la réception des émissions en U.H.F., avec ce nouveau tuner (type 22) à deux transistors. Cette réalisation permet de souligner, encore une fois, les progrès rapides accomplis par la technique des semi-conducteurs, car il y a moins d'un an Grundig présentait son tuner U.H.F. « mixte » : un transistor AF 139 et un tube PC 93.

La photographie permet de voir les différents compartiments de ce tuner, avec des circuits oscillants quart d'onde semi-circulaires.

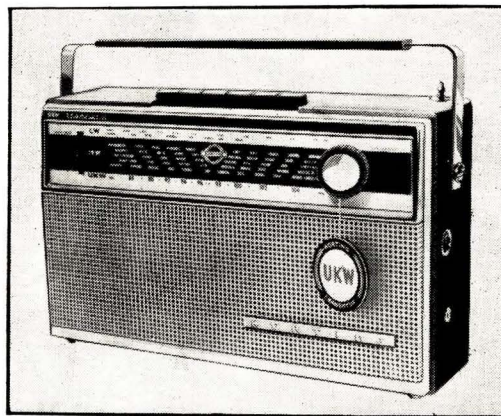
Platine Hi-Fi semi-professionnelle type 999 (MELODYNE-S.D.R.T.)

Cette platine tourne-disques, à 4 vitesses (16, 33, 45 et 78), est munie d'un plateau



A gauche : Tuner U.H.F. entièrement transistorisé (GRUNDIG).

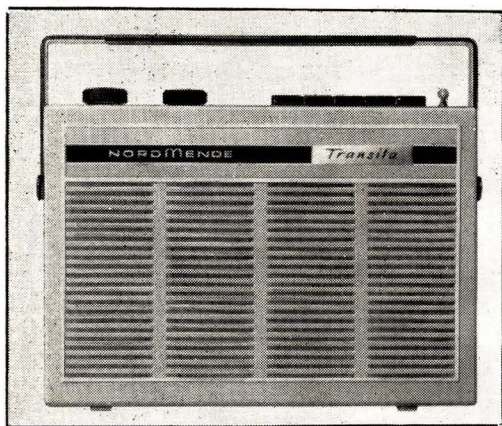
A droite : Magnétophone type TK-220 S (SABA).



En haut, à gauche : Platine semi-professionnelle type 999 (MELODYNE).

En haut, à droite : Récepteur AM/FM type 24-041 (KOERTING).

Ci-contre : Récepteur « Transita Universel » (NORDMENDE).



lourd (2,9 kg) et équipée d'un moteur synchrone autodémarré à vitesse constante, indépendante de la tension du secteur (consommation 12 W).

Le bras de pick-up, tubulaire avec tête amovible, est livré avec une cartouche céramique stéréo, à pointe saphir ou diamant. La tension de sortie, à 1000 Hz, est de 450 mV, avec une résistance de charge de 1,5 M Ω sur chaque voie. Le bras compensé assure une pression constante, réglable à l'aide d'un contrepoids.

Récepteur portatif type "Transita Universal" (NORDMENDE)

Ce récepteur est prévu pour recevoir les gammes G.O. et P.O. normales, ainsi que la bande FM (87 à 104 MHz). Il est équipé de 9 transistors (AF 106, OC 615, OC 614, AF 105 α , AF 105, AC 151, VIr, AC 151 V, 2 \times 153) et 3 diodes germanium. Les circuits F.I. sont accordés sur 460 kHz en AM et sur 10,7 MHz en FM. La réception, sur cette dernière gamme, se fait sur une antenne télescopique.

L'alimentation incorporée comprend cinq éléments de 1,5 V, mais l'appareil est également prévu pour être alimenté à partir d'une batterie de voiture, 6 ou 12 V.

Le haut-parleur est un dynamique de 100 mm de diamètre, à aimant puissant (11 000 gauss), la puissance B.F. maximale étant de 1 W environ. A la puissance « standard » de 50 mW la consommation est de 60 mA environ.

Les dimensions de ce récepteur sont 243 \times 167 \times 78 mm.

Magnétophone mono-stéréo type TK 220-S (SABA)

C'est un appareil utilisant le système à 4 pistes, avec une vitesse de défilement de 9,5 ou de 19 cm/s. Il est équipé de 2 transistors, 6 tubes et 4 éléments redresseurs. La bande normalement transmise à l'enregistrement et à la reproduction s'étend de 40 Hz à 20 kHz pour 19 cm/s, et de 40 Hz à 16 kHz pour 9,5 cm/s.

Les caractéristiques de ses trois entrées sont :

Radio : 10 mV sur 100 k Ω ; micro : 0,1 mV sur 200 Ω ; pick-up : 200 mV sur 1 M Ω .

Le diamètre maximal des bobines est de 180 mm. L'appareil est équipé de deux haut-parleurs elliptiques de 150 \times 80 mm et la puissance de sortie est de 5 W en mono et 2 \times 2,5 W en stéréo. Il est possible également de brancher des haut-parleurs extérieurs.

Les dimensions de ce magnétophone sont 410 \times 370 \times 190 mm, et son poids de 13 kg.

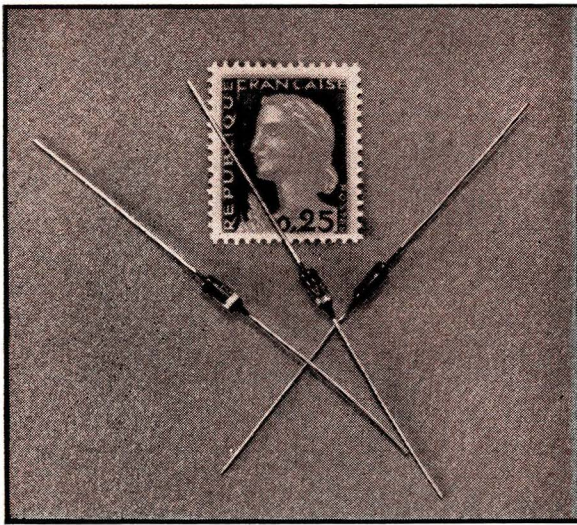
Récepteur portatif AM/FM type 24-041 (KOERTING)

Équipé de 9 transistors (2 \times AF 125, 2 \times 2 SA 93, AF 116, TF 65, AC 151, 2 \times AC 121) et de 5 diodes (3 \times AA 112 et 2 \times OA 150), et alimenté à partir de deux piles « standard » de 4,5 V, cet appareil est prévu pour recevoir les gammes G.O. et P.O., ainsi que la bande FM.

Toutes les commutations s'effectuent à l'aide d'un clavier à 6 touches : les trois gammes ; antenne ; tonalité ; marche-arrêt. Une possibilité de commutation sur pick-up/magnétophone est prévue : il faut enfoncer simultanément les touches P.O. et FM.

Ce récepteur comporte également une prise pour antenne extérieure (ou de voiture), une autre à 5 broches pour pick-up/magnétophone, ainsi que la possibilité de connecter un H.P. extérieur (ou un écouteur) et d'effectuer l'alimentation à partir d'une batterie de voiture ou d'un adaptateur/secteur.

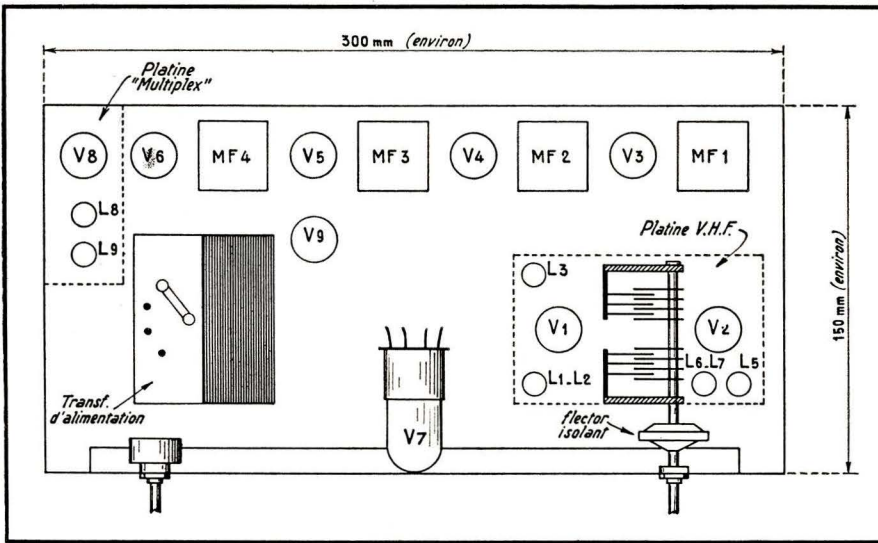
La puissance de sortie B.F. est de 1,3 W environ, et la stabilité thermique du récepteur est telle que son fonctionnement reste normal dans la plage de -10 $^{\circ}$ C à +50 $^{\circ}$ C. Les dimensions de l'appareil sont 280 \times 90 \times 170 mm.



RÉALISATION D'UN TUNER FM

Le timbre donne l'échelle et permet d'apprécier les dimensions extrêmement réduites des diodes à capacité variable (BA 102 de La Radiotechnique) expérimentées dans le dispositif de C.A.F.

Voir aussi R. C. 189



Réalisation pratique ;
conseils pour la construction
et la mise au point

En présence d'un schéma soigneusement élaboré, et ne réservant aucune surprise, il convient toutefois de passer à la partie la plus délicate pour les débutants : le montage de l'appareil. Afin d'éviter toute difficulté on adoptera pour le châssis (qui sera exécuté, de préférence, en tôle cadmiée) la disposition recommandée dans la figure 7 ; ce faisant, tous les étages seront « en ligne » et la source d'alimentation (génératrice d'échauffement) à l'opposé de la platine V.H.F., dont le détail est donné par la figure 8.

Bien entendu, les supports de tubes seront orientés de façon que les diverses connexions soient le plus court possible. Aucun fil de masse ne sera utilisé ; tous les circuits y aboutissant seront soudés directement à même le châssis.

Les bobinages de la platine V.H.F. seront exécutés conformément aux indications du tableau ci-contre et en s'inspirant des figures 9 et 10 qui précisent respectivement la manière de disposer les divers enroulements et de réaliser le « rapprochement » nécessaire au couplage entre L_6 et L_6/L_7 .

Le câblage terminé et soigneusement vérifié, on procédera alors au réglage de l'appareil, l'idéal étant de disposer pour l'alignement des circuits F.I. d'un générateur modulé en fréquence (vobulateur). Nous pensons que la chose est malgré tout suffisamment connue de nos lecteurs pour nous dispenser de tous détails superflus ; aussi n'insisterons-nous que sur certains points particuliers relevant, notamment, de la constitution un peu spéciale du tuner.

C'est ainsi qu'avant de procéder à l'ajustage des divers bobinages du bloc V.H.F. il conviendra de mettre temporairement à la masse la ligne de C.A.F. au moyen de l'interrupteur représenté dans la figure 2 (point commun des deux résistances de 220 k Ω).

Si l'on dispose d'un grid-dip (4), le problème sera très simple, car il ne sera même pas nécessaire d'alimenter la platine

(4) Voir par exemple, « Télévision » n° 119, page 307 et suivantes.

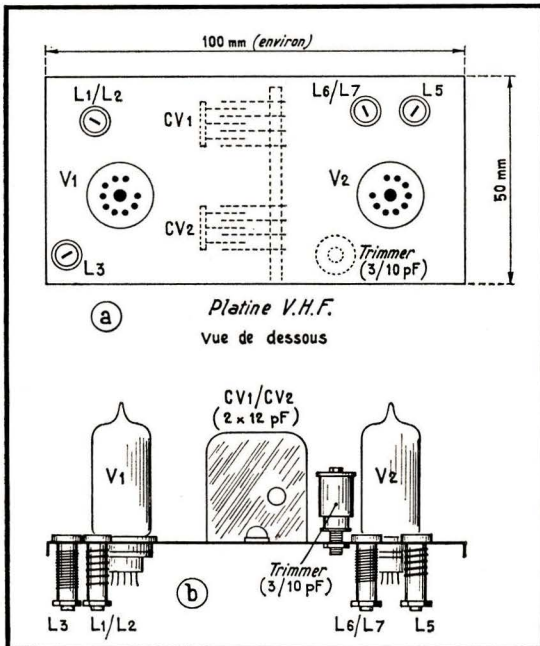


Fig. 7. — L'installation, sur le châssis, des différents composants conformément au croquis ci-dessus permet de réaliser un montage « en ligne » (amplificateur F.I.) et d'éloigner au maximum la platine V.H.F. des sources de chaleur (alimentation).

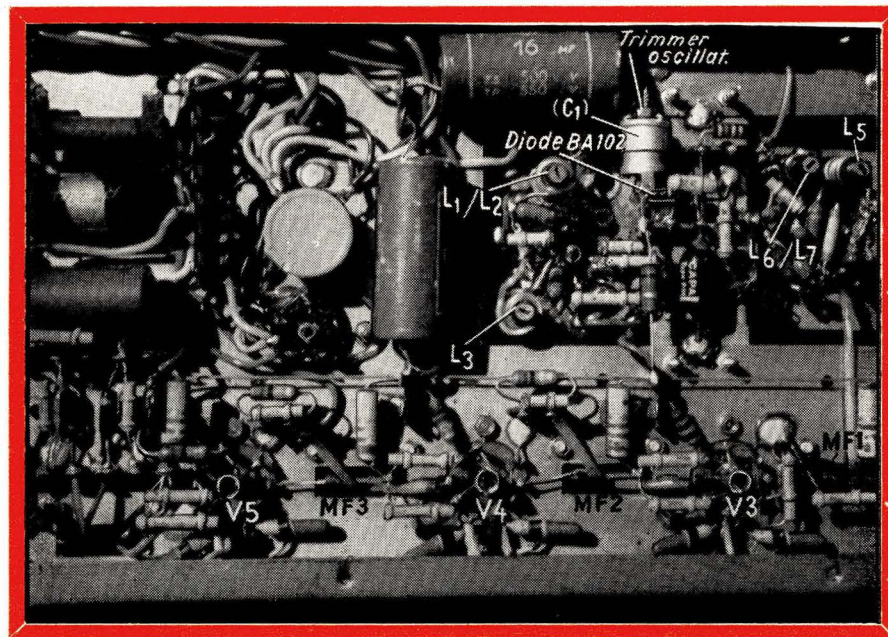
Fig. 8, (à gauche). — Détail de réalisation pratique de la platine V.H.F. vue de dessous (a) et de profil (b) ; les bobinages sont placés sous le châssis proprement dit.

V.H.F.; dans le cas contraire, on se servira d'un générateur capable de « grimper » jusqu'à ces fréquences. On commencera tout d'abord par régler l'oscillateur en concordance avec le cadran, le noyau magnétique étant centré sur 88 MHz, et le « trimmer » (ajustable à air de 3/30 pF de liaison à la diode BA 102) sur 99 MHz.

Passer ensuite au réglage de L_1/L_2 , dont le noyau sera retouché pour accorder ce bobinage sur 94 MHz; ce sera alors le tour de la bobine de couplage (L_3) que l'on centrera sur 92 MHz (noyau magnétique).

Cela étant fait, amener l'aiguille du cadran sur 88 MHz et retoucher le noyau de L_5 pour obtenir la concordance entre le réglage de ce bobinage et les indications du cadran; agir de même pour 99 MHz, l'ajustage étant obtenu cette fois au moyen du trimmer disposé en parallèle sur C.V.2 (figure 2). Reprendre au besoin ces opérations plusieurs fois de suite.

Ce n'est que lorsque tous ces circuits seront convenablement alignés que l'on passera à la mise au point du système de C.A.F. Sachant, pour l'avoir précisé plus haut, que la dérive thermique de notre récepteur est de polarité positive (la F.I. augmentant en fonction de l'élévation de température), il nous faut vérifier que la



Vue de dessous d'une partie du châssis montrant la disposition des divers composants de la platine V.H.F. et de l'amplificateur F.I.

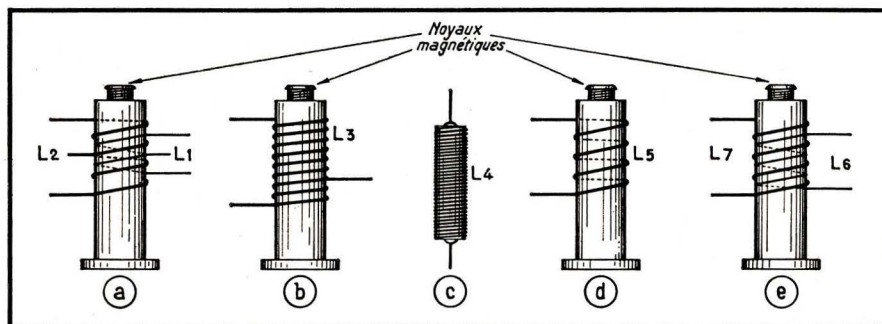


Fig. 9. — Détails de réalisation pratique des bobinages de la tête V.H.F. Les caractéristiques exactes sont données dans le tableau ci-dessous.

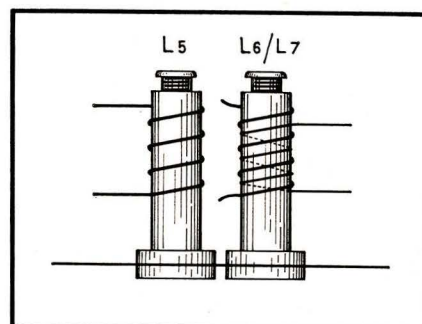
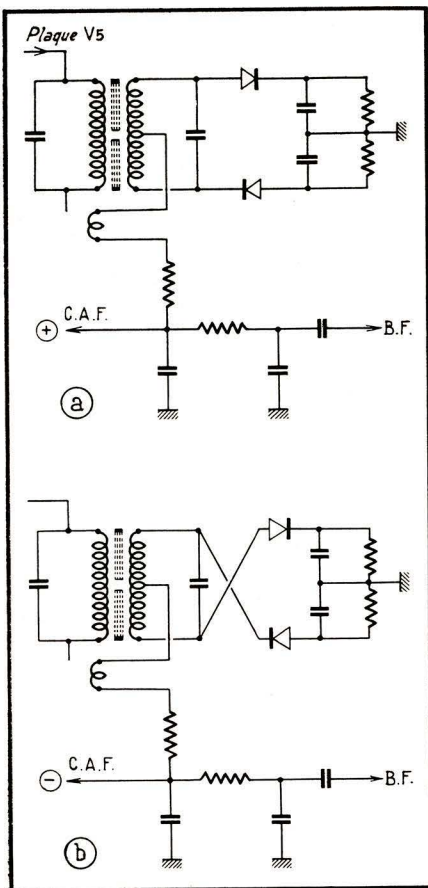


Fig. 10. — Le couplage entre l'oscillateur local et la mélangeuse est réalisé en rapprochant l'un de l'autre les deux bobinages correspondants : L_5 et L_6/L_7 .

CARACTÉRISTIQUES DES BOBINAGES V. H. F.

Circuits	Etage H. F.		Couplage	Bobine d'arrêt	Accord	Oscillateur	
	L_1	L_2				L_3	L_4
Bobines	L_1	L_2	L_3	L_4	L_5	L_6	L_7
Nombre de tours	2 x 1	2 x 2	7 + 2	22	4	3	4
Diamètre du fil (mm)	1 (sous plastique)	1 (nu)	1 (sous plastique)	0,25 (émail)	1 (nu)	1 (sous plastique)	1 (nu)
Fréquence (MHz)	94		92		87,7 - 100	77,0 - 89,3	
Type de bobinage	L_1 bobiné entre spires L_2 ; long. 12 mm (voir figure 6 a)		à spires jointives; long. 14 mm (voir fig. 6 b)	à spires jointives sur résistance. (voir fig. 6 c)	à spires espacées; long. 12 mm (voir fig. 6 d)	L_6 bobiné entre spires L_7 ; long. 12 mm (voir fig. 6 e)	
Observations	A l'exception de L_4 utilisant une résistance miniature (0,5 W) comme support, tous les bobinages sont réalisés sur mandrins LIPA (diam. ext. = 6,5 mm) munis d'un noyau magnétique.						



A gauche :
 Fig. 11. — Compte tenu du changement de fréquence adopté (infradyne) la tension de C.A.F. obtenue à la sortie du détecteur de rapport doit être de polarité négative. Au cas où l'on obtiendrait une tension de C.A.F. positive (a), il conviendrait d'inverser les connexions du montage (b).

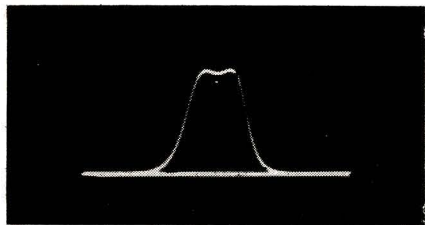


Fig. 14. — (à droite). — Dans le montage normal la caractéristique de direction n'est linéaire que sur 200 kHz alors qu'avec la C.A.F. celle-ci atteint 500 kHz.

Fig. 15 (à gauche, en haut). — La courbe de sélectivité globale de l'amplificateur, F.I. relevée au point x (secondaire de MF 3, figure 3), est très proche de la forme théorique idéale.

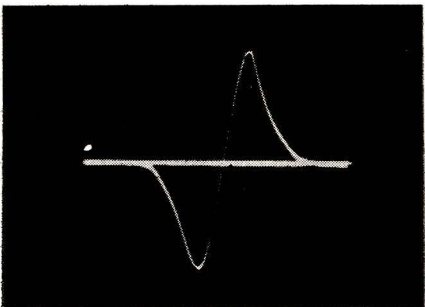
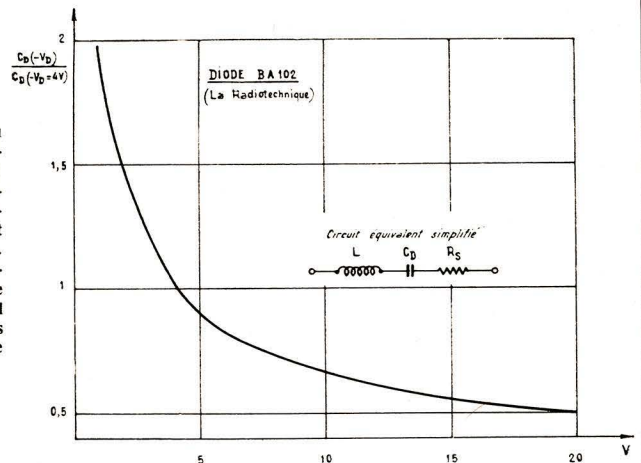


Fig. 16 (à gauche, en bas). — Cet oscillogramme permet de mettre en évidence l'excellente symétrie du détecteur de rapport dont la caractéristique de détection est linéaire sur 500 kHz grâce à la C.A.F.

tage s'opérant vers les fréquences les plus basses.

Si donc, en présence du montage de la figure 11 a, on s'aperçoit que le signal destiné à la diode BA 102 est de polarité positive, il conviendra de croiser des connexions en provenance du secondaire du détecteur de rapport (fig. 11 b) pour qu'au lieu de tout rentrer dans l'ordre, le signal étant maintenant de polarité négative. On n'oubliera pas, alors, d'enlever le court-circuit établi précédemment sur la ligne de C.A.F., faute de quoi le montage demeurerait évidemment inopérant.

A titre indicatif nous donnons dans la figure 12 la courbe caractéristique de la



Ci-dessus :
 Fig. 12. — Rapport de la capacité C_D , en fonction de la tension inverse ($-V_D$), à la valeur de la capacité pour $-V_D = 4$ V (diode BA 102).

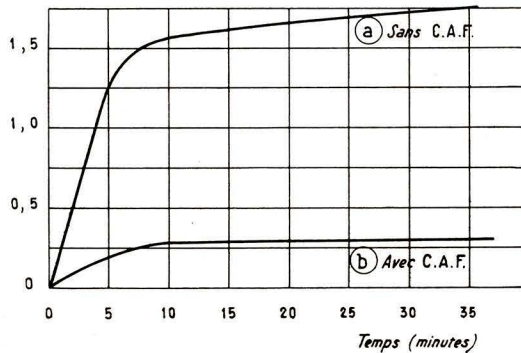
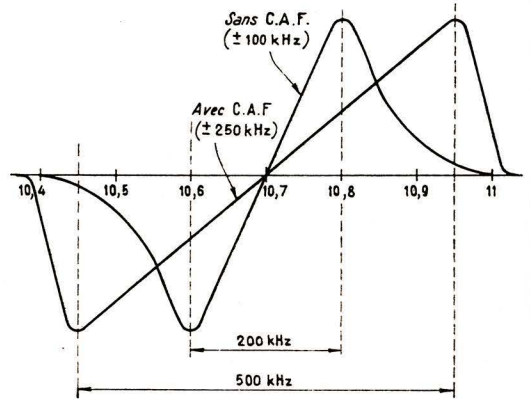


Fig. 13. — (ci-contre). — Tension relevée à la sortie du détecteur de rapport traduisant la dérive de fréquence de l'oscillateur local et mettant en évidence l'amélioration apportée par la C.A.F.



diode BA 102, montrant la variation de capacité de celle-ci en fonction de la tension inverse de la polarisation. Tout aussi intéressantes sont les courbes de la figure 13 qui mettent parfaitement en évidence l'amélioration apportée par la C.A.F. au fonctionnement du montage. Ces courbes représentent, en fait, les tensions relevées à la sortie du détecteur de rapport, et traduisent, en quelque sorte, la dérive de fréquence de l'oscillateur local.

Certes, la compensation de la dérive thermique n'est pas totale : le contraire serait d'ailleurs étonnant ; néanmoins l'amélioration est très substantielle et ne prête pratiquement le flanc à aucune cri-

tique. En effet, la plage totale de réglage du détecteur de rapport qui est de ± 100 kHz dans le cas du montage normal, passe à ± 250 kHz sitôt que l'on met en œuvre le circuit de C.A.F. En conséquence, il devient désormais impossible de perdre — par suite de l'échauffement du tuner — le contact avec un émetteur : nous avons pu en faire maintes fois l'expérience, la C.A.F. verrouillant énergiquement l'accord du récepteur sur la porteuse reçue. Ce verrouillage est du reste si efficace qu'on risque quelquefois —

notamment lorsqu'on désire écouter une station faible dont la porteuse est voisine d'une station puissante — de voir le récepteur « accrocher » la porteuse la plus puissante, cette dernière donnant, en effet, naissance à une tension de C.A.F. importante qui fait sauter inopinément l'accord de l'appareil. C'est pour cette raison que nous avons prévu (fig. 2) un interrupteur permettant, lors de la recherche de stations éloignées, de mettre momentanément hors circuit le dispositif de C.A.F., encore qu'en ce qui nous concerne nous n'ayons jamais

constaté pareille anomalie sur notre maquette.

**

Puisqu'il nous faut conclure, nous ne saurions mieux conseiller à ceux qui ont eu la patience de poursuivre jusqu'au bout cette étude que de se lancer sur nos traces et de prendre le fer à souder. Les résultats qu'ils obtiendront les récompenseront sûrement de leurs efforts, car ils ne les décevront pas.

Ch. DARTEVELLE.



Usines Radio-TV THOMSON-HOUSTON à Angers

Nous avons eu la possibilité, dans les premiers jours de juin, de visiter en détail une remarquable réalisation industrielle : l'usine **Thomson-Houston** à Angers, où sont fabriqués, notamment, les récepteurs radio et les téléviseurs **Ducretet**.

Cet ensemble industriel, dont les débuts remontent à 1957, est devenu actuellement un centre ultra-moderne, employant quelque 2 000 personnes dont 66 % de personnel féminin et 12 % de cadres et techniciens.

D'une structure générale très souple, s'adaptant facilement à toutes les modifications résultant d'une évolution technique, le centre d'Angers se consacre de plus en plus à la fabrication des téléviseurs, celle des récepteurs radio étant progressivement transférée vers les nouvelles usines de Moulins, et cela sans interrompre la production.

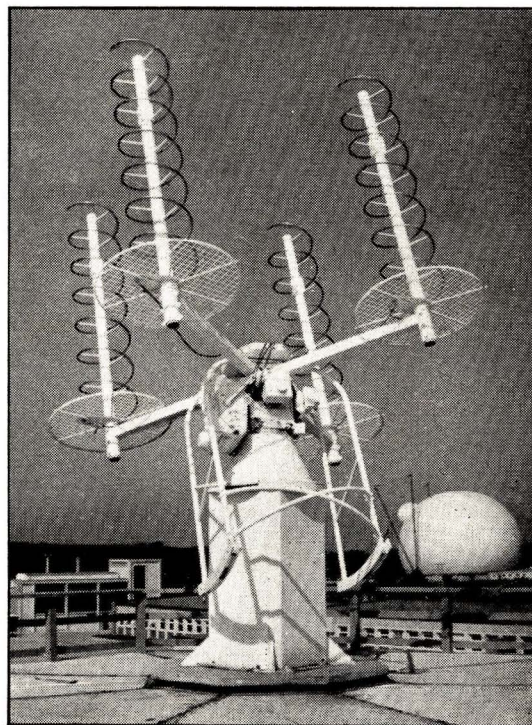
Nous avons rapporté, de cette visite, un certain nombre de photographies prises sur place et, pour ainsi dire, sur le vif : chaînes de montage, postes de réglage, mise au point des tuners U.H.F., etc. Nous vous les présenterons dans notre numéro de septembre, avec quelques détails sur les points particuliers de certaines opérations de fabrication, de contrôle et de manutention.

UNE JOURNÉE

A

PLEUMEUR-BODOU

La photographie ci-contre représente l'antenne du radar dit d'acquisition de la station spatiale de Pleumeur-Bodou, que nous avons eu l'occasion de visiter au mois de mai. Il est difficile de traduire par des mots de tous les jours l'impression qui se dégage lorsqu'on visite toute cette installation, qui assure, en quelque sorte, la liaison avec l'extra-terrestre. Et il est merveilleux de constater, chez les techniciens et ingénieurs qui y travaillent, une sorte de calme, d'équilibre et de philosophie, dus probablement à la « fréquentation » des espaces intersidéraux.



Réalisation d'un

VOLT-OHMMÈTRE ÉLECTRONIQUE

COMBINÉ AVEC UN CONTRÔLEUR UNIVERSEL

Caractéristiques

L'appareil décrit ci-après a été conçu pour effectuer un grand nombre de mesures courantes en radio et en télévision, avec le maximum de facilité de lecture. Son prix de revient, compte tenu de la multiplicité des services qu'il peut rendre, est très modéré et même modique, si on le compare à celui des réalisations commerciales : il ne dépasse guère le prix de vente d'un bon contrôleur universel. De plus, il a été spécialement étudié pour pouvoir être construit avec du matériel courant, et sa réalisation et sa mise au point ne comportent aucune difficulté sérieuse. Sa construction pourra donc être entreprise par un technicien n'ayant pas des connaissances théoriques approfondies et ne disposant d'aucun appareil de laboratoire.

L'appareil décrit se compose essentiellement :

a. — D'un voltmètre électronique permettant la mesure :

- des tensions continues de 1 à 2 000 volts en fin d'échelle ; on peut, toutefois, envisager la mesure de tensions plus élevées encore en y adjoignant une sonde T.H.T. ;
- des tensions alternatives basse fréquence de 1 à 1 000 V, tension qu'il est recommandé de ne pas dépasser afin de ne pas détruire la diode redresseuse ;
- des tensions alternatives haute fréquence de 1 à 100 V, limite normale permise par la diode contenue dans le probe nécessaire à ce type de mesures ;
- des résistances de 0,2 Ω à 1 000 M Ω ;

b. — D'un contrôleur universel permettant la mesure, en courant continu :

- des tensions de 1 à 2 000 volts en fin d'échelle, avec une résistance d'entrée de 10 000 Ω par volt ;
- des intensités de 0,1 mA à 5 A en fin d'échelle.

Schéma de principe

La figure 1 explique le principe de l'appareil.

On constatera immédiatement, à la vue du schéma, que le voltmètre électronique se compose essentiellement d'une double triode utilisée suivant le montage classique en pont, d'une double diode assurant le redressement des courants alternatifs B.F. à mesurer, d'une alimentation assez rudimentaire et, cela va sans dire, d'un microampèremètre.

Nous avons choisi une double triode du type ECC 40, surtout parce que son support Rimlock lui assure une excellente fixation sur le châssis, mais rien n'empêche d'avoir

recours à un type de la série Noval (par exemple une ECC 82). Il est toutefois indispensable de respecter la polarisation donnée par le constructeur du tube, afin de travailler dans la partie droite de la caractéristique de la lampe. Cette polarisation est obtenue grâce aux résistances R_{54} et R_{30} , placées en shunt sur la tension anodique. Il suffira donc, au besoin par tâtonnements, de modifier la valeur de ces deux résistances jusqu'à ce que la différence de potentiel mesurée entre les cathodes du tube et la masse corresponde à une polarisation correcte qui, dans le cas de la ECC 40 utilisée dans notre montage, est de l'ordre de 2 à 3 volts.

En l'absence de signal, les deux cathodes sont à un potentiel égal, équilibré par le potentiomètre R_{30} , et aucun courant ne traverse le microampèremètre. Cet équilibre sera rompu dès qu'une tension continue sera appliquée à la grille de la première triode, ce qui provoquera une chute de tension dans la résistance R_{37} , tandis que le courant cathodique de la seconde triode, dont la grille reste au potentiel zéro, restera constant. Ce déséquilibre donnera naissance à un courant qui traversera le microampèremètre, mais dont l'intensité sera réduite grâce aux résistances constituées par les potentiomètres ajustables R_{28} à R_{31} . Ceux-ci servent à limiter l'intensité du courant à sa valeur convenable pour chacune des quatre fonctions. Ils constituent également une protection efficace du microampèremètre contre les surcharges éventuelles qui pourraient survenir à la suite de fausses manœuvres lors de l'utilisation de l'appareil en voltmètre électronique.

La linéarité est obtenue grâce à la contre-réaction de cathode, à taux élevé, provoquée par R_{10} et, de plus, par l'utilisation d'une tension anodique relativement faible. Afin de l'améliorer encore, il est conseillé de réduire également la tension de chauffage à 6 volts. Afin de rester dans la partie droite de la caractéristique du tube, la tension appliquée à la grille de la triode active ne peut dépasser 3 volts, ce qui nous permet non seulement de travailler en toute certitude dans la partie droite de la caractéristique, mais également de pouvoir effectuer, avec une lecture aisée, des mesures portant sur des tensions très faibles. Avec un microampèremètre équipé d'un cadran de dimensions convenables, on peut mesurer ainsi des tensions de l'ordre de 0,02 volt, soit 20 mV.

Il résulte des considérations qui précèdent que notre microampèremètre déviara à fond d'échelle lorsque nous appliquerons 1 volt à la grille active de la triode. La mesure des tensions plus élevées s'effectue par l'intermédiaire d'un pont diviseur formé

par les résistances R_9 à R_{12} . Les tensions continues sont appliquées directement sur ce pont, placé entre la masse et la grille active du tube ECC 40, de telle façon que, quelle que soit la valeur de la tension à mesurer, la tension obtenue au sommet du pont (qui est donc celle appliquée à la grille active) n'excède jamais 1 volt. Pour les mesures en courant continu, il est toutefois recommandé de placer en série, dans la pointe de touche même, une résistance de l'ordre de 1 mégohm qui réduira « l'effet de main » et bloquera les composantes alternatives éventuelles que contiendrait le courant à mesurer.

Les tensions alternatives basse fréquence sont redressées par une double diode EAA 91, avant d'être appliquées au pont sous forme d'une tension continue. Le montage indiqué sur le schéma est celui qui nous a procuré le maximum de linéarité dans la lecture des tensions alternatives. Ces dernières peuvent donc être lues sur la même échelle que celle des tensions continues. Seuls les méticuleux estimeront devoir dessiner une échelle spéciale pour les tensions alternatives faibles (en dessous de 5 volts), qui sera un peu plus « tassée » au début.

La résultante de la tension alternative redressée par la double diode étant une tension continue négative, il est nécessaire d'inverser les bornes du microampèremètre, ce qui est réalisé par la commutation de **S1b** et **S2b**. D'autre part, afin de compenser le courant de repos des diodes, qui donnerait une déviation du microampèremètre en l'absence de toute tension à mesurer, une tension positive est appliquée à l'anode D_1 par l'intermédiaire des résistances R_{25} - R_{33} . Cette tension est prélevée sur le potentiomètre ajustable R_{34} . Afin qu'un courant trop intense ne traverse ce dernier, nous l'avons shunté par une résistance fixe de valeur inférieure (R_{35}), ce qui évitera de l'endommager et donnera aussi plus de souplesse au réglage.

La mesure des tensions alternatives haute fréquence s'effectue grâce à un probe (fig. 2) qui se branche à l'appareil, par l'intermédiaire d'un câble coaxial, à la borne marquée « H.F. », et qui contient une diode à cristal redressant la tension à mesurer, ainsi qu'une résistance de charge et un petit condensateur de filtre. Le courant ainsi redressé est mesuré de la même manière que les tensions continues. Toutefois, nous avons encore affaire ici à une tension négative, ce qui implique l'inversion des bornes du microampèremètre, comme nous l'avons fait pour les tensions alternatives basse fréquence.

Lors de la mesure des résistances, une tension continue, fournie par la batterie B, est appliquée à la grille de la triode active par l'intermédiaire de la résistance-

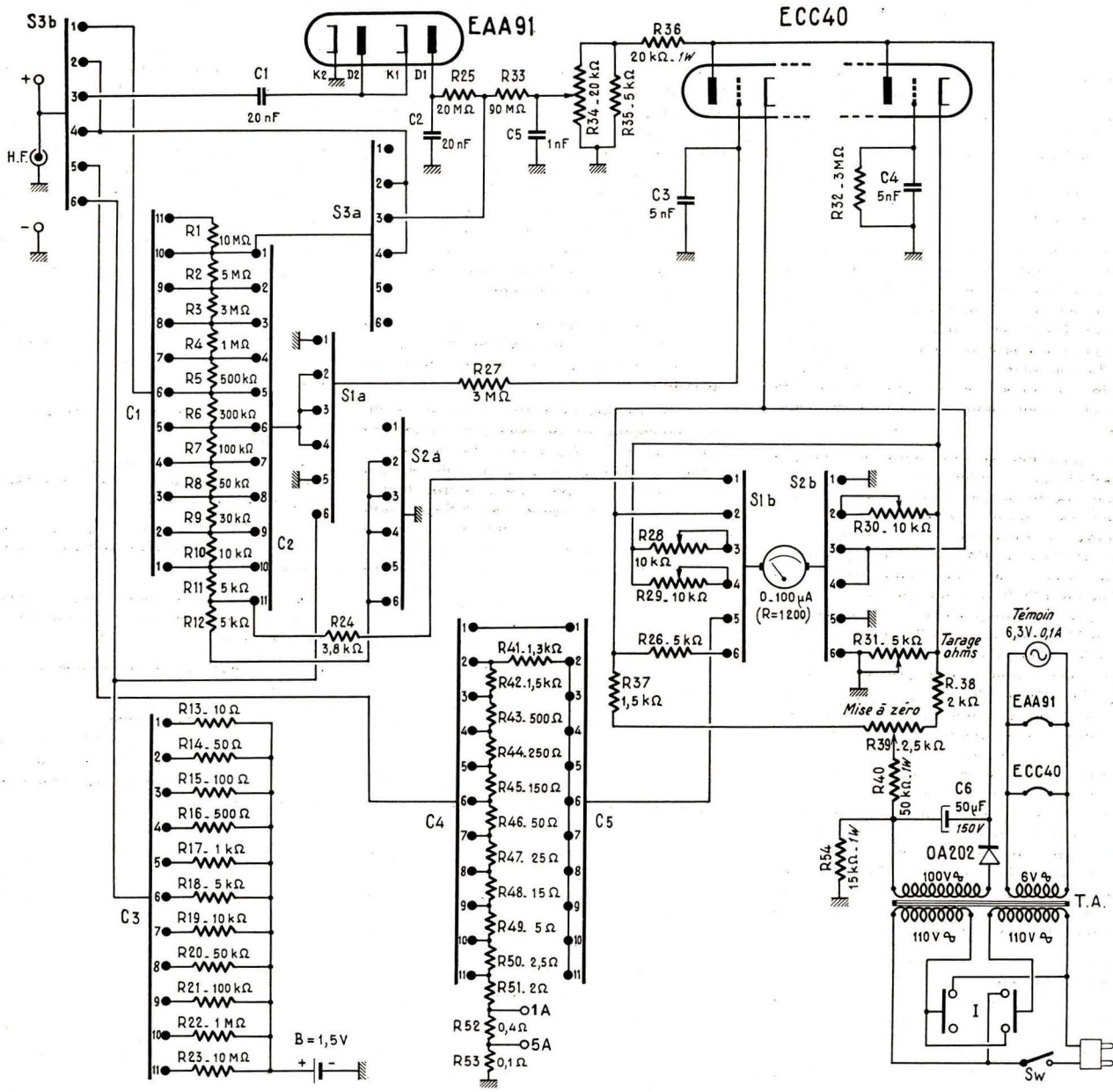


Fig. 1. — Schéma de principe du volt-ohmmètre électronique, avec tous les détails des différentes commutations.

étalon sélectionnée par C3. Le courant de grille étant pratiquement nul, aucune chute de tension ne se produira dans la résistance-étalon et la grille sera donc au même potentiel que celui de la batterie lorsque nous ne procéderons à aucune mesure. Comme il n'est pas possible de se procurer une batterie de 1 volt, nous avons dû en utiliser une de 1,5 volt. Dès lors, c'est cette tension qui sera reçue par la grille de la triode active en l'absence de mesure et, tandis que pour les trois autres fonctions examinées plus haut, la déviation totale du microampèremètre correspondait à 1 volt appliqué à la grille, cette tension est portée à 1,5 volt lors du fonctionnement en ohmmètre. Cette modification est réalisée en intercalant, en série avec le microampèremètre, les résistances R₂₈ et R₃₁, la

seconde étant un potentiomètre destiné au tarage. Lorsque, le commutateur de fonctions étant placé sur la position 6, nous branchons une résistance extérieure entre les bornes d'entrées + et - de l'appareil, cette résistance à mesurer se trouvera placée entre l'extrémité (opposée à B) de la résistance-étalon et la masse; elle formera donc avec cette résistance-étalon un pont (fig. 3) traversé par un courant dont l'intensité sera fonction de la somme des valeurs de R_x et R-étalon, cette dernière restant fixe sur chacune des sensibilités commutées par C3.

On comprend immédiatement que lorsque, par exemple, les valeurs de R_x et de R-étalon sont égales, le potentiel reçu par la grille sera exactement celui correspondant à la moitié de volts B. Donc si, par l'ajus-

tcge de R₃₁, nous obtenons une déviation du microampèremètre à fond d'échelle en l'absence de toute tension à mesurer, cette déviation sera réduite de moitié lorsque nous brancherons une résistance extérieure d'une valeur équivalente à la résistance-étalon. Avec une résistance-étalon de 10 Ω (position 1 de C3), nous lirons donc 50 μA si la résistance extérieure branchée est également de 10 Ω. C'est pourquoi l'échelle « Ohms × 1 » indique exactement 10 en son milieu. Pour les autres rapports, la lecture en μA sera donnée par la formule

$$\frac{100 N}{10 + N}$$

dans laquelle N représente le coefficient de multiplication, c'est-à-dire le rapport entre la résistance inconnue à mesurer et le

dixième de la résistance-étalon. Par exemple, avec la résistance-étalon de 50 Ω en service et $R_x = 25 \Omega$, le coefficient précité sera de $25/5 = 5$ et la déviation du microampèremètre sera de

$$\frac{100 \times 5}{10 + 5} = \frac{500}{15} = 33,3 \mu A.$$

Les calculs ainsi effectués pour différentes valeurs conduisent à l'abaque de la figure 4. Ce dernier sera, de préférence, dessiné sur le cadran même du microampèremètre. Pour ceux qui reculeraient devant ce travail nécessitant le retrait de l'appareil de son boîtier, il reste encore la possibilité de coller cet abaque sur le côté du coffret renfermant l'ensemble du montage.

L'alimentation du voltmètre électronique est relativement rudimentaire. Un transformateur, de dimensions réduites, fournit, aux secondaires, une tension de 6 V (en charge), destinée à alimenter les filaments des tubes ECC 40 et EAA 91, ainsi que l'ampoule témoin, et une haute tension de l'ordre de 100 V. Le filtrage de la tension anodique est uniquement assuré par un électrochimique de 50 μF, modèle réduit, à 150 V de service. Le transformateur comporte deux enroulements primaires identiques de 110 V chacun qui, mis soit en série soit en parallèle par un inverseur miniature « I », permettront de brancher l'appareil sur un réseau de 110 ou 220 V. L'avantage de ce procédé réside dans le fait qu'on peut utiliser le même fil pour la totalité des enroulements primaires, alors que, dans les transformateurs classiques, où la commutation des tensions s'opère par des prises sur le même enroulement, il est nécessaire de prévoir un diamètre de fil supérieur pour la section 110 V parcourue par une intensité double du courant.

Après avoir examiné le fonctionnement du voltmètre électronique, voyons maintenant de quoi se compose la section de l'appareil constituant le contrôleur universel.

Ici, évidemment, les tubes sont inutilisés, et il n'est plus indispensable de brancher l'appareil sur le secteur.

Le voltmètre, dont la résistance est de 10 000 Ω par volt, n'exige qu'une galette supplémentaire C1 au combinateur de sensibilités, et deux résistances R_1 et R_{24} . C'est pourquoi nous n'avons pas hésité, pour une dépense supplémentaire aussi minime, à compléter notre appareil par cette fonction qui permettra la mesure des tensions continues, de résistance interne faible ou moyenne, sans devoir brancher le secteur. Les sensibilités sont en parfaite concordance avec celles du voltmètre électronique, de sorte que les graduations du bouton de commande des sensibilités se réduisent à une seule et même échelle, qu'on se serve de l'appareil en voltmètre simple ou en voltmètre électronique.

Sur la position « 1 » du commutateur de fonctions, les résistances R_2 et R_{11} , qui nous ont servi à former le « pont d'entrée » du voltmètre électronique et auxquelles nous avons adjoint R_1 et R_{24} , viennent se placer en série entre la borne d'entrée et

le microampèremètre. Nous avons dû remplacer R_{12} par R_{24} pour compenser la résistance propre du cadre du microampèremètre : la valeur de R_{24} s'obtient par la différence entre R_{12} et la résistance propre du cadre. Celle-ci étant, dans notre cas, de 1 200 Ω, la valeur de R_{24} est de 3 800 Ω. Mais si on utilise un microampèremètre dont la résistance interne est différente, une simple soustraction suffira à déterminer la valeur de R_{24} , celle des autres résistances restant inchangée.

Remarque importante. — Pour la clarté du schéma, C1 a été inversé, ainsi qu'on peut le constater par la numérotation des sensibilités.

La mesure des intensités (courants continus seulement) est réalisée par un jeu de shunts R_{13} à R_{33} . La valeur de ces shunts a été calculée pour pouvoir utiliser des résistances qu'on peut se procurer facilement dans le commerce ; les valeurs indiquées sur le schéma sont valables quelle que soit la résistance interne du microampèremètre, pour autant que cette dernière n'exécède pas 2 500 Ω. La valeur de R_{41} , placée en série avec le microampèremètre, est donnée par la différence entre 2 500 Ω et la résistance du cadre mobile (dans notre cas : $2 500 - 1 200 = 1 300 \Omega$). Nous avons utilisé deux gallettes C5 et C4 du contacteur de sensibilités, afin d'obtenir l'échelle « 0,1 mA » sur la position « 1 » et aussi pour respecter les mêmes rapports que pour les autres fonctions (1 - 2 - 5). Il est évidemment possible de se passer de la galette supplémentaire C5, par exemple en renon-

Afin de ne pas faire passer par les contacts du combinateur des intensités supérieures à 200 mA, deux bornes spéciales ont été prévues sur le panneau avant de l'appareil pour la mesure des intensités supérieures (1 et 5 ampères).

Après avoir expliqué le principe de l'appareil pour chacune de ses utilisations, il convient d'examiner succinctement la manière dont s'effectuent les diverses commutations.

Un contacteur « S » à six circuits et six positions (3 gallettes comportant chacune 2 circuits à 6 positions) sélectionne les diverses fonctions ci-après énumérées dans l'ordre :

1. — Voltmètre continu simple ($R = 10\,000 \Omega/V$);
2. — Voltmètre continu électronique ($R = 10 \text{ M}\Omega$ ou $11 \text{ M}\Omega$ en utilisant $1 \text{ M}\Omega$ dans la pointe de touche);
3. — Voltmètre électronique pour la mesure des tensions alternatives basse fréquence;
4. — Voltmètre électronique pour la mesure des tensions alternatives haute fréquence;
5. — Mesures des intensités en courant continu;
6. — Ohm-mégohmmètre.

Un autre contacteur, « C », composé de 6 gallettes (5 si on se passe de la sensibilité 0,100 mA), fournit les différentes sensibilités suivantes :

Tableau des sensibilités en volts, milliampères et ohms

Positions	Tensions (V)	Intensités (mA)	Résistances (Ω)
1	1	0,100	× 1
2	2	0,200	× 5
3	5	0,500	× 10
4	10	1	× 50
5	20	2	× 100
6	50	5	× 500
7	100	10	× 1 000
8	200	20	× 5 000
9	500	50	× 10 000
10	1 000	100	× 100 000
11	2 000	200	× 1 000 000

çant simplement à utiliser la position « 1 » (fig. 5). Un reproche pourrait être fait à l'égard du montage : la résistance assez élevée de l'appareil qui atteint 1 250 Ω sur la position « 2 » (0,200 mA), mais certains contrôleurs universels en vente dans le commerce atteignent cette valeur et même plus. Il est possible de réduire cette résistance que la résistance propre du cadre mobile ne dépasse pas 1 250 Ω en ramenant la valeur de R_{41} à la différence entre 1 250 Ω et la résistance du cadre (dans notre cas, à $1 250 - 1 200 = 50 \Omega$) et en divisant chacune des valeurs des shunts R_{13} à R_{33} par 2. Ces valeurs seront toutefois moins commodes à obtenir ou à réaliser (par exemple R_{48} qui deviendra 7,5 Ω et R_{47} qui sera 12,5 Ω), du moins par une seule résistance et sans être forcé à constituer celle-ci par deux résistances en parallèle.

Ceux qui estimeraient superflu un nombre de gammes aussi important et désiraient se contenter de moins, soit par souci d'économie, soit afin de réduire le travail de câblage, ne rencontreront guère de difficultés pour adapter le schéma de la figure 1 à leurs exigences plus modestes. Il leur suffira de supprimer celles des résistances R_{13} à R_{33} qui correspondent à la sensibilité sacrifiée, et de remplacer deux ou plusieurs des résistances R_2 à R_{12} et R_{41} à R_{60} par une seule, d'une valeur équivalente à la somme des premières.

On ne concevrait toutefois une telle simplification que pour réaliser une économie dans l'achat du contacteur de sensibilités « C ». On pourrait, dans ce cas, remplacer ce dernier par un du type semblable à celui utilisé pour « S », soit trois gallettes de deux circuits et six positions chacune,

les sensibilités sélectionnées par ces six positions étant laissées au goût du réalisateur. Cependant, il est peu probable qu'on regrette par la suite la différence minime de prix et les quelques points de soudure supplémentaires que nécessiterait la réalisation intégrale du schéma. Lors de l'utilisation de l'appareil, on constatera combien la lecture est aisée et précise (spécialement pour la mesure des résistances) lorsqu'on dispose d'un grand nombre de sensibilités.

Le matériel

Toutes les pièces détachées nécessaires à la réalisation du schéma peuvent être facilement obtenues dans le commerce. Toutes les résistances sont de valeur courante, sauf peut-être R_{40} à R_{53} , R_{24} et R_{41} , ces deux dernières pouvant présenter des valeurs assez inattendues suivant la résistance interne du microampèremètre, laquelle n'est parfois même pas indiquée par le constructeur. Dans la maquette que nous avons construite, nous avons remplacé R_{24} et R_{41} par des valeurs courantes légèrement supérieures (6,8 k Ω et 2 k Ω) shuntées par un potentiomètre miniature ajustable de 10 k Ω . Des indications seront données plus loin pour le réglage de ces derniers.

La précision de l'appareil dépendra non seulement de celle du microampèremètre utilisé, que l'on aura intérêt à choisir d'un modèle à grand cadran, mais aussi et surtout de celle des résistances R_1 à R_{12} , R_{13} à R_{23} et R_{40} à R_{53} . Ici deux possibilités sont offertes au réalisateur : soit de trier dans un lot de résistances courantes celles dont la valeur est la plus exacte, soit d'acheter directement des résistances de précision. Pour notre part, nous avons opté pour cette seconde solution, ayant trouvé dans le commerce des résistances à couche à $\pm 1\%$ d'un prix très abordable pour des valeurs égales ou supérieures à 10 Ω . Leur inconvénient réside toutefois dans leur encombrement, ce qui nous a empêché de les souder directement aux cosses du contacteur « C », solution qui, sur le plan technique, devrait être considérée comme la plus rationnelle. Enfin, nous avons également trouvé des résistances à $\pm 5\%$, que nous avons utilisées pour réaliser R_{40} , R_{50} et R_{51} , au moyen, respectivement, de deux, quatre et cinq de ces résistances, d'une valeur de 10 Ω chacune, mises en parallèle. Quant à R_{52} et R_{53} , nous les avons confectionnés nous-mêmes de la façon suivante. Nous avons récupéré le fil d'une résistance bobinée et en avons mesuré la résistance ohmique sur une assez grande longueur. Un rapide calcul permet alors de réaliser les deux valeurs recherchées. Ainsi, dans notre cas, nous avons relevé une résistance de 10 Ω pour 60 cm de fil récupéré, ce qui donne donc 1 Ω pour 6 cm. Dans ces conditions, nous avons réalisé R_{52} au moyen de 5 brins de 3 cm mis en parallèle (soudés ensemble à leurs extrémités) et R_{53} avec deux brins de 4,8 cm également en parallèle.

La résistance R_{53} (dont la valeur n'est nullement critique) a été constituée par quatre résistances de 22 M Ω en série.

Il est conseillé de choisir les deux con-

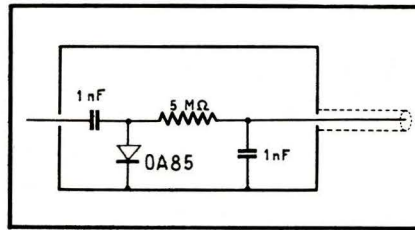


Fig. 2 (à gauche). — Probe à diode germanium pour la mesure des tensions H.F.

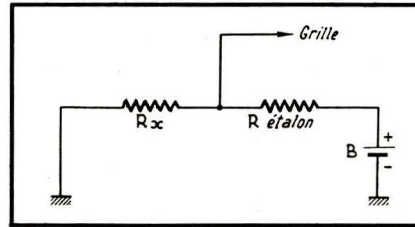


Fig. 3 (à gauche). — Principe de la mesure d'une résistance R_x .

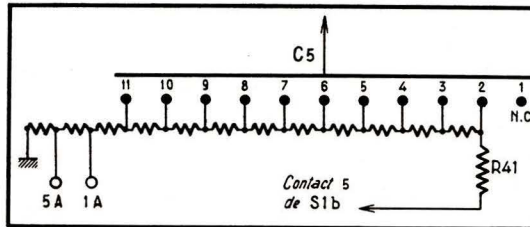


Fig. 4 (à droite). — Graphique donnant la correspondance entre le coefficient N et la graduation du microampèremètre.

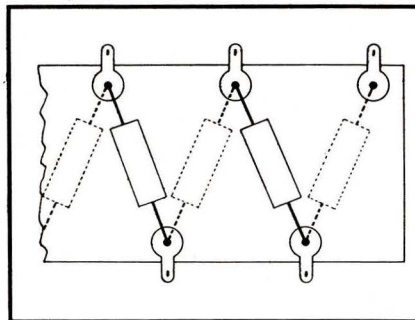


Fig. 5 (ci-dessus). — Montage permettant de supprimer la galette C 5. La galette figurant sur ce schéma est C 4.

tacteurs « S » et « C » de bonne qualité. On trouve actuellement, dans les pièces détachées courantes, des mécanismes (par exemple **Jeanrenaud**) sur lesquels il suffit de monter des galettes dont le nombre et les caractéristiques répondent aux exigences du montage. Ces galettes sont enfilées sur des tiges filetées et leur espacement est déterminé par des entretoises, glissées également sur les mêmes tiges filetées. Nous avons opté pour ce système tant pour « S » que pour « C ».

Les potentiomètres R_{28} , R_{29} , R_{30} et R_{34} seront du type miniature avec un simple axe fendu permettant leur réglage au moyen d'un tournevis. Les potentiomètres R_{31} et R_{39} , dont le réglage est accessible sur le panneau avant de l'appareil, seront aussi du type miniature, mais munis d'un bouton.

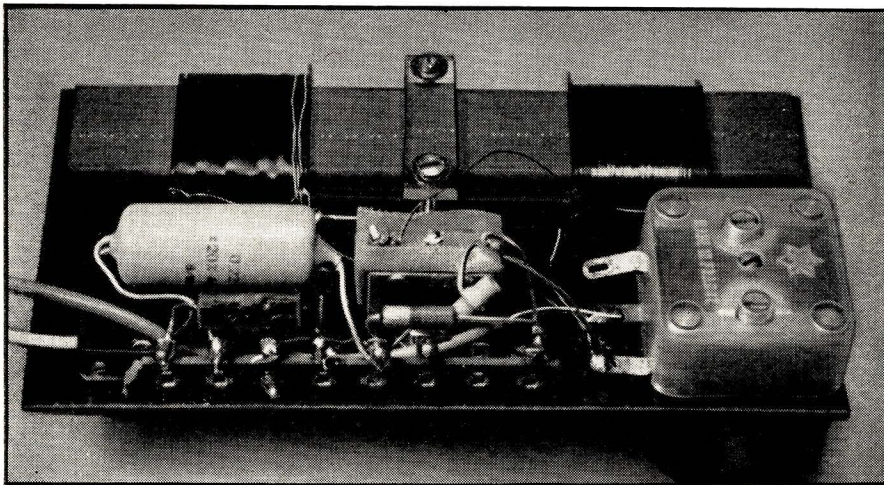
La plus grande difficulté que nous avons rencontrée lors de l'achat des pièces détachées fut de nous procurer le transformateur d'alimentation. Nous en avons trouvé un d'un modèle réduit (d'un encombrement égal à celui d'un transformateur de sortie

B.F. ordinaire), répondant aux exigences de notre schéma, sauf toutefois en ce qui concerne le secondaire qui nous donnait 200 volts. Nous avons été, dès lors, forcés de ramener cette tension à 100 V au moyen d'un pont de deux résistances. Un bon bricoleur ne reculera toutefois pas devant le travail de bobinage du transformateur d'alimentation, en utilisant la carcasse d'un ancien transformateur de sortie B.F. Le secondaire H.T. ne débite que quelques milliampères, de telle sorte que, pour gagner de la place, on peut utiliser du fil de très faible diamètre (à la rigueur du fil de 0,05 mm de diamètre peut suffire).

Enfin, la batterie B devra avoir un débit suffisant, car sur la sensibilité « Ohms $\times 1$ », le débit doit pouvoir atteindre 0,15 A sans manifester de chute de tension sensible, ce qui aurait pour effet de fausser la lecture pour les valeurs de résistances inférieures à 1 Ω notamment. Nous avons utilisé une pile du modèle « torche » de gros diamètre.

(A suivre)

G. SERVAIS.



L'appareil décrit est basé sur la propriété d'un circuit oscillant excité par des impulsions, de produire des oscillations amorties paraissant modulées à la fréquence de récurrence des impulsions d'excitation. Il est essentiellement destiné au dépannage, mais, en lisant cette description, certains de nos lecteurs ne manqueront pas de lui trouver une application tout à fait différente. Cela pourrait leur arriver en pensant à ce grand sportif qui passe tous ses dimanches sur un banc du parc municipal en écoutant des reportages avec les 350 mW que son « transistor » arrive à délivrer à 50 % de distorsion. Ils pourraient alors être tentés de prendre place sur le même banc, leur « Grincistor » en poche, et, au bout d'un certain temps, d'appuyer sur le bouton et d'ajuster la fréquence.

Evidemment, la chose est défendue, strictement défendue. Mais, craignant que ce fait soit ignoré de certains lecteurs qui auraient d'eux-mêmes trouvés cette application très particulière du « Grincistor », nous avons préféré mettre les choses au point.

Principe de fonctionnement

On sait qu'un circuit oscillant excité par une impulsion électrique, puis laissé à lui-même, donne naissance à un certain nombre d'oscillations d'amplitude décroissante. Dans le cas des circuits oscillants utilisés en radioélectricité, c'est au bout de 1/10 000 de seconde environ que cette amplitude tombe à la moitié de sa valeur initiale, constatée au moment de l'impulsion. Si on répète ces impulsions d'excitation à une cadence de 1000 Hz, on est à peu près sûr que l'amplitude des oscillations amorties est pratiquement tombée à zéro entre deux impulsions consécutives. Avec une excitation par impulsions ainsi cadencées, on arrive à faire varier profondément et régulièrement

Il est difficile d'imaginer un câblage plus simple, que l'on voit ici à peine plus petit que la grandeur réelle.

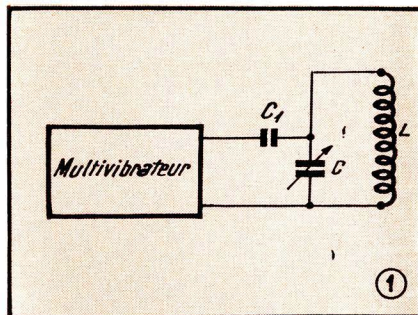


Fig. 1. — On obtient une onde H.F. modulée en excitant un circuit oscillant L-C par des impulsions produites par un multivibrateur, à une cadence correspondant à une fréquence audible.

(1 000 fois par seconde) l'amplitude des oscillations obtenues. Le résultat est alors identique à celui d'une modulation. Cette modulation ne saurait être sinusoïdale avec ce procédé, mais cela n'empêche qu'elle soit parfaitement audible, lorsqu'on applique le signal prenant naissance aux bornes du circuit oscillant à l'entrée d'un récepteur accordé sur la même fréquence que le circuit excité. Le circuit d'entrée d'un récepteur étant, actuellement, le plus souvent constitué par une antenne-cadre, la transmission du circuit oscillant vers le récepteur devient particulièrement simple, si ce circuit est également réalisé sous forme d'un cadre (bâtonnet de ferrite). Il suffit alors de coupler les deux cadres en les approchant à une distance de quelques dizaines de centimètres.

Les impulsions excitant le circuit oscillant doivent être très courtes. Pour les obtenir, on peut utiliser un multivibrateur (générateur d'une tension rectangu-

LE GRIN

GÉNÉRATEUR MO

laire) suivi (fig. 1) d'un condensateur de liaison C_1 , très faible. On sait qu'un tel condensateur est incapable de transmettre une tension continue telle qu'elle existe, pratiquement, pendant les paliers horizontaux d'un signal rectangulaire. Ce n'est que des variations (positives ou négatives) qu'il arrive à transmettre, et cela d'autant plus facilement qu'elles sont plus rapides. De telles variations existent précisément pendant les instants de commutation du multivibrateur, c'est-à-dire au moment où, très rapidement, le signal

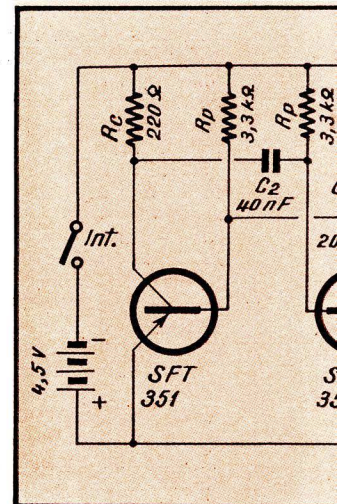
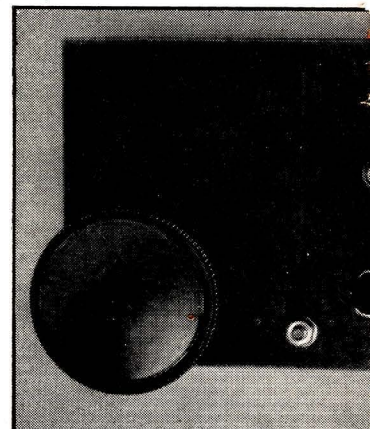


Fig. 2. — Les impulsions produites sont différenciées par C_1 et appliquées



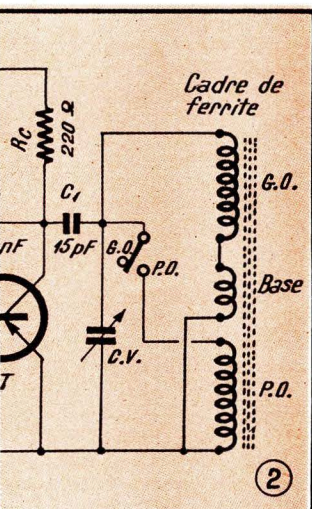
GRINCISTOR

MODULE P.O. - G.O. TRÈS SIMPLE

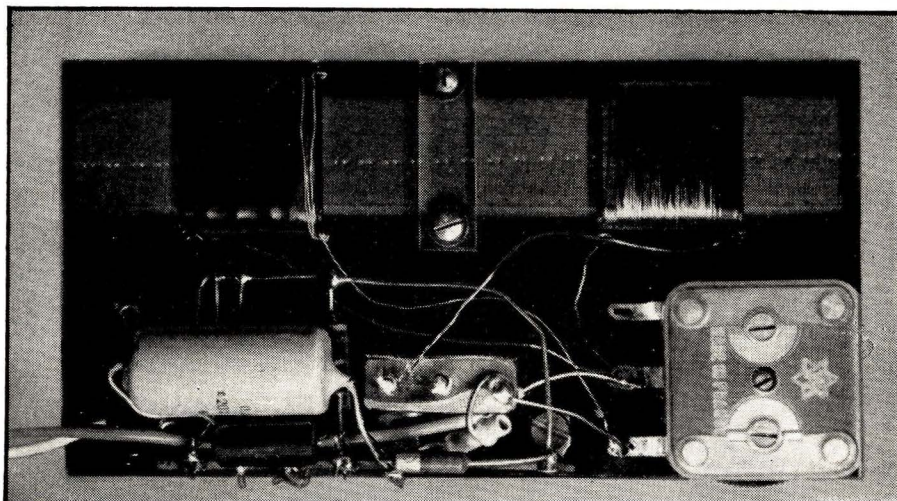
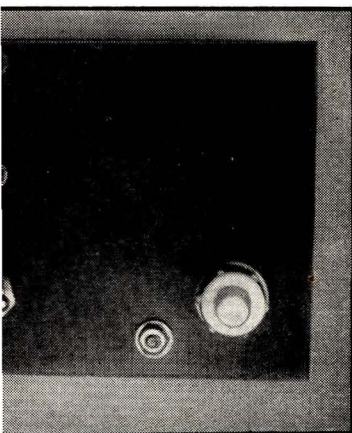
rectangulaire passe d'un palier positif à un palier négatif, ou inversement. Grâce au condensateur C_1 qui, mathématiquement parlant, « différentie » la rectangulaire, ces variations brusques se trouvent transformées en impulsions excitant, de la manière décrite, le circuit L-C.

Le schéma

Le schéma complet du « Grincistor » est reproduit dans la figure 2. Les deux



...tes par le multivibrateur sont
...u circuit oscillant P.O. ou G.O.



Le même câblage vu « à la verticale ».
Les deux transistors sont cachés par le
gros condensateur de 200 nF.

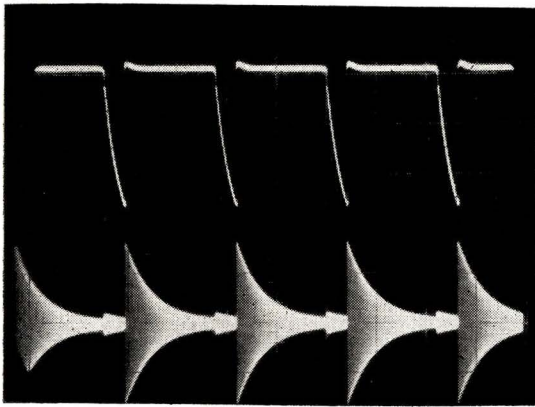
transistors, alimentés par une pile de 4,5 volts, constituent le multivibrateur. Comme on ne leur demande pas un gain important, on peut parfaitement utiliser des transistors dont le gain en courant est compris entre 20 et 40.

Le fonctionnement d'un tel multivibrateur s'explique facilement si on admet que, au départ, l'un des transistors est saturé (tension de collecteur pratiquement nulle) tandis que l'autre se trouve bloqué par la charge accumulée par son condensateur de liaison de base (C_2 , C_3). Progressivement, ce condensateur se décharge alors dans R_p , si bien que le potentiel de base du transistor bloqué devient de moins en moins positif, puis nul, et finalement légèrement négatif. Cela est suffisant pour que ce transistor reçoive un courant direct de base, provoquant un courant de collecteur et une chute de tension sur la résistance de charge R_c . Cela signifie une variation du potentiel de collecteur, et cette variation se trouve transmise, par l'autre condensateur de liaison, au transistor qui était jusqu'ici conducteur. La base de ce dernier devient alors moins négative, et même positive, ce qui fait que son courant de collecteur cesse. Finalement, il se trouve complètement bloqué, tandis que l'autre est complètement saturé, et cet état durera, comme précédemment, jusqu'à ce que la décharge du condensateur de liaison déclenche une nouvelle commutation.

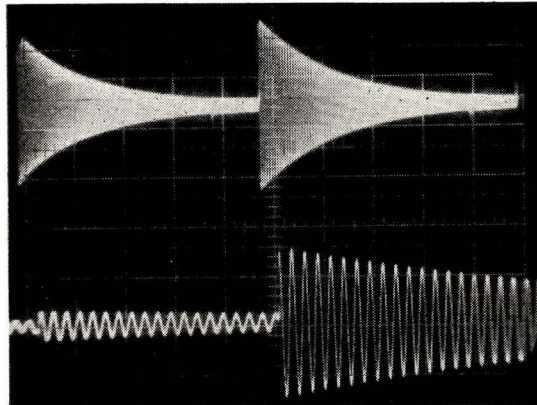
Une fois que le multivibrateur est mis en route, il n'y a aucune difficulté pour que les oscillations s'entretiennent. Mais on conçoit facilement qu'au départ, les deux transistors étant alimentés en même temps, ils puissent se trouver simultanément en état de conduction, et cela exclut, évidemment, l'amorçage d'oscillations spontanées. Pour éviter à coup sûr

de telles difficultés de démarrage, il suffit de prendre différemment les deux condensateurs de liaison C_2 et C_3 , comme cela est indiqué dans le schéma. Le fait qu'on obtient, avec une telle disposition, une rectangulaire asymétrique présente même un avantage, car cela suppose qu'une seule variation rapide a lieu à chaque période de récurrence. La fréquence de modulation sera ainsi égale à celle du multivibrateur, et non pas deux fois plus élevée, comme dans le cas d'une rectangulaire parfaitement symétrique. Les oscillogrammes des figures 3 et 4 montrent le signal du multivibrateur utilisé, ainsi que celui qui prend naissance aux bornes du circuit oscillant.

Le circuit oscillant est constitué par un cadre de ferrite pour récepteurs à transistors et par un condensateur variable double correspondant, dont seule la cage « accord » sera utilisée. Pour la capacité de ce condensateur, on a le choix entre tous les types qui existent actuellement dans le commerce de façon courante, soit entre 230 et 495 pF. Cela, bien entendu, à condition qu'on utilise un cadre effectivement conçu pour le condensateur variable prévu. De ce cadre, on utilise, sur la gamme G.O. du « Grincistor », l'enroulement effectivement prévu pour G.O., en série avec l'enroulement normalement destiné à être connecté à la base du premier étage d'un récepteur. Lors de cette mise en série, il faut veiller à ce que les deux bobinages se suivent dans le même sens d'enroulement. L'adjonction de l'enroulement de base est nécessaire du fait que, dans les récepteurs, on prévoit normalement un condensateur fixe aux bornes de l'enroulement G.O. Ce condensateur manquant ici, il faut augmenter la self-induction en conséquence, si on veut atteindre la fréquence la plus basse de la gamme G.O. Néanmoins lorsque le condensateur variable est complètement ouvert, on atteint une fréquence maximale de l'ordre de 500 kHz, donc bien plus élevée que celle de l'extrémité « haute » d'une gamme G.O. normale. Il en résulte que les fréquences de l'ordre de 450-475 kHz,



★
 Fig. 3. — Du fait que le multivibrateur utilisé est asymétrique, on ne voit (en haut) qu'une variation rapide par période de récurrence. On comparera cet oscillogramme, obtenu sur le collecteur du transistor couplé au circuit oscillant, avec le signal H.F. modulé (en bas) observé aux bornes de ce dernier.
 ★



★
 Fig. 4. — Grâce à un balayage plus rapide que précédemment, on commence à reconnaître (en haut) les oscillations H.F. constituant le signal de sortie. Avec un étalement cinq fois plus grand de l'échelle des temps, ce même signal est représenté en bas.
 ★

normalement utilisées pour les transformateurs F.I. des récepteurs, sont encore couvertes par le « Grincistor ».

La gamme P.O. est obtenue en connectant, à l'aide d'un simple interrupteur, l'enroulement correspondant du cadre en parallèle sur celui des grandes ondes. Ici encore, il faut bien respecter le sens des enroulements, c'est-à-dire s'arranger pour que les extrémités connectées ensemble partent bien dans le même sens sur le bobinage. Pour compenser l'augmentation précédemment effectuées de l'enroulement G.O., il convient de retirer 5 spires environ à celui de P.O.

Réalisation

Comme on le voit sur la photographie de la maquette, le « châssis » est simplement constitué par une plaquette de bakélite. On y fixe le cadre, le condensateur variable, l'interrupteur assurant la commutation de gammes, ainsi que le bouton de mise en marche. Tout le reste du montage sera supporté par un relais de câblage. La disposition des pièces et les longueurs de connexions ne sont pas critiques.

Pour ne pas perturber le cadre, on utilisera le moins possible de masses métalliques. Bien entendu, le châssis, aussi bien qu'un éventuel boîtier, doivent être en matière isolante. Il est facile d'étalonner le « Grincistor » par comparaison avec un récepteur dont le cadran est

gradué en fréquence d'une façon suffisamment précise.

Utilisation

Celui qui possède déjà un générateur H.F. à oscillateur n'utilisera le « Grincistor » que pour des vérifications rapides ou auxiliaires. Dans ce cas, un étalonnage assez grossier du cadran peut suffire.

Comme il a été dit, le « Grincistor » ne demande aucune liaison « matérielle », et il suffit donc de le coupler au récepteur à l'essai. Lorsqu'il s'agit d'un récepteur à cadre d'une sensibilité normale, une audition puissante doit encore être obtenue à une distance de l'ordre du mètre, mais à trois mètres environ le signal doit devenir presque inaudible. Il faut, évidemment, ajuster la fréquence du « Grincistor » exactement sur celle du récepteur. Le son qu'on doit entendre est un sifflement grincant, ce qui explique, d'ailleurs, le nom curieux que nous avons donné à l'appareil.

Lorsqu'il s'agit d'un récepteur muni d'une douille pour antenne, l'utilisation du « Grincistor » reste possible, en le couplant au bobinage d'entrée correspondant à la gamme d'ondes utilisée. Bien entendu, il faut alors approcher l'appareil à une distance beaucoup plus faible. Tel qu'il a été décrit, le « Grincistor » peut, d'ailleurs, servir pour repérer et identifier les bobinages d'un bloc inconnu.

Si on a doté le cadran du condensateur variable d'une graduation suffisamment précise, il est possible d'utiliser le « Grincistor » pour toutes les opérations courantes d'alignement sur les gammes P.O. et G.O. En faisant varier la distance qui le sépare du récepteur, il est facile de modifier l'intensité du signal.

De plus, le « Grincistor » est également utilisable en fréquence intermédiaire. Pour cela il suffit, généralement, de le coupler au cadre du récepteur, ou de l'approcher d'une ouverture du premier transformateur F.I. Comme précédemment, toutes les opérations d'alignement deviennent alors possibles.

Mais c'est certainement dans le domaine du dépannage que le « Grincistor » se révèle le plus utile. En effet, pour qu'un dépannage soit rationnel, il faut connaître, le plus rapidement possible, l'étage qui se trouve en panne. Donc, si on a affaire à un récepteur muet (à transistors ou à tubes), on approchera d'abord le « Grincistor » du dernier transformateur F.I. Si, après avoir accordé sur la fréquence correspondante, on n'entend rien, la panne doit se trouver dans la détection, la B.F. ou l'alimentation, et il faut alors la dépister par les moyens habituels. Au contraire, si on entend le grincement caractéristique, on sait que la panne doit se trouver avant le point d'injection. Il suffit alors de remonter d'étage en étage, et de déterminer l'endroit à partir duquel le signal ne passe plus. Ce sera, évidemment, l'étage correspondant qui sera défectueux. Sachant dans quel coin se trouve la panne, on aura vite fait de la localiser. Bien entendu, cette méthode de dépannage, dite dynamique, demande une certaine habitude. On aura donc tout avantage de s'exercer tout d'abord sur un récepteur en bon état de fonctionnement et sur lequel on provoquera artificiellement quelques pannes.

Même avec un récepteur très sensible, il est peu probable que le rayonnement du « Grincistor » puisse être capté à une distance dépassant trois mètres. Le dépanneur utilisant cet appareil dans son atelier est donc tout à fait certain de ne gêner personne. Si, néanmoins, une atténuation plus grande est désirée, il suffit de diminuer la tension d'alimentation à 3 ou 1,5 V. La consommation, de l'ordre de 25 mA sous 4,5 V, se trouvera réduite dans le même rapport. Inversement, il est possible d'augmenter la puissance du « Grincistor » en l'alimentant sous 9 V ; les transistors n'en dissipent guère plus, puisqu'ils travaillent par tout ou rien dans le multivibrateur. De plus, on peut obtenir un meilleur rendement H.F. en équipant ce multivibrateur de transistors pour commutation H.F.

Bien entendu, une telle augmentation de la puissance n'a aucun sens pour l'utilisation envisagée. Elle ne pourrait donc intéresser que ceux qui voudraient réserver le « Grincistor » pour un usage auquel (nous tenons encore une fois à le dire) il n'est absolument pas destiné.

H. SCHREIBER.

Radio-Constructeur

Calculs - Travaux pratiques Problèmes

CALCULS || Comment calculer un transformateur de sortie B. F.

Voici quelques indications sur le calcul des caractéristiques d'un transformateur de sortie B.F., donnant des résultats très satisfaisants pour la pratique, aussi bien pour les étages de sortie à tubes électroniques, que pour ceux à transistors. Nous parlerons aujourd'hui uniquement des transformateurs avec composante continue, c'est-à-dire destinés à un étage à tube unique (ou à un seul transistor) et dont le circuit magnétique comporte généralement un entrefer.

Si l'on fait le tour des méthodes de calcul préconisées dans la littérature technique française, anglo-américaine, allemande ou russe, on s'aperçoit qu'il y règne une étonnante diversité, non seulement du fait de certaines approximations admises ou refusées, mais aussi par la façon même d'aborder le calcul.

Le résultat final peut différer très sensiblement suivant que l'on adopte telle ou telle méthode, ce qui ne veut pas dire nécessairement que certains procédés soient meilleurs que d'autres. Tout simplement, on peut trouver des formules présentées sans aucune explication, mais qui supposent, en réalité, des conditions bien déterminées, par exemple en ce qui concerne la fréquence-limite inférieure et la qualité des tôles employées. On obtient alors des caractéristiques en quelque sorte « omnibus », donnant un résultat moyen, à peu près satisfaisant dans une certaine plage de conditions de fonctionnement.

Nous allons essayer de vous présenter ici un tableau aussi complet que possible des méthodes de calcul, mais il est évident que nous ne pouvons guère, dans le cadre d'une telle « revue », en faire la critique. C'est à nos lecteurs qu'il appartient d'essayer, et de comparer, à l'occasion, les différents procédés.

Section du noyau

La plupart des méthodes de calcul simples débutent par la relation permettant de calculer la section S_n du noyau magnétique (fig. 1) en fonction de la puissance P de l'amplificateur équipé. On trouve, pour cette section, des expressions allant de

$$S_n = 1,4 \sqrt{P}$$

à

$$S_n = 3,2 \sqrt{P}$$

à peu près, S_n étant exprimée en centi-

mètres carrés (cm^2) et la puissance P en watts (W). Une telle divergence vient simplement du fait que les différents auteurs n'ont pas admis, au départ, la même induction B pour le noyau, la même densité de courant dans les enroulements et la même fréquence-limite inférieure f_b .

Par exemple la relation

$$S_n = 3,2 \sqrt{P} \quad (1A)$$

est valable pour $B = 4000$ gauss, $f_b = 50$ Hz et une densité de $0,5 \text{ A/mm}^2$. Si l'on fait varier un de ces trois paramètres, la valeur de S_n varie en raison inverse de la racine carrée de la grandeur modifiée. Par exemple, si l'on admet $B = 5000$ gauss et une

densité de 1 A/mm^2 , les paramètres correspondants se trouvent multipliés par 1,25 et par 2, respectivement, soit un coefficient multiplicateur global de 2,5. Sa racine carrée étant 1,58, la valeur de S_n devient

$$S_n = \frac{3,2}{1,58} \sqrt{P} = 2 \sqrt{P}. \quad (1B)$$

De même, si l'on se contente, comme il serait normal de le faire pour un petit récepteur à transistors, de $f_b = 100$ Hz, la section ci-dessus serait encore à diviser par $\sqrt{2} = 1,42$, ce qui nous donne

$$S_n = 1,4 \sqrt{P} \text{ environ.} \quad (2)$$

En ce qui concerne les ordres de grandeur, on vérifiera facilement qu'un amplificateur de 4 W aura besoin d'un transformateur à section S_n de quelque 4 cm^2 (relation 1B), et qu'un récepteur à transistors, avec une puissance maximale de 500 mW, peut très largement se contenter de $S_n = 1 \text{ cm}^2$ (relation 2).

A noter que la valeur de S_n ainsi calculée correspond à une section *net*, qui représente à peu près 0,9 de la section *brut*, c'est-à-dire mesurée sur un noyau normalement assemblé et serré. En d'autres termes, les chiffres trouvés par les relations ci-dessus doivent être multipliés par 1,1 pour avoir les cotes du noyau réel.

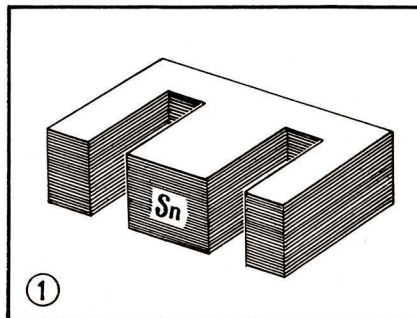
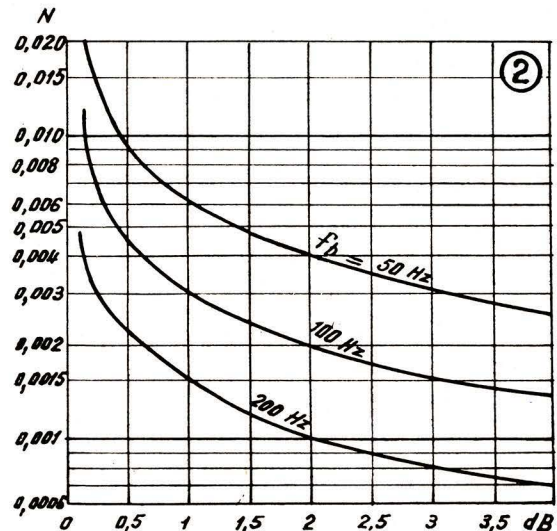


Fig. 1. — Ce que représente la section du noyau, S_n , d'un transformateur.



Fig. 2. — Abaque permettant de déterminer le coefficient N intervenant dans le calcul de la self-induction du primaire.



Self-induction du primaire

Une relation que l'on trouve assez souvent pour calculer la self-induction L_1 du primaire s'écrit

$$L_1 = \frac{R_1 \cdot R_a}{6,28 f_b (R_1 + R_a)}, \quad (3)$$

où R_1 désigne la résistance interne du tube de sortie et R_a l'impédance de charge optimale, ou du moins celle qui convient pour le cas considéré.

Cette relation tient compte de la fréquence-limite inférieure f_b et suppose que son niveau est à -3 dB. Si l'on désire faire intervenir cette fréquence à un niveau différent, par exemple seulement -1 ou -2 dB, on écrira

$$L_1 = \frac{N \cdot R_1 \cdot R_a}{R_1 + R_a} \quad (4)$$

et on tirera le coefficient N du graphique de la figure 2.

Mais il existe des relations encore beaucoup plus simples, par exemple celles que l'on trouve dans certains ouvrages allemands, et qui s'écrivent :

$$L_a \approx \frac{0,1 R_a}{f_b} \quad (\text{pour une pentode}), \quad (5)$$

et

$$L_1 \approx \frac{0,15 R_a}{f_b} \quad (\text{pour une triode}). \quad (6)$$

On trouve aussi, également dans les ouvrages allemands surtout, la relation

$$L_1 = \frac{1,3 R_a}{6,28 f_b}. \quad (7)$$

Mais le record de la simplicité appartient sans aucun doute aux deux formules suivantes, que nous avons trouvées dans un ouvrage russe :

$$L_1 \approx \frac{R_a}{400} \quad (\text{pour une pentode}); \quad (8)$$

$$L_1 \approx \frac{R_a}{1000} \quad (\text{pour une triode}). \quad (9)$$

En réalité, toutes ces relations dérivent de celle qui exprime l'égalité de la résistance de charge R_a et de la réactance ωL_1 du primaire aux fréquences basses. En soi,

la valeur de L_1 n'est pas critique, mais la transmission des basses est d'autant meilleure que la « self » L_1 est plus importante, jusqu'à une certaine limite, bien entendu. Par conséquent, quelques auteurs affectent R_a d'un certain coefficient purement empirique, destiné à favoriser les graves (c'est le cas de la relation 7, par exemple). Il faut ajouter aussi qu'en toute rigueur ce n'est pas la résistance de charge R_a qui doit figurer dans ces formules, mais bien la résultante de la mise en parallèle de R_a et de R_1 , comme dans les relations (3) et (4). En négligeant R_1 on obtient automatiquement un résultat « plus fort », c'est-à-dire qu'on « pousse » les basses.

Enfin, à noter que, dans toutes les relations de (3) à (9), la « self » L_1 est exprimée en henrys (H), la résistance R_a en ohms (Ω) et la fréquence f_b en hertz (Hz).

Voici, d'ailleurs, à titre de curiosité, la « vraie » formule permettant de calculer L_1 en fonction de la résistance de charge équivalente R_e (R_1 et R_a en parallèle), de la fréquence-limite inférieure f_b et de l'affaiblissement relatif M de cette fréquence par rapport au « médium » f_m . En d'autres termes, si le niveau à la fréquence f_m est 1, celui à la fréquence f_b sera, par exemple, $A < 1$. Nous poserons

$$\frac{1}{A} = M,$$

et écrirons

$$L_1 = \frac{R_e}{6,28 f_b \sqrt{M^2 - 1}}. \quad (10)$$

A partir de cette relation nous pouvons « trier » toutes celles qui ont été indiquées plus haut et en fixer la portée exacte. Le

mieux, évidemment, est d'opérer sur un exemple précis.

Prenons donc le cas d'une EL84, avec $R_1 = 40$ k Ω et $R_a = 7$ k Ω . Nous avons, par conséquent, $R_e = 6$ k Ω , très sensiblement. D'autre part, proposons-nous de calculer L_1 de façon à avoir à 50 Hz un affaiblissement de 3 dB. On voit immédiatement que, dans ces conditions, $A = 0,708$, $1/A = 1,41$ et $M^2 = 2$. Donc, la relation (10) se simplifie et devient

$$L_1 = \frac{0,159 R_e}{50} = \frac{950}{50} = 19 \text{ H}.$$

Il n'est pas difficile de voir que la relation (3) aboutirait exactement à la même valeur, et que (4) n'est qu'une variante de (10). La relation (5) nous donne $L_1 = 14$, la (7), $L_1 = 29$ H, et la (8), $L_1 = 17,5$ H.

On peut dire que toutes les relations sauf (7) aboutissent à des résultats sensiblement équivalents. En ce qui concerne la (7), il n'est pas difficile de voir qu'elle est basée sur un affaiblissement A inférieur à 3 dB. Il suffit, pour s'en convaincre, d'égaliser (7) à (10) et de poser $R_e = 0,86 R_a$. On trouve ainsi que $M = 1,2$, ce qui correspond à $A = 0,835$, c'est-à-dire à un affaiblissement compris entre 1,5 et 1,6 dB.

Rien ne change lorsqu'il s'agit d'un étage final à transistor, bien que la solution d'un transistor unique pour la sortie soit plutôt rare, utilisée sur certains récepteurs auto surtout. On utilise alors un transistor de puissance, genre OC16, par exemple, qui peut donner, avec une alimentation de 6 à 7 V, une puissance de l'ordre de 2 W. L'impédance de charge R_a , dont on tiendra uniquement compte dans les calculs, est de 5,5 Ω environ ce qui, avec $f_b = 50$ Hz et $M^2 = 2$, aboutit à une valeur de L_1 de 17,5 mH environ. Cette valeur cadre très bien avec les données fournies par *La Radiotechnique*, par exemple, soit 18 et 20 mH.

Quelques variantes

On se rend compte qu'il n'est nullement nécessaire de commencer le calcul par la recherche de la section S_n , et qu'on peut tout aussi bien démarrer en calculant L_1 . Lorsque cette dernière valeur a été déterminée, on peut, par exemple, calculer la section S_n à l'aide de la relation

$$S_n = \frac{I_a \cdot L_1}{8000}, \quad (11)$$

où I_a représente le courant anodique en milliampères et L_1 la « self » primaire en henrys, la section S_n étant exprimée en centimètres carrés. Cette relation donne une section suffisante, qui cadre avec tout ce que nous avons vu plus haut, à condition de calculer L_1 avec une certaine marge, c'est-à-dire pour un affaiblissement ne dépassant guère 2 dB à 50 Hz.

Certains auteurs, après avoir calculé L_1 , déterminent le volume global du fer V_n du circuit magnétique, qui, pour les tôles classiques de la figure 3, par exemple, où $a = 2b = 2c$, s'exprime par

$$V_n = a e (3a + 2h).$$

Mais ce même volume (en cm³) peut être

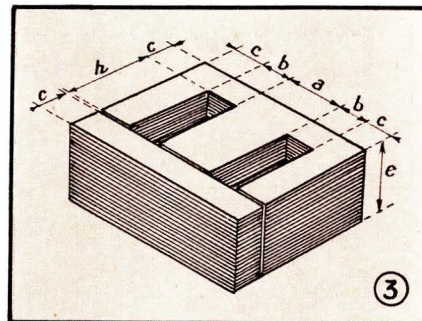


Fig. 3. — Les différentes dimensions d'un circuit magnétique normal.

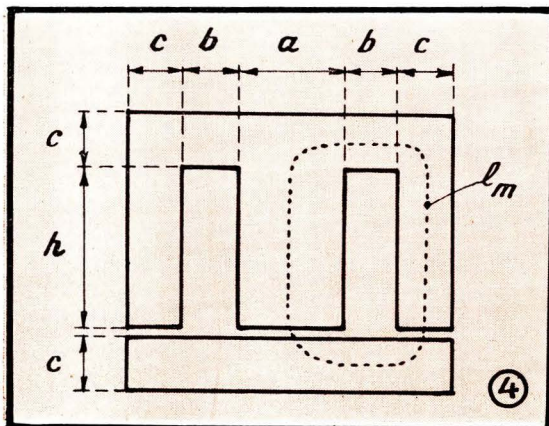


Fig. 4. — Forme et dimensions des tôles le plus souvent utilisées, et la longueur de la ligne de force moyenne l_m .

exprimé également en fonction de l'intensité I_a du courant anodique (en *milliam-pères*), de la « self » primaire L_1 (en *henrys*) et d'un certain coefficient D , que l'on choisit entre 50 et 95 à peu près :

$$V_n = \frac{I_a \cdot L_1}{D} \quad (12)$$

En réalité, le coefficient D est lui-même fonction des ampèretours du primaire, ce qui veut dire qu'il est directement proportionnel à l'intensité I_a et au nombre de spires n_1 . Disons, pour fixer les idées, que le nombre d'ampèretours est généralement compris entre 4 et 6 pour un transformateur « moyen », et que nous avons la correspondance suivante entre les ampèretours et le coefficient D :

Ampèretours	D
3	31,5
4	50,5
5	71
6	97
7	122

Lorsque le volume global V_n est ainsi prédéterminé, ce qui suppose toujours une certaine incertitude, puisqu'on se donne d'avance la valeur de D , on peut choisir un paquet de tôles d'après un tableau où figurent les dimensions a , b , c et h , ainsi que la section S_n de chaque paquet (c'est-à-dire le produit $a \cdot e$), son volume V_n , la surface S_r de la fenêtre (c'est-à-dire le produit $b \cdot h$) et, enfin, la longueur de la ligne de force moyenne l_m (fig. 4).

Enfin, signalons encore une méthode où le calcul commence par la relation

$$S_n \cdot S_r = A \cdot P, \quad (13)$$

où S_n et S_r représentent les surfaces en *centimètres carrés*, P la puissance en *watts* et A un certain coefficient qui dépend du montage : pentode ou tétrode sans contre-réaction ($A=20$) ; la même chose, mais avec contre-réaction ($A=10$) ; triode sans contre-réaction ($A=10$) ; triode avec contre-réaction ($A=5$). Cette relation permet, encore une fois, de choisir une certaine forme de tôle et l'épaisseur du paquet, après quoi on calcule L_1 .

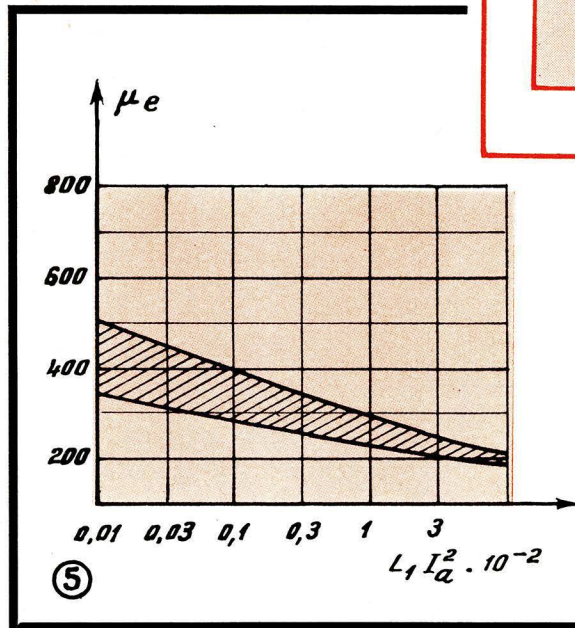
Nombre de spires du primaire

Quelle qu'ait été la méthode de calcul adoptée précédemment, que nous ayons ou non choisi les tôles pour le circuit magnétique du transformateur à réaliser, il est nécessaire de nous décider maintenant, car certaines dimensions de ces tôles nous seront indispensables pour calculer le nombre de spires au primaire.

Lorsqu'il s'agit d'un calcul simplifié, seul qui nous intéresse ici, le choix de la tôle se fait toujours plus ou moins « au pifomètre », car d'une part nous ne faisons guère intervenir l'induction et la perméabilité du matériau employé, et d'autre part nous ne sommes pas du tout certains que la « fenêtre » de la tôle choisie conviendra pour le nombre de spires que nous aurons à y loger. Il faut donc admettre d'avance l'éventualité de quelques tâtonnements : on s'aperçoit que la surface S_r de la fenêtre

est trop réduite ou beaucoup trop grande, et on est obligé de reprendre le calcul à partir d'une tôle différente.

Enfin, dans le cas de transformateurs où il faut tenir compte de la composante continue dans le primaire (cas général des transformateurs pour tube ou transistor unique), un élément supplémentaire d'incertitude vient du fait que nous devons y prévoir un entrefer l_e . Or, l'introduction d'un tel entrefer diminue la « self » primaire L_1 ,



de sorte que tous les calculs antérieurs où cette grandeur intervient sont sinon à refaire, du moins à contrôler.

Donc, nous supposons qu'une certaine forme de tôles a été adoptée, en tenant compte de la condition souhaitable : avoir une section S_n se rapprochant du carré, c'est-à-dire avoir a du même ordre de grandeur que e .

Quant au nombre de spires, son calcul, dans tous les cas, ne peut être qu'approximatif, car nous ignorons presque toujours les propriétés magnétiques du matériau employé, et en particulier la perméabilité effective μ_e résultant de la présence d'une certaine composante continue. Si, toutefois, nous voulons obtenir un semblant de précision, nous pouvons utiliser le graphique de la figure 5, dont le secteur hachuré nous permet d'avoir l'ordre de grandeur de la perméabilité μ_e en fonction du produit $L_1 I_a^2$. Ce graphique est valable pour les tôles normales au silicium, dites à faibles pertes, mais non pour des alliages spéciaux tels que permalloy ou mumétal.

Le nombre de spires n_1 sera alors calculé par la relation suivante

$$n_1 = 8,92 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{L_1 l_m}{\mu_e S_n}} \quad (14)$$

où L_1 figure en *henrys*, l_m (longueur de la ligne de force moyenne) en *centimètres* et S_n en *centimètres carrés*.

Il existe encore d'autres formules, plus

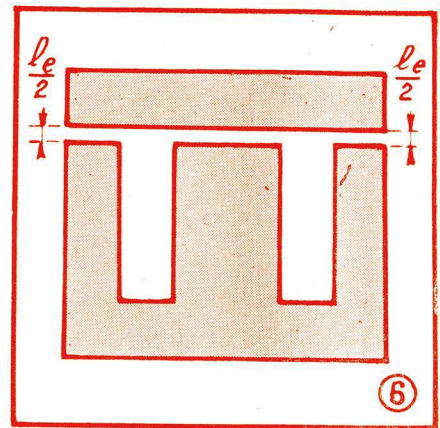


Fig. 5. — Limites entre lesquelles varie la perméabilité effective en fonction du produit $L_1 I_a^2$.

Fig. 6. — La longueur calculée pour l'entrefer se partage entre deux espaces $l_e/2$.

simples, pour calculer le nombre de spires n_1 du primaire, mais elles donnent des résultats parfois très différents, car elles tiennent compte différemment de l'influence de la composante continue.

C'est ainsi que l'on trouve la relation

$$n_1 = 600 \sqrt{\frac{L_1 l_m}{S_n}} \quad (15)$$

et aussi

$$n_1 = 1000 \sqrt{\frac{10 L_1}{S_n}}, \quad (16)$$

avec les mêmes unités que la (14). Certains auteurs préconisent une relation où l'on introduit la longueur l_e de l'entrefer, que l'on se donne d'avance, quitte à rectifier par la suite. On écrit dans ce cas

$$n_1 = 1000 \sqrt{\frac{10 L_1 l_e}{S_n}}, \quad (17)$$

la longueur l_e étant exprimée en millimètre, avec un ordre de grandeur, à adopter en première approximation, de 0,3 à 0,6 mm.

On trouve aussi des relations où figure la tension alternative efficace U_a que l'on trouve aux bornes du primaire et que l'on calcule à partir de la puissance P (en *watts*) et de la résistance de charge R_a (en *ohms*) :

$$U_a = \sqrt{P R_a}$$

Dans ces conditions, le nombre de spires

au primaire, en supposant une induction B de 4000 gauss, s'écrit

$$n_1 = 5,63 \cdot 10^3 \frac{U_a}{S_n f_b} \quad (18)$$

f_b représentant, comme dans tout ce que nous avons vu plus haut, la fréquence-limite inférieure, en hertz.

Pour nous rendre compte de tout ce que cela donne, prenons un exemple concret, celui d'un transformateur pour une EL84, avec un courant anodique $I_a = 36$ mA et une puissance de 4,2 W. En utilisant les relations (1 A) et (10) nous calculons la section S_n du noyau et la « self » primaire L_1 , soit :

$$S_n = 6,5 \text{ cm}^2; \\ L_1 = 19 \text{ H.}$$

En faisant le produit $L_1 I_a^2$ nous obtenons $2,5 \cdot 10^{-2}$ environ, ce qui nous « situe » la perméabilité μ_e (fig. 5) à 250 à peu près. Nous obtenons donc, en choisissant une tôle telle que $l_m = 14$ cm,

$$n_1 = 8,92 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{19 \cdot 14}{250 \cdot 6,5}} \\ = \frac{8,92 \cdot 16,3 \cdot 10^3}{40,4} = \frac{145 \cdot 10^3}{40,4} \\ = 3600 \text{ spires environ.}$$

La relation (14) nous donnera, dans les mêmes conditions, 3840 spires, la relation (15) nettement plus : 5400 spires, et la relation (17), en posant $l_e = 0,5$ mm, 3820 spires. Enfin, si nous faisons appel à la relation (18), après avoir calculé $U_a = 171$ V, nous trouvons

$$n_1 = 5,63 \cdot 10^3 \frac{171}{6,5 \cdot 50} = \\ = \frac{5,63 \cdot 0,526 \cdot 10^3}{325} = 2960 \text{ spires.}$$

Résultat nettement inférieur à la moyenne des résultats obtenus précédemment, mais dû à la condition spéciale de la relation (18) : $B = 4000$ gauss. Si nous réduisons l'induction à 3000 gauss, par exemple, le nombre de spires sera de 3900 environ.

Spires secondaires

Pour les calculer nous avons évidemment besoin de connaître la charge du secondaire, c'est-à-dire l'impédance de la bobine mobile, que nous désignerons par R_c . Mais nous ferons intervenir également le rendement du transformateur, sous la forme d'un coefficient η , de l'ordre de 0,7 à 0,75 pour

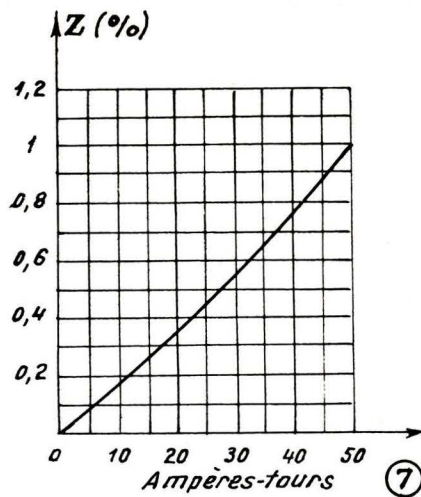


Fig. 7. — Graphique pour le calcul du coefficient z.

les puissances inférieures à 5 W, et de 0,8 à 0,85 pour les puissances supérieures. Nous obtenons alors, en désignant par n_2 le nombre de spires secondaires,

$$\frac{n_2}{n_1} = \sqrt{\frac{R_c}{\eta R_a}} \quad (19)$$

En prenant une bobine mobile de 3 Ω , et en adoptant un rendement $\eta = 0,75$ nous aurons, pour 3600 spires au primaire et pour $R_a = 7000 \Omega$:

$$\frac{n_2}{3600} = \frac{1,73}{72,5}$$

d'où

$$n_2 = \frac{6200}{72,5} = 86 \text{ spires.}$$

Entrefer

Ce que l'on calcule, c'est la longueur totale l_e de l'entrefer, mais il ne faut pas oublier que l'« entrefer » matériel, c'est-à-dire la languette de carton ou de bakélite, doit avoir une épaisseur moitié, comme le montre le croquis de la figure 6.

Comme pour les autres constantes d'un transformateur, plusieurs relations sont proposées pour calculer l_e . Celles qui font intervenir le nombre de spires primaires n_1 et le courant anodique I_a s'écrivent

$$l_e = \frac{n_1 I_a}{800} \quad (20)$$

où, en exprimant I_a en ampère on obtient l_e en millimètre.

On trouve également des relations où figurent la longueur l_m de la ligne de force

moyenne et un certain coefficient, appelons-le z , fonction du nombre d'ampères-tours et que l'on peut déterminer d'après le graphique de la figure 7. On commence donc par calculer les ampères-tours par la relation

$$\frac{n_1 I_a}{l_m}$$

après quoi on trouve la valeur correspondante de z , que l'on porte dans l'équation

$$l_e = \frac{z l_m}{100} \quad (21)$$

avec l_e et l_m en centimètres. En ce qui nous concerne, et en reprenant les chiffres des exemples donnés plus haut, on voit que la relation (20) aboutit à

$$l_e = \frac{3600 \cdot 36 \cdot 10^{-3}}{800} = \frac{130}{800} = 0,16 \text{ mm.}$$

En calculant les ampères-tours au primaire on trouve $130/14 = 9,3$, ce qui correspond, très sensiblement, à $z = 0,16$. La longueur totale de l'entrefer, donnée par (21), sera donc

$$l_e = \frac{0,16 \cdot 14}{100} = 0,0224 \text{ cm} \\ = 0,224 \text{ mm.}$$

On voit que, dans les deux cas, on aboutit à des chiffres du même ordre de grandeur.

Transformateurs pour transistors

Tout ce que nous avons dit concernant le calcul des spires primaires et celui de l'entrefer est valable pour les transformateurs attaqués par un transistor de puissance. Le nombre de spires n_1 est beaucoup plus faible, de l'ordre de 150 pour un transformateur placé à la suite d'un OC16, par exemple, mais le courant est bien plus fort (0,8 à 1 A), de sorte que les ampères-tours et l'entrefer restent du même ordre de grandeur.

Conclusion provisoire

La prochaine fois nous parlerons des particularités des transformateurs pour push-pull et passerons ensuite à la réalisation « matérielle » des pièces calculées. Et nous espérons que ces lignes pourront servir de base non seulement à quelques réalisations personnelles, mais aussi à des travaux pratiques.

W. S.

TRAVAUX PRATIQUES

Comment mesurer la "self" d'une bobine de filtrage ou d'un transformateur B.F.

Lorsqu'on n'a pas besoin d'une grande précision, la mesure de la self-induction d'une bobine à noyau magnétique peut se faire en réalisant le montage de la figure 1.

On applique à l'enroulement à mesurer L_1 une tension alternative fournie par un générateur G, dont on règle l'atténuateur de sortie au maximum de façon à disposer de

10 à 30 V. Une résistance R_1 est connectée en série avec L_1 et un voltmètre électronique VE permet de mesurer la tension apparaissant soit aux bornes de L_1 , soit aux bornes de R_1 , grâce à l'inverseur S.

Il est recommandé de faire la mesure à une fréquence proche de la plus basse fréquence à laquelle fonctionne la pièce mesu-

rée, car la perméabilité, et par conséquent la self-induction, dépendent de la fréquence. Si la mesure est effectuée à 50 Hz, et si la résistance R_1 est de 100 Ω , la valeur de L_1 peut être calculée, approximativement, par la relation

$$L_1 \approx 0,318 \frac{U_1}{U_2} \quad (1)$$

Si l'on opère à la fréquence de 50 Hz, le générateur G peut être remplacé par le secondaire d'un transformateur donnant quelque 20 à 40 V. De plus, pour simplifier encore le calcul, et si l'on dispose d'un ohmmètre suffisamment précis (ou, mieux, d'un pont) on peut donner à R_1 la valeur de 314 Ω , auquel cas on obtient

$$L_1 \approx \frac{U_1}{U_2} \quad (2)$$

En réalité, ce que l'on mesure de cette façon n'est pas la « self » L_1 , mais l'impédance d'un circuit complexe formé par la réactance ωL_1 et une certaine résistance ohmique r_1 , celle en courant continu de la bobine mesurée. Lorsque r_1 peut être négligée par rapport à ωL_1 ($\omega L_1 = 10$ à $15 r_1$) le procédé est valable. C'est pratiquement le cas de tout le matériel normal, inductances de filtrage ou transformateurs de sortie. Pour ces derniers, il est conseillé de faire la mesure en chargeant le secondaire à l'aide d'une résistance de 3 à 5 ohms.

S'il arrive que la résistance r_1 présente une valeur non négligeable par rapport à ωL_1 , ce qui peut avoir lieu avec certaines bobines de filtrage en fil fin, il vaut mieux utiliser la relation suivante, qui tient compte de r_1 :

$$L_1 = \frac{R_1}{314} \sqrt{\frac{U_1^2}{U_2^2} \left(1 - \frac{r_1^2}{R_1^2} \right)} \quad (3)$$

Mais le cas le plus fréquent dans la pratique est celui d'une bobine traversée par une composante continue, auquel cas le montage de la figure 1 ne peut guère convenir, et il faut le remplacer par celui de la figure 2. Un circuit supplémentaire, contenant une pile avec un potentiomètre en parallèle, permet d'envoyer à travers la bobine mesurée un courant continu mesuré

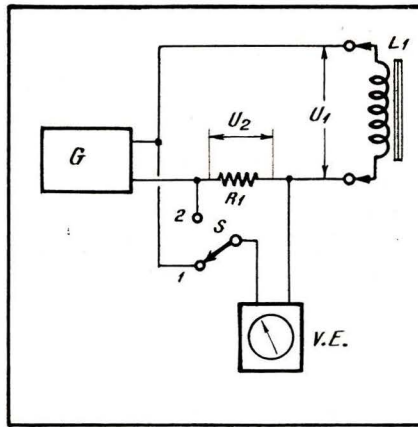


Fig. 1 (ci-dessus). — Mesure d'une bobine sans composante continue.

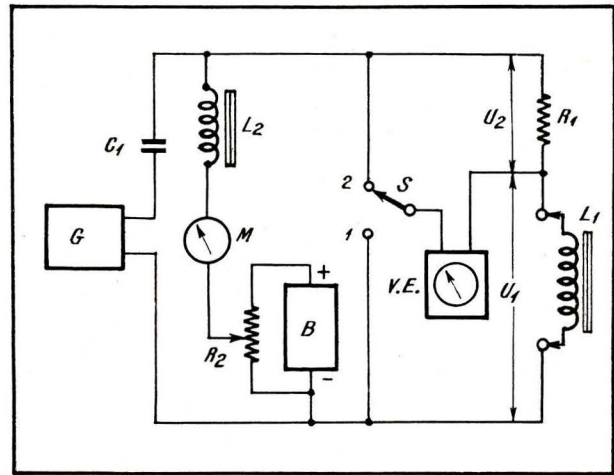


Fig. 2 (ci-contre). — Mesure d'une bobine avec composante continue.

par un milliampèremètre. L'inductance placée en série avec le milliampèremètre sert uniquement à « bloquer » la composante alternative, à l'empêcher de circuler à travers le milliampèremètre et le potenti-

mètre, tandis que le condensateur C_1 , placé en série avec le générateur G, empêche la composante continue de s'y égarer.

Le condensateur C_1 sera de valeur élevée : 5 à 10 μF , de préférence au papier ou électrochimique non polarisé. La réactance de la bobine en série avec le milliampèremètre devra être, évidemment, très élevée par rapport à celle de ωL_1 en série avec R_1 , ce qui constitue un inconvénient de la méthode.

C'est pourquoi, lorsqu'il s'agit de mesurer des self-inductions élevées en présence d'une composante continue, on a plutôt recours à des montages en pont, dont il existe plusieurs variantes et dont nous parlerons un jour prochain.



PROBLÈMES

Et pour vous instruire, et pour vous amuser

POUR VOUS INSTRUIRE

P1. — Pour mesurer une certaine résistance R on a formé le circuit de la figure 1. L'ampèremètre A a indiqué un courant $I = 2$ A, et le voltmètre V une tension de 120 V.

a. — Quelle est la valeur de la résistance R si la résistance propre r du voltmètre est de 3 $k\Omega$?

b. — Quelle est l'importance de l'erreur commise si l'on néglige la résistance r , c'est-à-dire si l'on suppose r infinie ?

P2. — Quelle est l'amplitude résultante de deux tensions sinusoïdales de même fréquence, d'amplitude

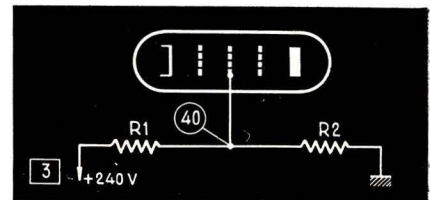
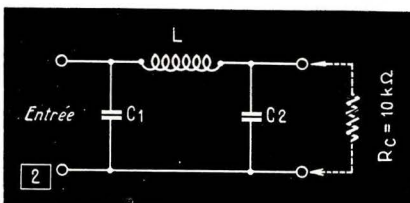
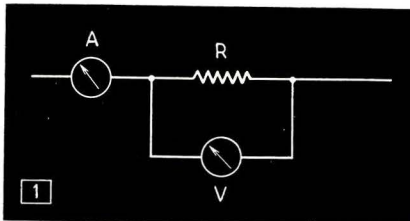
$$U_1 = 100 \text{ V et } U_2 = 200 \text{ V,}$$

déphasées de 90° ?

P3. — Calculer les paramètres d'un filtre LC passe-bas en π (fig. 2), chargé par 10 $k\Omega$ et coupant à 10 kHz.

P4. — Déterminer la grandeur et la nature

de la résistance d'entrée, à la fréquence de 800 MHz, d'un coaxial de 15 cm de longueur, court-circuité à la sortie, et dont le conduc-



teur extérieur a un diamètre $D = 2$ cm, et le conducteur intérieur un diamètre $d = 2$ mm.

P5. — Un signal de 0,1 V (amplitude) est appliqué à l'entrée d'un amplificateur, dont la résistance d'entrée est $R_e = 100$ $k\Omega$. L'amplitude de la tension de sortie est de 10 V, aux bornes d'une résistance de charge de 2,5 $k\Omega$. Calculer le gain en tension et en puissance, et donner son expression en décibels.

(Voir la fin page 201)

Un générateur de signaux sinusoidaux et rectangulaires

A TRANSISTORS

(Voir aussi R. C. 189)

Réalisation

Les problèmes de blindage et d'isolement, si délicats dans le cas de générateurs à tubes comportant un condensateur variable, disparaissent dès qu'on a affaire aux basses impédances d'entrée des transistors. On peut donc, sans que cela gêne d'aucune manière, placer le transformateur d'alimentation à côté des circuits définissant la fréquence, utiliser des plots libres sur le commutateur de fonctions (figure 6) pour couper le secteur, et alimenter l'ampoule de signalisation directement sur 120 V alternatifs, en faisant passer ses connexions en plein milieu du montage. Cette ampoule est, d'ailleurs, dans la maquette, exactement du même type que celle qui sert pour la stabilisation (figure 3).

Il est nécessaire d'utiliser des potentiomètres bobinés pour le réglage de fréquence. Si on les choisit linéaires, on observe, comme cela est le cas de la maquette, un tassement assez désagréable de l'échelle aux fréquences élevées. Cela peut être évité si on adopte un nombre plus grand de gammes à plage plus réduite, car on peut alors augmenter les résistances de butée R_1 et R_2 (fig. 3). Une autre solution serait celle de deux potentiomètres bobinés logarithmiques, dans lesquels le fil résistant est enroulé sur une bande isolante en forme de V, de

façon que la variation de la résistance soit maximale à un début de course. De tels potentiomètres devront probablement faire l'objet d'une commande spéciale, et on aura alors tout avantage à demander un modèle jumelé, $10 + 20 \text{ k}\Omega$.

Cela n'empêche qu'une réalisation avec des pièces absolument courantes reste possible. Le potentiomètre bobiné double, de deux valeurs différentes, qu'on ne trouvera certainement pas dans le commerce, même linéaire, on peut le faire soi-même. Et cela, comme le montre la photo des

entrailles de la maquette, avec deux poulies d'entraînement, une ficelle, un ressort et une poulie de renvoi, dégageant le trajet nécessaire pour le déplacement du ressort. Avec des poulies un peu plus grandes et prévues pour contenir le ressort, cela deviendra même encore plus simple. En tout cas, cette solution a l'avantage qu'on peut réaliser un léger décalage entre les deux axes des potentiomètres, si l'expérience prouve que cela améliore la stabilité de la tension de sortie en fonction de la fréquence.

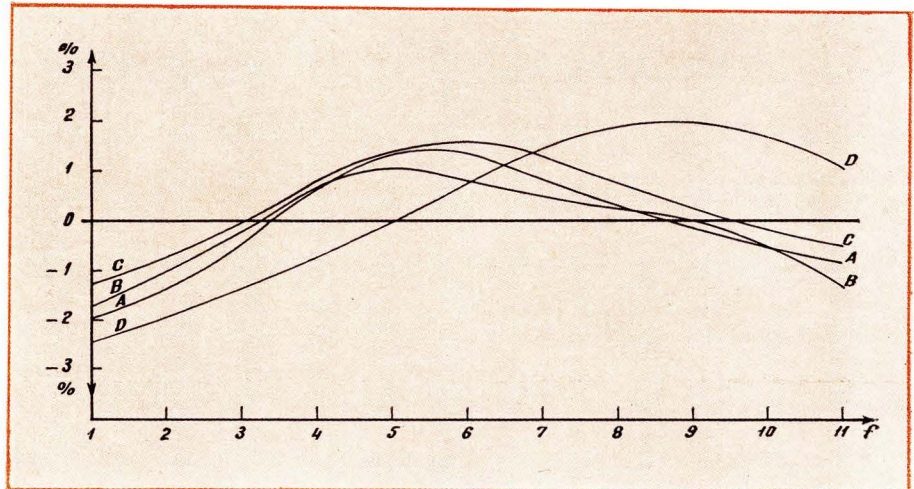
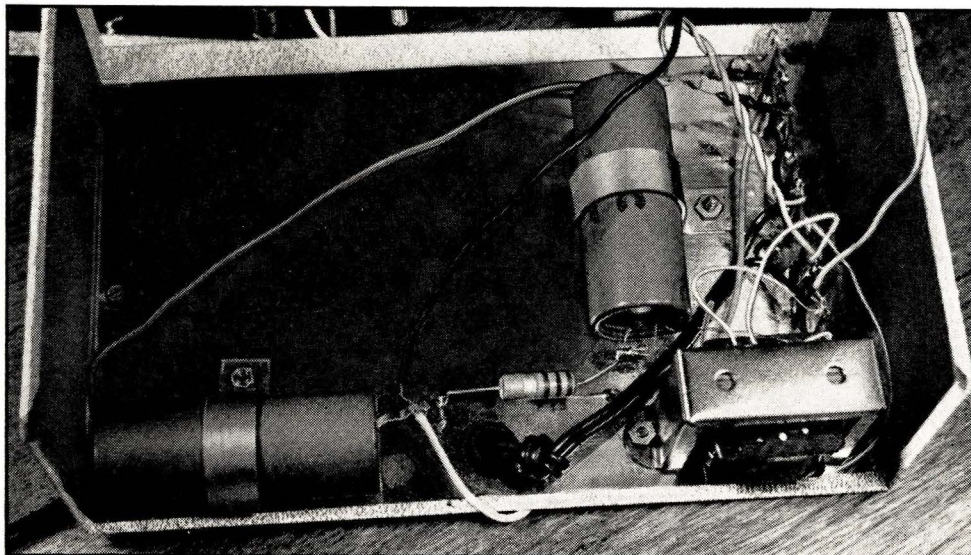


Fig. 8 (ci-dessus). — Variations de la tension de sortie en fonction de la fréquence, pour les quatre gammes (A = 10 à 100 Hz, B = 100 à 1000 Hz, etc.).



Disposition des éléments de l'alimentation sur la partie arrière du coffret.



Pouvoir travailler avec des moyens courants, c'est aussi souhaitable pour la tolérance que pour les pièces détachées. C'est dans cet esprit qu'on a cherché à réaliser ici une tolérance n'exigeant aucun dispositif de pliage particulier. Le châssis est constitué par une tôle plane munie d'entretoises dans chaque coin et sur les deux faces. Sur ces entretoises on visse les deux parties du boîtier, qui sont simplement des tôles pliées en U et s'emboîtant l'une dans l'autre.

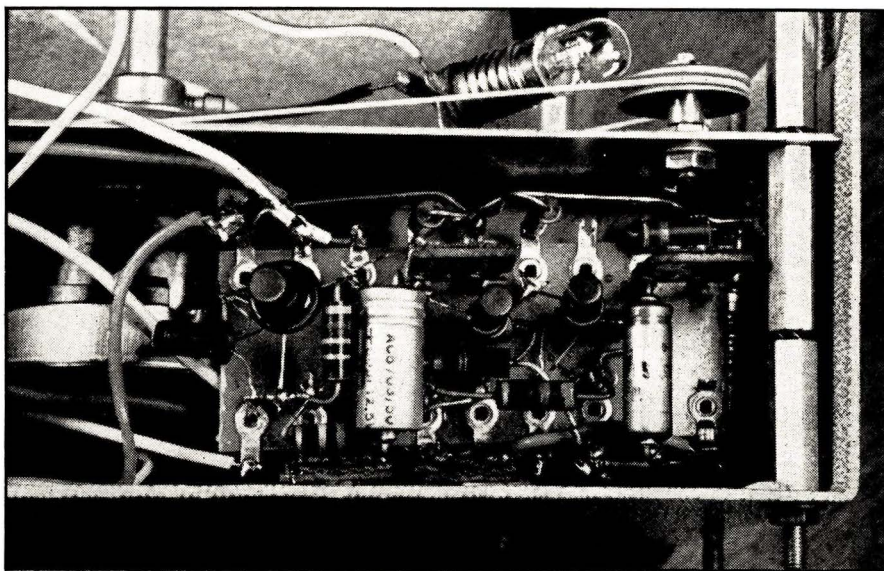
Si l'on éprouve des appréhensions devant cette fastidieuse, salissante, malodorante et jamais parfaitement réussie besogne de la peinture du boîtier, il suffit d'aller à la droguerie la plus proche pour acheter un morceau de vinyle adhésif. C'est un revêtement pour murs ou meubles, en rouleaux, comme le papier peint, mais c'est en matière plastique, et cela colle tout seul, lorsqu'on retire la feuille de protection qui se trouve au verso. Il en existe des teintes qui font parfaitement honneur à un appareil de mesure. Le gainage se fait en quelques minutes, et c'est suffisamment mince pour qu'un éventuel raccord reste pratiquement invisible. Involontairement, mais avec un succès inespéré, un autre avantage de ce revêtement a pu être mis en évidence lors de la réalisation de la maquette. C'est la faculté du vinyle adhésif de recouvrir parfaitement des trous percés par erreur... Essayez, et vous resterez saisi par le regret de ne pas avoir connu plus tôt cette excellente matière.

Mise au point

L'appareil étant entièrement câblé, on commence, après mise sous tension, par régler R_4 de façon que les oscillations cessent. Cela permet de vérifier les tensions continues de collecteur, indiquées dans les schémas. Celles de Q_1 et de Q_2 pourront être modifiées par les ajustables se trouvant en parallèle sur R_5 et R_4 ; celles de Q_3 et Q_4 , en fonction « sinusoïde », par modification des valeurs de R_6 et de R_{16} , si besoin est.

Ensuite, on règle R_4 de façon à obtenir des tensions efficaces de l'ordre de 2 V sur les deux collecteurs de l'oscillateur, cela sur la gamme de 1 à 10 kHz, le réglage de fréquence se trouvant à mi-course. Puis, passant sur la fréquence minimale de cette gamme, on vérifie si cette tension alternative reste constante. Si elle diminue, on réduit R_6 , et inversement. Avant de vérifier la tension à l'autre extrémité de la gamme, il sera prudent de mesurer la fréquence correspondante et de modifier, au besoin, les butées R_1 et R_2 de façon à trouver 12 à 15 kHz. En augmentant l'une des butées tout en diminuant l'autre, on cherchera alors à obtenir la même tension de sortie que pour le réglage au centre de l'échelle.

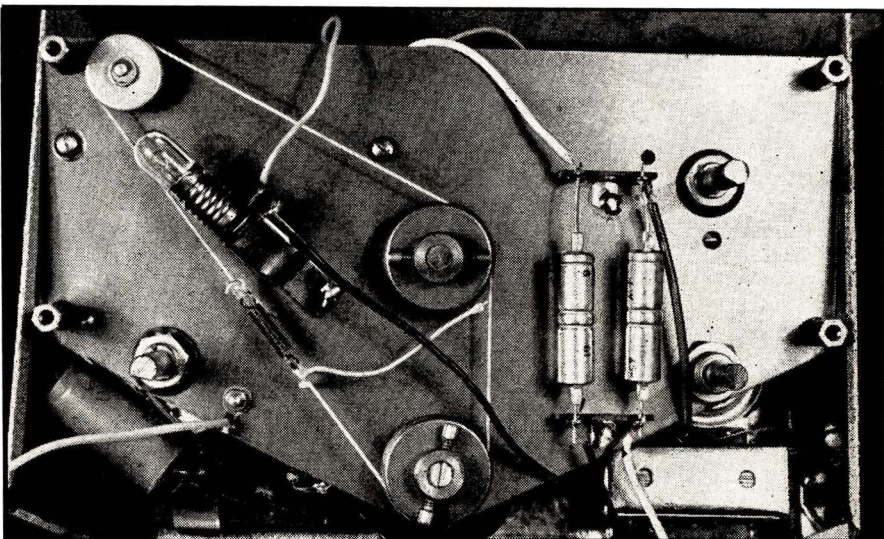
Avant de s'occuper des autres gammes, on mesure, restant toujours sur « sinusoïde », la tension alternative sur le collecteur de Q_3 qu'on ajuste, par R_6 , sur 5 V_{eff}. Puis, P_{30} étant au maximum, on procède de même avec Q_4 et R_{14} .



Ci-dessus : Plaquette en bakélite supportant les quatre transistors et l'ensemble du montage.



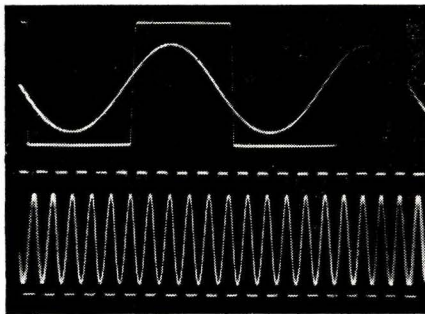
Ci-dessous : Détail du couplage « mécanique » des deux potentiomètres.



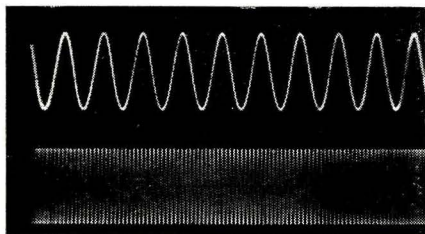
On passe alors sur les deux premières gammes de fréquences, tout en mesurant la tension alternative au collecteur de Q_3 . Si on trouve une tension plus faible que précédemment, il faut augmenter le condensateur du bras série, et inversement. Cela se répercute, bien entendu, sur la fréquence; il faut donc également modifier l'autre condensateur et vérifier simultanément l'amplitude et la fréquence. Si l'on désire des échelles qui coïncident pour les trois premières gammes, on risque donc d'arriver à des mises en parallèle de condensateurs assez encombrantes, à moins d'une mesure préalable très pré-

cise. A une fréquence de l'ordre de 10 Hz, la plupart des voltmètres électroniques sont largement faux. Il vaut alors mieux utiliser un contrôleur universel qui va trembloter un peu, mais qui permettra néanmoins de faire une mesure à peu près exacte.

Sur la dernière gamme (10 à 100 kHz), on opérera, évidemment, avec un voltmètre électronique. En plus des condensateurs, on a ici deux grandeurs supplémentaires susceptibles d'être modifiées. Ce sont C_3 , qui agit à la fois sur la fréquence et sur l'amplitude en fin d'échelle, et C_5 , qui agit essentiellement sur l'amplitude,



A. — Sinusoïdes et rectangulaires à 100 Hz (en haut) et à 1000 Hz (en bas).



B. — Sinusoïdes de 100 Hz (en haut) et de 1000 Hz (en bas).

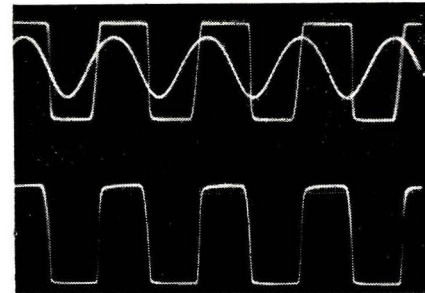
également aux fréquences élevées. Avec un peu de patience, on arrivera facilement à des variations d'amplitude, en fonction de la fréquence, aussi faibles que celles que traduisent les courbes de la figure 8, relevées sur la maquette.

Ces réglages étant effectués, on passe sur la fonction « rectangulaire », fréquence 1 kHz environ, et on observe la tension sur le collecteur de Q_3 , pour modifier R_{11} , si les créneaux positifs et négatifs n'ont pas la même durée. On vérifie la même chose sur 100 kHz, et on modifie, au besoin, C_6 . Le dernier réglage sera

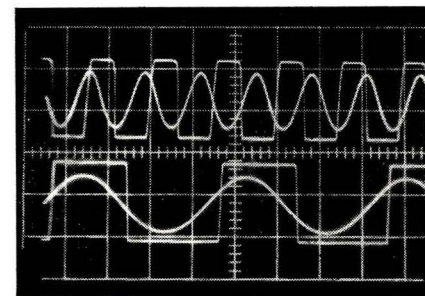
celui de C_6 , à effectuer, toujours sur 100 kHz, de façon à obtenir, sur le collecteur de Q_4 , une rectangulaire aussi jolie que précédemment. Pour ce réglage, on ne devra pas pousser au maximum P_{10} , de façon à ne pas faire disparaître, par limitation dans Q_4 , les défauts qu'on désire corriger.

Les vérifications de stabilité de l'amplitude en fonction de la tension du secteur seront assez faciles. Il faut seulement, si on travaille avec des variations brusques, respecter le temps de recouvrement de l'ampoule régulatrice, lequel est de quelques secondes. L'inertie de cette ampoule qui se manifeste, d'ailleurs, aussi lors de variations brusques de fréquence, est peu agréable, mais nécessaire, si on veut éviter des distorsions aux très basses fréquences.

Une vérification de la précision en fréquence a été effectuée sur la maquette, par la méthode de battements. Pour cela, le générateur a été réglé sur 50 Hz environ et connecté à un oscilloscope de façon à faire apparaître une ellipse de Lissajous à l'aide des 50 Hz du secteur. On arrive à faire « tourner » cette ellipse autour de son grand axe d'une façon très lente; de plus, elle tourne d'une manière très régulière, et non pas par saccades, comme c'est généralement le cas avec les générateurs à tubes, dont certains se synchronisent même tout bonnement sur le secteur au voisinage de 50 Hz. En comptant les battements (l'ellipse se réduisant à un trait deux fois par battement) pendant une minute, on en a trouvé 21 avec une tension d'alimentation de 110 V, et 23 avec 125 V. La différence de tension représente un peu plus de 10 %, mais il vaut mieux être large. Plusieurs fois de suite (pour être à l'abri des variations de la fréquence du secteur), la différence constatée s'est trouvée être de 2 périodes par minute, soit 0,033 Hz, ou 0,067 % de la fréquence de travail. Les transistors du montage étant utilisés dans des conditions où une variation de la tension d'alimentation présente les mêmes effets qu'une variation de tem-



C. — En haut, sinusoïde et rectangulaire de 100 kHz, prélevées sur le collecteur de Q_3 . En bas, rectangulaire de même fréquence, fournie par Q_4 .



D. — Sinusoïdes et rectangulaires de 100 kHz (en haut) et de 10 Hz (en bas).

pérature, on peut considérer comme superflu un essai en température.

Les autres mesures de vérification qu'on peut effectuer se passent de commentaire quant aux moyens mis en œuvre. Leurs résultats ne manqueront pas de confirmer que ce générateur de signaux à transistors équivalait, pour ses caractéristiques, à son homologue à tubes, et que, effectivement, il n'en diffère que par son prix de revient, nettement plus bas.

H. SCHREIBER.

BIBLIOGRAPHIE

L'OSCILLOSCOPE AU TRAVAIL, par A. Haas. — Un volume 16 × 24 de 224 pages, avec 491 illustrations. — Editions Radio, Paris. — Prix : 18 F (par poste : 19,80 F).

Posséder un oscilloscope est bien. Savoir s'en servir est mieux. C'est ce qu'enseigne ce livre qui n'a pas d'équivalent en France.

L'auteur y indique toutes les mesures que l'on peut effectuer à l'aide d'un oscilloscope et — chose la plus précieuse — la façon d'interpréter les images obtenues.

Et comme en la matière, la meilleure façon d'expliquer est de montrer, plus de 300 oscillogrammes représentatifs sont reproduits dans l'ouvrage. Ces oscillogrammes ont été obtenus et photographiés par l'auteur; ils sont donc authentiques.

Ils concernent notamment l'étude des circuits électroniques fondamentaux, l'essai des amplificateurs B.F., des radiorécepteurs AM/FM, et des téléviseurs.

C'est dire la prodigieuse somme d'expérience pratique qui est condensée dans ce volume appelé à rendre les plus grands services à tous ceux qui veulent utiliser efficacement leur oscilloscope.

Un détail à ajouter : ce livre est imprimé sur papier de luxe permettant une très belle reproduction de toutes les photographies.

(« L'oscilloscope au Travail » fait suite à « L'oscillographe au Travail », épuisé depuis longtemps; mais il s'agit d'une édition entièrement nouvelle, ayant seulement conservé le même esprit et une similitude dans le titre; tous les lecteurs ayant l'ancienne édition se doivent d'avoir la nouvelle qui est vraiment différente et tient compte de toutes les applications récentes à l'électronique.)

SCHEMATHEQUE 63, par W. Sorokine. — Un volume 21 × 27, de 64 pages, avec de très nombreux schémas. — Editions Radio, Paris. — Prix : 10,80 F (par poste : 11,88 F).

Comme chaque année, vient de paraître la « Schémathèque » où l'on trouve les descriptions et schémas des principaux modèles de récepteurs de radio et de télévision des grands constructeurs, fabriqués récemment.

La collection de tels schémas est absolument indispensable; elle fait partie de l'outillage d'un bon dépanneur, ou même titre qu'un contrôleur universel ou qu'un voltmètre. C'est d'ailleurs la raison du succès qu'elle rencontre depuis sa création, il y a un quart de siècle, et qui fait que la plupart des volumes ont été rapidement épuisés.

Cette fois-ci la « Schémathèque » concerne

sept récepteurs radio à transistors, neuf téléviseurs et un magnétophone. Ils viennent s'ajouter aux centaines d'autres déjà publiés.

TECHNIQUE DES AMPLIFICATEURS BASSE FREQUENCE DE QUALITE, par Ph. Romain. — Un vol. relié de 734 p. (160 × 242). — Editions Chiron, Paris. — Prix : 80 F.

Le technicien pressé qui cherche des schémas « tout cuits » d'amplificateurs B.F. pourra, en cherchant bien, les trouver dans cet énorme ouvrage. Mais il serait dommage de n'utiliser que comme « schémathèque » ce qui est en fait un cours extrêmement complet de l'état de la technique en matière d'amplificateurs B.F. Fruit d'un travail patient, obstiné et réfléchi, l'ouvrage de Ph. Romain permettra, à tous ceux qui veulent fouiller un point ou de posséder une vue complète des moyens mis à la disposition des techniques de haute fidélité, de trouver satisfaction, à condition qu'ils ne dédaignent pas le recours à un minimum de mathématiques élémentaires. Signalons à ce propos que l'utilisation de l'« opérateur p », assez peu courante en France, permet de remplacer par une lettre l'expression ω et par conséquent de simplifier grandement les formules et les exposés. Ce qui montre qu'il faut ajouter la hardiesse à l'ensemble des qualités que nous avons déjà prêtées à l'auteur.

M.B.

AMPLIFICATEURS MAGNÉTIQUES

(Fin du n° 189 de R. C.)

Encore quelques schémas

Nous avons vu, dans notre dernier numéro, que l'on cherchait le plus souvent à obtenir à la sortie une tension nulle en l'absence de tout signal à l'entrée, et nous avons indiqué un schéma où ce résultat était dû à une « polarisation » appliquée à un enroulement de l'amplificateur.

Un autre exemple d'amplificateur dont la tension de sortie est nulle « au repos » est représenté par le schéma de la figure 10. Les tensions qui apparaissent sur le condensateur C_2 et sur la résistance R_2 sont en opposition de phase lorsqu'aucun signal n'existe à l'entrée de sorte qu'aucune tension n'existera aux bornes de sortie dans les mêmes conditions.

A noter, cependant, qu'une compensation complète n'existe que pour une certaine valeur de la charge R_c , ou plus exactement pour une certaine combinaison des valeurs R_1 , R_2 , C_2 et R_c qu'il faut ajuster pour chaque cas particulier.

Si les appareils qui constituent la charge d'un amplificateur magnétique doivent être alimentés en continu, on peut réaliser le montage de la figure 11, qui réalise une combinaison d'un amplificateur magnétique à réaction interne et d'un redresseur en pont utilisant les quatre diodes D_1 à D_4 .

Les différents montages expérimentaux que nous avons décrits peuvent être utilisés pour réaliser de nombreux dispositifs automatiques ou de régulation. Nous allons en donner quelques exemples.

figure 12 se déclenche à l'aide d'une lampe de poche, à une distance qui varie en fonction des caractéristiques de la cellule employée, mais qui peut être facilement de l'ordre de 5 à 10 m.

fonction des caractéristiques de la thermistance utilisée.

Relais thermosensible

En remplaçant la cellule photorésistante de la figure 12 par une thermistance, on obtient, sans rien changer au principe, un relais thermosensible. Bien entendu, le système d'alimentation doit être modifié en

Détecteur d'objets en fer ou en acier

Son schéma est celui de la figure 13 et son élément « sensible » est constitué par le capteur inductif différentiel L_1-L_2 , qui peut être réalisé à l'aide de deux transformateurs de sortie pour H.P., dont on ne conservera que les primaires, et dont on

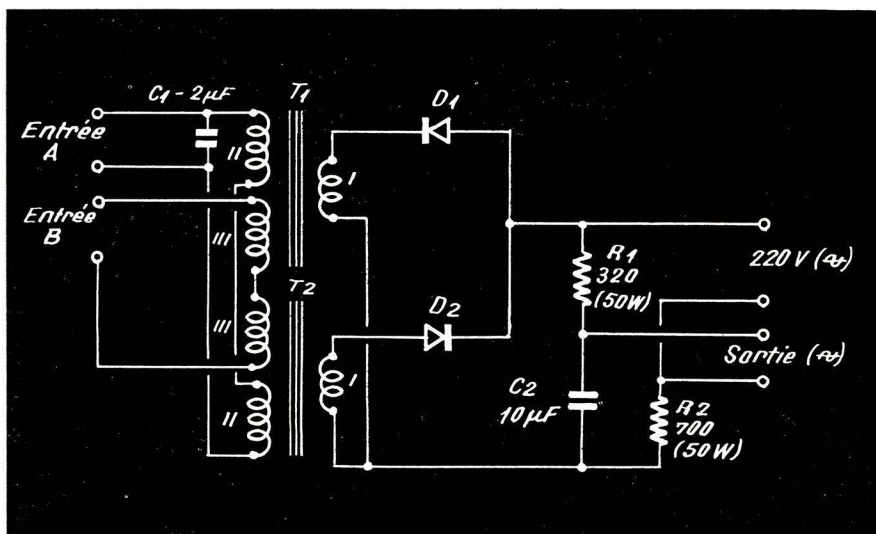
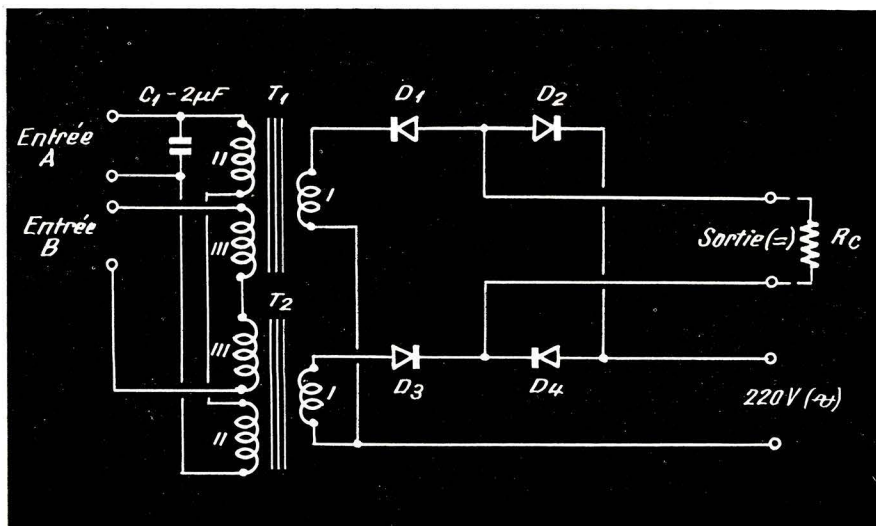


Fig. 10 (ci-dessus). — Schéma d'un amplificateur magnétique à réaction interne et compensation de la tension de sortie à signal d'entrée nul.

Fig. 11 (ci-dessous). — Amplificateur magnétique à réaction interne et sortie en continu.



Relais photosensible

Son schéma général est celui de la figure 12 où une résistance photosensible Ph.R fournit le signal de commande à un amplificateur magnétique, qui, à son tour, actionne un dispositif de signalisation quelconque ou, d'une façon générale, un appareil dont le fonctionnement doit être commandé pour un rayon lumineux. La cellule photorésistante peut être d'un type quelconque, par exemple une ORP 60 ou une ORP 90 (*La Radiotechnique*), suivant les caractéristiques de l'amplificateur magnétique attaqué. Le redresseur D_1 destiné à alimenter la cellule sera « dimensionné » en conséquence, en fonction de la tension dont on dispose (220 V sur le schéma), et une résistance sera ajoutée, éventuellement, en série.

Si l'amplificateur magnétique utilisé est, par exemple, celui de la figure 11, la cellule attaquera l'entrée à haute impédance, c'est-à-dire A. Pour la réalisation de quelques expériences on peut connecter, en tant que charge, une sonnette de 500 Ω de résistance à peu près, ou une ampoule d'éclairage 110-127 V de faible puissance (5 à 10 W). Le relais photosensible de la

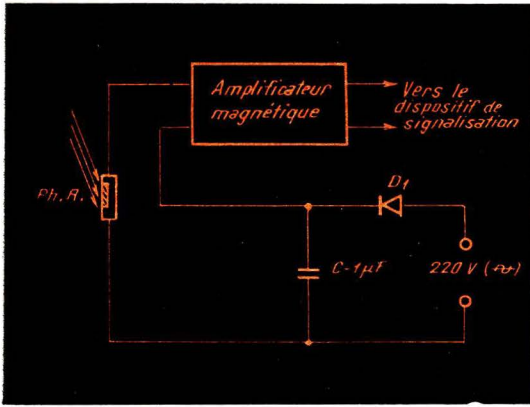


Fig. 12. — Schéma d'un relais photosensible utilisant un amplificateur magnétique.

enlèvera le paquet de tôles en I. L'un des transformateurs sera fixé sur le bâti de l'ensemble, tandis que l'autre, connecté à l'extrémité d'une connexion souple suffisamment longue, constituera l'élément sensible à proprement parler. Le pont formé par les éléments $L_1 - L_2 - R_1 - R_2$ doit être équilibré en l'absence de tout objet en fer à proximité de l'élément sensible. Dans ces conditions aucune tension n'apparaît sur sa diagonale connectée au redresseur.

Aussitôt qu'un objet en fer se trouve dans le voisinage de l'élément sensible, le pont est déséquilibré et une tension alternative est envoyée vers le redresseur $D_1 - D_2 - D_3 - D_4$. Le signal redressé est appliqué à l'entrée haute impédance de l'amplificateur de la figure 11. Encore une fois, une sonnette peut servir d'indicateur à la sortie.

La sensibilité de ce détecteur est suffisante pour signaler la présence de tout petits objets, par exemple des clous ou des vis de 10 à 15 mm de longueur et de 2-3 mm de diamètre cachés dans l'épaisseur d'une planche.

Boîte d'alimentation à tension de sortie variable

Cet ensemble, dont le schéma est représenté dans la figure 14, permet de faire

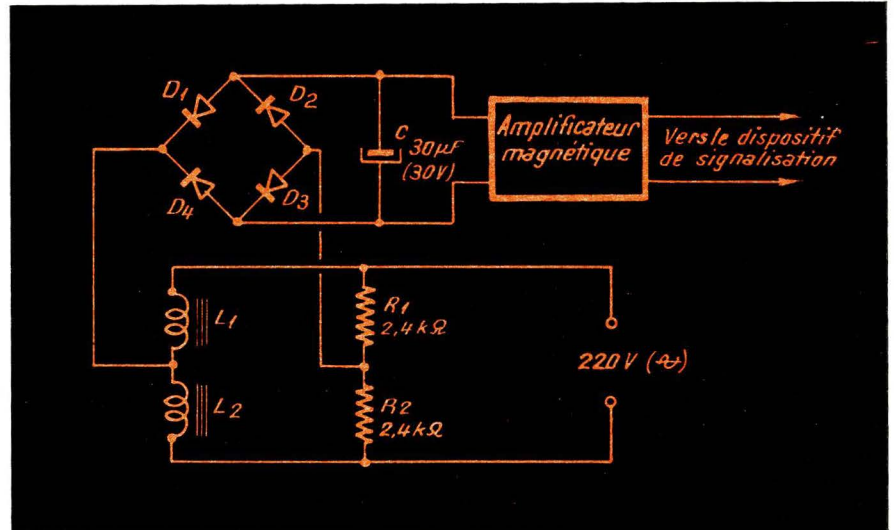
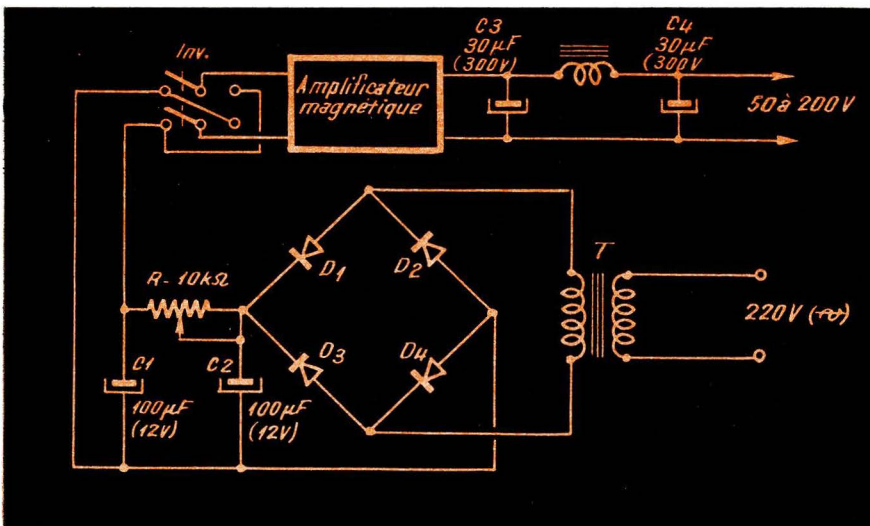


Fig. 13 (ci-dessus). — Schéma d'un détecteur d'objets en fer ou en acier.

Fig. 14 (ci-dessous). — Schéma d'un redresseur à tension de sortie variable.



varier d'une façon continue la tension à la sortie d'un redresseur, dans les limites de 50 à 200 V. Cet ensemble utilise, encore une fois, l'amplificateur magnétique de la figure 11, le réglage de la tension de sortie se faisant à l'aide d'une résistance variable R de 10 k Ω (2 W), et de l'inverseur (Inv.), qui permet de modifier le sens du courant continu dans les enroulements de commande de l'amplificateur.

Pour obtenir le courant continu nécessaire on a recours à un redresseur en pont ($D_1 - D_2 - D_3 - D_4$), alimenté avec 8 V à peu près à partir d'un petit transformateur (T). La résistance R et les condensateurs électrochimiques C_1 et C_2 assurent le filtrage de la tension redressée.

À la sortie de l'amplificateur on dispose un filtre, dont l'inductance, réalisée sur un noyau de 5,7 cm², comporte quelque 1800 spires en fil de 29/100.

Le potentiomètre R sera muni d'un cadran que l'on pourra graduer directement en volts.

Si l'on a besoin d'une tension, également variable d'une façon progressive, mais alternative, on utilisera l'amplificateur de la figure 9, et on supprimera le filtre à la sortie, bien entendu.

R. L.

Firmes françaises spécialisées dans les amplificateurs magnétiques

- Bardon, 41, Bd J.-Jaurès, Clichy (Seine).
- Briou-Leroux, 40, quai de Jemmapes, Paris (10^e).
- L.C.T., 46, av. de Breteuil, Paris (15^e).
- Le Boeuf, 194, rue des Gros-Grès, Colombes (Seine).
- Legpa, 25, rue Ganneron, Paris (18^e).
- M.C.B., 11, rue Pierre-Lhomme, Courbevoie (Seine).
- Quentin, 2, rue Hoche, Ermont (S.-et-O.).
- S.A.C.M., 69, r. de Monceau, Paris (8^e).
- Saint-Chamond-Granat, 219, bd Saint-Denis, Courbevoie (Seine).
- S.E.A., 183, bd de Verdun, Courbevoie (Seine).

NOUVEAUTÉS...

SEMICONDUCTEURS - TUBES APPAREILS DE MESURE

Nouveaux transistors silicium et germanium (SIEMENS)

Les nouveaux transistors **BSY 18**, **BSY 62** et **BSY 63**, au silicium, sont destinés à des applications de commutation rapide dans les circuits logiques. Leur fréquence de coupure se situe vers 200 MHz et leur temps de commutation atteint 20 ns. Ils sont prévus pour une tension V_{CE} maximale de 15 V et sont présentés en boîtier TO-18. Pour ces transistors on garantit une tension de saturation très faible, égale à 0,3 V, pour un gain en courant encore relativement élevé, supérieur à 20.

Les trois transistors universels, au silicium, du type Mesa épitaxial, **BFY 12**, **BFY 13** et **BFY 14**, peuvent être utilisés dans de très nombreux dispositifs. Ces transistors se différencient par leur tension V_{CE} , respectivement de 40, 80 et 110 V. Leur fréquence de coupure est de l'ordre de 250 MHz.

Les transistors au silicium **BUY 12** et **BUY 13** sont à utiliser lorsqu'il s'agit de commuter des courants importants à des fréquences moyennes (10 MHz environ). Ils peuvent supporter, respectivement, des tensions V_{CB} de 210 V pour le premier et de 120 V pour le second, avec la tension V_{CE} de 80 et 70 V, dans le même ordre, et le courant collecteur de 8 à 10 A. Ils sont présentés en boîtier TO-41.

Parmi les transistors au germanium on peut mentionner les transistors de puissance **AUY 22** et **AUY 23**, destinés à des applications en B.F. et pouvant dissiper 50 W à 25 °C. Ils sont également présentés en boîtier TO-41.

Pour des puissances plus faibles existent des transistors **AUY 18** et **AUY 27** qui sont prévus pour des tensions V_{CB} maximales de 64 et de 32 V respectivement, et dont le courant de collecteur maximal est, dans le même ordre, de 8 et de 3 A. En dépit de cela le **AUY 18** est présenté en boîtier relativement petit, TO-8, tandis que le **AUY 27** possède le boîtier TO-3 classique.

Pour les petits émetteurs et les amplificateurs à large bande il y a un nouveau transistor, du type Mesa épitaxial, le **AFY 18**, dont la limite supérieure en fréquence se situe vers 600 MHz et qui est présenté en boîtier TO-5.

Nouveaux transistors B.F. (LA RADIOTECHNIQUE)

Portant les références **AC 125**, **AC 126** et **AC 128**, ces transistors p-n-p au germanium, sont destinés à remplacer les types OC 71, OC 75, OC 72 et OC 74. D'une façon générale, leur gain et leur fréquence de coupure sont sensiblement supérieurs aux caractéristiques

correspondantes des anciens modèles, ce qui permet la réalisation d'amplificateurs aux performances nettement améliorées.

Pour les modèles **AC 125** et **AC 126** les valeurs limites sont de 32 V pour V_{CE} (si $R_{BE} < 1 \text{ k}\Omega$), 100 mA pour I_C et + 75 °C pour la température de fonctionnement continu. Le gain en courant varie de 80 à 160 pour le premier, et de 130 à 300 pour le second.

Le transistor **AC 128** admet une tension maximale V_{CE} de 32 V également (si $R_{BE} < 500 \Omega$), mais un courant I_C limité de 500 mA. Ce modèle permet la réalisation d'amplificateurs dont la puissance de sortie peut atteindre 2 W avec 10 % de distorsion, le courant de repos, fourni par une pile de 9 V, étant de quelque 12 mA.

Les trois transistors ci-dessus sont présentés en boîtier TO-1, sur lequel le point rouge indique le collecteur.

Tubes pour le domaine des gigahertz (SIEMENS)

Rappelons que le gigahertz est un multiple du mégahertz et que nous avons la relation 1 GHz = 1 000 MHz. En d'autres termes, à la fréquence de 1 GHz correspond une longueur d'onde de 30 cm.

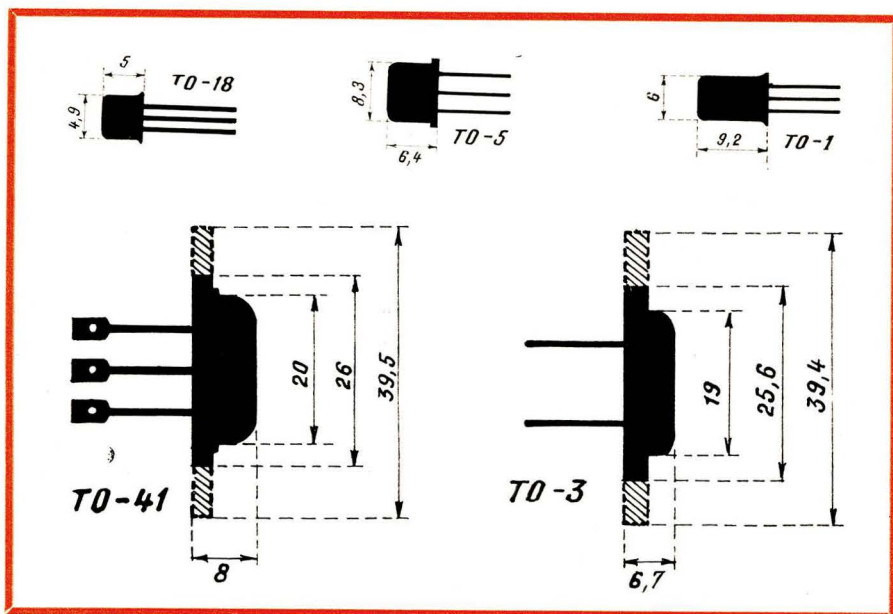
Les nouveaux tubes Siemens, du type « disques céramiques scellés », les triodes **YD 1040** et **YD 1100**, permettent la réalisation des oscillateurs et des amplificateurs dans la bande de 3 à 7 GHz.

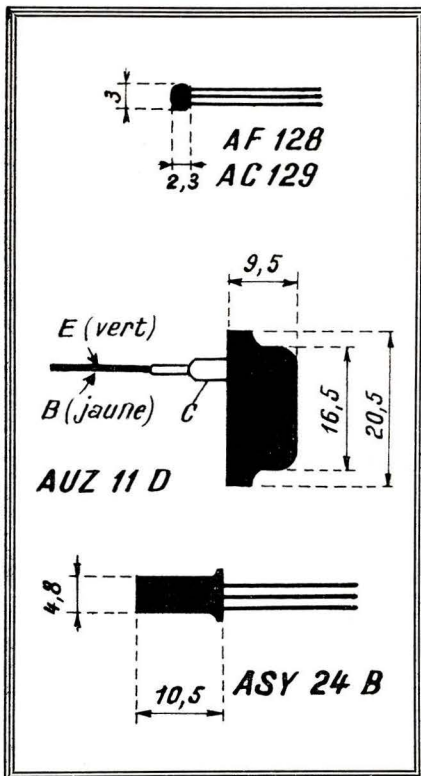
Le même constructeur annonce des tubes à ondes « régressives », c'est-à-dire du type « Carcynotron », **RWO-60** et **RWO-80**, destinés à travailler dans le domaine de 42 à 90 GHz (7 à 3 mm environ !).

Nouveaux transistors pour applications industrielles (TELEFUNKEN)

Le transistor **AFY 15**, du type p-n-p au germanium, est destiné aux applications H.F., car sa fréquence limite se situe entre 6 et 13 MHz. Les valeurs limites en ce qui concerne les tensions sont de 15 V pour V_{CE} avec base ouverte, de 20 V pour V_{CE} avec $R_{BE} = 6 \text{ k}\Omega$, et de 22 V pour V_{CB} avec émetteur ouvert. Le gain en courant se situe entre 25 et 65 et le boîtier est un TO-18.

Le transistor « drift » **AUZ 11 D**, du type p-n-p au germanium, est tout indiqué pour la





commutation rapide des courants assez importants, puisque sa fréquence limite se place, suivant le régime, entre 0,9 et 2,5 MHz et que son courant de collecteur peut friser 1 A.

Le transistor « subminiature » **AC 129**, du type **p-n-p** au germanium, est prévu pour des utilisations en B.F. Par exemple, un amplificateur à trois **AC 129** en cascade peut constituer la partie B.F. d'un récepteur de poche et alimenter un écouteur. La partie H.F. de ce récepteur peut être constituée par trois nouveaux transistors **AF 128**, également « subminiatures ». Un tel récepteur, alimenté sous 2,4 V seulement, consomme en tout et pour tout 4,5 mA environ.

Enfin, signalons pour finir le nouveau transistor « drift », germanium **p-n-p**, **ASY 24 B**, à utiliser en commutation rapide. Sa fréquence limite se situe entre 12 et 22 MHz, son gain en courant entre 20 et 90, suivant le régime, et son courant collecteur limite atteint 250 mA. Il est présenté en boîtier un peu différent du TO-44.

Transistor pour hyperfréquences (SIEMENS)

D'une conception tout à fait nouvelle ce transistor, type **TV 44**, a été présenté, pour la première fois, à la Foire de Hanovre. Il possède un boîtier métallique coaxial et sa fréquence maximale d'oscillation est de 2,5 GHz. A 1500 MHz son gain en puissance est encore de 10 dB environ. Il peut dissiper une puissance de 30 mW.

Fréquence-mètre numérique type FZ 41 (GRUNDIG)

Cet appareil, entièrement transistorisé, permet la mesure des fréquences dans la gamme



de 0 à 100 kHz et des temps dans l'intervalle de 20 μ s à 10⁵ s. On peut appliquer à l'entrée un signal de forme quelconque, et il est possible de fixer à volonté le « temps mort » entre deux mesures consécutives, autrement dit la cadence de répétition de ces dernières. Cette cadence peut également être commandée par un signal extérieur.

Nouveaux tubes professionnels (TELEFUNKEN)

Il s'agit tout d'abord d'une pentode de grande puissance, type **EL 3010**, remarquable par son rapport S/C très élevé. Sa pente atteint, en effet, des valeurs de l'ordre de 50 à 80 mA/V, suivant le régime, avec une capacité d'entrée de quelque 50 pF et celle de sortie de 17 pF environ. Ce tube, qui peut fournir une puissance de 35 W à peu près, et dont le courant continu de cathode atteint 350 mA, est destiné, en particulier, à équiper les étages de sortie vidéo ou les étages H.F. des émetteurs TV.

Il y a ensuite un petit tube d'émission, type **6360**, équivalent au QQE-03/12, et qui est une double tétrode à neutrodynage interne. Ce tube est utilisable en oscillateur, en multiplicateur de fréquence ou en modulateur. La pente de chaque élément atteint 3,3 mA/V pour un courant d'anode de 30 mA.

Transistors au silicium de la série économique (GENERAL ELECTRIC)

Cette série récente comprend déjà plusieurs modèles, dont le prix se rapproche de celui des transistors au germanium. Tous ces transistors sont du type Planar **n-p-n**, les différents modèles se répartissant de la façon suivante :

2 N 2713 et **2 N 2714** sont prévus pour une utilisation en oscillateur, en F.I. et en B.F., et aussi en commutation ;

2 N 2711 et **2 N 2712** se distinguent par un coefficient β de 55 pour le premier et de 169 pour le second ;

2 N 2715 et **2 N 2716** ont une capacité collecteur maximale de 5 pF.

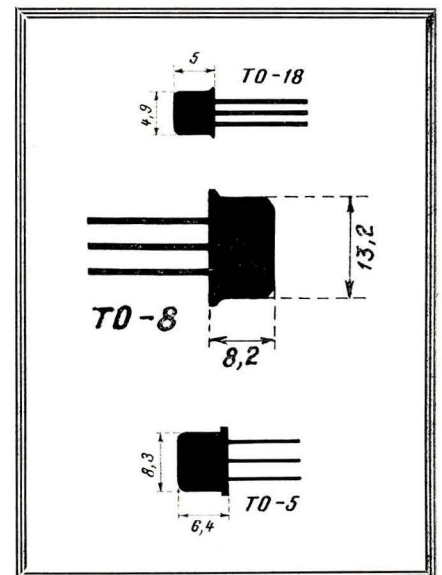
Tous ces transistors sont présentés en boîtier TO-18 JEDEC, supportent les tensions maximales $V_{CE} = 18$ V et $V_{BE} = 5$ V, et peuvent fonctionner avec une température maximale de 100 °C.

A titre d'exemple, l'équipement normal d'un récepteur portatif se présente ainsi : 2 N 2712

(Ch. Fr.) ; 2 N 2712 et 2 N 2711 (Ampl. F.I.) ; 2 N 2712 (Préampl. B.F.) ; 2 \times 2 N 2714 (Push-pull final). La batterie d'alimentation n'est que de 3 V.

Transistors unijonction économiques (GENERAL ELECTRIC)

Les types **2 N 2160** et **2 N 2646** sont plus spécialement destinés aux applications industrielles et, notamment, pour le déclenchement des thyatron. Ils peuvent également être utilisés pour toutes les applications où l'on doit se contenter d'une amplitude minimale de l'impulsion sur la base 1.



Le type **2 N 2647** demande une amplitude de l'impulsion sur la base 1 plus importante, et son courant inverse de l'émetteur est plus faible.

Le transistor **2 N 2160** est présenté en boîtier TO-5, et les deux autres en boîtier TO-18.

Pour ces trois transistors, la tension maximale interbase est de 35 V et la puissance maximale dissipée (à 25 °C) de 450 mW. L'amplitude minimale de l'impulsion sur la base 1 est de 3 V pour les deux premiers et de 6 V pour le **2 N 2647**.

Nouveaux tubes professionnels (SIEMENS)

Il y a tout d'abord, la double triode **ECC 8100**, à neutrodynage interne, prévue surtout pour équiper des amplificateurs suffisamment puissants pour antennes TV. Le neutrodynage interne réduit la capacité grille-anode de la triode correspondante à quelque 0,45 pF, de sorte que toute « compensation » extérieure de cette capacité devient inutile. Par exemple, dans le cas d'un amplificateur pour bande III, on peut obtenir une tension de sortie de quelque 6 V sur une impédance de 60 Ω , et un gain de l'ordre de 28 dB, le courant anodique étant de 25 mA environ.

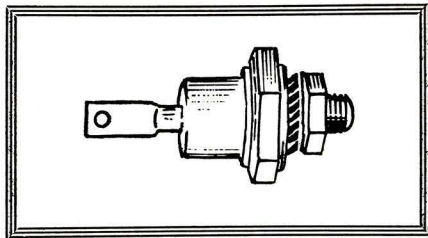
Pour la bande U.H.F. il y a la triode **EC 8010**, qui est une amélioration de la triode **E 88 C**, déjà connue. Ce tube est également destiné à équiper les étages U.H.F. des amplificateurs d'antenne.

Il faut également signaler trois nouveaux « Nuvistors » : la tétrode **7587**, la triode **8056**

pour des fréquences jusqu'à 300 MHz, et la triode **8058** pour l'oscillation et l'amplification jusqu'à 1 200 MHz. La pente de ce dernier tube atteint 12,5 mA/V.

Nouvelles diodes redresseuses de moyenne puissance (SESCO)

Appartenant à la famille de redresseurs « diffusés », ces nouvelles diodes forment deux groupes. Le premier, comprenant 6 modèles référencés 42 R2 à 48 R2, couvre la gamme des tensions inverses de crête de 200 à 800 V, et supporte un courant direct moyen de 6 A.



Le second groupe comprend également 6 modèles (62 R2 à 68 R2) et couvre la même gamme de tensions inverses, mais son courant direct moyen est de 10 A. Ces redresseurs admettent, comme température extrême de fonctionnement, les limites -65° et $+150^{\circ}\text{C}$.

Transistors silicium Planar n-p-n (SESCO)

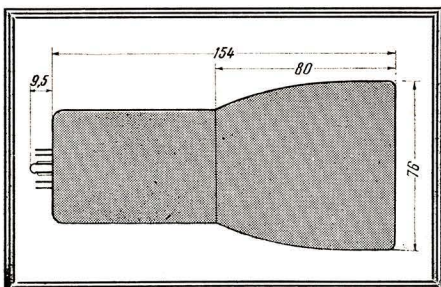
Cette nouvelle série, qui comprend 6 modèles, est destinée aux applications industrielles, en commutation et en amplification de moyenne puissance.

Les types **31 T 2**, **32 T 2** et **33 T 2** admettent comme tensions-limites (à 25°C), 40 V pour V_{CB} (émetteur ouvert), 25 V pour V_{CE} (avec $R_{BE} \leq 10 \Omega$) et 5 V pour V_{EB} (collecteur ouvert). Pour les types **34 T 2**, **35 T 2** et **36 T 2**, et, dans les mêmes conditions, on a $V_{CB} = 60 \text{ V}$ et $V_{CE} = 40 \text{ V}$. La puissance maximale admissible est de 0,6 W à l'air libre à 25°C , ou de 2 W à 25°C au boîtier.

Le gain en courant statique varie de 20 à 300 suivant les types. Tous ces transistors sont présentés en boîtier TO-5.

Tube cathodique pour oscilloscopes transistorisés (TELEFUNKEN)

Ce tube (type D7-16 GJ) à écran plat de 76 mm de diamètre, se distingue par sa puissance de chauffage réduite (6,3 V - 80 mA). Son écran est à fluorescence verte et il fonc-

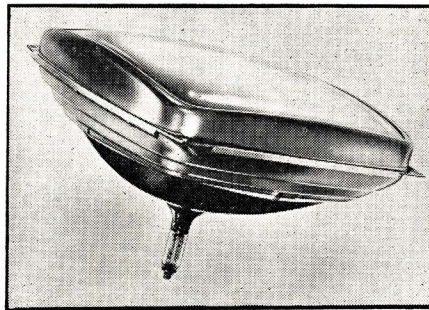


tionne avec 800 V à l'anode, 75 V à l'électrode de concentration et -30 V au wehnelt (tension de blocage). La sensibilité des plaques de déviation est de 19,5 à 23,5 V/cm pour celles qui sont plus près de la cathode, et de 41 à 46 V/cm pour celles qui sont plus rapprochées de l'anode.

Les capacités « d'entrée » sont de 3,1 pF pour la cathode et de 6,7 pF pour le wehnelt (par rapport à toutes les autres électrodes). La déviation, pour les deux paires de plaques, peut être symétrique ou asymétrique.

Tube-images A 59 - 12 W (TELEFUNKEN)

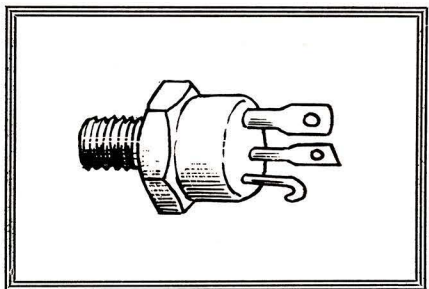
Il s'agit d'un tube à angle de déviation de 110° , de 59 cm de diagonale, pourvu d'une enveloppe en tôle d'acier autour de la partie importante de l'ampoule. Cette enve-



loppée est solidaire d'un cadre muni, aux quatre coins, de pattes de fixation percées de trous, de sorte que le montage du tube dans un coffret se fait, très simplement, à l'aide de 4 vis ou boulons.

Transistors de puissance au silicium type n-p-n, de 85 W (SESCO)

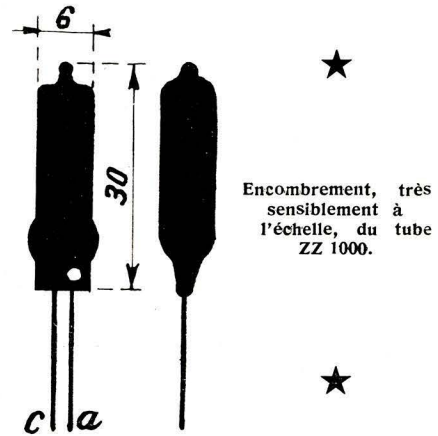
Ces transistors, à structure Mesa, existent pour l'instant, en trois modèles (**2 N 1616**, **2 N 1617**, **2 N 1618**), et sont surtout destinés à l'amplification et à la commutation de puissance. Les tensions maximales V_{CE} (base bloquée par 1 V) et V_{CB} (émetteur ouvert) sont, respectivement, de 60 V pour le premier, de 80 V pour le second et de 100 V pour le troisième. La tension V_{EB} (collecteur ouvert) est de 8 V pour les trois modèles ainsi que le courant de collecteur maximal, qui est de 5 A.



Ces transistors peuvent fonctionner à une température élevée, puisque la puissance maximale admissible au collecteur est encore de 22,5 W à 150°C . Le gain en courant (statique) est compris entre 15 et 90.

Un tube étalon de tension type ZZ1000 (LA RADIOTECHNIQUE)

C'est un tube subminiature, résistant aux chocs et aux vibrations, dont la tension moyenne de fonctionnement est de 81 V, et que l'on doit utiliser pour stabiliser une tension dans la plage de 80 à 82 V (suivant le tube), avec un courant d'anode de 3 mA. La

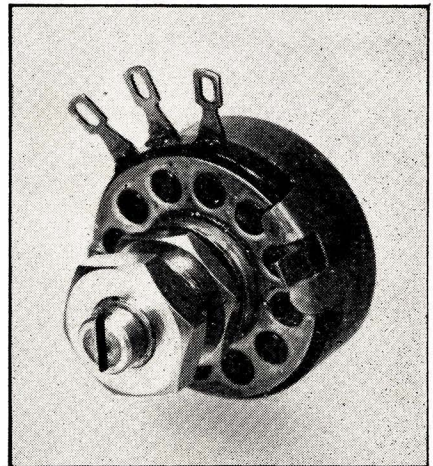


Encombrement, très sensiblement à l'échelle, du tube ZZ 1000.

plage de régulation est de 6 mV environ, pour un courant d'anode compris entre 2 et 4 mA. L'encombrement de ce tube est indiqué par le croquis ci-dessus, la connexion correspondant à l'anode étant repérée par une pointe de verre sur l'ampoule.

Deux tubes de ce type, mis en série et associés à un redresseur OA 214, par exemple, permettent d'obtenir une tension continue stabilisée de 162 V, à partir d'une tension alternative de 220 V.

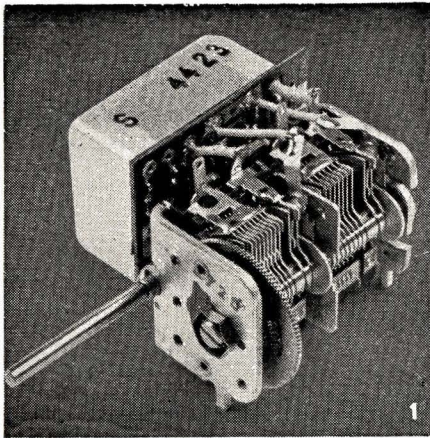
ENCORE LE SALON...



Nouveau potentiomètre à piste moulée, à blocage d'axe, fabriqué par OHMIC (type MP 2). Il peut dissiper plus de 2 watts sans aucun inconvénient et remplace, par conséquent, avantageusement des potentiomètres bobinés dans beaucoup de cas. Il existe en valeurs normalisées : 100, 150, 250, 350, 500, 700 et leurs multiples. Son diamètre est de 27,7 mm et sa profondeur maximale de 29,5 mm.

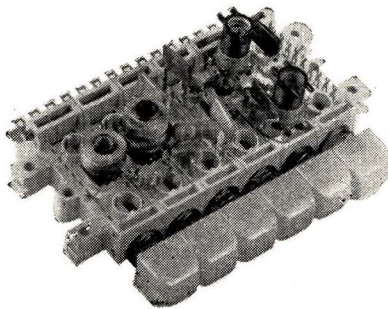
Radio

Modulation de fréquence à transistors



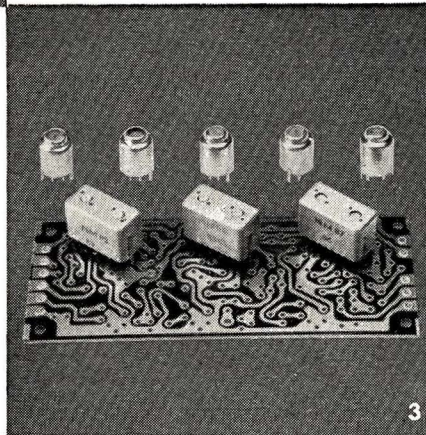
1 Sélecteur HF-FM

- étage HF + étage convertisseur
- fonctionne avec CV mixte AM/FM ou avec CV séparé FM
- gammes couvertes 86,5 à 101,5 MHz et jusqu'à 108 MHz sur demande.



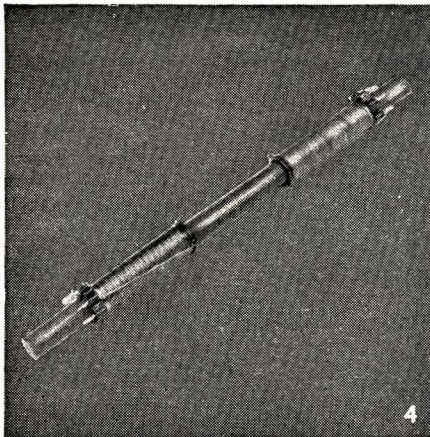
2 Arès FM

- bloc HF à poussoirs pour l'AM et la FM
- touches en matière plastique ou en métal.



3 Composants pour amplificateur FI mixte AM-FM

- transformateurs COFIDIS AM
- transformateurs BIFIDIS FM
- plaque de câblage imprimé.



Autres composants

- Blocs à touches : ARES, FLAT
- Transformateurs FI (AM et FM)
- Commutateurs à touches

Huit départements de Composants électroniques

- Radio
- Télévision
- Circuits imprimés
- Produits magnétiques et matières plastiques
- Inductances
- Basse fréquence
- Transformateurs d'alimentation
- Produits mécaniques

4 ISOCADRE

Nouveau modèle :

- bobines plus longues (meilleure utilisation du ferrite)
- produit h. Q plus élevé.

OREGA



ÉLECTRONIQUE ET MÉCANIQUE

106, rue de la Jarry, Vincennes / Seine / Téléphone : DAumesnil 43-20 +
Adresse télégraphique : Soréga-Paris / Téléx : 20.936 Tesafi-Paris

Usines:

Vincennes / Dijon-Saint Apollinaire / Genlis / Auxonne / Grav

TENSIONS STABILISÉES AVEC LES NOUVEAUX TUBES ZZ 1000

Nous indiquons à la page 197 les caractéristiques essentielles de ce tube, remarquable par ses dimensions réduites, les deux schémas ci-dessous en montrant des montages pratiques.

Dans la figure 1, nous voyons la façon d'obtenir une tension de référence pour les mesures, utile lorsqu'on veut mesurer des variations de tension relativement faibles. Bien qu'il soit possible de prélever une tension de référence sur un seul tube-étalon de tension, il reste préférable, dans les mesures de précision, de stabiliser le courant qui circule dans ce tube, afin de réduire l'influence de la résistance interne, et d'obtenir que la température ambiante du tube reste pratiquement constante.

Dans le montage de la figure 1, deux

tubes ZZ 1000, disposés en série, permettent d'obtenir approximativement une tension stabilisée de 162 V, avec laquelle on alimente un troisième tube ZZ 1000 servant d'étalon de tension. Les variations du courant qui circule dans ce tube sont ainsi très réduites, et les fluctuations de la tension de référence, sur la résistance de charge de 470 k Ω sont, dans ces conditions, extrêmement faibles, ne dépassant guère $\pm 0,2$ V lorsque les variations de la tension d'alimentation ont lieu entre 260 et 305 V.

Si on remplace la résistance de 470 k Ω par un potentiomètre, une tension de mesure et de référence quelconque, comprise entre 0 et 81 V, peut être prélevée sur cette alimentation.

Le montage de la figure 2 permet d'obtenir une tension continue de 0 à 162 V, directement à partir d'un secteur alternatif à la tension nominale de 220 V (± 10 %). Le montage a été étudié pour fonctionner avec une résistance de charge de 100 k Ω sur la tension de sortie de 162 V. On peut, évidemment, remplacer cette résistance fixe par un potentiomètre, si l'on veut obtenir des tensions de sortie plus faibles.

En raison de la faible résistance interne du tube ZZ 1000, la tension continue de sortie est indépendante, dans une très large mesure, de la tension alternative d'alimentation V_b . Ses variations « tiennent » entre 161,9 V et 162,1 V lorsque V_b varie de 200 à 240 V.

(Adapté de la documentation de La Radiotechnique).

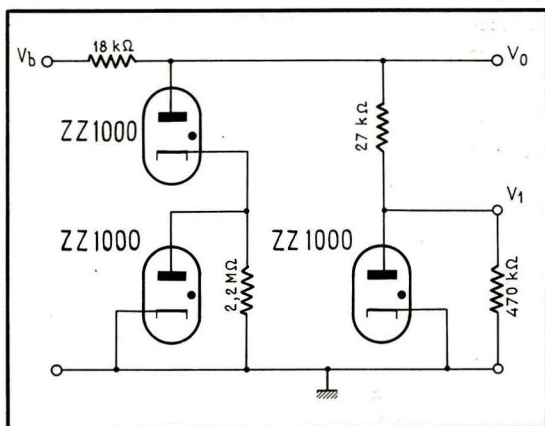


Fig. 1 (à gauche). — Source de tension de référence très constante.

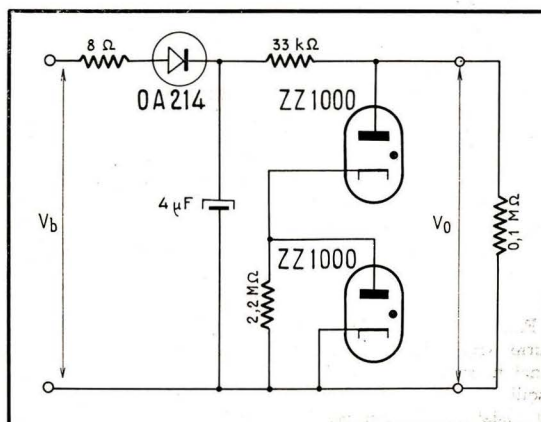


Fig. 2. (à droite). — Montage fournissant directement une tension continue de 162 volts, à partir du secteur alternatif (220 V).

UN ADAPTATEUR POUR EXAMINER LES CARACTÉRISTIQUES D'UN TRANSISTOR A L'OSCILLOSCOPE

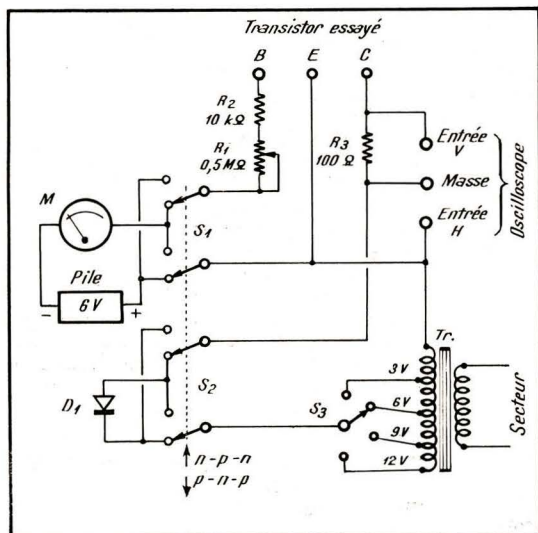


Schéma de principe de l'adaptateur. Les sections S_1 et S_2 de l'inverseur sont manœuvrées simultanément. La diode D_1 peut être d'un type quelconque, au germanium ou au silicium, admettant un courant redressé de l'ordre de 10-15 mA.

Le schéma de cet adaptateur est, comme on le voit, très simple, et il permet d'examiner sur l'écran d'un oscilloscope les caractéristiques des transistors p-n-p ou n-p-n montés à émetteur commun.

La tension de collecteur est obtenue à l'aide d'un redresseur utilisant la diode D_1 . Cette tension peut être modifiée entre 3 et 12 V, par un contacteur à 4 positions prélevant une tension plus ou moins élevée au secondaire du transformateur d'alimentation.

Une pile de 6 V permet d'obtenir la tension de polarisation pour la base, qu'il est possible d'ajuster à l'aide du potentiomètre R_1 . Le courant de base est observé sur un microampèremètre de 500 μ A de déviation totale.

Un inverseur permet d'appliquer la polarité nécessaire au transistor essayé : p-n-p en position inférieure (sur le schéma) ; n-p-n en position supérieure.

Le circuit de collecteur contient une résistance de charge R_3 de 100Ω , dont les extrémités attaquent l'entrée verticale de l'oscilloscope utilisé.

Etant donné que l'entrée horizontale de l'oscilloscope et le circuit de collecteur du transistor essayé sont alimentés à partir d'une même source, la trace de la caracté-

ristique sur l'écran sera synchronisée, c'est-à-dire stable.

L'appareil décrit permet, par conséquent, d'observer les caractéristiques d'un transistor pour quatre valeurs différentes de la tension de collecteur et pour plusieurs valeurs différentes du courant de base.

(D'après « Electronics World », mai 1962).

Un transistor utilisé en élément thermosensible

On sait que les paramètres de certains transistors, surtout ceux des types anciens, varient très fortement en fonction de la température. Cette propriété, habituellement gênante, peut être mise à profit pour réaliser un thermostat au schéma très simple, qui permet une régulation thermique efficace dans une plage de 15°C (de $+20^\circ\text{C}$ à $+35^\circ\text{C}$) avec une sensibilité de l'ordre de $\pm 0,3^\circ$.

Le transistor utilisé est monté en amplificateur à émetteur commun, et constitue, en réalité, une résistance dont la valeur dépend de la température ambiante. La résistance du transistor, ainsi que les résistances R_1 , R_2 , R_3 , R_4 et R_5 forment un diviseur de tension à partir duquel on obtient la polarisation de la triode α . Le redresseur qui fournit la tension de polarisation est alimenté par le secondaire de chauffage du transformateur et fait apparaître une tension continue de quelque 8 V aux bornes du condensateur C_1 .

Etant donné que le courant de collecteur varie avec la température ambiante, la tension sur la grille de la triode α peut osciller entre $-0,8$ à -7 V à peu près. La résistance R_1 permet d'ajuster la tension négative sur le collecteur du transistor et constitue, donc, un élément régulateur pour fixer la température moyenne du thermostat.

La résistance R_4 , avec R_5 , sert pour fixer la polarisation de la triode α , et constitue un régulateur de la sensibilité, c'est-à-dire de la précision avec laquelle la température moyenne est « tenue ». L'amplificateur à courant continu, à liaison directe, formé par les deux triodes de la ECC 81, permet d'actionner le relais RL.

Etant donné que l'anode de la triode α est mise à la masse par la résistance R_3 et le condensateur C_2 , ce tube ne devient conducteur que pendant les alternances négatives de la tension de $6,3 \text{ V}$ appliquée à sa cathode. De plus, la chute de tension sur R_6 , qui constitue la polarisation de la triode α , dépend de la polarisation de la triode α , qui elle-même dépend du diviseur de tension contenant le transistor et dont nous avons vu le comportement plus haut.

La triode β ne devient conductrice que pendant les alternances positives de l'extrémité supérieure (sur le schéma) de l'enroulement H.T. du transformateur. Le courant qui en résulte dépend de la tension sur la grille du tube, et lorsqu'il atteint une certaine valeur bien déterminée le relais RL bascule et met en circuit le dispositif chauffant L_1 - L_2 .

Le transistor, placé dans l'enceinte dont on règle la température, est réuni à l'appareil par un câble à trois conducteurs.

Pour mettre au point ce thermostat, on confectionne une boîte en carton suffisamment grande pour contenir deux ampoules d'éclairage, un thermomètre et le transistor. La distance entre les lampes d'une part, et les parois de la boîte, le thermomètre et le transistor d'autre part doit être aussi grande que possible. Les deux lampes sont reliées aux contacts du relais, et un « regard » en verre est ménagé dans la boîte pour permettre l'observation des indications du thermomètre.

Ensuite, on tourne R_1 et R_4 de façon que leurs résistances soient entièrement en circuit, et on met l'appareil sous tension. Le contact du relais doit être fermé pour que

les lampes L_1 et L_2 soient alimentées. On observe la température à l'intérieur de la boîte et lorsqu'elle atteint 35°C on introduit progressivement la résistance R_1 en circuit jusqu'à ce que le relais bascule et coupe l'alimentation des lampes.

Après cela, on attend que les lampes se rallument et on note, à cet instant, la température à l'intérieur de la boîte. On procède au pointage de cette température, à l'allumage et à l'extinction, plusieurs fois, de façon à faire une moyenne. De plus, on essaie de répéter les mêmes opérations pour un certain nombre de positions des potentiomètres R_1 et R_4 , de façon à pouvoir graduer leurs cadrans.

Le transistor de la réalisation originale est un 2N192, remplacé actuellement par le 2N324 (SESCO et G.E.) et qui s'apparente aux transistors SFT 152 ou SFT 122 (COSEM). Il est souvent nécessaire d'essayer plusieurs transistors avant d'en trouver un suffisamment « variable ».

(Adapté de « Popular Electronics », mai 1962.)

UN CONVERTISSEUR A TRANSISTORS (420 V - 125 W)

Ce convertisseur, qui utilise les nouveaux transistors 2N1618, peut fonctionner dans une gamme très étendue de température ambiante : -50°C à $+125^\circ\text{C}$. De plus, le choix d'une fréquence de commutation élevée (10 kHz) a permis de diminuer le poids du transformateur par l'utilisation d'un noyau en ferrite, et de simplifier le filtrage de la tension de sortie. Enfin, un rendement élevé a pu être obtenu (87%), grâce à la faible résistance de saturation et au temps de commutation rapide des transistors.

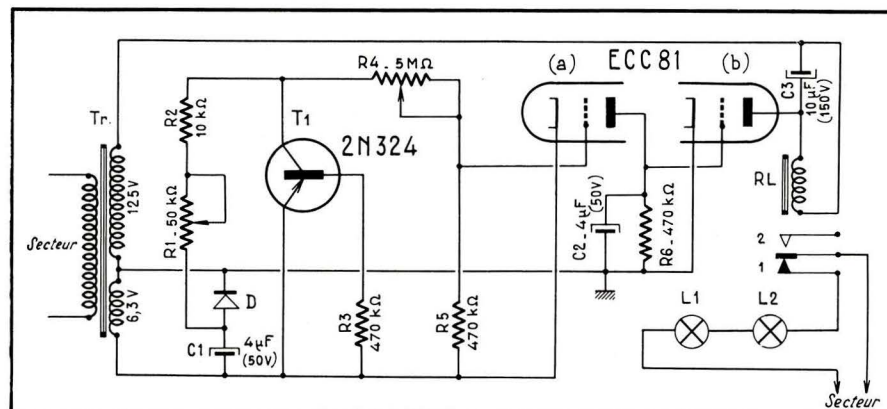
Les caractéristiques principales de ce convertisseur sont :

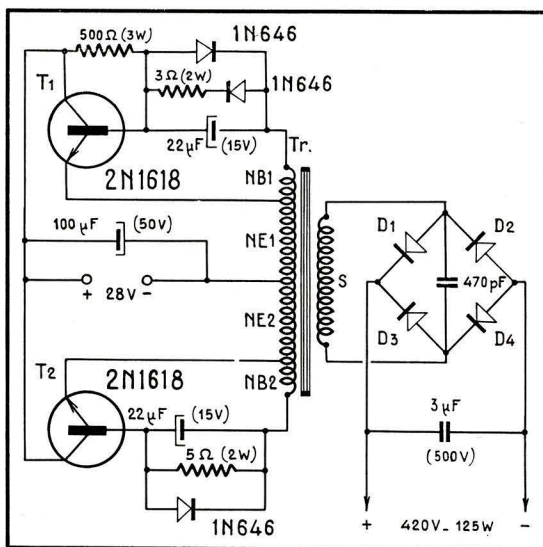
- Puissance de sortie utile : 125 W ;
- Tension d'alimentation : 28 V ;
- Courant d'alimentation : $5,1 \text{ A}$;
- Tension de sortie : 420 V ;
- Courant de sortie utile : $0,3 \text{ A}$;
- Ondulation de sortie : $0,7 \text{ V c. à c.}$

Le transformateur est réalisé sur un circuit ferrocube COPRIM type U - $60 \times 27 \times 14 - 3 \text{ C}2$ et I - $60 \times 14 \times 14 - 3 \text{ C}2$, avec un entrefer de $0,5 \text{ mm}$. La disposition des enroulements doit être, rigoureusement, celle du croquis, le secondaire S, bobiné comme on le voit en deux sections, comportant $136 + 136$ spires en fil émaillé de $45/100$. Les autres enroulements possèdent les caractéristiques suivantes :

- NE 1 : 17 spires en fil émaillé de $12/10$;
- NB 1 : 3 spires en fil émaillé de $70/100$;
- NE 2 : comme NE 1 ;
- NB 2 : comme NB 1.

On disposera un papier cristal entre les

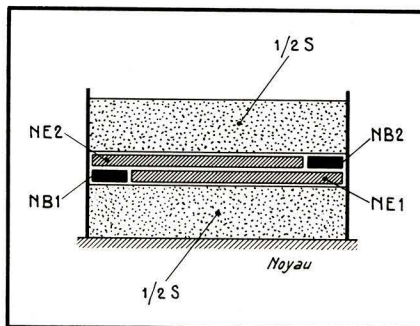




★
A gauche : Schéma général du convertisseur 125 W. Tous les condensateurs électrochimiques sont au tantale, suivant les indications de la documentation générale.

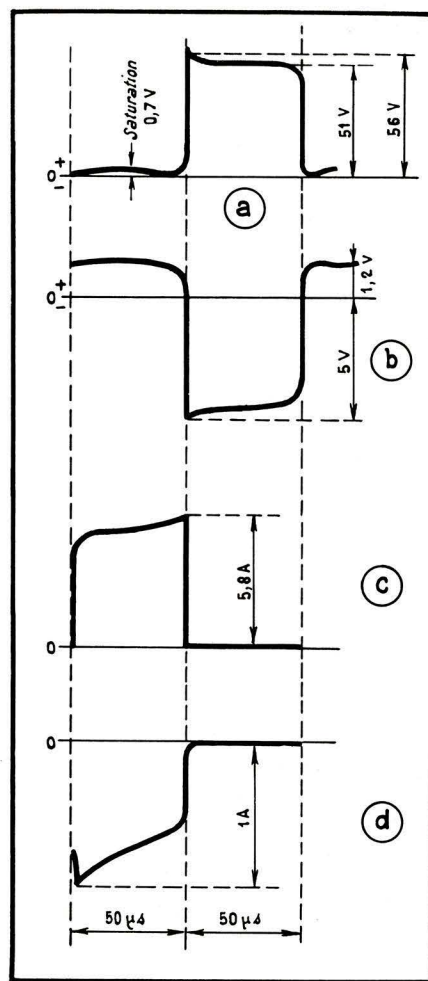
A droite : Oscillogrammes représentant la forme des tensions et des courants relevés aux bornes de l'un des transistors.

Ci-dessous : Disposition des différents enroulements sur le noyau du transformateur.



La tension de sortie varie peu avec le débit : 420 V pour 0,3 A ; 440 V pour 0,1 A.

(Documentation SESCO.)



couches et deux papiers cristal entre les enroulements.

Les diodes du redresseur de sortie, en pont, sont du type 1N547. Quant aux transistors, chacun sera monté sur une plaque de cuivre 130 × 130 × 2 mm, placée verticalement.

Les oscillogrammes a, b, c et d représentent la forme des tensions et des courants relevés aux bornes de l'un des transistors, sensiblement identiques à ce que l'on peut trouver à l'autre.

En a on voit le signal relevé au collecteur par rapport à l'émetteur.

En b, c'est le signal que l'on trouve sur la base par rapport à l'émetteur.

En c, on voit la forme du courant de base, et en d celle du courant d'émetteur.

PROBLÈMES (Fin de la page 189)

P 6. — On demande de calculer un diviseur de tension destiné à alimenter l'écran d'une pentode (fig. 3). La tension à l'écran doit être de 40 V, avec un débit de 0,5 mA, le débit propre du diviseur étant de 3 mA.

P 7. — Le coefficient de surtension effectif du circuit d'entrée L de la figure 4 est $Q = 100$. Il est couplé avec l'antenne par une capacité de liaison $C_1 = 15$ pF et l'on admet que la capacité propre de l'antenne est $C = 200$ pF. Calculer le coefficient de transmission de ce circuit pour deux valeurs du condensateur variable C_2 : $c_1 = 50$ pF et $c_2 = 500$ pF.

POUR VOUS AMUSER

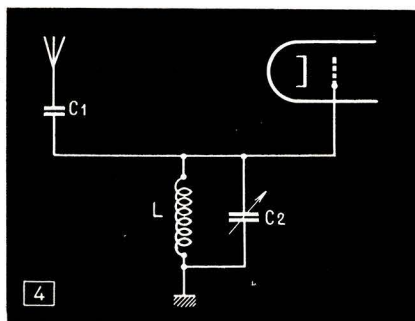
A 1. — Essayez de reconstituer la multiplication suivante :

$$*8 \times * = 8 * *$$

les signes * désignant des nombres quelconques, de 1 à 9.

A 2. — En utilisant uniquement deux chiffres 2 et des signes employés en mathématiques écrire des nombres :

- Plus grand que zéro, mais plus petit que 1 ;
- Plus grand que 1, mais plus petit que 2 ;
- Plus grand que 2, mais plus petit que 3 ;
- Plus grand que 3, mais plus petit que 4 ;
- Plus grand que 4, mais plus petit que 5.



A 3. — Résoudre « de tête » l'équation :

$$x + \frac{1}{x} = 5,2.$$

A 4. — Jeu à deux. Onze petits objets quelconques, par exemple des allumettes, sont étalés sur la table. Chacun des joueurs prend, alternativement, 1, 2 ou 3 objets. Le perdant est celui qui doit prendre le dernier. Existe-t-il un système permettant à celui qui commence de gagner à coup sûr ?

Les solutions de ces différents problèmes seront publiées dans le numéro de septembre de « Radio-Constructeur ».

A LIRE...

Si nos problèmes vous plaisent et vous amusez, rien ne vous empêche de nous envoyer vos solutions, qui doivent nous parvenir au plus tard le 5 du mois qui précède celui du numéro où elles sont publiées. Autrement dit, pour les problèmes dont les énoncés sont publiés dans ce numéro, vous devez nous envoyer les solutions avant le 5 août. Les noms des « astucieux » seront publiés en même temps que les solutions. Bien entendu, il n'est nullement obligatoire de résoudre tous les problèmes.

★★★

Des incidents d'ordre « photographique » nous ont empêché de publier les résultats de nos mesures et les relevés de courbes et oscillogrammes du téléviseur « Trans-Télé RC 187 » dont la description a été faite dans les numéros 187, 188 et 189 de R.C. Vous trouverez tout cela dans le numéro de septembre de notre revue.

★★★

Le numéro que vous êtes en train de lire est un numéro double : juillet-août. Par conséquent, notre prochain numéro sera celui de septembre.

LES CONDENSATEURS CÉRAMIQUES

(Voir aussi R.C. n°s 188 et 189)

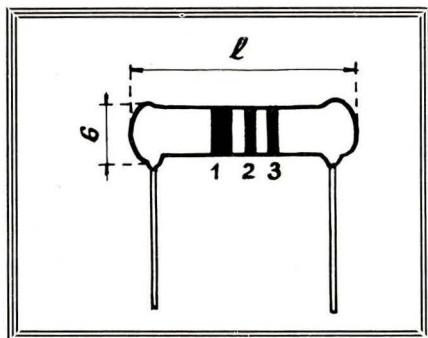
Condensateurs tubulaires de découplage type GD (L.C.C.-C.S.F.)

Grâce à l'emploi d'un diélectrique à grand pouvoir inducteur spécifique, ces condensateurs présentent une capacité élevée sous un très faible encombrement, et sont tout particulièrement indiqués pour le découplage H.F.

Valeurs et dimensions. — Ces condensateurs existent dans les valeurs de 470 à 10 000 pF. Leur diamètre hors tout est uniformément de 6 mm, la longueur l étant de 12 mm pour les valeurs de 470 pF à 2,2 nF, de 20 mm pour les valeurs de 3,3 et 4,7 nF, de 22 mm pour 6,8 nF et de 24 mm pour 10 nF.

Tension de service. — Elle est de 500 V (en continu) pour les valeurs de 470 pF à 4,7 nF, et de 350 V pour les valeurs de 6,8 et de 10 nF.

Température admissible. — La plage nor-



male d'utilisation s'étend de -25°C à $+85^{\circ}\text{C}$.

Coefficient de température. — Ce coefficient n'est pas défini, la variation de la capacité en fonction de la température n'étant pas linéaire.

Résistance d'isolement. — Toujours supérieure à 10 000 M Ω à la température de 25°C .

Pertes diélectriques. — La tangente de l'angle de pertes, à 100 kHz et 25°C , est égale ou inférieure à $400 \cdot 10^{-4}$.

Tolérance sur la capacité. — Elle varie de -20% à $+50\%$.

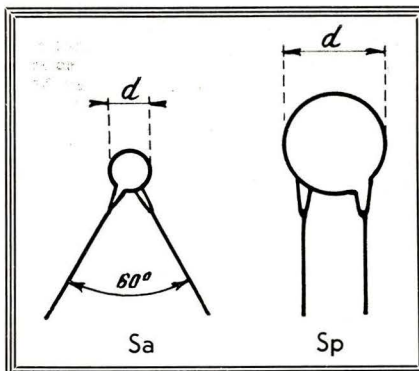
Marquage. — Par 3 bandes colorées, suivant le code des couleurs, la lecture devant se faire dans l'ordre des numéros et en picofarads.



Condensateurs - disques basse tension, type RNK (ROSENTHAL)

Ces condensateurs existent en deux présentations et sont recouverts d'un isolant violet sombre.

Valeurs et dimensions. — Le type Sa existe



en deux valeurs : 10 nF ($d = 5$ mm) et 22 nF ($d = 6$ mm). Le type Sp existe en trois valeurs : 47 nF ($d = 9$ mm) ; 0,1 μF ($d = 12$ mm) ; 0,2 μF ($d = 16$ mm).

Tension de service. — Elle est de 10 V en continu et ne doit pas être dépassée.

Température admissible. — En fonctionnement normal cette température peut être comprise entre -40°C et $+70^{\circ}\text{C}$.

Résistance d'isolement. — Supérieure à 10 M Ω à $+25^{\circ}\text{C}$, 1 minute après l'application d'une tension continue de 10 V.

Pertes diélectriques. — La tangente de l'angle de pertes est de l'ordre de $50 \cdot 10^{-3}$ à 100 kHz et à $+25^{\circ}\text{C}$.

Tolérance sur la capacité. — Elle varie de -20% à $+100\%$.

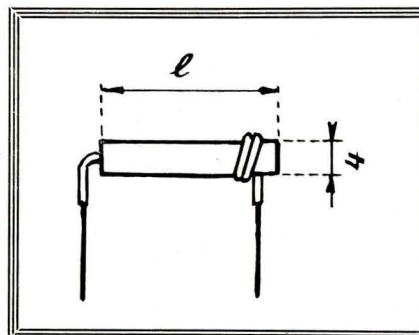
Marquage. — En clair, en nanofarads (par la lettre n) ou microfarads (par μF).

Utilisation. — Ces condensateurs sont livrés non polarisés. Après un service de longue durée à tension continue, la polarisation choisie doit être maintenue.



Condensateurs tubulaires du type II (C.F.E.)

Ces condensateurs utilisent des diélectriques à constante élevée, permettant d'obtenir des capacités de forte valeur sous un faible encombrement. Le coefficient de température non



linéaire et la valeur de la tangente de l'angle de pertes n'autorisent pas l'emploi de ces condensateurs dans les circuits oscillants. Mais grâce à un très faible coefficient de self-induction, ils sont particulièrement bien adaptés pour le découplage et la liaison en H.F.

Valeurs et dimensions. — Ces condensateurs existent dans les valeurs de 820 pF à 10 nF. La longueur l est indiquée, en fonction de la capacité, par le tableau suivant :

Capacités	Longueur (mm)
820 à 1500 pF	12
2,2 et 3,3 nF	18
4,7 nF	22
6,8 nF	30
8,2 et 10 nF	35

Tension de service. — Elle est de 500 V en continu ou de 350 V en alternatif. La tension d'essai est de 1500 V en continu.

Coefficient de température. — N'étant pas linéaire, il n'est pas défini, mais on peut noter que la valeur de ces capacités diminue de 25 % à -15°C et augmente de 40 % à 110°C (par rapport à la valeur mesurée à $+25^{\circ}\text{C}$).

Résistance d'isolement. — Supérieure ou égale à 10 000 M Ω dans les conditions normales d'humidité.

Pertes diélectriques. — La tangente de l'angle de pertes, à 100 kHz, est égale ou inférieure à $200 \cdot 10^{-4}$.

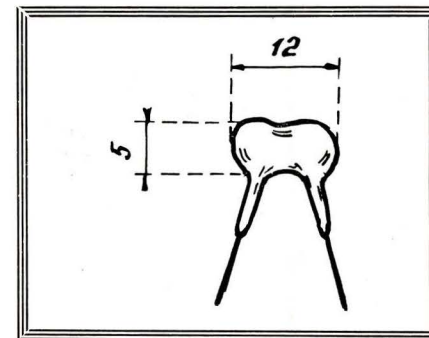
Tolérance sur la capacité. — Elle est de -20% à $+50\%$ à 20°C .



Condensateurs tubulaires type CC 125 S (T.C.C.)

Valeurs et dimensions. — Ces condensateurs existent en six valeurs, très faibles, suivantes : 0,5 ; 1 ; 1,5 ; 2 ; 3 ; 5 pF. Leurs dimensions sont : $d = 5$ mm ; $l = 12$ mm.

Tension de service. — Elle est de 500 V (en continu).



Résistance d'isolement. — Toujours nettement supérieure à 10 000 M Ω .

Marquage et tolérances. — Le marquage se fait « en clair » sur le corps du condensateur : valeur en picofarads et tolérance en pour cent. Cette dernière est normalement de $\pm 20\%$ ou, pour les modèles spéciaux, de $\pm 10\%$, sauf pour la valeur de 0,5 pF, pour laquelle la tolérance normale est de $\pm 30\%$ ($\pm 20\%$ pour le modèle spécial).

On lit... relit... et relie nos revues...

Élégantes RELIURES pour une année

de TOUTE LA RADIO
ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE
RADIO-CONSTRUCTEUR
TÉLÉVISION

Fixation instantanée ★ Dos galbé ★ Titre imprimé en dorure ★
Ornement de toute bibliothèque.

◆
PRIX A NOS MAGASINS :
6 NF

PAR POSTE : 6,60 NF

Spécifier les titres des revues.

◆
SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob - PARIS-VI - C.C.P. 1164-34

LE DEPANNAGE TV ?.. RIEN DE PLUS SIMPLE !

Par A. SIX

132 pages format 18 X 23, avec 93 figures et des dessins marginaux. Prix : 12NF. (+ t.l.); par poste : 13,20 NF

La Télévision?... Mais c'est très simple! Ce titre d'un ouvrage célèbre pouvait-il être paraphrasé pour un traité de dépannage des téléviseurs?

A. Six n'a pas hésité à le faire. Et il avait mille fois raison. En effet, de la façon la plus rationnelle qui soit, il y analyse toutes les parties constitutives d'un téléviseur, en expliquant les pannes possibles, leurs causes et surtout leurs effets dans le son et sur l'image. L'enchaînement des explications ressortant de la logique (et aussi de l'expérience!) tout devient clair et, effec-

tivement, le dépannage d'un récepteur de télévision apparaîtra très simple même au néophyte.

L'ouvrage est rédigé sous forme de dialogues amusants, mettant en jeu les deux célèbres personnages Curiosus et Ignotus, dont les causeries, sous la plume de leur père, E. Aisberg, ont déjà contribué à former des centaines de milliers de techniciens.

Outre les schémas se rapportant au texte, des dessins marginaux éclairent et égayent ce livre qui est très facile et agréable à lire.

EXTRAITS DE LA TABLE DES MATIERES

Radio et télévision. — Sections d'un téléviseur. Alimentation des filaments en série. Chaînes série-parallèle. Isolement des cathodes. Alimentation par transformateur, etc.

La base de temps lignes. — Circuit de récupération. Tension gonflée. Transformateur de sortie lignes. Amortissement. Pannes de T.H.T. Pannes de l'étage de sortie lignes. Protection de l'étage de sortie lignes. Oscillateur bloqué. Multivibrateur. Distorsion du balayage horizontal, etc.

Le tube. — Epuisement. Remplacement. Piège à ions. Tache ionique. Vide insuffisant. Tensions d'alimentation. Concentration, etc.

La base de temps image. — Arrêt du balayage vertical. Recherche des pannes. Distorsions. Réglages. Correction par contre-réaction, etc.

La Synchronisation. — Pannes. Influences de l'étage vidéo.

Etage séparateur. Trieuse de tops images. Montages à différenciation et à intégration. Entrelacement. Défilement, etc.

L'amplification vidéo. — Pannes. Différentes liaisons. Réglage de brillance, etc.

La M.F. images. — Alignement de l'amplificateur. Transformateurs surcouplés. Circuits décalés. Accrochages. Retours de masse. Découplage. Réglage de contraste, etc.

Le récepteur son. — Influence de la M.F. son sur la bande passante. Son dans l'image et image dans le son. Réjecteurs. Saturation. Moirage. C.A.S. son, etc.

La section H.F. — Contrôle de l'oscillateur. Vérification, etc.

L'antenne. — Défectuosités mécaniques et électriques. Images fantômes. Reflexions, etc.

Récapitulation, etc.

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO - PARIS

PETITES ANNONCES

La ligne de 44 signes ou espaces : 4 F (demande d'emploi : 2 F). Domiciliation à la revue : 4 F. PAIEMENT D'AVANCE. — Mettre la réponse aux annonces domiciliées sous enveloppe affranchie ne portant que le numéro de l'annonce.

● DEMANDES D'EMPLOI ●

Rech. emploi DEPANNEUR RADIO-TV ou aide-dépanneur. Ecr. Revue n° 687.

AT. tit. BTE télécom., 24 ans, célibataire, cherche sit. si poss. B.-du-R., Var, A.-M., libre imméd. Ecr. : C. Adrian, Solliès-Toucas (Var).

● DIVERS ●

Vends têtes de lecture stéréophoniques. état neuf : Bang et Olufsen SP 1 : 150 F ; Pickering (380 A) : 200 F ; Audio Dynamics Corporation (ADC-1) : 250 F. Ecr. Revue n° 659.

CARACTÉRISTIQUES OFFICIELLES DES TUBES

Toutes les courbes et caractéristiques usuelles des principaux tubes, présentées en trois recueils indépendants les uns des autres. Des index permettent de retrouver instantanément le tube recherché.

TUBES HF

96 pages, format 21 X 27 ; prix : 15 F (par poste : 16,50 F)

TUBES BF, VALVES ET INDICATEURS D'ACCORD

96 pages, format 21 X 27 ; prix : 15 F (par poste : 16,50 F)

TUBES VT

64 pages, format 21 X 27 ; prix : 12 F (par poste : 13,20 F)

EDITIONS RADIO — 9, rue Jacob — Paris-6°

Toute l'électronique

BULLETIN D'ABONNEMENT
à découper et à adresser à la

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO
9, Rue Jacob, PARIS-6^e

R.C. 190 ★

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

ADRESSE

souscrit un abonnement de 1 AN (10 numéros) à servir à partir du N° (ou du mois de)
au prix de 22,50 F (Etranger 26 F)

MODE DE RÈGLEMENT (Biffer les mentions inutiles)

● MANDAT ci-joint ● CHÈQUE ci-joint ● VIREMENT POSTAL
de ce jour au C.C.P. Paris 1.164-34

ABONNEMENT | RÉABONNEMENT | DATE :

RADIO constructeur & réparateur

BULLETIN D'ABONNEMENT
à découper et à adresser à la

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO
9, Rue Jacob, PARIS-6^e

R.C. 190 ★

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

ADRESSE

souscrit un abonnement de 1 AN (10 numéros) à servir à partir du N° (ou du mois de)
au prix de 15,50 F (Etranger 18 F)

MODE DE RÈGLEMENT (Biffer les mentions inutiles)

● MANDAT ci-joint ● CHÈQUE ci-joint ● VIREMENT POSTAL
de ce jour au C.C.P. Paris 1.164-34

ABONNEMENT | RÉABONNEMENT | DATE :

TELEVISION

BULLETIN D'ABONNEMENT
à découper et à adresser à la

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO
9, Rue Jacob, PARIS-6^e

R.C. 190 ★

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

ADRESSE

souscrit un abonnement de 1 AN (10 numéros) à servir à partir du N° (ou du mois de)
au prix de 15 F (Etranger 17 F)

MODE DE RÈGLEMENT (Biffer les mentions inutiles)

● MANDAT ci-joint ● CHÈQUE ci-joint ● VIREMENT POSTAL
de ce jour au C.C.P. Paris 1.164-34

ABONNEMENT | RÉABONNEMENT | DATE :

électronique Industrielle

BULLETIN D'ABONNEMENT
à découper et à adresser à la

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO
9, Rue Jacob, PARIS-6^e

R.C. 190 ★

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

ADRESSE

souscrit un abonnement de 1 AN (10 numéros) à servir à partir du N° (ou du mois de)
au prix de 32,50 F (Etranger 36 F)

MODE DE RÈGLEMENT (Biffer les mentions inutiles)

● MANDAT ci-joint ● CHÈQUE ci-joint ● VIREMENT POSTAL
de ce jour au C.C.P. Paris 1.164-34

ABONNEMENT | RÉABONNEMENT | DATE :

Pour la BELGIQUE, s'adresser à
la Sté BELGE DES ÉDITIONS RADIO, 164, Ch. de
Charleroi, Bruxelles-6, ou à votre libraire habituel

Tous les chèques bancaires, mandats, virements
doivent être libellés au nom de la SOCIÉTÉ DES
ÉDITIONS RADIO, 9, Rue Jacob - PARIS-6^e

CONVERTISSEUR 145 MHz TRANSISTORISÉ

Tous ceux qui se passionnent pour les « DX » dans la bande des deux mètres ne manqueront certes pas la remarquable description d'un « super-convertisseur » 145 MHz entièrement transistorisé, et qui est due à un orfèvre en la matière : Ch. Baud.

Au sommaire de ce même numéro, citons une intéressante mise au point sur les tendances actuelles en matière de circuits magnétiques, la suite de l'étude consacrée à l'électronique dans l'aviation commerciale, la description d'un procédé de lettrage utilisé pour la présentation des platines avant et la relation d'un voyage à Moscou.

Les « jeunes » ne sont pas pour autant oubliés ; ils trouveront en effet tous les éléments de nature à les aider dans l'étude et la réalisation d'un volt-ohmmètre électronique à hautes performances, mais facile à construire et à mettre au point ; en un mot, un appareil dont ils ne pourront plus se passer dès qu'ils auront commencé à s'en servir.

Quant aux fervents de la B.F., ils découvriront très certainement avec plaisir que les constructeurs ne chôment pas, témoin l'étude de deux amplificateurs Hi-Fi équipés de transistors de puissance au silicium et la description d'un pése-pick-up fort astucieux et d'un nouveau phonocapteur électrodynamique.

TOUTE L'ELECTRONIQUE N° 277

Prix : 2,70 F Par poste : 2,85 F

UNE CAMERA D'AMATEUR

Vous pourrez, si vous vous procurez le numéro 135 de « Télévision », réaliser vous-même un équipement complet de prises de vues amateur, le récepteur en étant constitué par votre propre téléviseur.

Toujours dans le domaine des réalisations, vous trouverez tous les détails de construction des circuits de réception U.H.F. et V.H.F., des amplificateurs M.F. Image et son et de l'amplificateur vidéo d'un récepteur TV entièrement transistorisé.

Signalons encore, pour compléter le sommaire de ce riche numéro de vacances, la description d'un téléviseur multistandard belge, une documentation très complète sur les nouveaux matériels de reportage de la R.T.F., de nombreuses informations d'actualité, notre revue de presse si appréciée...

TELEVISION N° 135

Prix : 1,80 F Par poste : 1,95 F

LA MESURE DU POIDS...

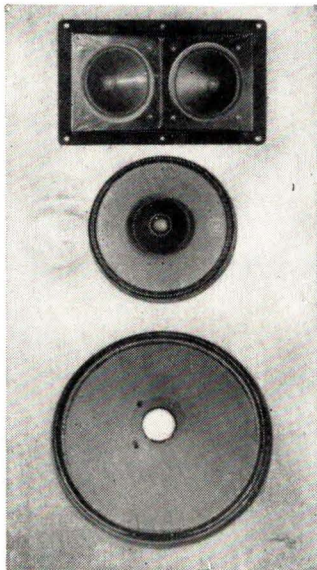
des matériaux les plus variés, le dosage des composants de mélanges et jusqu'au chargement, dans des wagons de chemin de fer, d'un tonnage déterminé de produit s'accomplissent automatiquement aujourd'hui. Une étude sur le pesage électronique montre quels sont les procédés employés, les équipements mis en œuvre et la précision qu'il est possible d'atteindre dans l'industrie. Elle est suivie par l'examen des capteurs et des circuits grâce auxquels on peut mesurer et contrôler en permanence, avec une grande précision, des micro-déplacements. Les Chemins de Fer français ont, depuis longtemps, recours à l'électronique. Dans S.N.C.F. et Electronique, le lecteur trouvera la description de la commande Centralisée réalisée pour l'exploitation automatique du parcours à voie unique entre Mouchard et Frasnay. L'examen des amplificateurs, et des dispositifs de correction automatique de leur dérive, pour mesures de pH, continue l'étude sur les pH-mètres. Le caractère magnétique codé CMC 7, précédemment décrit, constitue un mode de marquage sûr pour les documents devant être traités par des machines ; telle est la conclusion ressortant de la fin de l'article qui lui est consacré. A porter encore à l'actif de ce numéro de pré-vacances des schémas d'applications pratiques du tube à effluves et les rubriques « A travers la Presse Mondiale », « L'Electronique vue par Electronique Industrielle » et « Bibliographie ».

ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE N° 65
Prix : 3,80 F Par poste : 4,05 F

ENSEMBLE 4 ADX 15

De récents ouvrages, parus sous les signatures des spécialistes les plus autorisés, ont attiré l'attention sur les distorsions d'intermodulation provoquées par l'emploi d'un haut-parleur unique pour la reproduction de toutes les fréquences du spectre sonore.

A ce problème d'actualité, AUDAX propose une solution de choix.



L'ENSEMBLE 4 ADX 15

Cet ensemble de 4 haut-parleurs est destiné à être connecté à la sortie 15 Ω d'un amplificateur équipé d'un transformateur de sortie du type TU 101 (deux EL 84 en push-pull classe AB, avec contre-réaction d'écran).

- L'ensemble 4 ADX 15 comporte :
- 1 Woofer de 28 cm (11"), type WFR 15.
 - 1 Haut-parleur de médium, type T 19 PA 12.
 - 2 Tweeters de 9 cm, type TW9 PA 9.
 - 1 Dispositif multidirectif 2 TW pour répartition spatiale des fréquences aiguës.
 - 2 Inductances à fer de 4 mH.

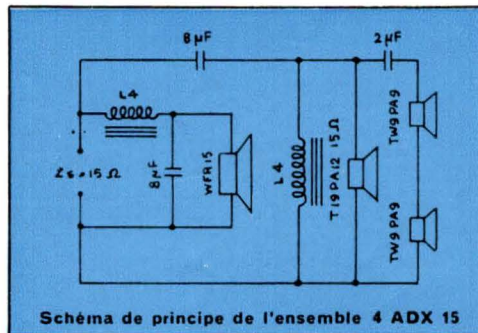
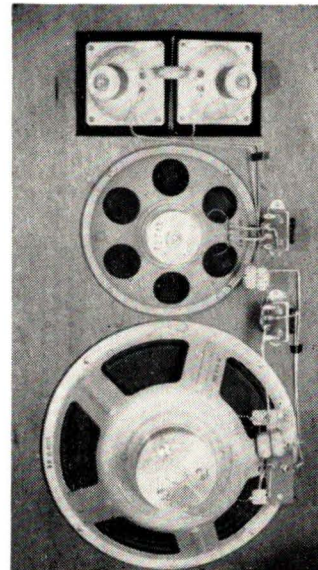


Schéma de principe de l'ensemble 4 ADX 15



WFR 15

Ce haut-parleur de graves, équipé d'un aimant Ticonal fournissant une énergie de 6.10^6 ergs et une induction d'entrefer de 1,2 Tesla (= 12 000 gauss), a une résonance propre de 35 Hz, grâce à une suspension très souple assurant cependant un centrage rigoureux.

La bobine mobile, de \varnothing 35 mm, est bobinée sur une hauteur de 17 mm. Elle se déplace axialement dans un entrefer délimité par une plaque de champ d'une hauteur de 7 mm; ainsi le nombre de spires dans l'entrefer est-il constant pour une élévation de 10 mm. (Avec un diaphragme de 28 cm — diamètre réel de piston : 22 cm environ — cette élévation de 10 mm correspond à une puissance acoustique de 0,32 W, soit 8 W électriques, à 45 Hz).

Les suspensions du diaphragme possédant d'autre part une caractéristique d'élasticité pratiquement linéaire sur cette même élévation, le taux de distorsion reste remarquablement bas aux fréquences les plus graves.

T 19 PA 12

Choisi comme haut-parleur de médium en raison de son excellente caractéristique de réponse en fréquence, le T 19 PA 12 appartient à la série « Haute-Fidélité » AUDAX. Aimant Ticonal fournissant une induction d'entrefer de 1,2 Tesla (= 12 000 gauss), correspondant à une énergie de 2.10^6 ergs.

TW 9 PA 9

D'une impédance nominale de 5 Ω , les deux tweeters TW 9 PA 9 sont connectés en série. L'impédance résultante est sensiblement de 15 Ω à la fréquence de raccordement, en raison du relèvement de la courbe d'impédance aux fréquences élevées.

Leur caractéristique de réponse est pratiquement linéaire jusqu'à 16 kHz.

2 TW

Ce support répartiteur d'aigus est destiné à être encastré dans les coffrets ou baffles. Il est aménagé pour recevoir deux Tweeters TW 9 PA 9.

Les deux ouvertures orientées à 25° de part et d'autre de l'axe assurent une distribution sonore large et homogène. Dimensions extérieures : 230 x 140 mm. Profondeur : 45 mm. Poids : 235 g.

Dimensions de l'ouverture à ménager dans le panneau : 200 x 115 mm.

Fixation des haut-parleurs par 4 trous sur un diamètre de 112 mm.

Fixation de l'appareil par 4 trous de 4,2 mm sur 212 x 126 mm.

L 4

Deux inductances de 4 mH du type L4, sont fournies avec l'ensemble. Elles permettent la réalisation d'un filtre à trois voies, raccordant à 800 et 5 000 Hz.

Afin d'obtenir un minimum de résistance ohmique, ces inductances sont bobinées sur un circuit magnétique de 37 x 44 mm.

AUDAX

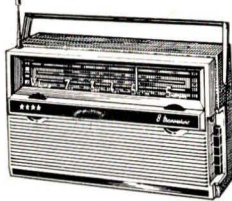
FRANCE

Société Anonyme au Capital de 6.000.000 NF

45, Avenue Pasteur
MONTREUIL (Seine)

Téléphone : AVRon 50-90 +
Adr. Télégr. : OPARLAUDAX - PARIS





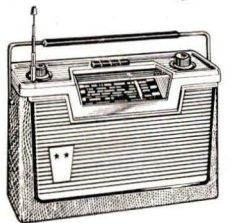
WEEK END 8
8 transistors + diode
Cadre à air dans le coffret.
Montage sur circuit imprimé.
3 gammes (OC-PO-GO) sur
antenne télescopique.
Prise antenne auto commutée
coffret gainé. Dim. 30x17,5x8.
En pièces détachées **195,00**
EN ORDRE DE MARCHÉ **215,00**
(Port et emballage : 9,50)



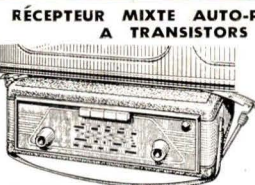
L'AURORE 6
6 transistors dont 3 drifts.
Montages sur circuits imprimés.
2 gammes d'ondes (PO-GO).
Prise antenne auto.
Coffret gainé. Dim. 25x14x6.
En pièces détachées **125,00**
EN ORDRE DE MARCHÉ **129,00**
(Port et emballage : 9,50)



LE KLEBER
6 transistors + diode 2 gammes
d'ondes (PO-GO). Montage BF.
Push-pull. Cadre ferrocube
200 mm. Prise antenne auto.
Coffret gainé 2 tons. Dim. :
25 x 15 x 7,5 cm.
EN ORDRE DE MARCHÉ **115,00**
(Port et emballage : 8,50)



GIULETTA 6
6 transistors + diode. 3 gammes
d'ondes (GO-PO-OC). CLA-
VIER 4 TOUCHES (GO-ANT-PO-
OC). Antenne télescopique pour
ondes courtes. Cadran spécial
permettant une lisibilité parfaite
en utilisation voiture.
PRISE ANTENNE AUTO. Coffret
gainé, plastique lavable. Poi-
gnée amovible. 255 x 160 x 75
EN ORDRE DE MARCHÉ **160,00**
(Port et emballage : 9,50)



RÉCEPTEUR MIXTE AUTO-PORTATIF
A TRANSISTORS

L'Océane

7 transistors dont drift H.F.
CLAVIER 4 TOUCHES. 3
gammes d'onde (OC-PO-
GO) - Sortie B.F. Push-Pull
PRISE ANTENNE AUTO
COMMUTÉE. Grand cadran
démultipliée spécialement
étudié pour la voiture
EN ORDRE
DE MARCHÉ **175,00**
BERCEAU SUPPORT pour fixation sur
tableau de bord de la voiture. **22,50**
(Port et emballage : 9,50)



LE RALLYE 7

7 transistors + diode
3 GAMMES D'ONDES
Clavier 5 touches
Prise antenne auto
Antenne télescopique
EN ORDRE DE MARCHÉ **227,40**



LE POCKET

Dim. réduites 17 x 12 x 6 cm.
6 transistors. 2 GAMMES D'ONDES
(PO-GO). Cadre ferrite. PRISE
ANTENNE AUTO. Coffret gainé 2
tons. Fonctionne avec 2 piles
4,5 V standard.
EN ORDRE DE MARCHÉ **118,00**
(Port et emballage : 7,50)

LAMPES
GARANTIE 12 MOIS

Extrait de notre Catalogue

IA6/DK92	5,40	6AF7	6,50
IR5/DK91	5,25	6AQ5	5,70
IS5/DAF91	4,65	6AT6	4,30
IT4/EF91	4,65	6AU6	4,65
2A6	9,50	6B7	9,50
2A7	9,30	6BA6	4,00
3Q4/DL95	5,95	6BA7	6,50
3S4/DL92	5,25	6BE6N	6,70
3V4	7,04	6RM5	8,10
5Y3GB	4,95	6BQ6	13,65
5Z3G	9,00	6BG7A	6,70
6A7	9,50	6CB6	8,05
6A8MG	8,50	6CD6	17,05

6C5	9,30	6F5	9,30
6C6	8,50	6F6G	9,30
6D6	9,50	6F7	9,50
6DQ6	12,40	6E8MG	8,50

LE CRICKET
ÉLECTROPHONE 4 VITESSES
Grande
marque
Alt.
110/220 volts
H.P. 17 cm
dans
couvercle
AU PRIX
INCROYABLE
(En ordre
de marche)
135,00
(Port et emballage : 14,00)

LE PRÉLUDE
Contrôle séparé des graves et des aigus
Electrophone de luxe — Relief sonore
Platine tourne-
disques 4 vi-
tesses. Présen-
té en élégante
mallette gainée
deux tons. Dim.
410 x 295 x 205
COMPLÉT
en pié. dét.
204,50
EN ORDRE
DE MARCHÉ
238,00
(Port et emballage : 16,50)

Le MADISON
4 vitesses. Puissance
3 W. H.P. 17 cm.
Dosage « graves »
« aigus ». Élégante
mallette gainée.
COMPLÉT en
pièces détachées :
163,40
EN ORDRE
DE MARCHÉ
175,00
(Port et
emballage : 16,50)

ÉLECTROPHONE 4 VITESSES
Changeur automatique s/45 tours
BOSSA NOVA
Platine « Pathé
Marconi » dernier
modèle. HP 19 cm.
Contrôle de ten-
sion. Secteur alter.
110/220 V. Élégante valise gai-
née 2 tons
37 x 33 x 19
EN ORDRE
DE
MARCHÉ
295,00
Le même modèle avec 3 HP, en ordre de marche **325,00**
(Port et emballage : 12,50)

PLATINES TOURNE-DISQUES 4 VITESSES ★ Tous les derniers modèles

« RADIOHM »

Monorale 68,00
Mono/Stéréo 88,50
PLATINE Lenco F/50-84
avec lecteur
Piézo Ronette **245,00**

« PATHE-MARCONI »

Réf. 530 GO 110/220 V.
Prix 71,00
Réf. 530 GOZ. 110/220 V.
Stéréo 81,00
CHANGEUR AUTOM. 45 t
Réf. 320 GO 135,00
Réf 320 GOZ stér. 139,00

« TEPPAZ »

Dernier modèle
Prix 68,50
PLATINE Lenco F/50-84
avec lecteur
magnétique GE. **275,00**

5H6TG	6,00	77	8,50	EBF89	4,65	EM84	6,80	UBF80	5,30
5H8	8,50	78	8,50	EB71	12,78	EM80	4,95	UBF89	4,65
5J5	8,50	80	4,95	ECC40	9,30	EM85	4,95	UCH42	7,45
5J6	11,10	117Z3	9,30	ECC81	5,70	EY51	7,40	UF41	6,40
5J7MG	8,50	506	6,50	ECC82	5,55	EY81F	5,90	UF80	4,80
5K7	7,10	807	17,00	ECC83	6,20	EY82	5,25	UCL82	7,40
5K7	8,00	1883	4,95	ECC84	6,20	EY86	5,90	PL82	5,55
5M6	9,90	AB11	15,00	ECC85	5,90	EZ4	6,80	PL83	6,50
5M7	8,50	AF3	9,50	ECF1	9,50	EZ40	5,5	PY81	5,90
5N7G	13,00	AF2	9,50	ECF80	6,50	EZ80	3,40	PY82	5,20
5V6	8,50	AF7	9,00	ECF82	6,50	EZ81	3,70	UAF42	6,20
5X2	7,40	AK2	12,00	ECH3	9,50	PCF82	6,60	UBC41	5,90
6X4/6BX4	3,70	AL4	10,20	ECH42	7,45	GZ32	9,80	UBC81	4,30
9BMS/9P9	8,10	AZ1	5,25	ECH81	4,95	GZ41	4,00	UY92	3,70
12BA6	4,30	AZ41	5,40	ECL80	5,55	PCC84	6,20	UX85	3,10
12BE6	6,70	CBL6	9,50	ECL82	6,80	PCF82	6,20	UL84	5,59
21B6	9,00	CF3	9,00	EF5	8,50	PCL82	6,80	UY41	5,70
25L6GT	9,30	CY2	7,75	EF41	5,55	PL36	12,40	UL41	6,80
25Z5	8,50	DAF96	4,65	EF42	8,05	PL81	9,00	UF85	4,30
25Z6G	7,10	DF96	4,65	EF80	4,70				
35W4	4,00	DK92	4,95	EF85	4,30				
42	9,30	DK96	4,95	EF86	6,20				
43	9,30	DL96	4,95	EF89	4,30				
47	9,50	E443H	9,00	EK2	9,50				
50B5	6,50	EAF42	6,20	EL3	13,50				
55	8,00	EABC80	8,10	EL41	5,90				
57	8,00	EB3	9,30	EL81	9,00				
58	8,00	ECC41	5,90	EL83	6,50				
75	9,30	EBF2	8,50	EL84	4,30				
76	9,30	EBF80	4,65	EM4	7,40				

TRANSISTORS
OC 70 2,45 OC 44 4,00
OC 71 2,80 OC 45 3,70
OC 72 3,40 OC 170 7,50
LE JEU DE 6 TRANSISTORS :
Prime : 1 transistor OC 45.
(1xOC 44 - 2xOC 45 -
1xOC 71 - 2xOC 72) **21,00**

Pas de repos pour les Champions!
OUVERT
PENDANT LES
VACANCES

Compagnie
CHAMPIONNET
14, Rue Championnet, PARIS-XVIII^e
Tél. : ORNano 52-08
C. C. Postal : 12 358-30 Paris
Métro : Porte de Clignancourt ou Simplon
NOS ENSEMBLES PRETS A CABLER avec
schémas, plans de câblage et devis
détaillés — Envoi contre 1 F pour frais