



# radio

constructeur  
& dépanneur

TV

REVUE MENSUELLE PRATIQUE  
DE RADIO ET DE TÉLÉVISION

## SOMMAIRE

- Quelques réflexions estivales ..... 203
- Radio-TV Actualités ..... 204
- Sur le marché européen. Nouveaux récepteurs, téléviseurs et magnétophones ..... 205
- Calcul graphique des transformateurs de faible puissance ..... 209
- Réalisation d'un volt-ohmmètre électronique (fin) ..... 215
- La 2<sup>e</sup> chaîne est pour demain.  
Caractéristiques officielles du standard français 625 l. .... 218  
Comment modifier un téléviseur pour recevoir la 2<sup>e</sup> chaîne ..... 220

## CALCULS — PROBLÈMES TRAVAUX PRATIQUES

- Calcul d'un transformateur B.F. pour push-pull ..... 222
- Montage expérimental pour se familiariser avec les transistors ..... 226
- Solutions détaillées des problèmes proposés dans le n° 190 ..... 227
- Problèmes de radioélectricité, d'électronique et de mathématiques récréatives ..... 229

## ÉLECTRONIQUE PRATIQUE

- Bases de la technique des transistors. Les multivibrateurs astables ..... 230
- Nouveautés en tubes, semiconducteurs et appareils de mesure ..... 236



**incontestablement**

le **75 A** reste

le meilleur **dynamique**

le plus demandé,

le plus vendu.



SA FABRICATION S'INTENSIFIE DE JOUR EN JOUR

*Raum*



**MELODIUM S.A.**

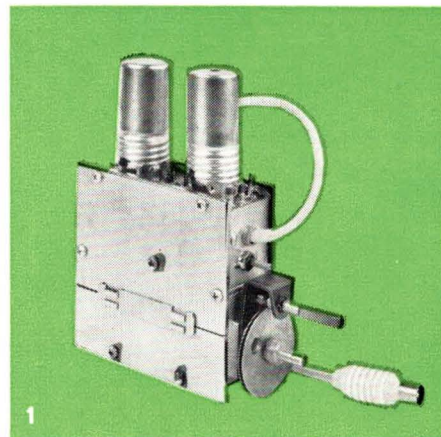
RAPY

296, RUE LECOURBE, PARIS 15<sup>e</sup> - TÉL. LEC. 50-80

# Télévision

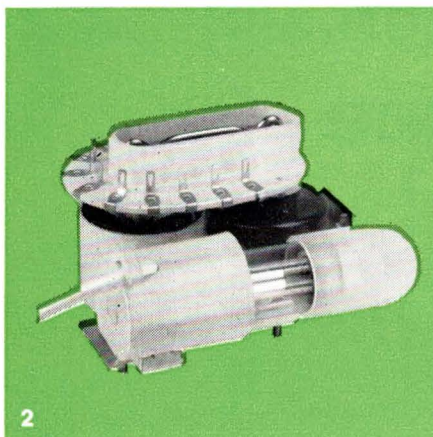
## 1 Sélecteur UHF

- large gamme couverte 470 - 860 MHz
- faible rayonnement
- modèles adaptés aux normes françaises
  - entrée 75 ohms
  - gaine du coaxial isolée à 1500 Vaux normes allemandes et italiennes.



## 2 Transformateur lignes THT

- bistandard
- en matériau autoextinguible
- faible encombrement vertical
- faible rayonnement
- sécurité.



## 3 Transformateurs FI

- ainsi que les réjecteurs et les bobines à vidéo-fréquence pour la réalisation d'amplificateurs FI complets
- fabrication mécanisée.



## 4 Déviateur 110°

- pour les tubes image à écran plat et rectangulaire
- muni de moyens de réglage : correction, cadrage
- fixation autonome
- grande sensibilité.



## Autres composants

- Rotacteur 12 canaux
- Transformateur image
- Transformateur de blocking

## Huit départements de Composants électroniques

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

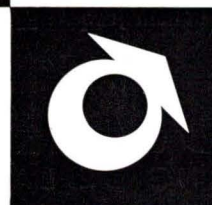
# OREGA

## ÉLECTRONIQUE ET MÉCANIQUE

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

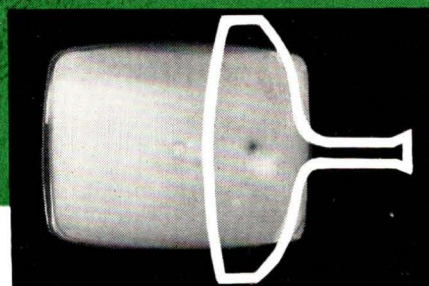
## Usines :

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



Sj

Sur un tube  
cathodique  
de télévision...  
...ce signe  
est celui  
de SOVIREL



44

C'est le signe de la qualité

5.000 ampoules pour tubes cathodiques de télévision sortent journellement des usines SOVIREL. Elles équipent les postes de la plupart des marques. Elles ont subi les contrôles de qualité les plus sévères. Vous les reconnaîtrez au signe "S" moulé en relief sur le cône.

SOVIREL est le complexe verrier français où sont fabriqués tous les verres spéciaux - y compris le fameux PYREX - destinés à toutes les industries parmi lesquelles l'industrie des semi-conducteurs et l'industrie des tubes électroniques.

Dans ses laboratoires, SOVIREL poursuit sans relâche ses recherches pour l'amélioration de la qualité, de la présentation et de la sécurité (auto-protection) des tubes cathodiques.

Ses moyens de fabrication les plus modernes lui permettent la production en grande série de pièces en verre de toutes dimensions, ayant une précision comparable à celle de la mécanique (tolérance allant jusqu'à  $\pm 25$  microns).

DIVISION ELECTRONIQUE-TELEVISION

**SOVIREL** *Tous les Verres Spéciaux*

27, RUE DE LA MICHODIERE - PARIS 2° - RIC 23-49

# AMPLIS BASSE FRÉQUENCE ET HAUTE FIDÉLITÉ

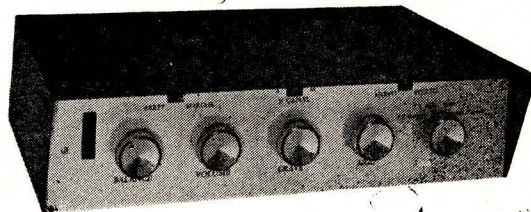
## AMPLISTOR STÉRÉO

### AMPLI-PRÉAMPLI DE PUISSANCE A TRANSISTORS

Haute musicalité sans transfo de sortie pour tous haut-parleurs de 3 à 16 Ohms. Alimentation secteur. Entrées haute et basse impédance : PU crystal - PU magnétique. Entrée magnétophone et micro guitare.

Fiche technique : 16 Transistors, dont 4 OC26, 8 OC75, 2 2N1304 et 305 + 2 diodes à pointes d'or.

Redressement par 2 diodes silicium BYY21.



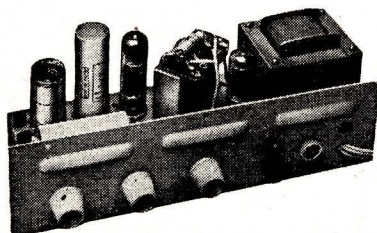
Ensemble de pièces détachées à câbler.

**443 F**

Conditions spéciales pour les lecteurs de la Revue.

Notice détaillée sur demande

Description parue dans le "Haut-Parleur" du 15 septembre 1963



### ARV 4,5 W

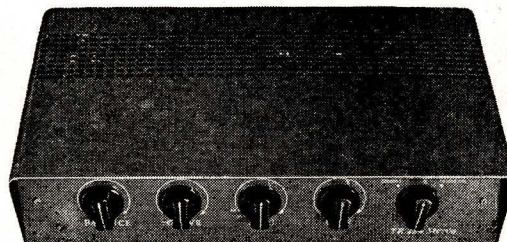
pour électrophones 3 lampes : 1 x 12AU7 - 1 x EL84 - 1 x EZ80  
- 3 potentiomètres : 1 grave, 1 aigu, 1 puissance - Matériel et lampes sélectionnées - Montage : Baxandall à correction établie : Relief sonore physiologique compensé,

En pièces détachées .....

**78,00**

### TR 284 - STÉRÉO MULTIPLEX

Deux canaux en classe A - 4 watts sur chaque canal - 8 watts en monaural - Transfo de sortie à 2 impédances - 4 entrées : Pick-up mono - pick-up stéréo, FM mono, FM stéréo - Système Baxandall, relevé à 15 DB - En grave, circuit à impédance variable : 16 + 16 dB par contrôle physiologique - Courbe de réponse : correction à zéro : linéaire de 50 à 16 000 ± 1 dB - 5 tubes : 2 x 12AU7 - 2 x EL84 - 1 x EZ81 - Balance sur mono et stéréo - Présentation et qualité du TR 229 en coffret métallique givré en pièces détachées. NET **245,00**



### TR 229 - 17 W

EF86 - 12AT7 - 12AX7 - 2 x EL84 - EZ81 - Préampli à correction établie - 2 entrées pick-up haute et basse impédance - 2 entrées Radio AM et FM - Transfo de sortie : GP 300 CSF - Graves - Aiguës - Relief - Gain - pousse 15 à 50 000 Hz - Gain : aiguës ± 18 dB - Graves 18 dB + 25 dB - en matériel professionnel.

Modèles 6 lampes, en pièces détachées .....

NET

**290,00**

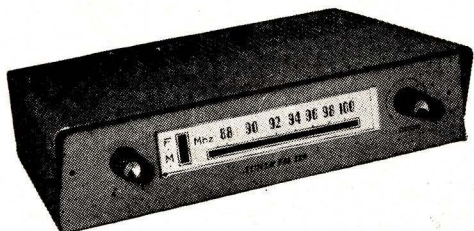
Modèles 5 lampes (sans préampli), en pièces détachées .....

NET

**270,00**

### TR 1307 - STÉRÉO

Ampli-préampli très haute fidélité. - 2 x 10 watts + 3 canal à échos 5 watts - 13 Tubes + 2 Diodes - Double Préampli correcteur : 2 EF86 + 4 ECC83, Code RIAA - Ampli de tension ECC82 en liaison avec 2 ECC83 en déphasage - Double Push-pull - 2 x ELL80. Correcteur Baxandall efficace à ± 18 dB - Transfos de sortie à grain orienté. Montage ultra linéaire à prise d'écran - Contrôle de balance visuelle. Prise pour enregistrement magnétique - 7 entrées, 3 sensibilités : 6 - 150 - 300 millivolts pour PU piézo céramique - PU magnétique, Tuner AM-FM. Ruban magnétique mono et stéréo, 3<sup>e</sup> canal - Distorsion : 0,4 % pour la bande passante de 20 à 20 000 Hz - Composants semi-professionnels. Résistance à couche 5 % - Présentation luxueuse en un bloc métallique compact - Vendu en pièces détachées - Ensemble constructeur comprenant la totalité des pièces .. NET **735,00**



### FM 229 - TUNER

7 tubes avec ruban EM84, MF. VISODION, bloc câblé. Sensibilité 2 mV, en pièces détachées .....

NET

**235,00**

En formule MULTIPLEX, en pièces détachées .....

NET

**275,00**

CES APPAREILS PEUVENT ÊTRE LIVRÉS CABLÉS SUR DEMANDE

★ Autres modèles d'amplis et Tuners FM - Enceintes acoustiques ★

## DÉPARTEMENT PROFESSIONNEL INDUSTRIEL - GROSSISTE COPRIM - TRANSCO - MINIWATT

Ferrites magnétiques : Bâtonnets, Noyaux, E.U.1 - Pots Ferroxcube - Toutes variétés Condensateurs, Céramiques miniatures, Résistances C.T.N. et V.D.R. - Résistances subminiatures - Tubes industriels - Thyratrons, cellules, photo diodes, tubes compteurs, diodes Zener, germanium, silicium - Transistors VHF, commutation petite et grande puissance.

NOTRE NOUVEAU TARIF MATERIEL PROFESSIONNEL EST PARU : Envoi contre 1 F en timbres.

DOCUMENTATION  
SPECIALE  
SUR DEMANDE

RAPY

## RADIO-VOLTAIRE

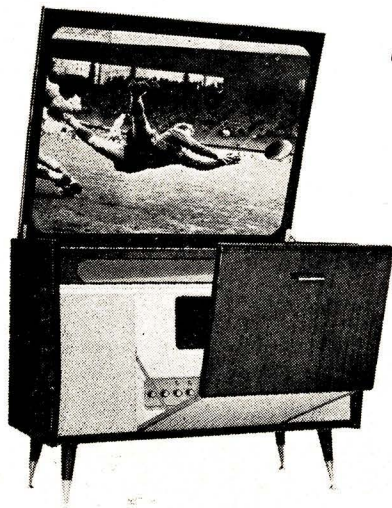
155, av. Ledru-Rollin, PARIS-XI<sup>e</sup> - ROQ. 98-64

C.C.P. 5608-71 - PARIS

tous les  
Télespectateurs  
attendaient

**PRESTEL**

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

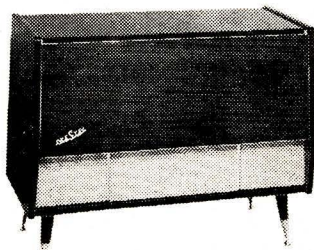


*en vente pour  
la 1<sup>ère</sup> fois en  
France*



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.  
Ecran de 45 pouces.  
Récepteur  
longue distance  
multi-standards.  
Tous canaux.  
Dimensions :  
98 1/2" x 78 1/2" x 46 1/2"

*une image extraordinaire!*



DOCUMENTATION  
SUR DEMANDE

**Chantecler**

IMPORTATEUR

distributeurs  
demandés

15, rue de France NICE  
Tél. 80.33.61

*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

2<sup>e</sup>  
CHAINE  
TV

Indispensable à l'utilisation  
de votre mire pour les contrôles  
des récepteurs sur la 2<sup>e</sup> chaîne.



**ADAPTA-MIRE**

Convertisseur  
UHF  
470-860 MHz

Notice sur demande.

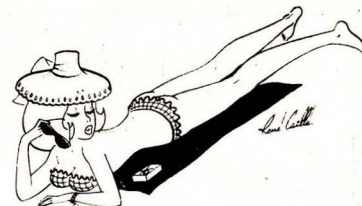
**SIDER-ONDYNE**

75 TER, RUE DES PLANTES - PARIS-XIV<sup>e</sup> - LEC. 82-30

RAPY

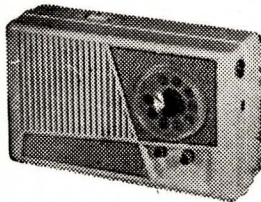


# Pour les vacances, camping, tourisme, plage



## POCKET I

NOTICE et SCHÉMA contre envel. timbrée  
Ensemble complet en pièces détachées - 6 transistors + diode - PO-GO - Cadre ferrite 11 cm - H.P. Ø 7 cm - Prise écouteur - Coffret plastique 13x7,5x4 cm.  
L'ensemble complet, avec schéma. Prix. **69,00**  
(Frais d'envoi en sus : 6,00)



En cas de non réussite, réparation, mise au point immédiate  
Prix forfaitaire ..... **25,00**



## CAMPING I

NOTICE et SCHÉMA contre envel. timbrée  
Ensemble complet en pièces détachées - 6 transistors + diode - PO-GO - Cadre ferrite 20 cm - H.P. Ø 10 cm - Prise antenne auto - Coffret simili cuir 22x14x7 cm.  
L'ensemble complet, avec schéma. Prix. **79,00**  
(Frais d'envoi en sus : 7,00)



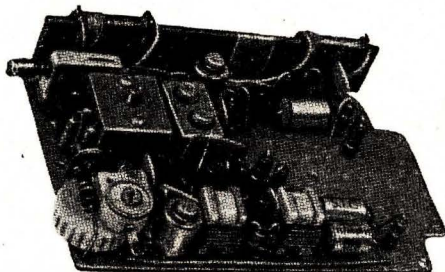
En cas de non réussite, réparation, mise au point immédiate  
Prix forfaitaire ..... **25,00**

## POCKET II

Châssis câblé, réglé : **5 TRANSISTORS + DIODE**  
- PO-GO - Prévu pour H.P. 18 à 50 Ω .... **52,00**  
Prise d'écouteur supplémentaire.

● En 1 heure de temps, faites de ce châssis : un élégant RECEPTEUR DE POCHE : coffret plastique + H.P. 7 cm + pile 9 V + décolletage. L'ensemble ..... **25,00**

En cas de non-réussite, réparation immédiate ..... **10,00**



## CAMPING II

Châssis câblé, réglé : **5 TRANSISTORS + DIODE**  
- PO-GO - Prévu pour H.P. 18 à 50 Ω .... **52,00**

● En 2 heures de temps, faites ce châssis : un robuste RECEPTEUR CAMPING : coffret cuir + H.P. 10 cm + 2 piles 4,5 V + décolletage. L'ensemble ..... **35,00**

En cas de non-réussite, réparation immédiate ..... **10,00**

... et en voiture ! Augmentez la sensibilité de votre poste à transistors, en intercallant entre l'antenne auto et le récepteur le magique bouchon « CAID » ..... **18,00**

### TRANSISTORS

Genre	Choix	
	1 <sup>er</sup> « A »	2 <sup>e</sup> « B »
16, 18, 19, 22, 23.	4,60	3,50
24, 25, 26	4,60	3,50
27, 28	9,-	6,-
30	13,-	10,-
35, 36	18,-	16,-
44, 45, 72	2,90	2,50
46, 73, 77, 80	6,-	3,50
70	2,45	2,-
71	2,75	2,25
2 x 72 Appairés	10,-	6,-
74, 79	3,70	2,80
2 x 74 Appairés	12,-	7,-
75	3,10	2,50
76	4,75	2,50
139, 140, 141	6,90	3,50
169 (AF 117)	3,70	
170 (AF 146)	2,70	
171 (AF 114)	4,90	
Jeux 6+1 (72 ap.)	21,-	15,-
Jeux 6+1 (accor.)	23,-	17,-
Jeux 6+1 (pocket)	25,-	20,-
2 N 554 (26)	4,60	(13 w)
2 N 174 (ADZ 12)	31,60	(30 w)
2 N 441 (ADZ 11)	19,90	(50 w)

**Préampli à transistors** : pour adaptation des têtes de P.U. magnétique sur entrée haute impédance - Avec schéma ..... **7,50**  
**Boîtier de commutation** : pour utiliser les récepteurs de radio en interphone à l'aide d'un H.P. - Suppl. avec schéma ..... **7,50**  
**Adaptateur chalutier** : pour récepteurs à transistors ayant les O.C. - Avec schéma ..... **7,50**  
**Adaptateur chalutier** : pour postes à lampes - Avec schéma .... **7,50**

**Valise Electrophone gratuite** : à tout acheteur d'une platine 4 V grande marque 110/220 - Tête monorale comprise - Equipée pour stéréo ..... **70,00**  
Cache pour H.P. 17 prévu pour la valise ..... **2,00**

**Mylar** : le meilleur et le plus solide isolant transparent du monde - 50 x 30 cm 8 ou 12/100 - Le rouleau ..... **2,00**  
**NOUVEAUTE** : plaquettes indicatrices adhésives souples (dimensions 52x52 mm) - Le jeu de 10 pièces ..... **2,00**

**TUBES TV (garantis) 49 cm : 150,00**  
**TWIN-PANEL 59 cm : 195,00**

### « L'INCOMPARABLE » AMPLI STEREO

« WILLIAMSON » 2 x 6 W — succès sans précédent (tant par son prix que par sa qualité) remporté au salon de la Hi-Fi 1963.  
— **Modèle 9 lampes avec préampli** - Distorsion maxi à 800 c/s pour 5,8 W par canal : 0,4 % diaphonie inf. à 55 dB - Rapport : signal/bruit inf. à 50 dB - En coffret 25 x 9 x 10 cm, avec alimentation séparée ..... **350,00**

**POUR COMPLETER CETTE CHAINE HI-FI : PLATINE « TELE-FUNKEN »** ..... **105,00**  
HP 21 x 32 - PA 15 ..... **63,00** — **VALISE STEREO** depuis .. **65,00**  
ENCEINTES ACOUSTIQUES 95 x 30 x 35 cm, depuis ..... **75,00**  
**Chaîne HI-FI (4 ADX-15 AUDAX)** disponible Woofer 28 cm WFR 15 ..... **96,00**  
— T 19 PA 12-15 ohms **35,00** - TW 9 PA 9 **18,50** (pièce) Sup. 2 TW **8,50**  
— Inductance L 4 **5,00** (pièce). Cond. spéc. pour Tweeter (pièce) **1,50**

### DIODES GERMANIUM

gre OA 50 (détection) ..... **1,20**  
miniature (détection) ..... **1,20**  
gre OA 90 (100 Mc/s) 50 V - 5 mA compar. FM - synchro TV) **1,50**  
OA 86 C - 50 V - 50 mA - à embouts (redresseuse ou détection) : **0,35**

### DIODES SILICIUM

24 V - 50 mA - Ø 2 mm - Long. 6 mm ..... **1,50**  
140 V - 400 mA - Ø 3 mm - Long. 8 mm ..... **2,50**  
280 V - 300 mA - Ø 10 mm - Long. 9 mm ..... **6,50**

En prime du 15-8 au 1-10 pour tout achat de 10 F ou fraction : **1 transistor au choix** 44, 45, 70, 71, 72 - Réclame. Et vous pouvez les écouter avant de les emporter.

Lampes réclames ..... **1,50**  
Quartz réclames ..... **0,30**  
Diodes réclames ..... **0,15**  
Transistors réclames ..... **1,00**

**100 % A VOTRE SERVICE !** ... (pas de fermeture annuelle)  
Envois province : Minimum : 30,00 F  
Frais d'envoi en sus

**RADIO PRIM**  
296, rue de Belleville  
PARIS-20<sup>e</sup> MEN. 40-48

**RADIO M. J.**  
19, rue Cl.-Bernard  
PARIS-5<sup>e</sup> GOB. 47-59

**RADIO PRIM**  
5, rue de l'Aqueduc  
PARIS-10<sup>e</sup> NOR. 05-15

**Scé Province S.C.A.R.**  
19, rue Cl.-Bernard - PARIS-5<sup>e</sup>  
CCP Paris 6690-78 - NOR. 21-17

# LE DEPANNAGE TV ?.. RIEN DE PLUS SIMPLE !

Par A. SIX

132 pages format 18 X 23, avec 93 figures et des dessins marginaux. Prix : 12 NF. (+ 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 apparaît 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 différentiation 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.** — Défauts mécaniques et électriques. Images fantômes. Reflexions, etc.

**Récapitulation,** etc.

# SOCIÉTÉ DES EDITIONS RADIO - PARIS

# PRATIQUE DE LA HAUTE-FIDELITE

Par J. RIETHMULLER

272 pages format 16 X 24, avec 139 figures et 14 tableaux. Prix 21 NF. (+ t.l.); par poste : 23,10 NF.

Ceux qui aiment la Haute Fidélité — car ils l'apprécient — sont avant tout des connaisseurs.

J. Riethmüller est l'un de ceux-là. Passionné de technique B.F., il a cherché dans tous les maillons qui composent une chaîne Haute Fidélité, le pourquoi et le comment de la perfection: la reproduction fidèle.

Il a entrepris à cet effet toutes sortes d'essais en laboratoire sur le double plan technique et pratique. C'est dire qu'il a passé au crible toutes les théories et a étudié un grand nombre de matériels. Et les conclusions auxquelles il est arrivé sont condensées dans cet ouvrage.

Tous les principes techniques de base y sont rappelés, leurs

applications commerciales analysées. Et cela pour tous les composants de la chaîne:

disques et tourne-disques, têtes et bras, préamplificateurs-correcteurs, commandes de volume et de tonalité, filtres séparateurs de canaux, amplificateurs de puissance, haut-parleurs, baffles, etc.

Ce livre n'est pas un cours. C'est un ouvrage essentiellement critique, dégageant chaque fois le pour et le contre de telle ou telle solution.

Et c'est justement pour cela qu'il est passionnant! Sur le plan de la pratique comme sur celui de la théorie, il se révélera indispensable à tous ceux qui aiment la Haute Fidélité.

## EXTRAITS DE LA TABLE DES MATIERES

**La Fidélité et ses ennemis** (limitations de la bande de fréquences, résonances, distorsions, bruits, modulation).

**Disques et tourne-disques.** — Le disque; lutte contre la poussière. Les tables de lecture « professionnelles » et « semi-professionnelles »; atténuation des vibrations et des inductions.

**Têtes et bras.** — Le lecteur phonographique. Le bras. Les dispositifs accessoires.

**Préamplificateurs-correcteurs.** — Fonction correctrice. Fonction amplificative. Coupure de fréquences subsoniques. Préamplificateurs pour stéréophonie.

**Commandes de volume et de tonalité.** — Leurs rôles. Réalisations de l'auteur. Dispositifs annexes.

**Filtres séparateurs de canaux.** — Structure d'un ensemble de reproduction sonore. Filtres en amont et en aval de l'amplificateur de puissance.

**Amplificateurs de puissance.** — Généralités. L'inverseur de

phase. La contre-réaction. Essais et mesures de l'auteur sur formules classiques et moins classiques. Amplificateurs de plus de 10 W. Détails de réalisation pratique.

**Les Haut-Parleurs.** — Les divers types. Le haut-parleur électrodynamique à radiation directe. Fractionnement du spectre audible. Projet d'un ensemble à 3 canaux. Impédances mécaniques et acoustiques.

**Les Baffles.** — Classification. Baffle plan, coffret à dos ouvert. Trou dans le mur, enceinte close, labyrinthe fermé. Bass-Reflex et dérivés, labyrinthes ouverts. Les pavillons.

**Technique des mesures sur H.P. et enceintes.** — Mesures électromécaniques. Observations acoustiques.

**Essais pratiques de quelques haut-parleurs.** — H.P. de basses, de médium et d'aiguës. Essais avec moins de 3 canaux.

**Le local d'écoute.**  
Etc.

# SOCIÉTÉ DES EDITIONS RADIO - PARIS



Une date  
dans l'histoire de notre profession

PUBLISERVICE



# SALON INTERNATIONAL RADIO TELEVISION

Pour la 1<sup>re</sup> 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<sup>e</sup> - PASSY 01-16

## CASCADE D'OPERATIONS PROMOTIONNELLES EN FAVEUR DES DISTRIBUTEURS SCHNEIDER

OPERATIONS :

DANS LE VENT  
IDEE JEUNESSE  
24 HEURES DE CHANCE  
SALUT LES COPAINS SCHNEIDER

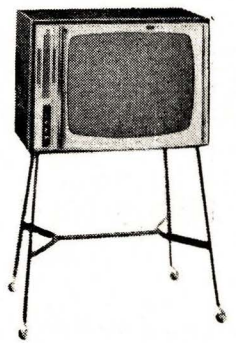
*Outre un matériel de classe internationale (53 pays dans le monde l'ont déjà choisi) SCHNEIDER jouit de la faveur constante du public.*

*Il apporte à son réseau une aide efficace, continue et originale, qui favorise les ventes et contribue encore au prestige de la marque :*

# SCHNEIDER

radio télévision

12, RUE LOUIS-BERTRAND, IVRY (SEINE) (ITA. 43-87)



**JOUER SCHNEIDER, C'EST JOUER GAGNANT**

gamme 1963/64

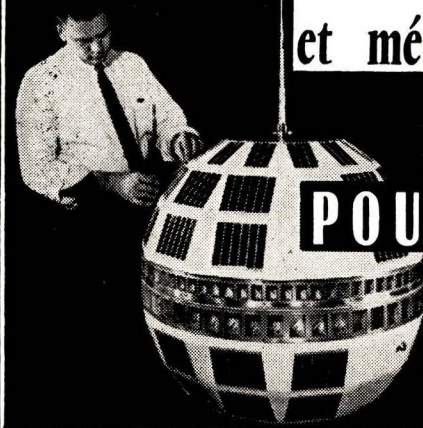
- 19 modèles Téléviseurs "OPTIVISION"
- 8 modèles radio AM - FM (secteur et combinés)
- 12 modèles Transistors (dont plusieurs avec FM)
- 5 modèles Electrophones
- 3 modèles Stéréophonie

PSYCHO-PUB 3163

Salon de la Radio et de la TV. Stand E 2 et Studio TR 19.

# 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'acquiescer 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.  
I.R.S.I.D.  
Electricité de France  
C<sup>ie</sup> Thomson-Houston  
Aciéries d'Imphy  
La Radiotechnique

S.N.C.F.  
Lorraine-Escout  
S.N.E.C.M.A.  
Solvay et C<sup>ie</sup>  
Alsthom  
Normacem

Burroughs  
B.N.C.I.  
Usinor  
Cégédur

etc...

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<sup>e</sup> PRO. 81-14

POUR VOS INSTALLATIONS  
D'ANTENNES DE TELEVISION  
**LE MAT BALMET**



*aussi simple  
à monter qu'une  
canne à pêche*

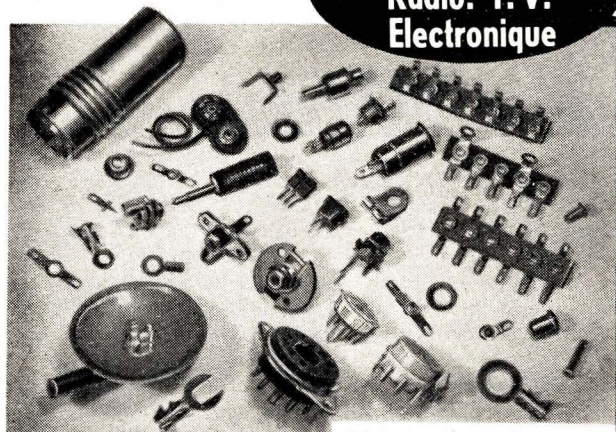
**éléments  
tronconiques  
s'emboitant  
l'un dans l'autre  
en acier spécial  
galvanisé  
à chaud**

BREVETÉ FRANCE ET ÉTRANGER

**E. TS. J. NORMAND**

57- Rue d'ARRAS - DOUAI - NORD - Tel. 88.78.66

**Composants  
et accessoires pour  
Radio. T. V.  
Electronique**



*Qualité Sécurité*

**MFOM**

MANUFACTURE FRANÇAISE D'CEILLETS MÉTALLIQUES

Société Anonyme au Capital de 1.200.000 de frs.

BOLIVAR-67-39 - 5, rue de Dunkerque - PARIS X<sup>e</sup>

Fabrications de 1<sup>er</sup> choix  
Supports de Tubes et de Transistors  
Prises, Fiches, Connecteurs, etc  
Accessoires de câblage et divers  
Tous articles métalliques

D.I.P.A.

# TÉLÉCOMMANDE

## FILTRES BF

(NOUVEAUX MODÈLES : 3 GRAMMES, 10 FRÉQUENCES)

- NOYAUX - MANDRINS - RÉSTANCES  
SUBMINIATURES - RÉSTANCES ET  
POTENTIOMÈTRES AJUSTABLES  
MINIATURES - TRANSISTORS HF et VHF

## GROSSISTE COPRIM - TRANSCO ET RADIOTECHNIQUE

*Documentation sur demande*

*Conditions spéciales aux membres de l'A.F.A.T.*

## RADIO-VOLTAIRE

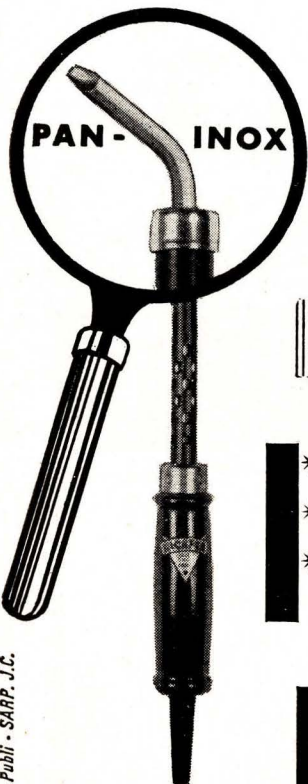
155, avenue Ledru-Rollin, PARIS-XI<sup>e</sup>  
ROQ. 98-64 C.C.P. 5608-71 PARIS

RAPY

Le nouveau fer à souder

## MICAFER

est équipé d'une  
panne longue durée  
garantie un an.



- \* 25 modèles courants.
- \* petite et grande puissance.
- \* un fer à souder pour chaque usage.

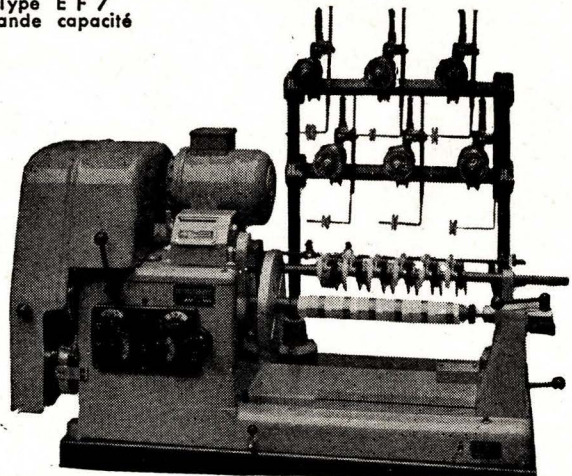
## MICAFER

129, Rue Garibaldi, St-Maur - Seine  
GRA. 27-60 et 27-65

à la base de toute  
**construction électrique  
et radio-électrique**

il y a

Type E F 7  
grande capacité



la

## MACHINE A BOBINER

### TYPE N. A. 46

pour bobinage "nids d'abeilles" uniquement.

### TYPE R. L. 3

pour bobinage "fil rangé" uniquement.

### TYPE C. 12 C

Cette machine, qui permet de réaliser à volonté tous les bobinages en fil rangé et nids d'abeilles, équipe la plupart des Ecoles Professionnelles, des Universités et des Laboratoires des Centres d'Etudes et de Recherches.

### TYPE E. F. 7

Machine à très grande capacité, spécialement conçue pour bobinage fil rangé en grandes séries.

### MACHINES DIVERSES

étudiées spécialement sur devis, afin de résoudre la très grande variété des nombreux problèmes de bobinages particuliers.

*Documentation et prix sur demande*

ETS LAURENT FRÈRES TÉLÉPH. 28-78-24

2 bis RUE CLAUDIUS LINOSSIER LYON 4<sup>e</sup>

Réservée aux professionnels : la brochure télévision

**clarville**

"Service Après Vente"

... 40 pannes visuelles courantes analysées pour vous par les techniciens de la CSF.

Ce qui coûte le plus cher dans le Service Après Vente, c'est votre temps ! Celui que vous perdez parfois à rechercher les causes d'une panne insignifiante, réparée en quelques minutes.

Pour faciliter ce diagnostic, Clarville vient d'éditer une brochure spéciale "Service Après Vente" à l'intention de tous les techniciens de la télévision.

Cette brochure, qui analyse une quarantaine de pannes visuelles courantes, en indiquant les réparations à effectuer, est dès aujourd'hui à votre disposition. **Même si vous n'êtes pas distributeur Clarville, nous serons heureux de vous l'envoyer gracieusement**; et, pour gagner encore du temps, inutile d'écrire ! Votre cachet commercial sur le coupon-réponse ci-dessous, et vous mettez sous pli à l'adresse suivante :

**SERVICE APRÈS VENTE  
CLARVILLE**

**89, Bd. Auguste Blanqui - Paris (13<sup>e</sup>)**

Clarville vous propose cette saison une prestigieuse gamme de téléviseurs : 7 modèles 2<sup>e</sup> chaîne, bénéficiant des derniers progrès de la technique CSF ; 7 modèles livrés, à votre gré, équipés ou non du tuner UHF selon que la mise en service de votre émetteur régional 2<sup>e</sup> chaîne est plus ou moins proche !

**clarville** **TECHNIQUE CSF**

la meilleure technique au service de vos clients et à votre service

**GRATUIT** - Je désire recevoir sans engagement la brochure spéciale Clarville : "Service Après Vente RC 1"

Cachet commercial



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 <sup>os</sup> 49 à 54 . . . . .	0,60 F
N <sup>os</sup> 62 et 66 . . . . .	0,85 F
N <sup>os</sup> 67, 68, 71 et 72 . . . . .	1,00 F
N <sup>os</sup> 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 <sup>os</sup> 135 à 146 . . . . .	1,80 F
N <sup>os</sup> 147 et suivants . . . . .	1,90 F



**SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO**

**ABONNEMENTS ET VENTE :**

9, Rue Jacob, PARIS (6<sup>e</sup>)

ODE. 13-65 — C. C. P. PARIS 1164-34

**RÉDACTION :**

42, Rue Jacob, PARIS (6<sup>e</sup>)

MED. 65-43



**PUBLICITÉ :**

Publ. Rapy S. A. (M. Rodet)

143, Avenue Emile-Zola, PARIS

TÉL. : SEG. 37-52

# QUELQUES RÉFLEXIONS

## ESTIVALES

La période de vacances coïncide, pour nous, avec un « creux » dans la succession des numéros (puisque'il y a un numéro double juillet-août) et permet de trouver quelques instants de tranquillité pour réfléchir à ce qui a été fait et à ce qui peut l'être dans les numéros à venir.

D'ailleurs, nous avons toujours l'impression de terminer une année avec ce numéro double, car la rentrée d'automne correspond, pour l'industrie électronique et donc pour la presse spécialisée, à un début de saison, souvent à un Salon où l'on voit apparaître les nouveaux modèles, etc.

Nos lecteurs ont parfaitement senti l'orientation nouvelle que nous nous efforçons d'imprimer à notre Revue, et ont réagi très nombreux et avec beaucoup de sympathie. Plusieurs lettres nous ont apporté des idées dont tout le monde profitera, et notre nouvelle rubrique « Calculs - Travaux pratiques - Problèmes » a reçu un accueil presque enthousiaste. Nous allons donc en dire quelques mots, pour préciser certains points.

Tout d'abord, le choix des problèmes est guidé avant tout par le souci d'intéresser le plus grand nombre possible de nos lecteurs, de les entraîner à certains calculs très simples et de les distraire avec les problèmes de mathématiques amusantes. Par conséquent, c'est à propos de ces problèmes que nous attendons surtout vos réactions, même si vous ne nous envoyez pas les solutions. Dites-nous si les sujets traités vous intéressent et indiquez-nous les questions que vous aimeriez nous voir aborder.

Vous remarquerez, en lisant les solutions publiées dans ce numéro, que nous nous efforçons de donner le maximum d'explications, en indiquant les erreurs

commises (lorsqu'elles ont un caractère général) par nos correspondants et les variantes possibles dans la façon de résoudre tel ou tel problème. Réfléchissez à la somme de travail que tout cela représente, et dites-vous bien que nous nous estimerons très largement payés si nous avons la certitude que cela est utile, que cela sert à quelque chose.

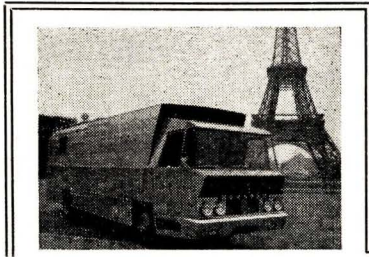
L'électronique, dans le sens le plus large, continue à être notre objectif principal, sans que la radio et la télévision soient oubliées, puisque c'est aussi de l'électronique. Et nous décrirons avec le plus grand plaisir, et un récepteur, et un téléviseur, à condition que cela constitue une occasion de présenter un montage nouveau, ou de rappeler les propriétés et les particularités de quelques montages connus, ou que l'on croit connaître.

Les transistors, et d'une façon plus générale les semiconducteurs, continuent à être l'objet de nos soins attentifs, en ce sens que nous nous efforçons à les rendre digestes à tous nos lecteurs qui, dans ce domaine, éprouvent parfois quelques difficultés. Car il ne faut pas oublier que le téléviseur à transistors, entièrement à transistors, est déjà là, et qu'il faudra bien trouver des techniciens pour le dépanner. Or, l'année dernière encore, le transistor était banni des programmes officiels d'enseignement professionnel. Connaissant l'empressement de l'Administration compétente à suivre le progrès technique, nous pensons qu'il n'y a rien de changé à l'heure actuelle.

Mais nous nous consolons en nous disant que cela permet à « Radio-Constructeur » d'être utile. Et, au fond, compléter un enseignement technique est le rôle naturel d'une revue comme la nôtre.

W. S.

NOTRE COUVERTURE : C'est « Ticcolo », récepteur miniature à pendulette - réveil-matin, fabriqué par TELEFUNKEN.

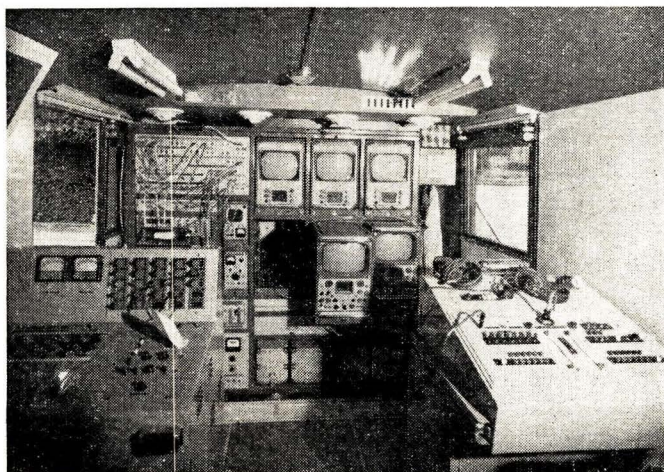


• RADIO-TÉLÉVISION – RADIO-TÉLÉVISION – RADIO-TÉLÉVISION – RADIO •

# Actualités

• RADIO-TÉLÉVISION – RADIO-TÉLÉVISION – RADIO-TÉLÉVISION – RADIO •

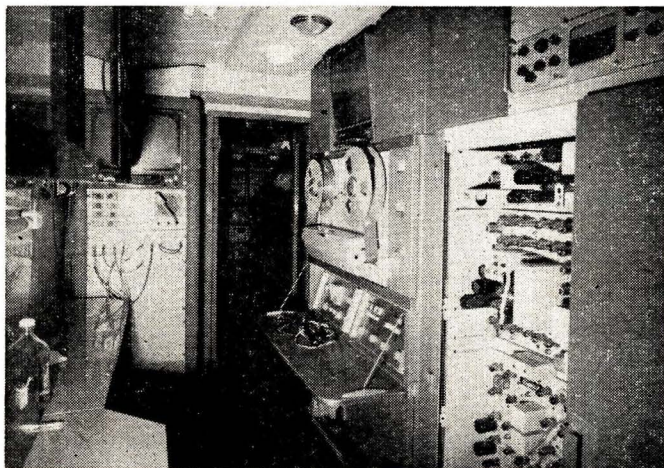
Le car-magnétoscope de la R.T.F. permet la réalisation complète d'une émission prête à être diffusée.



Le véhicule est pratiquement divisé en trois parties : l'équipement général de base, la salle de régie, la salle d'enregistrement magnétique.

Ci-dessus : un aspect de la salle de régie.

Ci-dessous : une vue du magnétoscope vertical.



Pour assurer dans d'excellentes conditions les reportages les plus difficiles, tel le Tour de France, la R.T.F. dispose maintenant d'un matériel assez complet et très efficace. Si les voitures de reportages, types ID 19 ou 404, sont familières à tous, les silhouettes imposantes des camions ou camionnettes nécessaires à la télévision ne le sont pas moins.

Cette année la R.T.F. disposera en plus d'un car-magnétoscope (notre photographie du haut). D'un poids total de 19 t, avec une vitesse de croisière de 60 km/h, ce véhicule groupe tous les éléments permettant de réaliser une émission télévisée prête à être diffusée.

Le matériel de prises de vues comprend deux caméras, et un mélangeur d'images à 4 voies ;

## FORTE PARTICIPATION ALLEMANDE AU SALON DE LA RADIO-TÉLÉVISION qui se tiendra le 5 septembre à Paris

Le Salon International de la Radio et de la Télévision, qui ouvrira ses portes le 5 septembre prochain à Paris, verra une très forte participation allemande. L'industrie grand public d'Outre-Rhin sera en effet représentée par 17 firmes parmi les plus importantes. En fait les exposants allemands représenteront 50 % de la participation étrangère qui groupera des italiens, anglais, belges, suisses, danois, hollandais, autrichiens, etc. En vertu de récents

accords gouvernementaux, les appareils japonais seront présentés sur les stands des constructeurs français eux-mêmes.

Cette année le Salon rassemblera environ 135 constructeurs, soit une augmentation de l'ordre de 60 % par rapport au Salon de 1961, et la surface couverte totale passera de 23 000 à 27 000 m<sup>2</sup>.

On attend plus d'un million de visiteurs.

Il n'est pas sans intérêt de constater qu'au sein du Marché commun, les industriels allemands entendent bien être les premiers à s'organiser sérieusement en vue d'étendre leurs réseaux commerciaux. La confrontation qui s'annonce vive avec le matériel français sera passionnante.

### LE GENERAL LESCHI QUITTE LA R.T.F.

Le général Leschi, directeur des Services techniques de la R.T.F. depuis 1947, prend sa retraite ; mais en quittant la R.T.F. il n'en continuera pas moins à jouer un rôle important pour nos industries puisqu'il vient d'être chargé de l'organisation des expositions des Composants Electroniques et du Salon de la Radio.

C'est le général Leschi qui, après la Libération, fut le grand animateur de la construction du réseau d'émetteurs radio et télévision de la R.T.F.

### NOUVELLES DES EMETTEURS

Un nouvel émetteur FM a été mis en service le 1<sup>er</sup> juin à Bordeaux-Bouliac. Il diffuse le programme France III sur 89,70 MHz, avec une puissance de 2 kW. Les deux autres émetteurs FM de la région diffusent l'un les programmes France I sur 98,1 MHz, l'autre les programmes France IV sur 93,5 MHz.

la partie enregistrement magnétique est constituée par une table d'enregistrement Ampex permettant l'enregistrement en 819 ou 625 lignes, d'une durée de 10 minutes. Les émissions enregistrées peuvent être montées et visionnées dans le car lui-même.

Sur la baie vidéo on trouve deux voies caméras semi-transistorisées, trois récepteurs de

## NOUVELLES BRÈVES

■ Le Salon de la Radio de Berlin (30 août-8 septembre) coïncidera avec le début, en Allemagne de l'Ouest, des émissions stéréophoniques en modulation de fréquence.

■ La Compagnie Générale de Métrologie (Metrix) a porté son capital de 2,5 à 4 millions de nouveaux francs, par incorporation de réserves.

■ L'édition 1963-64 du Catalogue des Normes Françaises vient de paraître (AFNOR, 19, rue du 4-Septembre, Paris).

■ Le gouvernement grec va entreprendre la construction d'une chaîne de télévision et d'un réseau d'émetteurs FM.

contrôle oscilloscopique fonctionnant indifféremment en 625 ou 819 lignes, deux générateurs de synchronisation et deux pilotes de synchronisation entièrement transistorisés.

L'équipement son est formé principalement d'une valise amplificatrice mélangeuse, d'un magnétophone de reportage et de quatre micros.

# SUR LE MARCHÉ EUROPÉEN

## RÉCEPTEURS - TÉLÉVISEURS - MAGNÉTOPHONES

### Téléviseur T 1235 U (LA VOIX DE SON MAITRE)

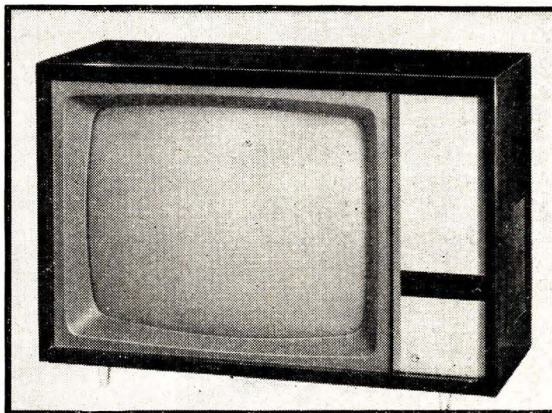
Ce téléviseur, équipé normalement pour recevoir le second programme français, offre également la possibilité d'adaptation aux standards européens 625 l. CCIR (allemands, italiens, espagnols, suisses ou belges). Il est équipé de 20 tubes, 4 diodes (silicium ou germanium), une cellule photorésistante et un cathoscope type 23 AX-P 4, de 59 cm, à écran rectangulaire et angle de déviation de 110°.

Le montage est doté d'un grand nombre de dispositifs automatiques : commande de contraste en fonction de la lumière ambiante ; commande de stabilité horizontale ; commande de l'amplitude horizontale et verticale ; commande de gain (C.A.G.) ; équilibrage de format en 819 et 625 lignes ; effacement des retours de lignes et d'images. Les deux relaxateurs, images et lignes, sont du type multivibrateur.

L'appareil est muni d'une prise P.U. commutable, avec coupure des circuits TV, d'une prise pour magnétophone, et d'une prise pour stabilisateur automatique, avec commande simultanée de mise en service (téléviseur et régulateur).

L'amplificateur B.F., délivrant une puissance de quelque 2 W, attaque deux H.P. elliptiques (160 x 240 mm et 120 x 190 mm).

La consommation totale de ce téléviseur est de l'ordre de 180 VA et ses dimensions sont : 754 x 535 x 430 mm.



Ci-dessus : Téléviseur 12354  
(LA VOIX DE SON MAITRE).

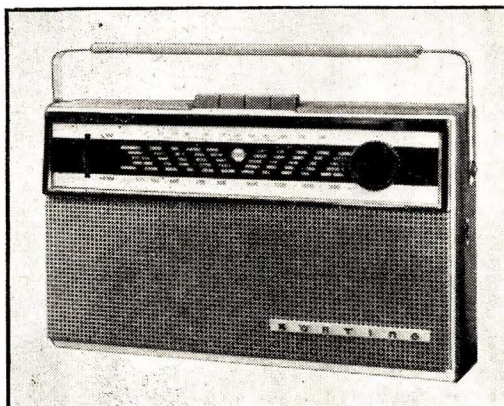
### Récepteur portatif à transistors type 24-021 (KERTING)

Équipé de 7 transistors et d'une diode, ce récepteur est prévu pour recevoir les gammes G.O. et P.O. soit sur l'antenne ferrite incorporée, soit sur une antenne extérieure. La mise en circuit de cette dernière, la commutation des deux gammes et la mise en marche-arrêt se font à l'aide d'un clavier à 4 touches.

L'alimentation s'effectue par deux piles « pour lampe de poche » de 4,5 V, et la puissance B.F. disponible est de 400 mW environ, le haut-parleur étant un 100 mm.

Une stabilisation thermique efficace permet un fonctionnement normal à des températures allant de -10 °C à +50 °C.

Tout le montage est réalisé en sous-ensembles à circuits imprimés, les dimensions hors tout de ce récepteur étant de 280 x 90 x 170 mm.



À gauche : Récepteur type 24-021  
(KERTING).

### Récepteur portatif "Bajazzo TS" (TELEFUNKEN)

C'est un récepteur de dimensions réduites (320 x 190 x 90 mm), mais capable de fournir une puissance de sortie de quelque 2,3 W. Il est prévu pour recevoir la bande FM et trois gammes AM (O.C.-P.O.-G.O.). L'ensemble des perfectionnements que l'on trouve dans cet appareil en font un équivalent, en tant que performances, des meilleurs récepteurs d'appartement. C'est ainsi que l'on y trouve :

Un étage d'amplifications H.F. en AM ;

Un antifading, partiellement amplifié, qui agit sur l'étage F.I. et l'étage d'entrée H.F. ;

Amplification F.I. à quatre étages en FM, comprenant les transistors H.F. et changeur de fréquence AM, plus les deux transistors normaux d'amplification F.I. ;

Montage à base commune des transistors amplificateurs F.I. en FM, et à émetteur commun en AM ;

Transistor spécial pour l'étage d'entrée H.F. en FM, monté à base commune ;

Tension d'alimentation du tuner FM stabilisée à l'aide d'un montage spécial ;

Commande automatique de fréquence (C.A.F.), en FM ;

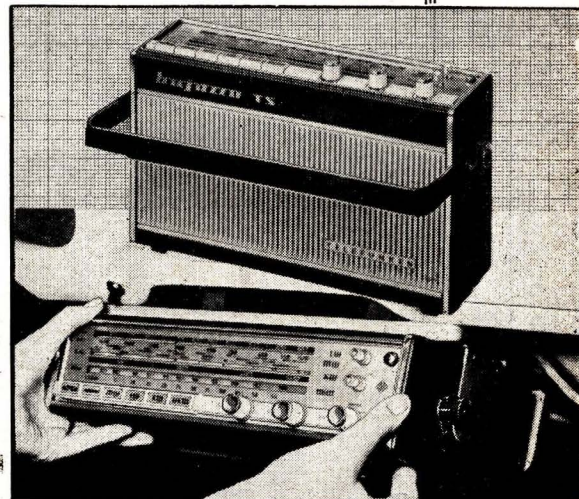
Partie B.F. à trois étages, dont un étage final en push-pull.

Le récepteur comporte 11 transistors et 6 diodes. Les différentes commandes se font à l'aide d'un clavier à 6 touches, dont une pour la commutation en « fonction auto », et un régulateur de tonalité permet de doser cette dernière d'une façon continue entre le grave et l'aigu. Une antenne ferrite intérieure (21 cm) est utilisée normalement pour la réception en P.O. et G.O. Une antenne télescopique est prévue pour O.C. et FM. Il existe des prises pour P.U., pour magnétophone, pour un casque et pour un H.P. extérieur.

L'alimentation se fait à l'aide de 6 piles de 1,5 V.

### Nouvelle série de récepteurs (GRAETZ)

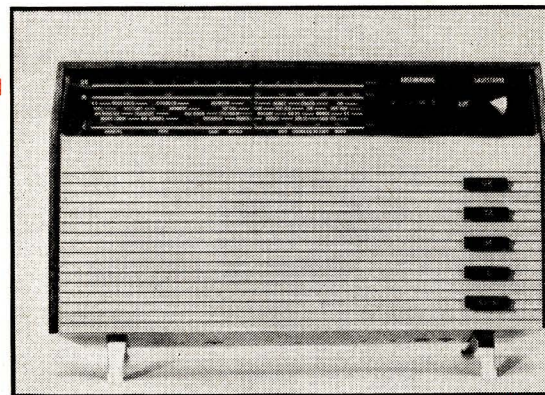
La série 1963/64 comprend 9 modèles, tous avec FM, bien entendu. Dans quatre récepteurs le tuner FM est à transistors (AF 102 - AF 125 ou AF 124 - AF 125), tandis que dans les autres la solution classique d'une ECC 85 a été conservée. Le changement de fréquence (en AM) est confié à une ECH 81 et l'amplification F.I. à une EBF 89. ou une EF 89. L'heptode ECH 81 travaille en amplificatrice F.I. (10,7 MHz) en position FM.



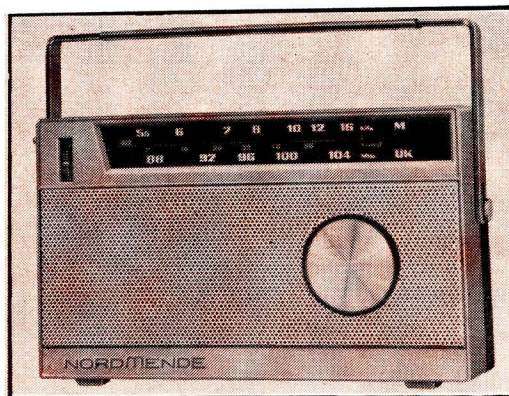
La structure de la partie B.F. varie suivant que le récepteur est prévu (3 modèles) ou non (6 modèles) pour la stéréo. Dans le premier cas, on trouve des montages ECC 83 - ELL 80 ou ECC 83 - 2 x EL 84. Dans le second, le tube final est toujours un ECL 86. L'indicateur d'accord, lorsqu'il existe, est un EM 84.



A gauche : Quelques récepteurs GRAETZ. — « Melodia » (1); « Komtess » (2); « Musica » (3); « Astrid » (4).



Ci-dessus : Récepteur « Klangmeister T » (SIEMENS).



Ci-contre : Récepteur « Mikrobox UKW » (NORDMENDE).

Voici maintenant, en raccourci, les caractéristiques des différents modèles :

**Polka 1213** : 6 tubes ; 2 diodes ; 1 redresseur sélénium ; 4 gammes ; 2 H.P. Puissance de sortie 4 W.

**Comedia 1215** : même chose que ci-dessus, mais avec 3 H.P.

**Baroness 1209 et Astrid 1208** : 4 tubes ; 2 transistors ; 4 diodes ; 1 redresseur sélénium ; 3 gammes ; 1 H.P. Puissance de sortie : 2 x 4 W.

**Melodia 1216 et Musica 1214** : 7 tubes ; 3 diodes ; 1 redresseur sélénium ; 4 gammes ; 2 H.P. Montage stéréo avec ELL 80. Puissance de sortie : 2 x 2,4 W.

**Chanson 1212 et Komtess 1211** : 5 tubes ; 2 transistors ; 4 diodes ; 1 redresseur sélénium ; 4 gammes ; 1 H.P. Puissance de sortie : 3 W.

### Récepteur à transistors type RU 173 (DUCRETET-THOMSON)

Prévu pour la réception des émissions modulées en amplitude, ce récepteur couvre trois gammes ainsi réparties :

G.O. — 148 à 270 kHz ;  
P.O. — 520 à 1 620 kHz ;  
O.C. — 5,85 à 7,5 MHz.

Les différentes commutations s'effectuent à l'aide d'un clavier à 5 touches : trois pour les gammes avec mise en marche simultanée ; une pour l'arrêt ; une pour la commutation cadre-antenne voiture.

La tonalité peut être modifiée d'une façon progressive par atténuation des graves.

L'équipement de ce récepteur en semi-conducteurs comprend 7 transistors, 2 diodes et une thermistance de stabilisation. Le push-pull final, du type sans transformateur de sortie, délivre une puissance de 500 mW. Le haut-parleur est un 100 mm à moteur inversé.

Le collecteur d'ondes normal, utilisable sur les trois gammes, est constitué par un cadre ferroxcube de 230 mm de longueur. Une antenne de voiture peut également être utilisée sur les trois gammes.

Une prise est prévue pour un écouteur individuel ou un H.P. extérieur.

L'alimentation est assurée par 6 piles de 1,5 V, type torche moyenne, en boîtier étanche. Leur remplacement est très facile.

Ce récepteur est présenté en coffret polyester gainé, muni d'une poignée métallique orientable, permettant l'utilisation de l'appareil en position inclinée (récepteur de table). Ses dimensions sont : 255 x 160 x 70 mm. Son poids (avec piles) est de 1,8 kg.

### Récepteur miniature AM/FM type "Mikrobox UKW" (NORDMENDE)

Les dimensions vraiment réduites de ce récepteur (160 x 94 x 43 mm) en font très certainement un des plus petits « pockets » pouvant recevoir la FM. En dehors de cette bande le « Mikrobox » ne reçoit que la gamme P.O. Il est équipé de 9 transistors, dont un Mesa pour l'amplification H.F. en FM, et de 3 diodes germanium.

L'alimentation est assurée par 4 éléments miniatures de 1,5 V (50 x 13 mm), et la consommation, à la puissance standard de 50 mV, est de 40 mA environ. La puissance maximale que peut donner ce petit récepteur est de 170 mW environ, le H.P. étant un dynamique de 70 mm de diamètre. Une prise pour écouteurs est prévue.

Les circuits F.I. sont accordés sur 460 kHz en AM et sur 10,7 MHz en FM.

### Récepteur "Klangmeister T" type RA30 (SIEMENS)

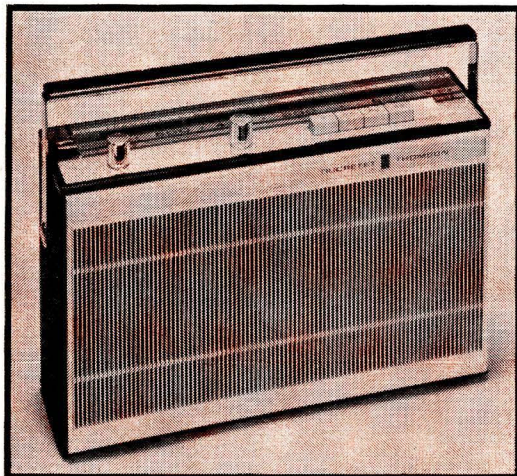
C'est un récepteur d'appartement, de dimensions réduites (300 x 185 x 80 mm), équipé de 9 transistors et 4 diodes germanium, et prévu pour recevoir les gammes P.O.-G.O. en AM et la bande FM normale. L'équipement en transistors et diodes comprend : AF 114, OC 615 M, 3 x AF 116, 2 x TF 65, 2 x AC 121, 2 x RL 252, RL 52 et RD 11.

Un clavier à cinq touches permet de commuter les gammes, connecter la prise P.U.-magnétophone et de modifier la tonalité (musique-parole). L'amplificateur F.I. est accordé sur 452 kHz en AM et sur 10,7 MHz en FM.

La puissance de sortie de l'étage final (push-pull) est de l'ordre de 1 W. Le H.P. est un 10 cm à aimant puissant (10 000 gauss).

L'alimentation se fait soit à l'aide d'une pile-bloc de 9 V (Pertrix 439 ou analogue),

Récepteur type RU 173 (DUCRETET-THOMSON).







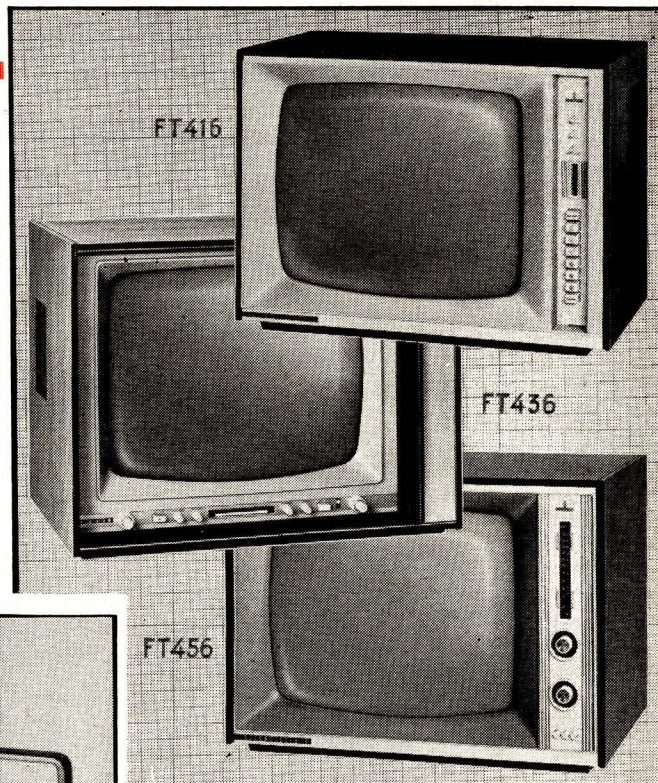
A gauche : **Magnétophone à transistors TK 4 (GRUNDIG).**



A droite : **Nouveaux téléviseurs SIEMENS.**



Ci-dessous : **Téléviseur portable FE 103 (TELEFUNKEN).**



soit à l'aide de deux piles type « lampe de poche ». Dans le premier cas la durée moyenne d'écoute est de l'ordre de 100 heures. Dans le second, cette durée est de 45 heures environ.

La consommation est de 18 mA au repos, de 40 mA pour une puissance de sortie de 20 mW et de 235 mA pour 1 W.

## Nouveaux téléviseurs de la série "Bildmeister" (SIEMENS)

Cette série comprend cinq modèles, tous équipés d'un tube de 59 cm à protection « anti-implosion », et (sauf un) d'un tuner U.H.F. à deux transistors AF 116 ou AF 139.

Le téléviseur « Bildmeister I » (FT 416) fonctionne sur alternatif et comprend 17 tubes, 3 diodes et 2 redresseurs. Il est muni de deux haut-parleurs et son clavier à 6 touches permet d'obtenir, par simple pression, six émetteurs au choix, aussi bien dans les bandes I ou III qu'en U.H.F. (bandes IV et V).

Le téléviseur « Bildmeister II » (FS 426), dont le coffret est solide d'une tablette à quatre pieds, est un « tous-courants », équipé de 15 tubes, 5 diodes et 5 redresseurs. Le choix de l'émetteur à recevoir se fait également à l'aide d'un clavier.

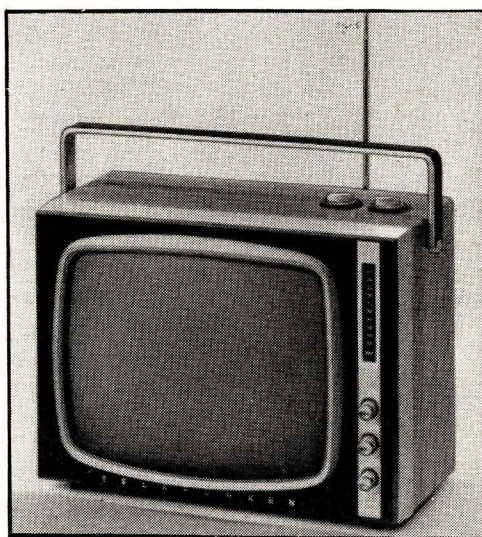
Le téléviseur « Bildmeister III » (FT 436) a pratiquement le même équipement en tubes, en diodes et en redresseurs que le FS 426, mais ses différentes commandes se font par boutons et deux touches disposées sous l'écran. Ce téléviseur, comme d'ailleurs le précédent, est muni d'un seul H.P.

Le téléviseur « Bildmeister IV » (FT 446) est pratiquement identique au FT 435 en tant que disposition des organes de commande, mais il est du type « symétrique ». Son H.P. est disposé sur l'un des panneaux latéraux. C'est le seul téléviseur de la série dont le tuner FM est à tubes (PC 88 et PC 86).

Enfin, le téléviseur « Bildmeister V » (FT 456), du type « alternatif », comprend 16 tubes, 7 diodes et 5 redresseurs.

## Téléviseur portable FE 103 (TELEFUNKEN)

Dans l'esprit de son constructeur, il s'agit d'un téléviseur de complément, que l'on peut transporter de la cuisine à la terrasse, et du balcon à la maison de campagne. Son an-



tenne télescopique permet la réception de tous les émetteurs suffisamment rapprochés.

Il est équipé d'un tube-images de 16 pouces (41 cm), de 12 tubes, 2 transistors, 6 diodes germanium et 1 redresseur au silicium. L'utilisation d'une T.H.T. de 18 kV permet d'obtenir une remarquable luminosité et une extraordinaire finesse d'image. Une prise pour un H.P. supplémentaire est prévue, et une autre pour un casque.

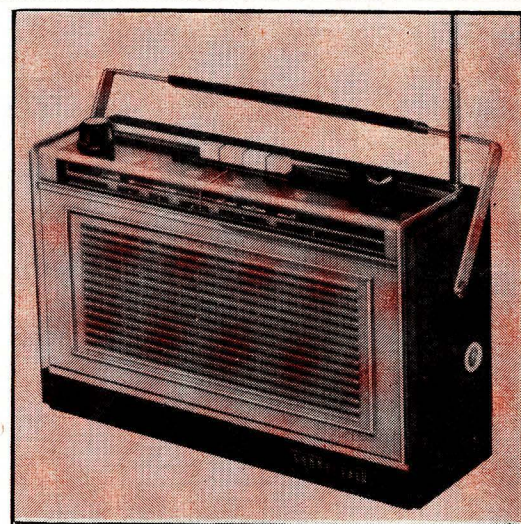
L'alimentation se fait sur secteur alternatif de 220 V.

## Magnétophone à transistors type TK4 (GRUNDIG)

Cet appareil peut fonctionner soit piles incorporées, soit sur secteur, soit encore sur batterie de voiture. Il est prévu pour une seule vitesse de défilement (9,5 cm/s) et transmet correctement la bande de 60 à 10 000 Hz. La durée maximale d'enregistrement (ou d'écoute), avec une bobine de 11cm, est de 2 x 60 minutes.

Un indicateur permet de repérer la bande en mouvement, et un appareil à aiguille est prévu pour surveiller l'attaque (à l'enregistrement) ou contrôler la tension de la batterie incorporée.

Il est prévu une entrée pour microphone



Récepteur type 702 (SONNECLAIR).

(avec un préamplificateur) et une autre pour radio. L'étage de sortie délivre une puissance de 550 mW, et l'amplificateur comporte un réglage de tonalité.

L'alimentation incorporée se compose de 6 éléments de 1,5 V, une prise permettant l'alimentation de l'appareil sur une batterie de voiture de 6 V (des adaptateurs spéciaux sont nécessaires pour 12 ou 24 V).

Les dimensions de l'appareil sont 347 x 105 x 225 mm et son poids, y compris les piles, est de 5 kg.

## Nouveau récepteur à transistors, type 702 (SONNECLAIR)

Tout le monde connaît le célèbre « Cadrait » de cette marque, qui vient de mettre sur le

Marché un nouveau modèle, aux caractéristiques très intéressantes et de présentation particulièrement soignée.

Muni d'une prise commutable pour une antenne de voiture, ce récepteur possède un étage final capable de délivrer une puissance appréciable de 500 mW. Le haut-parleur est un elliptique de 120 x 190 mm, et un potentiomètre permet d'ajuster la tonalité.

L'alimentation se fait à l'aide de trois piles de 4,5 V, du type « lampe de poche ».

## Nouveau portable type L3F-31T (PHILIPS)

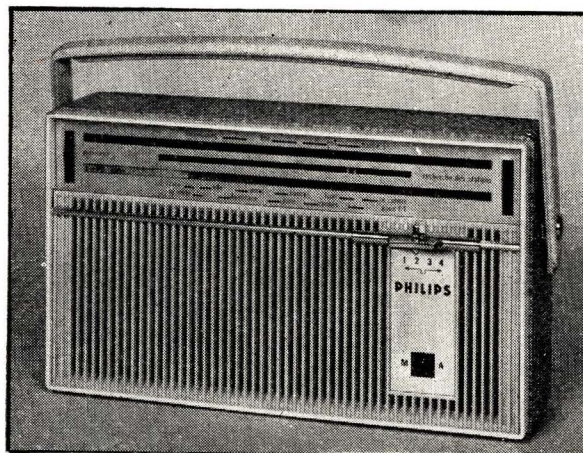
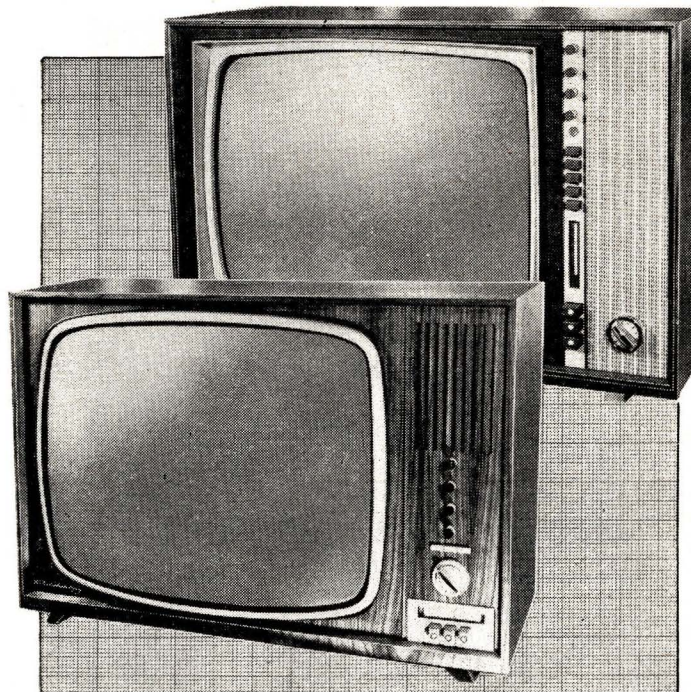
Il couvre les deux gammes normales, P.O. et G.O., et son équipement comprend 6 transistors (trois AF 117, un OC 75 et deux OC 72) et 2 diodes (OA 79). La réception se fait sur un cadre constitué par un bâtonnet de fer-oxcube de 200 mm de long.

Le H.P. est de 10 cm ( $Z = 3 \Omega$ ) et la puissance de sortie atteint 230 mW. Une douille pour le branchement d'une antenne de voiture ou, en général, d'une antenne extérieure, est prévue.

L'alimentation se fait à l'aide de deux piles type « lampe de poche » (9 V au total), plus une petite pile de polarisation de 1,5 V pour le dispositif « Ecodyne ».

Les dimensions de ce petit récepteur sont : 260 x 145 x 70 mm.

Deux des nouveaux téléviseurs KERTING de la saison 1963/64.



Ci-contre : Téléviseur FE 213 T  
(TELEFUNKEN).

en présence des variations de la tension du secteur; suppression du point lumineux après extinction, etc. Les dimensions de ce téléviseur sont : 620 x 510 x 420 mm.

## Téléviseurs de la saison 1963-64 (KERTING)

Cette série comprend quatre modèles de base, qui deviennent huit si l'on tient compte que chacun des quatre modèles ci-dessus est livré équipé ou non du tuner U.H.F. pour la réception de la bande IV.

Les caractéristiques communes à tous les modèles de cette série peuvent se résumer comme suit :

Châssis vertical pivotant à accessibilité intégrale ;

Tuner V.H.F. prévu pour recevoir 12 canaux (3 en bande I; 7 en bande III; 2 en « réserve »). Montage PCC 88 - PCF 82 ou PCC 189 - PCF 86 ;

Tuner U.H.F. à lampes ou à transistors, au choix ;

Ci-contre : Portable type  
L3F-31T (PHILIPS).

Amplificateur F.I. vision à trois étages, suivi d'un étage vidéo à restitution intégrale de contraste ;

Réglage automatique de contraste en fonction de l'éclairage ambiant.

Double étage de séparation, avec écrêteur très efficace de parasites, et élimination des troubles résultant de l'allumage des voitures ;

Balayage vertical à entrelacement rigoureusement « calibré » et à régulation automatique de la hauteur de l'image ;

Balayage horizontal utilisant un oscillateur sinusoïdal, un comparateur de phase symétrique et un système de stabilisation de l'amplitude horizontale et de la T.H.T. ;

Prise pour la commande à distance ;

Tube-images de 59 cm, 110°, « anti-implosion ».

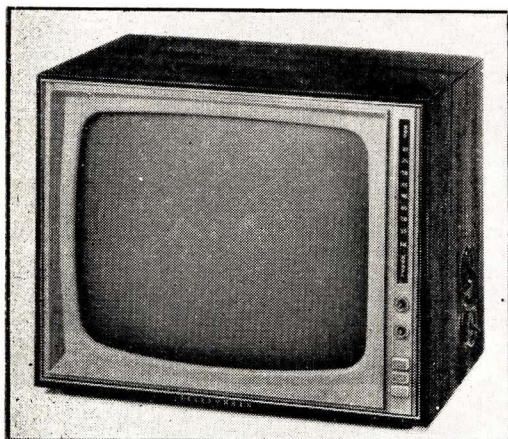
Les caractéristiques particulières de chaque modèle sont :

Types 44 618 et 44 619 (avec U.H.F.). — 15 (ou 17) tubes, 7 diodes et 1 redresseur. Dimensions : 605 x 500 x 310 mm ;

Types 44 632 et 44 633 (avec U.H.F.). — Même nombre de tubes et de diodes que le modèle précédent. Tuner V.H.F. différent. Dimensions : 730 x 510 x 310 mm ;

Types 44 636 et 44 637 (avec U.H.F.). — 16 (ou 18) tubes, 7 diodes et 2 redresseurs. Partie B.F. avec 2 H.P. Dimensions : 750 x 500 x 320 mm ;

Types 44 676 et 44 677 (avec U.H.F.). — Meuble, équipé du même châssis que le modèle précédent, avec 2 H.P. également. Dimensions : 780 x 860 x 380 mm.



## Téléviseur FE 213 T (TELEFUNKEN)

C'est un appareil de table, du type asymétrique (commandes et H.P. sur le côté du panneau frontal), dont les trois touches permettent les commutations suivantes : U.H.F. ; Arrêt-Marche ; Musique-Parole. Il est équipé du nouveau tube-images « anti-implosion » type A 59-12 W, de 19 tubes, 3 diodes germanium, 2 diodes silicium, 1 redresseur silicium pour l'alimentation.

L'étage d'entrée est monté avec des triodes-neutrodes : PC 900 en V.H.F. (bandes I et III) ; PC 88 en U.H.F. (bandes IV et V). Il en résulte une excellente sensibilité, d'autant plus que l'amplificateur F.I. vision est à quatre étages, dont deux soumis à l'action d'une C.A.G.

Différents dispositifs automatiques sont également prévus : étage séparateur « antiparasites » ; commande automatique de la fréquence lignes par comparateur de phase symétrique ; maintien des dimensions de l'image

# Les transformateurs de faible puissance

Les applications de l'électricité, de l'électronique et de l'électromécanique exigent l'emploi d'un grand nombre de transformateurs de petite et moyenne puissance. Les délais pour l'obtention de ces différents transformateurs, pour des caractéristiques hors catalogue, sont généralement assez longs; les utilisateurs ont donc souvent intérêt à réaliser eux-mêmes leurs prototypes, et quelquefois leurs séries.

La détermination des éléments d'un transformateur et sa réalisation sont suffisamment simples pour que tout utilisateur puisse en entreprendre la construction. On trouve aisément, dans le commerce, les tôles de différentes qualités, les carcasses et les fils nécessaires, si bien que le transformateur peut être réalisé dans un temps réduit. Il est même parfois possible de modifier un transformateur de récupération dont on a pu relever les caractéristiques.

Les quelques pages qui vont suivre, sans prétendre à épuiser le sujet, doivent remettre en mémoire les principes de base du calcul des transformateurs, et les abaques permettre la détermination rapide et pratique des différents éléments pour la réalisation de transformateurs correspondant aux besoins des utilisateurs.

Les transformateurs réalisés selon les données ci-dessous peuvent délivrer en permanence les voltampères nominaux, sans que l'échauffement dépasse une vingtaine de degrés au-dessus de l'ambiance.

## Définition

Un transformateur est un appareil statique, destiné à adapter des appareils d'utilisation à un circuit d'alimentation à courant alternatif de tension et d'intensité

Fig. 1, 2 et 3. — Les différentes façons de réaliser un transformateur.

Fig. 4 et 5. — Représentations normalisées d'un transformateur et d'un autotransformateur.

## CALCUL GRAPHIQUE



différentes sans en changer la forme, ni la fréquence.

### Rappel de notions

Un transformateur est essentiellement constitué par un empilage de tôles magnétiques, formant le noyau, sur lequel est fixé le bobinage. Ce dernier, pour plus de facilité, est réalisé sur une carcasse. Les tôles contiennent un certain pourcentage de silicium, pour augmenter leur résistivité et réduire les pertes dues aux courants de Foucault. Elles sont caractérisées par leurs pertes (en watts par kilogramme) mesurées à la fréquence de 50 hertz et à une induction de 10 000 gauss.

Le circuit magnétique le plus utilisé pour les faibles puissances est dit « cuirassé » (fig. 1) : les bobinages entourent la branche centrale; le circuit magnétique protège efficacement les enroulements; le champ magnétique rayonne peu. Dans le second type, dit à « colonnes », le bobinage est effectué sur une seule branche ou, mieux, sur les deux, les fuites magnétiques sont plus importantes, le transformateur rayonne davantage (fig. 2 et 3).

Dans un transformateur, les tensions primaires et secondaires sont, aux pertes près, proportionnelles au nombre de tours. De même, les intensités sont inversement proportionnelles à ce même nombre de tours.

### Autotransformateurs

Ce sont des transformateurs dont les enroulements primaire et secondaire possèdent une partie commune. Leur avantage consiste en une réduction de poids et de prix, mais ils ne permettent pas d'isoler les circuits d'utilisation du circuit d'alimentation. On les utilise en général à faible rapport (1/2 ou 2/1), et souvent comme régulateurs en survolteur-dévolteur. Les figures 4 et 5 montrent les représentations normalisées d'un transformateur et d'un autotransformateur.

### Calcul d'un transformateur

La formule générale est :

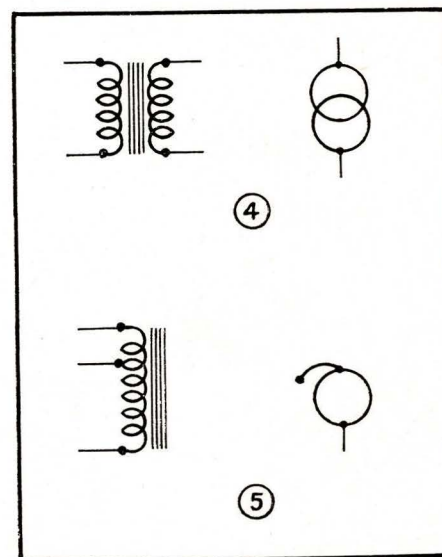
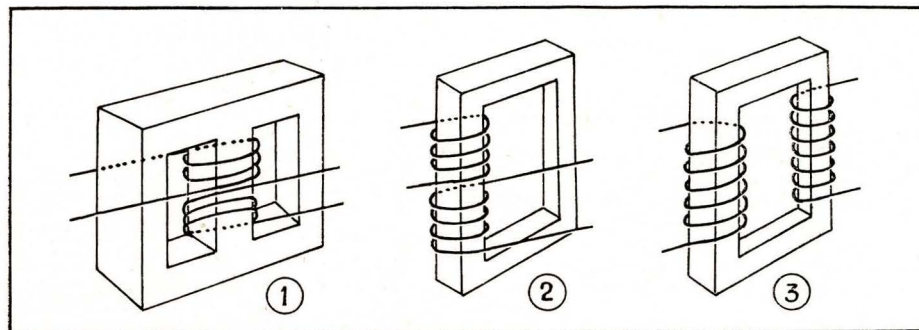
$$U = 4,4 B f N S \cdot 10^{-8} \quad (1)$$

Elle donne la tension  $U$  en volts pour un bobinage de  $N$  spires, enroulé sur un noyau magnétique fermé de section  $S$  en centimètres carrés ( $\text{cm}^2$ ). La fréquence  $f$  est en hertz, et l'induction  $B$  en gauss.

En faisant  $U=1$  volt, cette formule peut se mettre sous la forme pratique suivante :

$$N = \frac{10^8}{4,4 B f S} \quad (2)$$

dans laquelle  $N$  représente le nombre de spires nécessaire pour obtenir une tension de 1 volt. C'est ce nombre  $N$  (spires par volt) qui servira de base au calcul des différents paramètres.



En prenant pour valeur de  $S$  100  $\text{cm}^2$  dans la formule (1), avec  $B=10000$  gauss et  $f=50$  hertz, on en tire la règle de Boucherot.

## Règle de Boucherot

« Un noyau magnétique feuilleté de section 100  $\text{cm}^2$ , soumis à une induction de 10 000 gauss, à une fréquence de 50 hertz, engendre dans une spire une tension de 2,22 volts. » Pour toute autre valeur  $B_1$ ,  $f_1$  et  $S_1$  d'induction, de fréquence ou de section, on a

$$e = 2,22 \frac{B_1}{10\,000} \times \frac{f_1}{50} \times \frac{S_1}{100} \quad (3)$$

## Section du noyau

Pratiquement on choisit, toujours pour une induction-type de 10 000 gauss et  $f=50$  Hz,

$$S = 1,2 \sqrt{VA} \quad (4)$$

$S$  étant exprimée en centimètres carrés ( $\text{cm}^2$ ),  $V$  en volts et  $A$  en ampères, le produit  $VA$  représentant donc les volt-ampères ou la puissance apparente du transformateur.

## Etude d'un transformateur

La formule (4) permet de déterminer la section utile du fer à adopter, toujours pour  $B=10000$  et  $f=50$ . Connaissant cette section, la règle de Boucherot donne la valeur du nombre de spires par volt, valeur qui convient pour le circuit primaire, mais qui se trouve, compte tenu des pertes, un peu faible pour les circuits secondaires. Pour ces derniers, cette valeur devra être majorée de 5 à 20 %

selon la puissance, l'abaque général précisant cette majoration.

Connaissant le nombre de tours, on choisira les diamètres des fils, compatibles avec un échauffement admissible. L'abaque indiquera les densités en ampères par millimètre carré généralement admises selon les puissances. On choisira un circuit magnétique, et l'on s'assurera que les bobinages peuvent se loger dans les « fenêtres » des circuits magnétiques. Un tableau des caractéristiques des fils facilitera ce travail.

## Utilisation des abaques

L'abaque (I) a été établi pour les valeurs moyennes de référence, généralement adoptées pour des circuits « cuirassés », soit  $B=10000$  et  $f=50$ .

Les abscisses sont graduées logarithmiquement en voltampères, de 2 à 500 VA.

Les ordonnées, également logarithmiques, sont graduées de 1 à 30 et permettent de lire :

1. — La section  $S$  du noyau, directement en centimètres carrés ;
2. — Le nombre des spires par volt  $N$ , avec la courbe inférieure correspondant au nombre de tours primaires, et la courbe supérieure au nombre de tours secondaires, compte tenu du rendement ;
3. — La densité de courant généralement admise en fonction de la puissance.

Ayant déterminé le nombre total de voltampères que devra débiter le secondaire et l'ayant majoré de 5 à 40 % pour tenir compte du rendement (voir plus loin), on lira directement sur l'abaque :

1. — La section utile du noyau ;

2. — Le nombre de tours par volt au primaire et aux secondaires ;

3. — La densité de courant admise.

On aura intérêt à prévoir parfois une valeur du produit  $VA$  légèrement supérieure à celle donnée par le calcul, si l'on pense demander au transformateur une puissance supérieure à celle prévue.

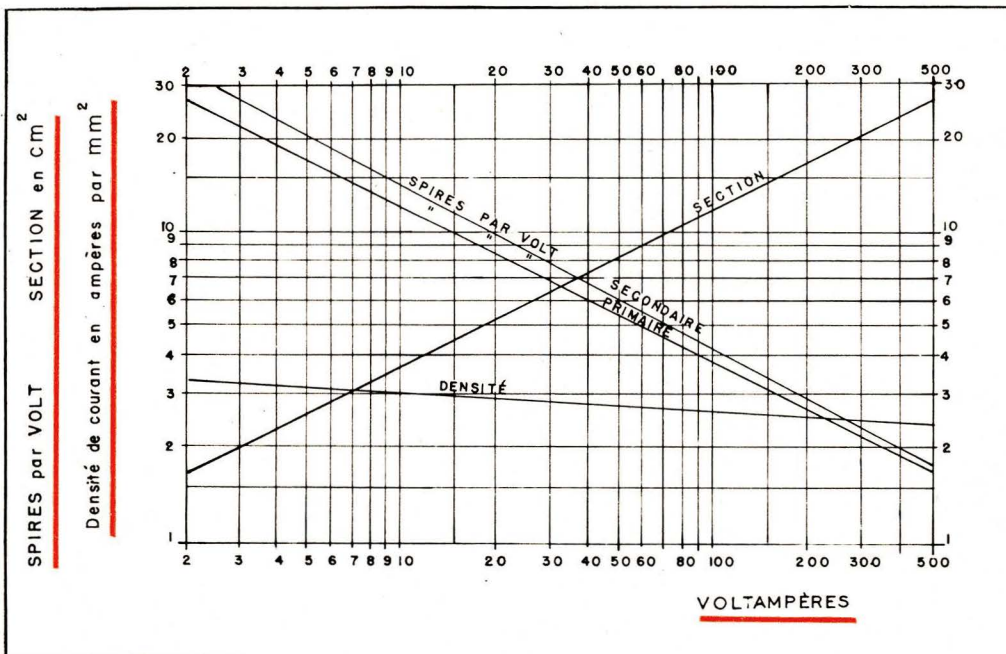
On déterminera ensuite le diamètre des fils du primaire, en majorant les sections pour tenir compte des pertes (fer et cuivre). En général, on majorera la section dans le rapport  $N_s/N_p$  du nombre de spires secondaires  $N_s$  au nombre de spires primaires  $N_p$  (\*).

Pour utiliser une valeur d'induction autre que 10 000, en général 8000 à 12 000, on modifiera les valeurs de  $N$  et  $S$  relevées sur l'abaque, au moyen de la formule (3), en remarquant que le produit  $B_1 \cdot N_1 \cdot S_1$  est toujours constant pour une même fréquence. Souvent on ne modifie que  $S$  en fonction de  $B$ .

Les inductions inférieures à 10 000 doivent être employées quand on utilise des tôles de mauvaise qualité, ou pour réduire les pertes à vide pour des transformateurs devant rester constamment connectés et dont le secondaire débite par intermittence.

Les inductions supérieures à 12 000 sont rarement employées, en raison de l'échauffement du transformateur qui en résulte. On peut cependant utiliser des inductions de 15 000 à 17 000 pour des appareils à fonctionnement très intermittent et dont le primaire ne reste pas sous tension à vide. Le fonctionnement à très haute induction peut, de plus, créer des harmoniques gênantes par suite de la saturation du circuit magnétique.

(\*) L'auteur oublie de préciser qu'il s'agit de spires par volt et non du nombre total de spires, auquel cas on peut arriver à des résultats assez inattendus (N.D.L.R.).



Abaque I. — Ce graphique permet de déterminer très rapidement la section du noyau, les spires par volt et la densité du courant.

Pour une fréquence de 25 Hz, on peut utiliser des inductions jusqu'à 14 000 gauss sans inconvénient. Pour une induction de 14 000 gauss, on utilisera pour N les valeurs lues sur l'abaque et on multipliera S par 1.5. Si on gardait l'induction de 10 000, il suffirait de multiplier S par 2.

## Abaque II

Cet abaque permet de choisir très rapidement le type de circuit magnétique parmi les découpes normalisées des différents fabricants. Il donne directement les hauteurs d'empilage pour des caractéristiques semblables à celles de l'abaque (I).

Une droite marquée « Optimum » permet de choisir les dimensions optimales de circuits, qui correspondent au transformateur le plus réduit pour une puissance donnée, c'est-à-dire le plus léger et, en même temps, le plus économique. Ce circuit est celui dont la branche centrale est de section carrée. On a toujours intérêt à se rapprocher de cette forme.

Il y a trois façons d'utiliser les abaques (I) et (II) :

1. — On détermine sur l'abaque (I) la section et les spires par volt cor-

N.B. — L'abaque (I) a été prolongé à sa partie inférieure jusqu'à l'unité, de façon à faciliter les calculs graphiques dont il sera fait état lorsqu'il sera question de l'extension des utilisations de l'abaque.

respondant au nombre de volt-ampères imposé, et on choisit les dimensions du circuit sur l'abaque (II) ;

2. — On choisit le type de tôle sur l'abaque (II), ainsi que la hauteur d'empilage, après quoi on se reporte à l'abaque (I) pour déterminer les spires par volt ;
3. — Pour des raisons d'encombrement, ou parce que l'on dispose d'un circuit donné, on détermine le circuit par sa hauteur d'empilage sur l'abaque (II), puis on se reporte à l'abaque (I).

Le tableau accompagnant l'abaque (II) donne les valeurs moyennes des sections utiles de bobinage, c'est-à-dire la surface pratiquement disponible des fenêtres des circuits magnétiques. Ces surfaces correspondent à des transformateurs à isolement normal, à tension d'essai de 1500 à 2500 V, comportant un primaire et un ou deux secondaires, les tensions des différents circuits étant de l'ordre de 500 V au maximum.

Ces valeurs sont données à titre indicatif, et il est prudent, avant d'entreprendre la réalisation d'un bobinage, de s'assurer des possibilités de logement des différents enroulements.

Pour pouvoir utiliser les carcasses du commerce, on sera fréquemment appelé à choisir une hauteur d'empilage légèrement différente de la valeur théorique. On mo-

difiera en conséquence le nombre de tours des bobinages, comme il sera expliqué plus loin.

Les points portés sur les droites « 37 × 44 », « 44 × 75 », « 50 × 60 », « 75 × 75 » et « 62,5 × 75 » correspondent aux circuits magnétiques sous étrier.

Pour une section donnée du circuit magnétique, il est préférable de choisir celui possédant la plus courte ligne de force moyenne, c'est-à-dire un circuit trapu, dont la fenêtre est la plus réduite, compte tenu des impératifs de bobinage. Ce circuit est le plus léger et, partant, celui qui présente le moins de pertes dans les conditions d'emploi.

Pour des transformateurs à plusieurs secondaires, ou devant subir des essais de surtension importante, ou encore possédant des primaires à combinaisons, on doit déterminer le circuit en fonction des impératifs de bobinage.

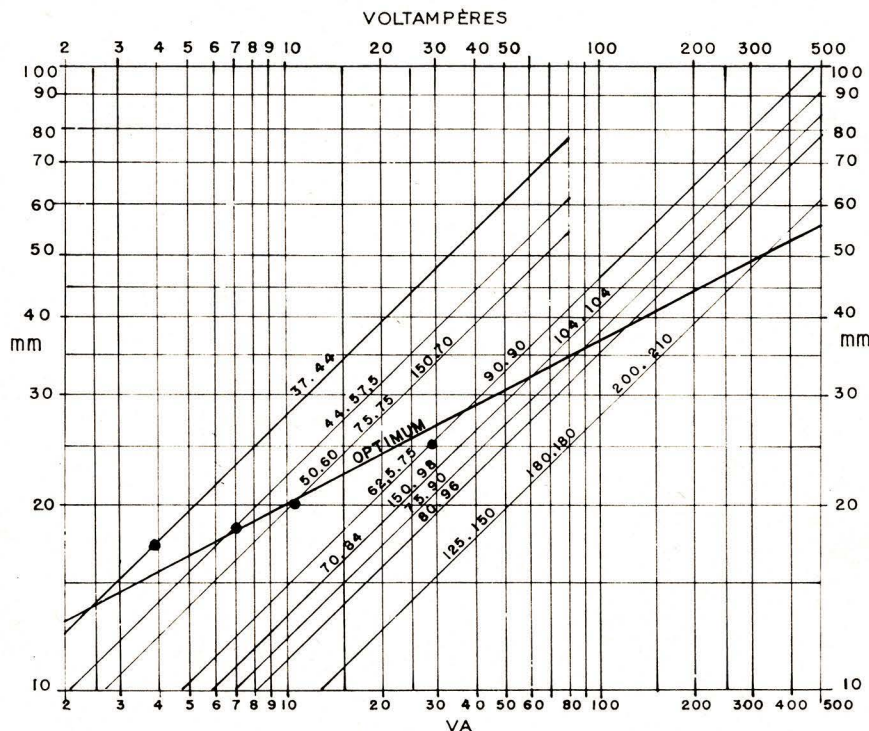
## Détermination des diamètres des fils

L'abaque (I) donne des valeurs moyennes de densités de courant admissibles selon la puissance. On a intérêt, après contrôle du remplissage des fenêtres, à revoir ces valeurs et à adopter, si possible, une densité plus faible.

L'abaque (III) rassemble les différents renseignements relatifs à des fils émaillés

## CHOIX DES CIRCUITS

**B = 10 000 gauss**  
**f = 50 hertz**



Surface utile des fenêtres	
Circuits	cm <sup>2</sup>
37.44	1,2
44.52,5	1,65
50.60	2,25
75.75	8
150.70	16
62,5.75	3,8
90.90	11,5
70.84	4,8
150.98	18
104.104	17,5
75.90	5,6
80.96	6,5
125.150	15
200.210	72,5
180.180	45

★  
Abaque II. — A l'aide de ce graphique, on trouve très vite la tôle nécessaire pour réaliser un transformateur.  
★

dont les diamètres s'échelonnent entre 0,05 et 1 mm. Cet abaque permet de déterminer, par simple lecture, la section des fils correspondant aux différents diamètres. La droite S donne évidemment les intensités admissibles au taux de 1 A/mm<sup>2</sup>. Les droites 2, 3 et 4 permettent de choisir les diamètres pour des taux de 2, 3 et 4 A/mm<sup>2</sup> respectivement.

La droite R donne la valeur de la résistance par mètre, qui permet de contrôler les pertes dans le cuivre. Toutes ces valeurs se lisent sur la graduation de droite de l'abaque.

Enfin, la droite N donne le nombre moyen de spires « logeables » par centimètre carré, pour un bobinage en fil rangé, sans couches isolantes.

**Abaque III. — Tout ce qui concerne les caractéristiques des fils à utiliser est résumé sur ce graphique.**

### Utilisation de l'abaque III

La densité moyenne à adopter ayant été déterminée sur l'abaque (I), et connaissant l'intensité devant traverser le bobinage, il suffit, pour avoir le diamètre, de noter l'abscisse du point d'intersection des droites « Densité » (repérées S, 2, 3 et 4) et de l'intensité lue sur l'échelle de droite. Pour la même abscisse, on lira, toujours sur l'échelle de droite, la résistance par mètre, et sur l'échelle de gauche le nombre de spires par centimètre carré.

Utiliser toujours des fils émaillés de très bonne qualité, isolés par d'excellents émaux synthétiques. C'est une bonne précaution.

### Rendement. Pertes

Les transformateurs de faible puissance, de construction soignée, possèdent des rendements compris entre 60 et 95 %, les plus faibles correspondant aux transformateurs des plus faibles puissances.

Les pertes se produisent par *hystérésis*, *courants de Foucault* et *effet Joule*. Elles se répartissent entre les pertes dans le fer et les pertes dans le cuivre.

### Pertes dans le fer

La formule donnant les pertes dans le fer s'écrit :

$$P = \left[ \frac{16,4}{\rho} \left( \frac{e B f}{1000} \right)^2 + \eta f B^{1,6} \right] V \cdot 10^{-7} \quad (5)$$

Dans cette formule on a :

- V - Volume du fer en centimètres cubes ;
- f - Fréquence en hertz ;
- B - Induction en gauss ;
- e - Epaisseur de la tôle en millimètre ;
- η - Coefficient de Steinmetz ;
- ρ - Résistivité du métal en microhm-centimètre carré par centimètre.

Le premier terme de l'expression entre crochets correspond aux pertes par courants de Foucault, qui sont proportionnelles aux carrés de e, f et B, et inversement proportionnelles à ρ. Pour des fréquences industrielles, ces pertes sont toujours très faibles devant les pertes par hystérésis, et on peut les négliger. Pour des fréquences musicales et de faibles puissances, on peut également ne pas en tenir compte, si on emploie des tôles très minces et de haute résistivité.

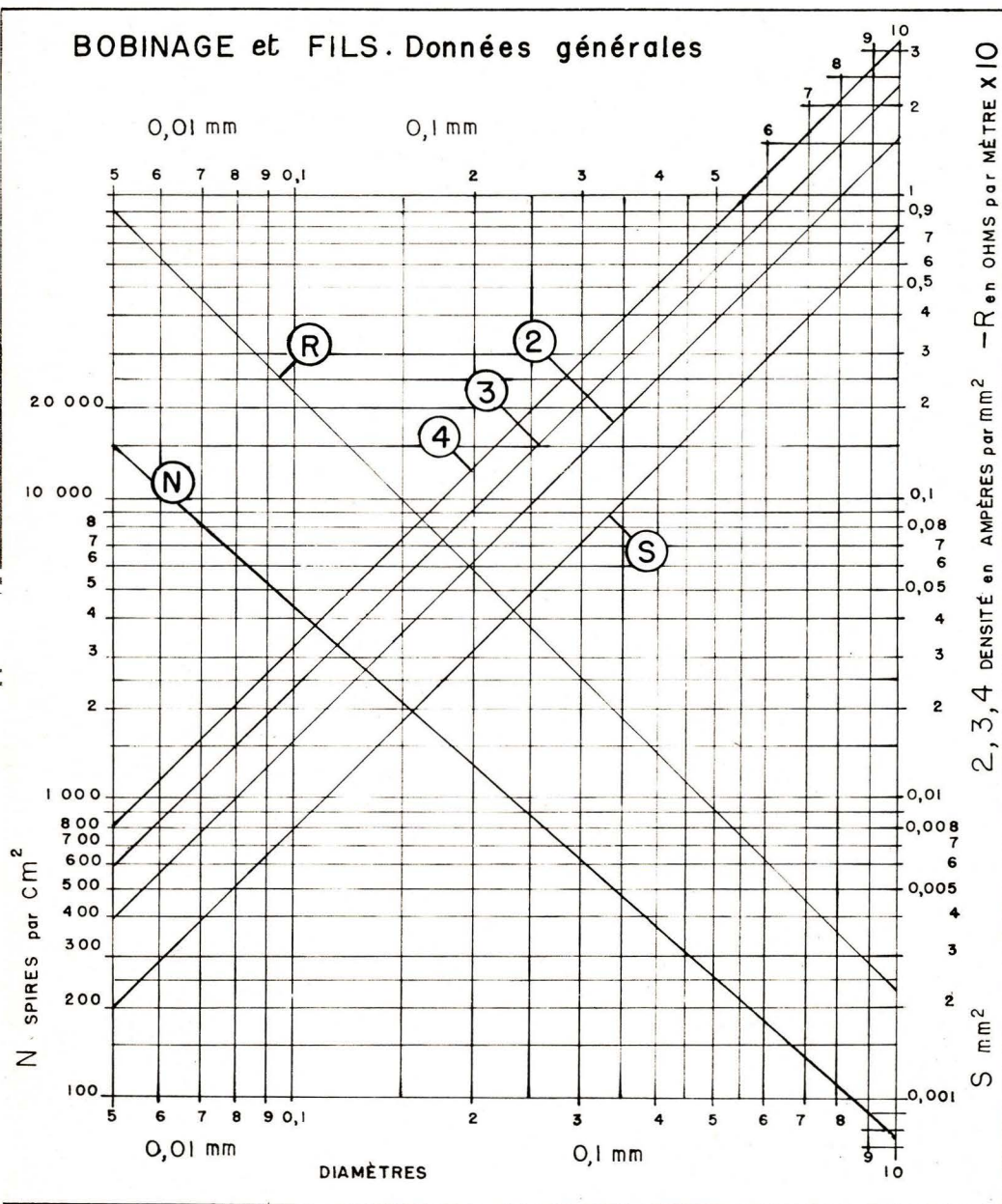
Le second terme, par contre, est plus important, car il correspond aux pertes par hystérésis, qui sont proportionnelles au coefficient de Steinmetz, à la fréquence et à la puissance 1,6 de l'induction. Elles sont exprimées en watts par kilogramme, les fabricants de tôles donnant ces valeurs pour une fréquence de 50 Hz et une induction de 10 000 gauss.

L'abaque IV permet de déterminer la grandeur des pertes dans le fer par kilogramme à 50 Hz pour des valeurs d'induction comprises entre 2000 et 17 000 gauss. A l'extrémité de chaque courbe est portée la valeur-référence donnée par les fournisseurs, et correspondant à des watts par kilogramme à B=10 000 et f=50. La courbe marquée C correspond au fer du circuit « Imphysil » en tôles à grains orientés, circuits coupés ou en « C ».

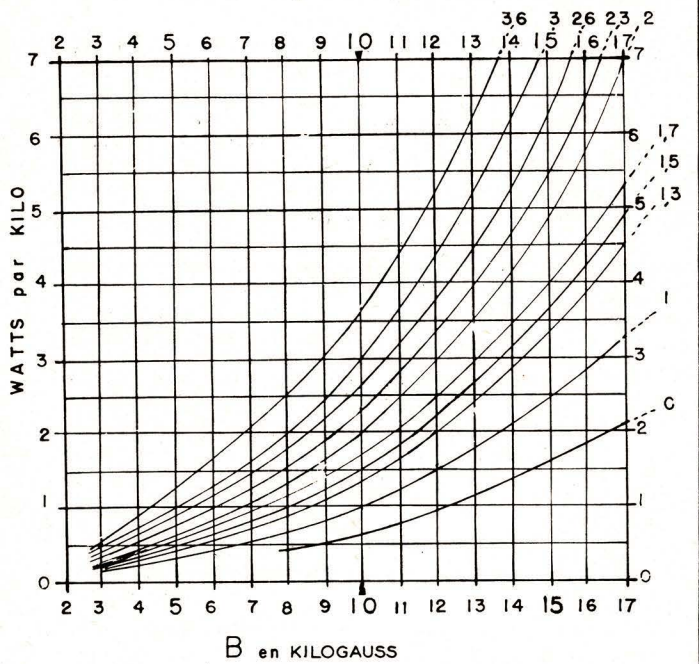
Cette courbe montre l'avantage qu'il y a à choisir des tôles à faibles pertes et à travailler à des taux réduits d'induction, plutôt qu'à des taux élevés. Ainsi, à 8000 gauss, une tôle de 2,6 W gagne environ 1 W, tandis qu'elle perd sensiblement 1 W à 12 000 gauss.

Les circuits en « C » peuvent être poussés jusqu'à 17 000 gauss, leurs pertes étant alors voisines de 2 W. Sauf dans des cas spéciaux, on ne doit guère dépass-

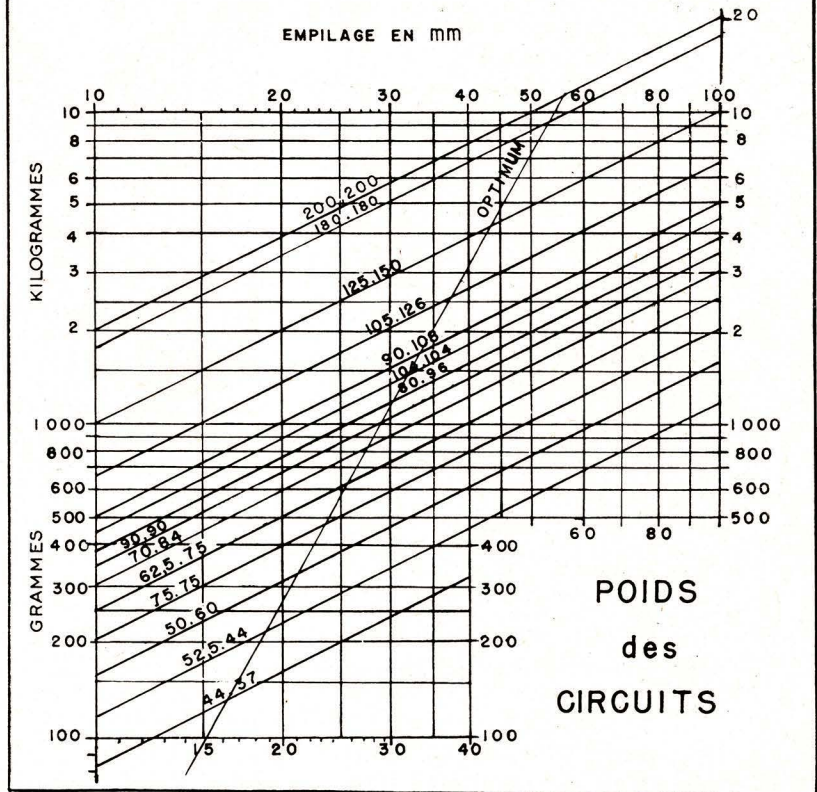
### BOBINAGE et FILS. Données générales



PERTES dans le FER en WATTS par KILO  
en fonction de l'induction B



EMPLAGE EN MM



ser le taux de 3 W par kilogramme pour des raisons d'échauffement, lorsqu'il s'agit de transformateurs quelconques.

Les pertes dans le fer sont pratiquement indépendantes de la charge, les ampèretours primaires et secondaires étant sensiblement égaux et de sens contraire.

L'abaque V donne, par simple lecture, le poids des circuits magnétiques correspondant aux différentes épaisseurs d'empilage. Ces courbes ont été tracées pour des circuits classiques s'échelonnant de 44 × 37 à 200 × 200, et pour des empilages compris entre 10 et 100 mm; elles tiennent compte du taux de remplissage.

**Abaque IV** (ci-dessus, à gauche). — **Détermination des pertes dans le fer.**

**Abaque V** (ci-dessus, à droite). — **Appréciation du poids des circuits magnétiques.**

**Abaque VI** (ci-contre). — **Détermination des pertes dans le cuivre.**

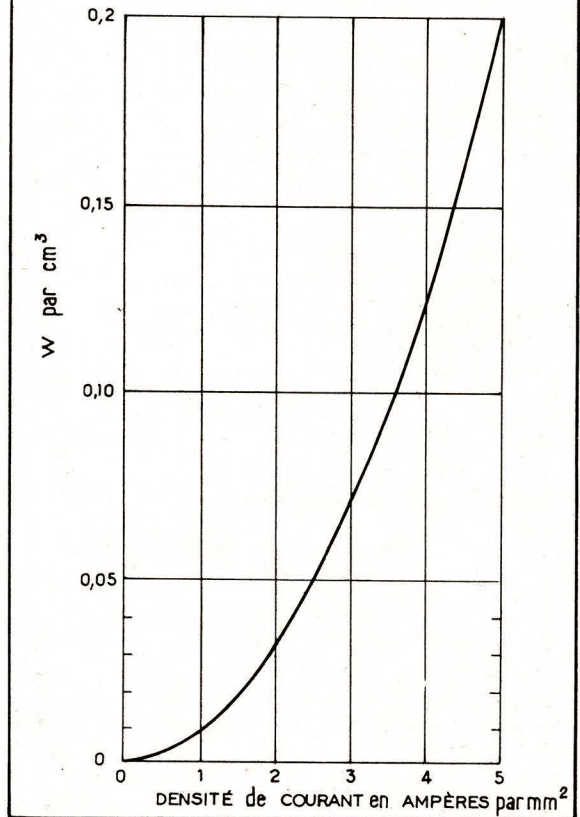
**Pertes dans le cuivre**

Elles sont dues aux courants de Foucault et à l'effet Joule. Le diamètre des conducteurs entourant le noyau étant toujours peu important, les courants de circulation dans ces conducteurs sont très réduits, et même aux fréquences musicales il est pratiquement possible de négliger les pertes dues aux courants de Foucault.

Les pertes par effet Joule sont de beaucoup les plus importantes, et varient comme le carré de l'intensité parcourant les enroulements.

En première approximation, on peut admettre un taux de remplissage de 50 % du bobinage terminé, c'est-à-dire tenant compte de la carcasse, des joues et des isolants entre les couches et les enroulements. Il suffit de déterminer la surface totale occupée par le bobinage, y compris les isolants ou celle de la fenêtre, si cette dernière est remplie, et de multiplier cette surface par la longueur de la spire. On obtient une valeur approchée des pertes par effet Joule

PERTES dans le CUIVRE en WATTS par cm<sup>3</sup> de bobinage



N.B. — Le coefficient de Steinmetz est un facteur déterminé expérimentalement et tiré de l'expression de la puissance magnétisante :

$$W = \eta B^{1.6} \text{ (en ergs par cm}^3\text{)}$$

Voici quelques valeurs moyennes de  $\eta$  :

Acier dur	0,025
Acier forgé	0,020
Acier doux	0,009
Acier doux, recuit	0,008
Acier doux laminé	0,004
Fer extra-doux	0,003
Tôle au silicium	0,001

en multipliant le volume  $V$  en  $\text{cm}^3$ ) ainsi obtenu par  $0,008 I^2$ ,  $I$  étant l'intensité en  $\text{A/mm}^2$ . Cela s'écrit donc

$$W = 0,008 I^2 V.$$

L'abaque VI donne directement les pertes en watts par centimètre cube de bobinage.

On a toujours intérêt, si le transformateur doit fonctionner dans des conditions assez dures, à calculer les pertes avec soin, en déterminant la longueur du fil. Connaissant son diamètre et la densité de courant, on obtient les pertes réelles en prenant comme résistivité spécifique la valeur de  $0,018 \text{ ohm}\cdot\text{mm}^2$  par mètre.

Ne pas oublier de majorer la section des bobinages primaires pour tenir compte des pertes dans le fer et dans le cuivre, qui se concrétisent par un courant s'ajoutant à celui d'alimentation.

## Rendement optimal

Pour obtenir le meilleur rendement, il est nécessaire d'équilibrer les pertes dans le fer et dans le cuivre, de façon à obtenir un échauffement également réparti.

Pour un transformateur devant fonctionner en permanence à faible charge, ou rester alimenté à vide, avec des appels

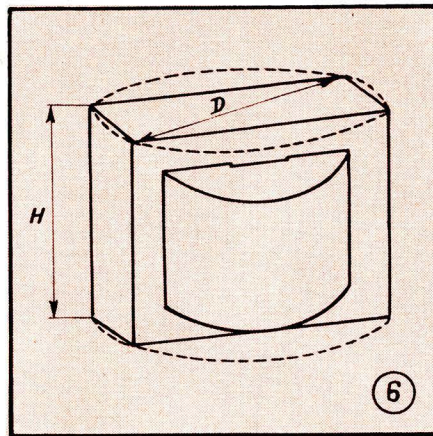


Fig. 6. — Dimensions dont on tient compte dans le calcul de la dissipation thermique.

de courant intermittents, on adoptera des pertes dans le fer réduites, et on augmentera la section du fer, en gardant le même nombre de spires par volt. L'induction sera, dans ce cas, réduite. Inversement, pour des transformateurs devant fonctionner également par intermittence, mais à charge élevée, et dont le fonctionnement

est contrôlé sur le circuit d'alimentation, on peut réduire le nombre de spires par volt, c'est-à-dire augmenter l'induction.

En général, il n'y a pas intérêt à faire varier un des paramètres de plus ou moins 20 % au maximum.

Pour des applications spéciales, telles que soudure, par points ou à l'arc, on peut faire travailler les transformateurs avec une surcharge de 200 à 250 %, à condition de surveiller la montée de température et de laisser refroidir le transformateur si cela devient nécessaire.

On peut, pour de petits transformateurs, admettre une dissipation en watts due aux différentes pertes (fer et cuivre) comprise entre 1 à 3 W par  $\text{dm}^2$  de surface. Cette dernière peut être évaluée, en première approximation, comme celle d'un cylindre ayant pour base un cercle de diamètre égal à la diagonale supérieure du paquet de tôles, et pour hauteur, celle du transformateur (fig. 6). Cette surface est donc

$$S = \left( H + \frac{D}{2} \right) \pi D.$$

Il nous restera à voir les autotransformateurs et les circuits en « C ».

L. L'HOPITALT.

(A suivre.)

# COMMENT MODIFIER UN TRANSFORMATEUR DE SORTIE LORSQU'ON FAIT VARIER L'IMPÉDANCE DE LA BOBINE MOBILE ?

Lorsqu'on se propose de monter deux (ou plus) haut-parleurs dans un récepteur ou un meuble, il est particulièrement commode de ne prévoir qu'un seul transformateur de sortie, ce qui demande quelques explications sur la façon dont nous devons, éventuellement, modifier son rapport.

Supposons, par exemple, que nous ayons un transformateur de sortie prévu pour une impédance de sortie de 6000 ohms et une bobine mobile de 2,5 ohms. Son rapport est donc de

$$\sqrt{\frac{6000}{2,5}} = \frac{77,5}{1,62} = 48 \text{ env.}$$

Supposons encore que nous voulions faire attaquer, à l'aide de ce transformateur, deux haut-parleurs dont la bobine mobile est de 2,5 ohms, pour chacun.

Nous avons alors devant nous deux solutions. Ou bien monter ces deux bobines mobiles en série, ce qui nous donne une impédance de 5 ohms ; ou bien les monter en parallèle, ce qui nous donne une impédance de 1,25 ohm.

Dans le premier cas le rapport du transformateur doit être de

$$\sqrt{\frac{6000}{5}} = \frac{77,5}{2,24} = 34,6$$

Dans le second cas ce sera

$$\sqrt{\frac{6000}{1,25}} = \frac{77,5}{1,12} = 69 \text{ env.}$$

Comment donc, ayant sous la main un transformateur de rapport 48, nous pouvons en faire un « rapport 34,6 » ou un « rapport 69 » ?

Tout simplement en modifiant le nombre de spires au secondaire, ce qui se fait très faci-

lement, car le secondaire est toujours l'enroulement qui se trouve au-dessus et qui est, de plus, réalisé avec, relativement, peu de spires de gros fil.

Reste une question : « Combien de spires faut-il enlever ou ajouter pour modifier le rapport dans la proportion voulue ? »

Un petit calcul très simple nous permettra de répondre à cette question, et nous vous conseillons de suivre attentivement ce que nous allons dire, car le même raisonnement est valable pour n'importe quelle modification d'impédance.

Tout d'abord, le rapport d'un transformateur s'obtient en divisant le nombre de spires du primaire par celui du secondaire. Appelons  $S$  le nombre de spires primaires,  $S_1$  le nombre de spires secondaires avant modification et  $S_2$  et  $S_3$  le nombre de spires modifié dans chacun des cas, en plus et en moins.

Donc, nous avons :

$$\frac{S}{S_1} = 48 ; \quad \frac{S}{S_2} = 34,6 ; \quad \frac{S}{S_3} = 69.$$

Chacune de ces égalités peut s'écrire aussi

$$S = 48 \times S_1 ; \quad (1)$$

$$S = 34,6 \times S_2 ; \quad (2)$$

$$S = 69 \times S_3. \quad (3)$$

Mais nous savons tous que deux quantités égales séparément à une troisième sont égales entre elles. Donc, si nous prenons les égalités (1) et (2) nous en déduisons que

$$48 \times S_1 = 34,6 \times S_2.$$

Nous pouvons facilement déterminer  $S_1$  (spires secondaires avant modification) en comptant le nombre de spires par couche et le nombre de couches, ces dernières étant, généralement, au nombre de 3 ou 4 et bien visibles. Supposons donc, pour fixer les idées, que  $S_1$  soit de 120 spires. Cela nous donne

$$18 \times 120 = 34,6 \times S_2$$

relation qui nous donne immédiatement le nouveau nombre de spires  $S_2$

$$S_2 = \frac{48 \times 120}{34,6} = 171 \text{ spires env.}$$

Donc, nous devons ajouter au secondaire  $171 - 120 = 51$  spires.

Dans le second cas, celui du rapport 69 (les deux bobines mobiles en parallèle), nous faisons le même raisonnement avec les égalités (1) et (3) et nous obtenons

$$48 \times 120 = 69 \times S_3$$

d'o

$$S_3 = \frac{48 \times 120}{69} \times 84 \text{ spires env.}$$

Donc, nous devons enlever au secondaire  $120 - 84 = 36$  spires.

Pour résumer, voici comment nous devons procéder pour n'importe quel cas :

1. — D'après l'impédance de charge et celle de la bobine mobile, supposées connues, déduire le rapport du transformateur.
2. — Compter le nombre de spires au secondaire.
3. — Multiplier ces deux nombres : rapport par nombre de spires.
4. — Calculer le nouveau rapport à obtenir, d'après la nouvelle valeur de l'impédance de la bobine mobile (ou de l'ensemble des bobines).
5. — Diviser le produit trouvé en (3) par le nombre calculé en (4). Le résultat est le nouveau nombre de spires au secondaire.
6. — Suivant la valeur de ce nombre, ajouter ou enlever les spires au secondaire.

M. B.



# Réalisation d'un VOLT-OHMMÈTRE ÉLECTRONIQUE COMBINÉ AVEC UN CONTRÔLEUR UNIVERSEL

(Voir aussi R. C. n° 190)

## Réalisation et mise au point

Les dimensions du châssis et la disposition des éléments sont indiquées par les figures 7 à 12. Après avoir réalisé le châssis et placé le transformateur d'alimentation, les supports de lampes ainsi que les potentiomètres ajustables, on commencera le câblage par les connexions de l'alimentation et celles aboutissant au support de la double triode. Ce n'est qu'après avoir terminé cette dernière opération qu'on fixera le mécanisme des contacteurs C et S, munis des tiges filetées destinées à recevoir les différentes galettes et les entretoises d'espacement.

On s'occupera en premier lieu de « S ». En utilisant des fils de couleurs différentes, pour limiter les risques d'erreurs, on les soudera successivement aux cosses des demi-galettes tournées vers le châssis et indiquées sur le schéma par S1b, S2b et S3b (les numéros de galettes 1, 2 et 3 correspondent à l'ordre repéré en les comptant à partir du rebord du châssis, soit donc de la face avant). Après avoir glissé S1, munie de ses fils, sur les tiges filetées du mécanisme de « S », on coupera les fils à longueur et on les soudera aux endroits appropriés. On câblera alors l'autre moitié S1a de la première galette, on glissera les deux entretoises d'écartement sur les tiges filetées et on procédera de la même façon successivement avec les deux autres galettes (S2b et S2a, S3b et S3a).

Si l'encombrement des résistances-étalons

ne permet pas de les souder directement sur les cosses de « C », on découpera alors, dans un bon isolant (bakélite, par exemple) des plaquettes destinées à recevoir les jeux de résistances R<sub>1</sub> à R<sub>12</sub> (on peut aussi fixer R<sub>24</sub> sur cette même plaquette), R<sub>13</sub> à R<sub>23</sub> et R<sub>41</sub> à R<sub>51</sub>. Le nombre et l'espacement de ces plaquettes dépendront évidemment des dimensions des résistances qu'elles sont destinées à recevoir. Ainsi, avec les résistances que nous nous sommes procurées (longueur 30 mm, diamètre 8 mm), nous avons dû utiliser deux plaquettes pour loger R<sub>13</sub> à R<sub>23</sub>. Nous avons pu placer les jeux R<sub>1</sub> à R<sub>12</sub> (+ R<sub>24</sub>) et R<sub>41</sub> à R<sub>51</sub>, chacun sur une seule plaquette, mais dont nous avons utilisé les deux faces, en disposant les résistances de façon alternée suivant les indications de la figure 5.

Nous avons aussi muni nos plaquettes de cosses à souder rivées, permettant le placement aisé des résistances et les connexions de celles-ci aux cosses du contacteur « C ».

Pour câbler C1 à C5, il est encore plus instamment recommandé d'employer des fils repérables d'après leur teinte (nous avons trouvé du fil de six couleurs différentes, mais d'origine différente, une série étant mate et l'autre brillante). L'ordre de placement et de câblage des différentes galettes C1 à C5 a peu d'importance (il est seulement recommandé de placer C4 et C5 l'une à la suite de l'autre). Il serait, toutefois, intéressant de commencer par la réalisation de l'ohmmètre (C3), ce qui per-

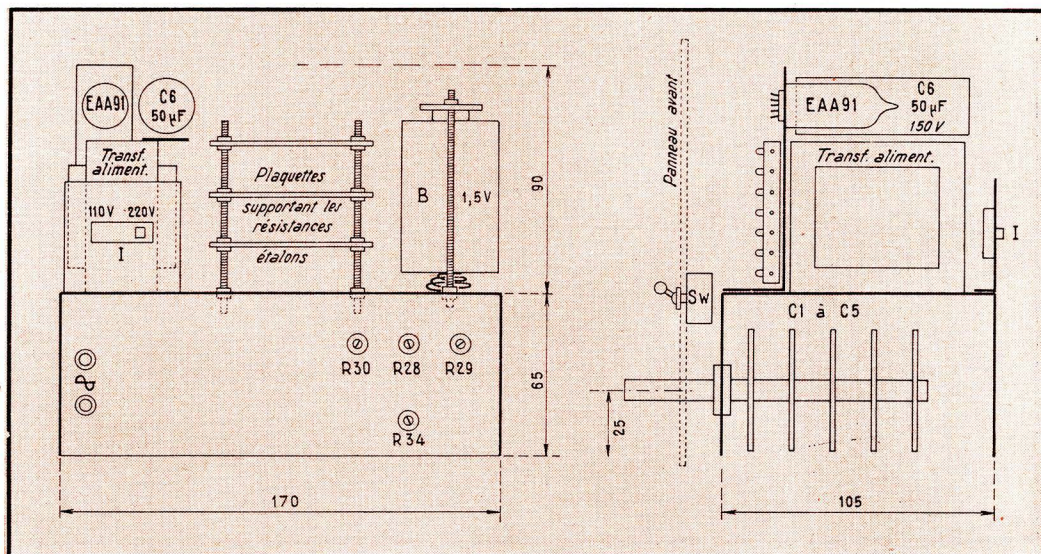
mettrait, déjà à ce stade de la construction, d'utiliser l'appareil, éventuellement pour mesurer la valeur des autres résistances qui interviendront dans la suite du montage (notamment de R<sub>52</sub> et R<sub>53</sub> suivant le procédé décrit plus haut). Le cas échéant, on peut brancher provisoirement le microampèremètre par des connexions volantes s'il n'est pas encore fixé sur le panneau avant.

Après s'être assuré que le distributeur I est placé dans la position correspondant à la tension du réseau, on mettra l'appareil en service, en manœuvrant l'interrupteur « Sw » et après avoir placé « S » sur la position 1 ou 5, afin de laisser provisoirement le microampèremètre hors service. On s'assurera que rien ne fume, que le transformateur d'alimentation ne chauffe pas, et on attendra un petit quart d'heure qui sera mis à profit pour vérifier la tension « filament », la tension anodique, ainsi que la polarisation de la ECC 40 qui, mesurée entre cathodes et masse, doit correspondre à la valeur correcte. Si la polarisation diffère notablement d'une cathode à l'autre, on manœuvrera R<sub>30</sub> jusqu'à obtenir à peu près l'égalisation.

On mettra ensuite R<sub>31</sub> à bout de course (résistance maximale), puis on commutera « S » sur la position 6. Immédiatement l'aiguille du microampèremètre déviara. On court-circuitera les bornes d'entrées + et - (en ayant placé C3 de préférence sur une faible sensibilité, par exemple « Ohms X 5 »), ce qui aura pour effet de ramener l'aiguille du microampèremètre au début de

Fig. 7 (à gauche). — Le châssis vu de l'arrière. On voit l'emplacement des différentes résistances ajustables.

Fig. 8 (à droite). — Le châssis vu du côté droit.



sa course. On l'ajustera exactement sur le résultat atteint, on enlèvera le court-circuit précité et l'aiguille repartira à nouveau. Nous l'ajusterons cette fois au moyen de  $R_{31}$ , pour la faire coïncider avec l'extrémité supérieure de l'échelle.

En principe, l'ohmmètre doit alors être en ordre de marche. Mais, pour nous en assurer, plaçons « C » sur la position « Ohms  $\times 1$  », et recommençons deux ou trois fois l'expérience du court-circuit des bornes d'entrée. Si, pendant ce court-circuit, l'aiguille ne revient pas au zéro, cela indique une résistance parasite à vide, provenant soit d'une mauvaise mise à la masse de la borne (qu'il est recommandé de connecter à la fixation négative de « B » par un fil de bon diamètre), soit d'une défec-tuosité des contacteurs « S » et « C », soit encore parce que notre court-circuit n'est pas franc.

A cet égard, il faut souligner que, spécialement pour la mesure des résistances de faibles valeurs (C3 sur la position 1), les fils des pointes de touche devront être de bon diamètre et assez courts : sinon notre appareil mesurera, à vide, la résistance de ces deux fils, même si elle est de l'ordre de quelques dixièmes d'ohm seulement.

Par contre, si, lorsque le court-circuit est supprimé, l'aiguille ne remonte pas au bout de l'échelle, cela signifiera que « B » a subi une chute de tension due au courant trop élevé qu'elle a délivré pendant le court-circuit, et qu'elle est soit usagée, soit d'une capacité insuffisante. Dans ce cas, la mesure des résistances de faibles valeurs sera imprécise.

On essayera encore l'ohmmètre sur les diverses sensibilités, en mesurant des résistances de bonne qualité et dont la valeur est connue (on pourra se servir, à cette fin, de  $R_1$  à  $R_{12}$  et de  $R_{12}$  à  $R_{28}$  si on les a choisies d'un modèle de précision, et si on ne les a pas encore utilisés à ce stade du montage). On s'assurera que les valeurs lues sur le microampèremètre correspondent à celles qui résultent de l'abaque (fig. 4).

Une excellente méthode de vérification consiste à mesurer la même résistance extérieure sur différentes sensibilités. Par exemple, branchons une résistance de  $5\,000\ \Omega$  entre les deux bornes d'entrée (pointes de touche) : sur la sensibilité 8 (Ohms  $\times 5\,000$ ) nous devons lire environ  $9,1\ \mu\text{A}$  ( $= \times 1$ ), sur la sensibilité 7 (Ohms  $\times 1\,000$ ) nous devons lire  $33,3\ \mu\text{A}$  ( $= \times 5$ ), sur la sensibilité 6 (Ohms  $\times 500$ ) nous devons lire  $50\ \mu\text{A}$  ( $= \times 10$ ), etc.

La conscience parfaitement tranquille, nous poursuivrons le montage du restant de l'appareil : C1, C2, C4, C5, avec leurs jeux de résistances montées sur plaquettes isolantes, le câblage de la EAA 91, dont le support a été placé au-dessus du transformateur d'alimentation pour économiser l'espace disponible.

La mise au point de l'appareil pour les cinq autres fonctions sera très simple. Nous l'exposons ci-après.

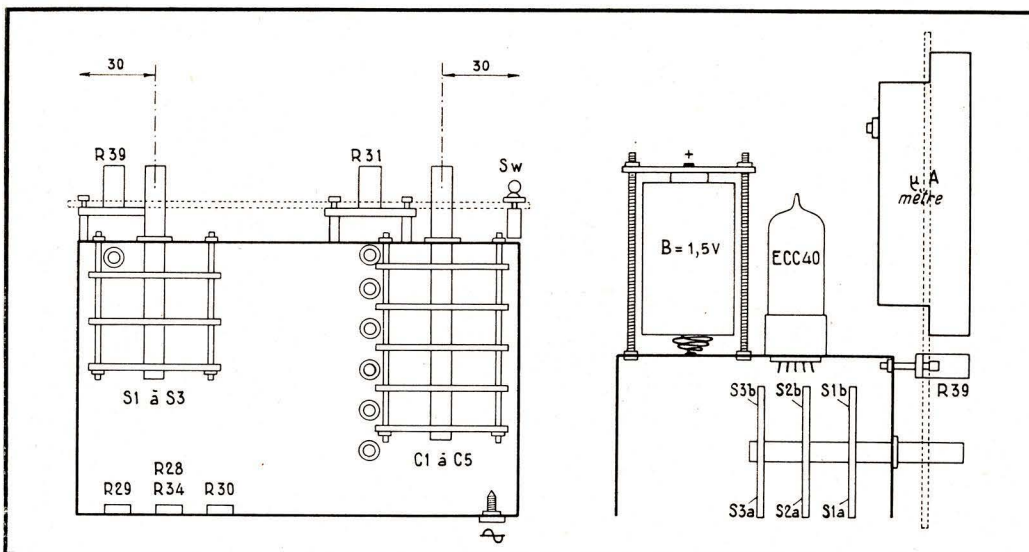
1. — Normalement, sur la position « 1 » de « S », il n'y a aucun réglage à effectuer, sauf dans le cas où  $R_{31}$  a été constituée par une résistance ajustable (soit parce que la valeur exacte n'a pu être obtenue dans le commerce, soit parce que la résistance du cadre mobile du micro-ampèremètre n'était pas connue de façon exacte). Dans cette éventualité, on mesurera, au moyen d'un autre voltmètre aussi précis que possible, une tension continue de 1 volt maximum, produite par une source de faible résistance interne (par exemple, par une pile de 1,5 V sur laquelle nous avons branché un pont de résistances de faible valeur ou, mieux, un potentiomètre bobiné, également de faible valeur). Nous appliquerons cette tension connue à l'entrée de notre appareil, commuté sur la position 1 de « C » ( $= 1\ \text{V}$ ) ; nous ajusterons  $R_{31}$  de façon que la lecture sur le cadran corresponde avec celle que nous a donnée la mesure de la source de tension avec l'autre voltmètre (donc à fond d'échelle, si nous avons choisi exactement 1 V). En passant sur la position 2 ( $= 2\ \text{V}$ ) de « C », la lecture précédente doit être ramenée à la moitié, en position 3 ( $= 5\ \text{V}$ )

au cinquième, etc. Il sera bon d'effectuer ce dernier genre de contrôle (avec des tensions plus importantes pour les sensibilités plus élevées) sur les autres positions : dans le cas où les rapports entre les lectures sur diverses sensibilités ne correspondraient pas aux rapports existant entre ces dernières, nous pourrions déceler soit un manque de précision des résistances  $R_1$  à  $R_{10}$ , soit un mauvais contact à « C1 », soit une erreur dans le câblage.

2. — Commutons la deuxième fonction. L'aiguille du microampèremètre doit indiquer le zéro, puisque  $R_{30}$  a déjà été ajustée lors de la mise au point de l'ohmmètre. Comme, grâce aux opérations décrites ci-dessus, nous disposons d'un voltmètre précis, il nous suffira d'aligner sur celui-ci notre voltmètre électronique. Dans ce but, replaçons « S » sur la position « 1 » et appliquons aux bornes d'entrée une tension continue quelconque (en plaçant le commutateur de sensibilités « C » de façon à ne pas faire buter l'aiguille à fond de course), mais provenant toujours d'une source de faible résistance interne. Sans rien changer, en commutant simplement « S » sur la position 2, nous constaterons vraisemblablement une différence dans la lecture : nous la ferons coïncider exactement en ajustant  $R_{30}$ .

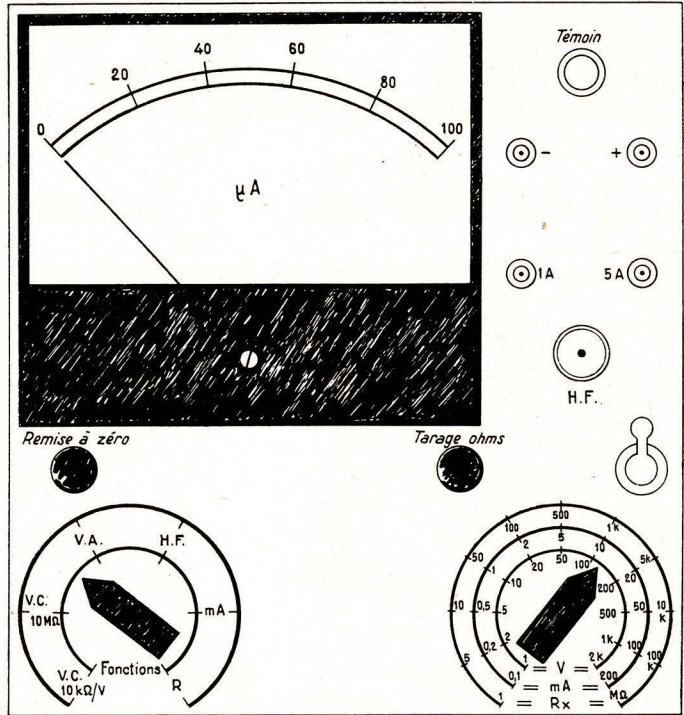
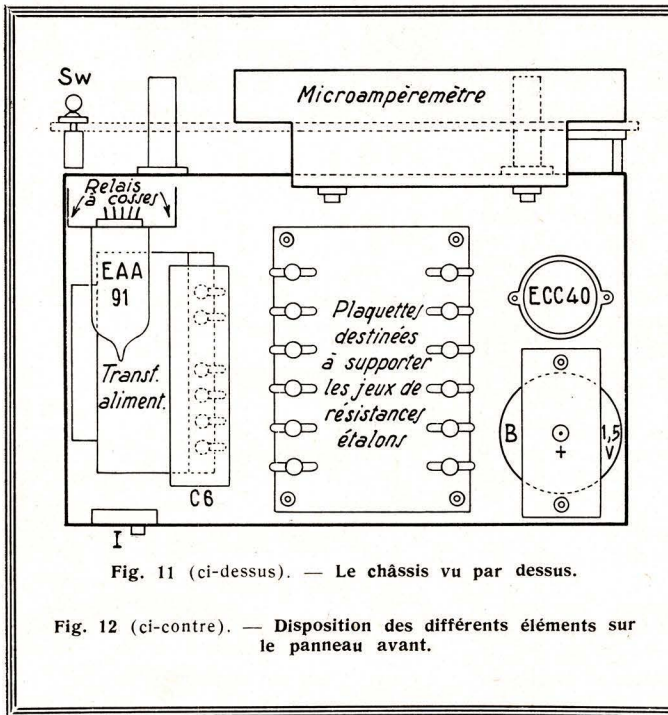
Il faut toutefois souligner ici que, si nous désirons utiliser, en voltmètre électronique continu, une pointe de touche munie d'une résistance de  $1\ \text{M}\Omega$ , comme il a été indiqué plus haut, cette dernière ne sera utilisée que pour la fonction « 2 » et, lors de la mise au point décrite à l'alinéa précédent, il faudra utiliser successivement cette pointe de touche spéciale et une pointe de touche ordinaire chaque fois qu'on passera de la fonction 2 à la fonction 1 ; le réglage de  $R_{30}$  devra donc se faire avec la résistance d'arrêt en service.

3. — En commutant « S » sur la position 3, nous constaterons que le zéro de notre appareil n'est plus exact : ce phénomène est dû au courant de repos de la double diode EAA 91. Nous y remédierons immédiatement en ajustant  $R_{31}$  jusqu'à ce que



★  
Fig. 9 (à gauche). — Le châssis vu par dessous.

Fig. 10 (à droite). — Le châssis vu du côté gauche.  
★



l'aiguille du microampèremètre coïncide avec le zéro en l'absence de tension aux bornes d'entrée.

A l'aide d'un bon contrôleur universel, nous mesurerons une tension alternative B.F. quelconque, de préférence supérieure à 5 volts et pouvant provenir soit d'une source extérieure, soit de notre châssis lui-même (tension filaments ou primaire du transformateur d'alimentation). Après avoir placé « C » sur la sensibilité adéquate, nous appliquerons la tension connue à l'entrée de notre appareil. Nous ajusterons  $R_{24}$  jusqu'à ce que l'aiguille du microampèremètre nous donne la lecture exacte sur le cadran.

Un contrôle de la linéarité consiste à appliquer diverses tensions alternatives mesurées préalablement par un appareil extérieur et de vérifier si les lectures sont exactes sur différentes sensibilités. Normalement, il doit en être ainsi, sauf un léger tassement au début de l'échelle sur les sensibilités inférieures à 5 V.

4. — Branchons maintenant notre probe H.F. à la prise coaxiale prévue à cet effet sur le panneau avant de l'appareil, après avoir placé « S » sur la position 4. Dans la majorité des cas, le réalisateur ne disposera pas d'une tension haute fréquence connue. Il sera néanmoins possible d'obtenir une mise au point assez acceptable en ayant recours à une tension alternative B.F., qui peut être d'ailleurs la même que celle utilisée au § 3, mais, dans ce cas, il est recommandé de remplacer provisoirement le condensateur d'entrée du probe (1000 pF) par une valeur plus élevée (par exemple 20 000 pF), car autrement la lecture sera faussée. Par l'intermédiaire du probe ainsi modifié, nous appliquerons la tension B.F. étalon à notre appareil et, en

ajustant  $R_{20}$ , nous ferons coïncider l'aiguille du microampèremètre avec la tension correspondant à l'échelle du cadran. Ce réglage étant fait une fois pour toutes, nous rétablirons notre probe dans sa version primitive.

5. — Si les valeurs de  $R_{11}$  à  $R_{23}$  ont été exactement et définitivement déterminées, aucune mise au point ne devra être faite pour la mesure des intensités. Toutefois, si, pour les mêmes raisons que celles exposées ci-dessus au § 1 pour la valeur de  $R_{24}$ , nous avons constitué  $R_{11}$  par une valeur ajustable, celle-ci devra être fixée. A cette fin, nous aurons recours à un courant provenant d'une source extérieure à grande résistance interne (par exemple, une tension anodique de 250 volts dans laquelle nous aurons intercalé une résistance de 2,5 MΩ constituée, en partie, par un potentiomètre qui nous permettra d'obtenir exactement l'intensité désirée), et dont l'intensité sera de 0,1 mA. Cette dernière mesure pourra être faite avec l'appareil lui-même, si nous avons consenti le sacrifice de la galette supplémentaire C5 pour disposer de la sensibilité 0,1 mA. Nous commutons ensuite « C » sur la sensibilité 2 (0,2 mA) et il suffit alors d'ajuster  $R_{11}$  jusqu'à ce que l'aiguille du microampèremètre vienne se placer exactement au milieu du cadran.

Notre appareil étant maintenant parfaitement au point, il ne nous reste plus qu'à l'enfermer dans un coffret dont les dimensions devront être arrêtées en fonction de celles du microampèremètre utilisé. Les cotes indiquées à la figure 12 pour le panneau avant ont été déterminées pour permettre la fixation d'un microampèremètre dont le cadran présente un encombrement de 11 × 12 cm ; ces cotes pourront toutefois être adaptées en fonction des dimensions du microampèremètre dont disposera

le réalisateur. Enfin, nous signalons que, dans les figures 7 à 11, nous avons uniquement indiqué l'emplacement des organes essentiels, afin de conserver la clarté des dessins ; le petit matériel et le câblage ne sont pas indiqués, mais leur disposition sera guidée aisément par le bon sens et le souci de raccourcir les connexions le plus possible.

Les trous munis de passe-fils que l'on aperçoit à la figure 9, à gauche du combinatoire de sensibilités, sont destinés au passage des connexions allant des cosses de « C » aux résistances étalons disposées sur les plaquettes se trouvant au-dessus du châssis (fig. 7 et 11). On peut aussi envisager de placer une ou deux de ces plaquettes sous le châssis, dans le prolongement et sur les mêmes tiges filetées que celles supportant les plaquettes supérieures, tiges que nous ferons, dans ce cas, dépasser plus bas sous le châssis.

Un dernier conseil pour l'utilisation de l'appareil. Lors de la mise sous tension, il est préférable de placer d'abord « S » sur l'une des positions 1 ou 5 (fonctionnement en contrôleur universel). Cela évitera de voir l'aiguille du microampèremètre s'affoler dans un sens, puis dans l'autre après quelques secondes de mise sous tension, ce qui arrive quand on se place sur une des positions en voltmètre électronique. Ce phénomène est dû au fait que l'émission cathodique de chacune des deux triodes contenues dans la ECC 40 ne s'amorce pas toujours de façon absolument simultanée. Après une bonne dizaine de secondes nous ne devons plus craindre ce phénomène et nous pourrions placer « S » sur une des autres fonctions que nous désirons utiliser.

G. SERVAIS.

# LA 2<sup>e</sup> CHAÎNE TV EST PO

## Caractéristiques officielles du système français 625 lignes en noir et blanc

Dans les lignes qui suivent, nous résumons les caractéristiques du système français de télévision dans la bande des fréquences comprises entre 470 et 960 MHz, dites bandes IV et V. Les définitions utilisées sont celles adoptées par le C.C.I.R. pour les documents internationaux.

### Normes d'analyse des images

1. - Nombre de lignes d'analyse pour images (2 trames entrelacées) : 625.
2. - Fréquence de trames : 50 trames par seconde.
3. - Entrelacement d'ordre 2.
4. - Fréquence d'images : 25 images par seconde.

5. - Fréquence de lignes : 15 625 lignes par seconde.
6. - Format de l'image (rapport largeur/hauteur) : 4/3.
7. - Sens du balayage :  
Horizontal : de gauche à droite ;  
Vertical : de haut en bas.
8. - Valeur approximative du « gamma » du signal d'image : 0,5.
9. - Largeur nominale de la bande vidéo : 6 MHz.
10. - Le système pourra fonctionner avec une fréquence de trames (et par conséquent une fréquence de lignes) non synchronisée sur la fréquence du réseau électrique d'alimentation.

Les figures 1 et 2, ainsi que le tableau correspondant à la figure 1, indiquent les détails des signaux de synchronisation de lignes et de trames.

### Normes de diffusion par les émetteurs

1. - Les émetteurs sont répartis en 49 canaux, numérotés de 21 à 69, entre 470 MHz et 862 MHz, de 8 en 8 MHz sans aucun intervalle. Par exemple : 470 à 478 MHz (canal 21) ; 478 à 486 MHz (canal 22) ; 486 à 494 MHz (canal 23) ; etc.  
Les conditions d'utilisation éventuelle de la bande 862-960 MHz seront précisées ultérieurement.
2. - Ecart récurrent des porteuses homologues dans le spectre : 8 MHz.
3. - Ecart entre la porteuse son et la porteuse vision d'une même émission : 6,5 MHz. La fréquence de la porteuse vision est la plus faible en valeur absolue.

### Caractéristiques des signaux de synchronisation de lignes (fig. 1)

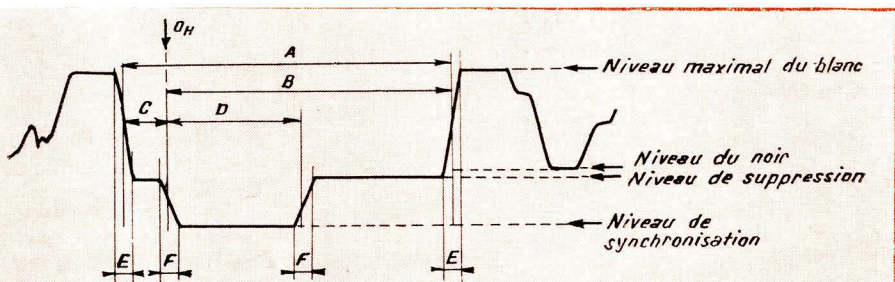


Fig. 1. — Signaux de synchronisation de lignes pour le système à 625 lignes.

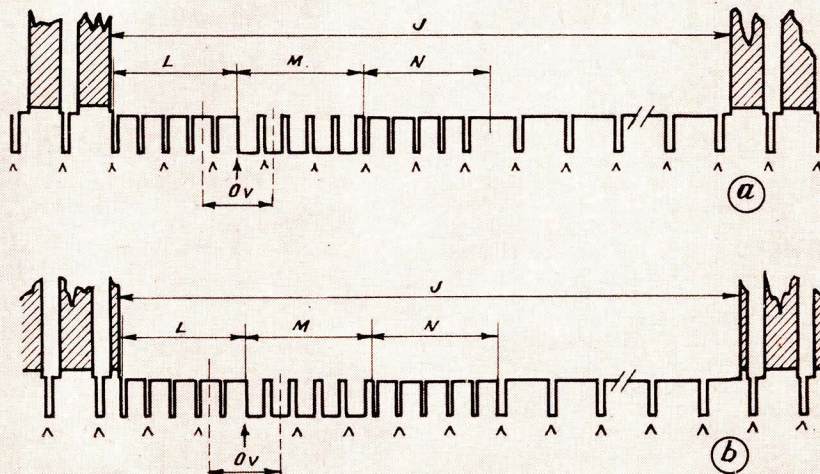


Fig. 2. — Signal à la fin des trames paires (a) et celui à la fin des trames impaires (b).

NOTE. — Les signes  $\Delta$  indiquent la séquence ininterrompue des fronts de synchronisation de ligne durant la période de suppression de trame.

A la fin des trames paires, les fronts de synchronisation ( $O_v$ ) se placent à mi-distance entre deux fronts de synchronisation de ligne si L est un nombre impair de demi-périodes de ligne, comme la figure le montre.

A la fin des trames impaires, les fronts de synchronisation de trame ( $O_v$ ) coïncident avec un front de synchronisation de ligne si L est un nombre impair de demi-périodes de ligne, comme la figure le montre.

Caractéristiques	Durées	
	%	µs
Période de ligne (H) .....	100	64
Durée du signal de suppression de ligne (A) .....	19	12,1 ± 0,3
Intervalle entre le repère des temps OH et le front arrière du signal de suppression de ligne (B) ....	16,7	10,7 ± 0,3
Intervalle de garde (C) ....	2,3	1,4 ± 0,2
Durée du signal de synchronisation de ligne (D) ....	7,5	4,8 ± 0,2
Temps d'établissement (10-90 %) des fronts du signal de suppression ligne (E) .....	0,5	0,3 ± 0,1
Temps d'établissement (10-90 %) des fronts du signal de synchronisation ligne (F) .....	0,3	0,2 ± 0,05

4. - Largeur nominale de la bande latérale principale : 6 MHz.
5. - Largeur nominale de la bande partiellement atténuée : 1,25 MHz.
6. - Modulation en amplitude de la porteuse vision, la valeur de crête de l'onde modulée correspondant au blanc maximal de l'image (modulation positive).
7. - Amplitude de l'onde modulée rapportée à l'amplitude de crête pour le blanc maximal prise comme unité (fig. 2) :  
 Pour le niveau de synchronisation : 0,03 ;  
 Pour le niveau de suppression : 0,30.
8. - Différence entre les amplitudes de l'onde modulée pour le niveau du noir et pour le niveau de suppression évaluée avec la même unité qu'au paragraphe 7 : 0,05.
9. - Modulation en amplitude de l'émetteur son.
10. - Rapport des puissances apparentes rayonnées par les émetteurs vision et son : 8/1.

## Caractéristiques des récepteurs

Ce sont les caractéristiques en fonction desquelles a été établi le plan d'assignation des fréquences.

Les récepteurs doivent recevoir indifféremment :

Les émissions en 819 lignes dans les bandes I et III, conformes aux normes de la R.T.F. ;

Les émissions en 625 lignes dans les bandes IV et V, conformes aux normes précisées plus haut.

## Caractéristiques des signaux de trame, synchronisation et égalisation (fig. 2 et 3)

Caractéristiques	Durées	
Période de trame (V) .....	20 ms	
Période de ligne (H) .....	64 $\mu$ s	
Durée de suppression de trame (I) .....	23 H	
Temps d'établissement (10-90 %) des fronts de suppression de trame (K).	0,2 à 6 $\mu$ s	
Durée de la première séquence des impulsions d'égalisation (L) .....	2,5 H	
Durée de la séquence des impulsions de synchronisation (M) .....	2,5 H	
Durée de la seconde séquence des impulsions d'égalisation (N) .....	2,5 H	
Durée de l'impulsion d'égalisation (P) .....	0,036 H	2,3 $\pm$ 0,1 $\mu$ s
Intervalle entre les impulsions de synchronisation (R) .....	0,075 H	4,8 $\pm$ 0,2 $\mu$ s
Temps d'établissement (10-90 %) des fronts du signal de synchronisation (S) .....	0,003 H	0,2 $\pm$ 0,05 $\mu$ s

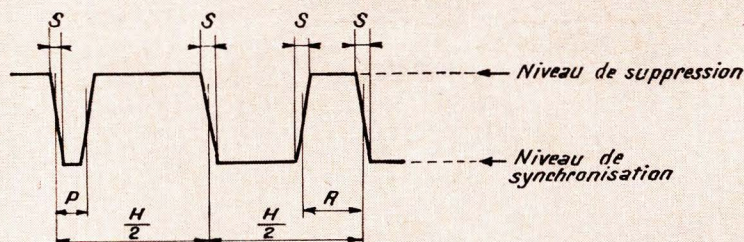


Fig. 3. — Détail des impulsions d'égalisation et de synchronisation. Les durées sont mesurées entre points à mi-amplitude des fronts intéressés.

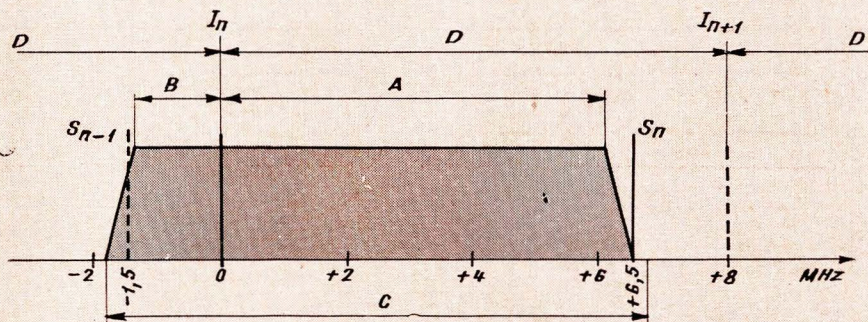


Fig. 4. — Occupation du spectre par le canal 625 lignes.

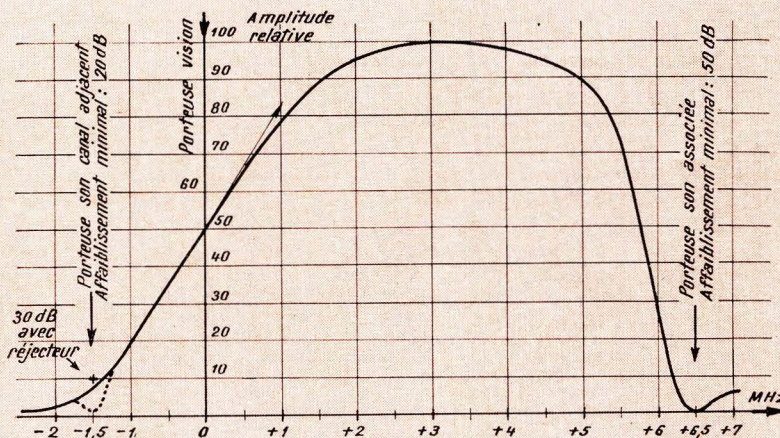


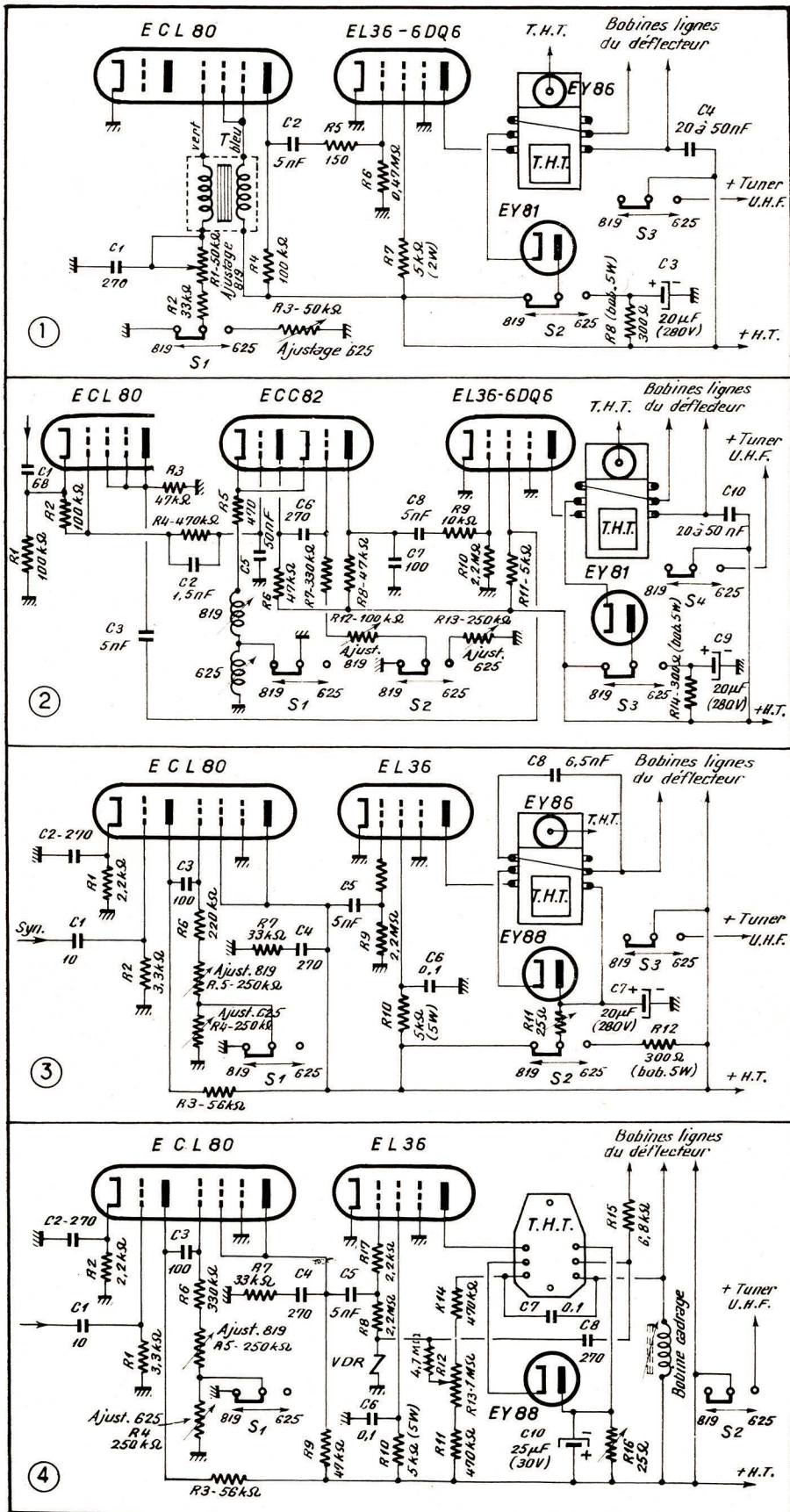
Fig. 5. — Courbe de réponse globale d'un récepteur pour 625 lignes.

Compte tenu de ce fait, les caractéristiques de réception sont les suivantes :

1. - Le réglage de la sélectivité en H.F. (accord) dans les bandes IV et V s'opère de manière continue entre 470 et 862 MHz.
2. - Les valeurs des fréquences intermédiaires dans les récepteurs sont :  
 Pour 819 lignes : 28,05 MHz (vision) et 39,2 MHz (son) ;  
 Pour 625 lignes : 32,7 MHz (vision) et 39,2 MHz (son).
3. - Dans les bandes IV et V, la dérive de l'oscillateur local demeure inférieure à  $\pm 0,4$  MHz.

4 - L'atténuation apportée par les circuits du récepteur sur les fréquences conjuguées du canal reçu est d'au moins 40 dB par rapport au gain moyen au centre de la bande passante utile.

5. - Les protections entre canaux sont déterminées sur la base d'une réponse amplitude-fréquence dans la bande passante de l'ensemble des circuits H.F. et F.I., donnée par la courbe de la figure 5. L'atténuation sur la porteuse son du canal adjacent inférieure est supérieure à 20 dB (amplitude relative inférieure à 0,1). Cette



valeur peut être portée à 30 dB dans le cas où cette atténuation est nécessaire.

L'atténuation des circuits de l'émetteur du côté de la bande latérale partiellement supprimée sera inférieure à 3 dB jusqu'à 1,25 MHz de la porteuse vision, et de l'ordre de 20 dB à 2,5 MHz.

6. - Le rayonnement de l'oscillateur local est aussi réduit que possible. Les limites tolérées ainsi que les conditions de mesure seront précisées ultérieurement.
7. - L'antenne normale de réception a les caractéristiques suivantes :
  - a. - Gain avant : 13 dB par rapport à l'antenne isotrope ;
  - b. - Rapport entre le gain avant et le gain à une distance angulaire supérieure à 60° du maximum : 16 dB en polarisation horizontale ; 12 dB en polarisation verticale.
8. - Zone de réception normale définie par la valeur médiane du champ, en 50 % des emplacements et pendant 50 % du temps, supérieure à 1,3 mV/m à 500 MHz, et à 2,3 mV/m à 800 MHz.

### Occupation du spectre par un canal 625 lignes

Représentée par la figure 4, cette occupation est caractérisée par les chiffres suivants :

- Position de la porteuse vision (V) ;
- Position de la porteuse son (S) ;
- Largeur du canal occupé par le spectre radioélectrique : C = 8,5 MHz environ ;
- Largeur nominale de la bande latérale non atténuée : A = 6 MHz ;
- Largeur nominale de la bande latérale atténuée : B = 1,25 MHz.
- Période de récurrence des porteuses homologues dans le spectre : D = 8 MHz.

## Comment modifier un téléviseur pour la 2<sup>e</sup> chaîne

Les renseignements que vous trouverez ci-après se rapportent plus spécialement à des téléviseurs réalisés avec du matériel Cicor. Cependant, étant donné le caractère général de ces « tuyaux », nous estimons qu'ils peuvent s'appliquer à un très grand nombre d'appareils.

### Considérations générales

Dans un téléviseur destiné à recevoir les deux standards, la base de temps images convient pratiquement pour les deux, bien

que, théoriquement, l'application de la synchronisation ne soit pas tout à fait la même en 625 lignes.

En ce qui concerne la base de temps lignes, une commutation pour le passage de 819 à 625 est toujours nécessaire, plus ou moins compliquée suivant le montage original. De plus, un comparateur de phase est toujours à conseiller en 625 lignes.

Du côté de la H.F., le son étant en modulation d'amplitude et la vision en modulation positive, un téléviseur prévu pour le 819 l. reste « valable » pour le 625 l. Mais il sera nécessaire d'ajouter un tuner U.H.F., de façon à convertir en F.I. les émissions reçues en bandes IV et V. Parallèlement, le rotacteur existant sera muni d'une barrette spéciale, dite « barrette F.I. », car on utilisera en amplificateur F.I. supplémentaire le tube cascade et le tube mélangeur (ou ce dernier seulement), l'oscillateur étant évidemment mis hors service sur la position correspondante.

Ce sont les bobinages de cette barrette spéciale, ainsi que la liaison F.I. du rotacteur au tuner, qui assureront la réduction nécessaire de la bande transmise.

Enfin, rappelons qu'il est pratiquement impossible de modifier les téléviseurs anciens monocanaux.

## Bases de temps

La base de temps lignes doit pouvoir passer de 819 à 625 lignes et inversement. On adoptera, pour cette commutation, un contacteur rotatif ou à touches (ou poussoirs), possédant 4 circuits (ou 4 inverseurs s'il s'agit de touches ou de poussoirs).

On peut avoir affaire à un téléviseur équipé d'un tube 90°, et dont la base de temps lignes fait appel à un « blocking » (fig. 1). Trois inversions sont alors nécessaires, y compris celle qui coupe l'alimentation du tuner U.H.F. en 819 l. Le matériel à ajouter se réduit aux éléments  $R_3$ ,  $R_5$  et  $C_1$ .

Lorsque le téléviseur, toujours à tube 90°, possède une base de temps lignes montée suivant le schéma de la figure 2, c'est-à-dire avec un comparateur de phase et un multivibrateur, la commutation est un peu plus compliquée et il est nécessaire, en plus, de prévoir une bobine supplémentaire pour 625 lignes dans le circuit de cathode de la ECC 82. A signaler que sur le schéma de la figure 2 il a été oublié un condensateur de 0,1  $\mu$ F entre le point commun  $R_5$ —bobine 819 et la masse.

Le schéma de la figure 3 est celui d'une base de temps lignes à multivibrateur, mais sans comparateur de phase. La commutation est très simple et le matériel à ajouter insignifiant.

Lorsque la base de temps est conforme au schéma de la figure 4 (tube-images de 110°), c'est-à-dire comporte un dispositif de régulation automatique de la largeur d'image, la commutation à prévoir est encore plus simple et se réduit à deux inverseurs.

Enfin, on peut rencontrer des téléviseurs à tube de 90°, dont la base de temps lignes constitue un multivibrateur entre la partie

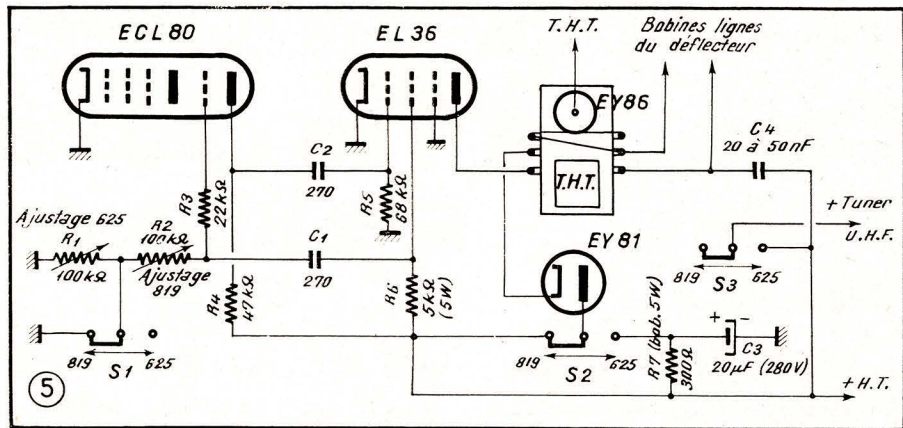
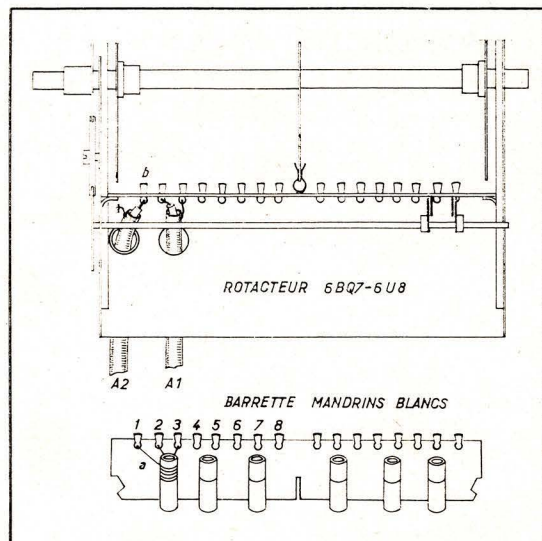


Fig. 6 (ci-contre). — Modifications à apporter au rotacteur et aux barrettes pour l'adaptation à la 2<sup>e</sup> chaîne.



triode d'une ECL 80 et la pseudo-triode d'une EL 81, une 6 DR 6 ou une EL 36 (fig. 5). La modification d'un tel montage est possible, mais n'est pas conseillée.

On peut voir, d'après les schémas ci-contre, qu'une commutation 819/625 peut se résumer en trois points :

1. — La constante de temps de l'oscillateur (blocking ou multivibrateur) doit passer de 20 000 à 15 000 Hz, ce que l'on obtient en ajoutant, en série avec le potentiomètre de fréquence lignes 819, un autre potentiomètre qui servira d'élément ajustable sur 625 lignes ;

2. — Il faut réduire la tension d'alimentation du tube de puissance lignes, ce que l'on obtient en intercalant une résistance bobinée (5 W) de quelque 300  $\Omega$  dans le circuit d'anode de la diode de récupération. Cette résistance doit être découplée à l'aide d'un électrochimique de 24 à 32  $\mu$ F (280 V). Si le téléviseur est à régulation automatique de la largeur d'image, cette résistance supplémentaire devient inutile, puisque la réduction de la tension nécessaire s'opère automatiquement ;

3. — Il faut prévoir un inverseur de façon que le tuner U.H.F. ne soit alimenté en haute tension qu'en position 625 lignes.

## Partie H.F.

Seuls peuvent être modifiés (en matériel Cicor) les téléviseurs dont le sélecteur de canaux est équipé soit des tubes 6BQ 7-6 U 8 (barrettes du rotacteur à 6 bobines sur mandrins blancs), soit des tubes ECC 189-6 U 8 (barrettes du rotacteur à 6 bobines sur mandrins noirs). Les rotacteurs plus anciens, équipés des tubes ECC 84-6 U 8 et de barrettes à 4 bobines, ne sont pas modifiables.

On peut évidemment envisager le remplacement du rotacteur dans ce dernier cas, mais il est vraisemblable que l'âge des téléviseurs équipés de ces anciens sélecteurs ne permettra pas l'adjonction de la deuxième chaîne dans de bonnes conditions.

En dehors de la pose sur le rotacteur de la barrette U.H.F., il est nécessaire, pour les rotacteurs à mandrins blancs, de modifier l'entrée de façon à sortir les deux câbles coaxiaux :  $A_1$  pour l'entrée d'antenne bande I ou III ;  $A_2$  pour la liaison avec la sortie du tuner U.H.F. (fig. 6). Parallèlement, on supprimera la liaison à la masse de la cosse  $b$  et on déplacera, sur la barrette, la connexion  $a$  de la cosse 1 à la cosse 3.

R. M.

# Calculs - Travaux pratiques

## Problèmes

### CALCULS

### Comment calculer un transformateur de sortie B. F.

(Voir aussi R. C. n° 190)

#### Transformateurs sans composante continue

Dans notre précédent article nous avons surtout envisagé le calcul des transformateurs pour tube ou transistor de sortie unique, autrement dit des transformateurs dont le primaire est parcouru par une composante continue non négligeable du courant anodique.

Aujourd'hui nous allons donner quelques

indications sur les particularités du calcul lorsqu'il s'agit d'un transformateur sans composante continue, ce qui est le cas d'un transformateur de sortie pour push-pull, par exemple, et d'une façon générale de tout transformateur dont le primaire est parcouru par la composante  $I_a$  du courant anodique telle que

$$I_a \leq \frac{1}{300 \sqrt{L_1}}$$

$L_1$  étant la self-induction primaire en henrys.

Par exemple, si nous avons  $L_1 = 10$  H, nous pouvons négliger la composante continue si

$$I_a \leq \frac{1}{300 \cdot 3,16} = \frac{1}{950}$$

c'est-à-dire  $I_a \leq 1$  mA très sensiblement.

#### Marche à suivre pour le calcul

On peut commencer, sans inconvénient, par le calcul de la section du noyau  $S_n$ , qui se fera exactement de la même façon que pour un transformateur ordinaire, en utilisant la relation indiquée dans notre dernier numéro, c'est-à-dire

$$S_n = 1,4 \sqrt{P} \text{ à } 3,2 \sqrt{P}$$

en tenant compte, pour le choix du coefficient multiplicateur, de tout ce que nous avons dit à ce sujet.

Nous ajouterons cependant une précision relative à l'induction  $B$  à ne pas dépasser lorsqu'il s'agit d'un transformateur sans composante continue. Cette induction peut être d'autant plus élevée que la puissance  $P$  est plus grande. Par exemple, pour  $P \leq 1$  W, nous ne dépasserons pas 4000 gauss, pour  $P = 3$  W nous pouvons aller jusqu'à 5000 gauss et, enfin, pour  $P = 10$  W il nous est possible d'admettre  $B \approx 6000$  gauss. Ce sont des ordres de grandeur, bien entendu.

La deuxième étape du calcul sera la détermination de la « self » primaire  $L_1$ , pour laquelle nous utiliserons, sous une forme légèrement modifiée, la relation (10) indiquée dans notre dernier numéro, et écrivons

$$L_1 = \frac{R_{\text{epp}}}{6,28 I_b \sqrt{M^2 - 1}} \quad (22)$$

Cette formule ne diffère de celle précédemment indiquée (10) que par le facteur  $R_{\text{epp}}$  qui désigne ici la résistance de charge équivalente du push-pull, c'est-à-dire la résultante de la mise en parallèle de la résistance de charge optimale  $R_1$  et du double de la résistance interne des tubes employés ( $2R_i$ ).

Nous devons préciser ici un point laissé

Tableau des caractéristiques de quelques tôles courantes pouvant servir à la réalisation des transformateurs B.F.

N° d'ordre	Origine	Dimensions (en mm)				Paramètres		
		a	b	c	h	$L_1$ (mm)	$S_r$ (mm <sup>2</sup> )	$V_n$ (cm <sup>3</sup> )
1	S ou I	9	7	4,5	19	66	133	4,8 à 9,6
2	S	10	5	5	15	56	75	5,1 à 10,2
3	S	10	8	5	14,6	62	117	5,6 à 11,2
4	S	12,8	6,4	6,4	19,2	71	123	10,5 à 21
5	I	13	6,5	6,5	53,5	140	348	21 à 42
6	S	14	8	7	21	80	168	14 à 28
7	S ou I	14	8	7	22	82	176	14,5 à 29
8	S	14	8	7	44	126	352	22 à 44
9	S	14	8	7	51	140	408	25 à 50
10	B	15	7	7,5	21	80	147	16 à 32
11	S ou B	16	8	8	24	89	192	20,5 à 41
12	S	17,5	8,75	8,75	52,5	140	460	38,5 à 77
13	S	17,5	8,75	8,75	61,25	167	535	46 à 92
14	S	17,5	8,75	8,75	26,25	98	230	27 à 54
15	I	17,5	8,5	9	26	97	220	27 à 54
16	S	18	10	9	28	104	280	40 à 80
17	B	18,5	7,75	9,25	26	97	202	30 à 60
18	S ou I	20	10	10	30	111	300	30 à 60
19	S ou I	20	10	10	60	171	600	61 à 122
20	S ou I	20	10	10	70	191	700	70 à 140
21	I	20	17,5	10	55	176	960	63 à 126
22	S	21	10,5	10,5	31,5	117	330	46 à 92
23	B	21	9,5	10	30	112	285	44 à 88
24	S, I ou E	25	12,5	12,5	37,5	139	470	78 à 156
25	S	25	12,5	12,5	75	214	940	120 à 240
26	S	25	12,5	12,5	87,5	239	1090	134 à 268
27	I	25	20	12,5	65	209	1300	117 à 234
28	S ou I	28	14	14	42	156	590	111 à 222
29	S	28	14	14	84	240	1175	170 à 340
30	S	28	14	14	98	268	1370	190 à 380
31	I	28	24	14	76	244	1820	170 à 340

I - Isolectra, 9, r. du Colonel-Raynal, Montreuil (Seine).

B - R. Bourgeois, Trépillot, Besançon (Doubs).

S - SIFOP, 1, r. Voirin, Besançon (Doubs) ou 42 bis, bd Richard-Lenoir, Paris.

Toutes ces tôles sont du type EI, c'est-à-dire conformes au dessin de la figure 8, à laquelle on se reportera pour la signification des différentes dimensions.



dans l'ombre précédemment. En effet, la résistance  $R_1$ , qui intervient dans le calcul de  $L_1$ , désigne celle du tube employé en l'absence de toute contre-réaction. Or, cette dernière, dans sa forme habituelle, c'est-à-dire en tension, diminue  $R_1$ , dans un rapport compris généralement entre 2 et 3. On en tiendra compte dans les calculs si l'on veut bien faire les choses, mais sans exagérer l'importance de cette variation. Si l'on effectue le calcul correspondant, on s'aperçoit que la valeur de  $R_e$  (ou de  $R_{epp}$ ) diminue de quelque 30 % seulement lorsque  $R_1$  devient trois fois plus faible.

En d'autres termes, tout se passe comme si nous calculons  $L_1$  pour une fréquence  $f_b$  de 30 % supérieure à celle prévue à l'origine. De sorte qu'une bonne précaution consiste, au lieu de tenir compte de la diminution de  $R_1$ , à diminuer de 20 à 25 % la valeur de  $f_b$ , en calculant, par exemple,  $L_1$  pour 40 Hz au lieu de 50 Hz.

Rappelons, en renvoyant nos lecteurs à la page 186 du n° 190 de R.C., que  $M$  de la relation (22) représente l'inverse de l'affaiblissement relatif à la fréquence  $f_b$ . Pour un affaiblissement relatif de 0,708 (-3 dB), nous avons  $M = 1/0,708 = 1,41$  et  $M^2 = 2$ .

Après avoir calculé  $S_n$  et  $L_1$  nous pouvons continuer comme pour un transformateur normal (avec composante continue) en calculant le nombre de spires au primaire d'abord, au secondaire ensuite, après avoir choisi le type de tôle dont sera constitué le circuit magnétique.

Mais nous allons profiter de l'occasion pour indiquer ici la méthode dont nous avons dit quelques mots la dernière fois, et qui consiste à calculer tout d'abord la « self » primaire  $L_1$ , puis à déterminer le volume  $V_n$  du noyau. L'expression de ce dernier, donnée dans le dernier numéro de R.C., n'est pas suffisamment générale, et il vaut mieux poser

$$V_n = \alpha e l_m$$

avec la longueur de la ligne de force moyenne  $l_m$  définie par

$$l_m \approx 2 h + 2 b + 1,57 a \quad (23)$$

du moins lorsqu'il s'agit d'une tôle où  $a = 2 c$ , ce qui est pratiquement toujours vrai.

Le volume  $V_n$  que l'on fait intervenir ainsi dans le calcul n'est autre chose que le produit de la section  $S_n$  par la ligne de force moyenne  $l_m$ , mais il peut s'exprimer encore en fonction de la tension alternative (amplitude)  $U_a$  que l'on trouve aux bornes du primaire, de la self-induction primaire  $L_1$  et de la fréquence-limite inférieure  $f_b$ . On écrit donc

$$V_n = \frac{80 U_a^2}{L_1 f_b^2} \quad (24)$$

où  $V_n$  s'exprime, bien entendu, en centimètres cubes,  $U_a$  en volts (amplitude),  $L_1$  en henrys et  $f_b$  en hertz.

Cette relation tient compte, d'une façon implicite, de l'induction  $B$ , et dans sa forme ci-dessus elle suppose que cette induction est égale à 4000 gauss, valeur moyenne assez couramment adoptée dans la prati-

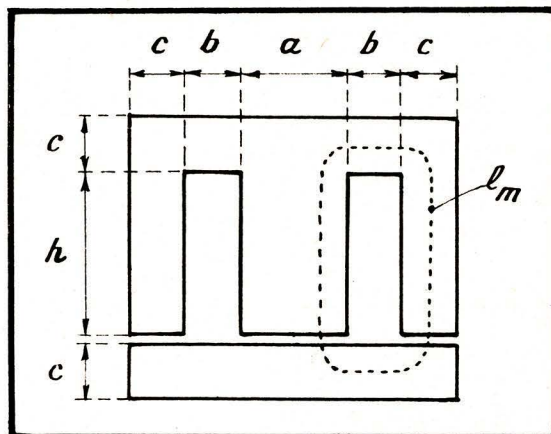


Fig. 8. — Forme et dimensions des tôles le plus souvent utilisées, et la longueur de la ligne de force moyenne  $l_m$ .

que. Si l'on désire « recalculer »  $V_n$  pour une valeur différente de  $B$ , il suffit de savoir que le volume est proportionnel à l'inverse du carré de  $B$ . En d'autres termes, si l'induction adoptée est de 6000 gauss (rapport 6000/4000 = 1,5 par rapport à la formule), le volume  $V_n$  est à diviser par 2,25 (carré de 1,5) ou, ce qui revient au

même, à multiplier par 0,445 (inverse de 2,25).

Enfin, notons que la perméabilité effective  $\mu_e$  intervient également dans la relation (24), qui suppose  $\mu_e = 400$ , valeur moyenne normale pour les tôles courantes. Le volume  $V_n$  est directement proportionnel à la perméabilité  $\mu_e$ .

Tableau des caractéristiques principales des fils émaillés de diamètre compris entre 0,05 et 1,2 mm

Diamètre nominal (mm)	Section cuivre (mm <sup>2</sup> )	Diamètre avec émail (mm)		Spires jointives par cm	Spires max. par cm <sup>2</sup>	Résistance (Ω/m)	Courant max. pour densité 2 A/mm <sup>2</sup> (mA)
		Min.	Max.				
0,05	0,00196	0,06	0,07	137	18 000	9,08	4
0,06	0,00283	0,07	0,08	119	12 600	6,37	6
0,07	0,0038	0,08	0,09	106	10 000	4,68	8
0,08	0,0050	0,09	0,10	95	8 200	3,56	10
0,09	0,0064	0,104	0,118	81	6 600	2,78	13
0,10	0,0078	0,114	0,128	75	5 600	2,28	16
0,11	0,0095	0,126	0,138	70	4 800	1,88	19
0,12	0,0113	0,136	0,148	64	4 100	1,58	22
0,14	0,0154	0,156	0,168	56	3 100	1,152	30
0,15	0,0177	0,166	0,178	53	2 800	1,004	35
0,16	0,0201	0,178	0,196	49	2 400	0,870	40
0,18	0,0254	0,198	0,216	45	2 030	0,702	51
0,20	0,0314	0,218	0,236	40	1 650	0,567	63
0,22	0,0380	0,240	0,260	37	1 370	0,468	76
0,25	0,0491	0,270	0,290	33	1 090	0,363	98
0,28	0,0616	0,304	0,328	29	860	0,289	123
0,30	0,0707	0,324	0,348	27,5	760	0,252	141
0,32	0,0884	0,346	0,372	26	675	0,219	161
0,35	0,0962	0,376	0,402	24	575	0,185	190
0,38	0,1134	0,406	0,432	22	485	0,157	227
0,40	0,1257	0,430	0,460	21	440	0,142	251
0,42	0,1385	0,450	0,480	20	400	0,120	277
0,45	0,159	0,480	0,510	19	360	0,112	318
0,48	0,181	0,510	0,540	18	320	0,0983	362
0,50	0,196	0,536	0,572	17	290	0,0908	390
0,52	0,212	0,556	0,592	16	256	0,0836	424
0,55	0,238	0,586	0,622	15,5	240	0,0748	476
0,58	0,264	0,616	0,652	14,5	210	0,0672	528
0,60	0,283	0,640	0,680	14	196	0,0629	566
0,65	0,332	0,690	0,730	13	169	0,0536	664
0,70	0,385	0,746	0,792	12	144	0,0462	770
0,75	0,442	0,796	0,842	11,3	128	0,0403	884
0,80	0,503	0,850	0,900	10,5	110	0,0354	1 010
0,85	0,568	0,900	0,950	10	100	0,0313	1 140
0,90	0,636	0,956	1,012	9,5	90	0,0280	1 270
0,95	0,709	1,006	1,062	9	81	0,0251	1 420
1	0,785	1,060	1,120	8,5	72	0,0227	1 570
1,05	0,866	1,110	1,170	8,2	67	0,0206	1 732
1,10	0,950	1,160	1,220	7,8	61	0,0188	1 900
1,15	1,039	1,210	1,270	7,5	56	0,0172	2 078
1,20	1,131	1,260	1,320	7,3	53	0,0158	2 260

Quant à la tension alternative  $U_n$ , elle se calcule par la relation

$$U_n = 1,41 \sqrt{PR_n}$$

ce qui donne, par exemple, dans le cas où la puissance  $P$  est de 4 W et l'impédance de charge  $R_n$  de 5000  $\Omega$ ,

$$U_n = 1,41 \sqrt{20\,000} = 200 V_{\max} \text{ env.}$$

Après avoir calculé le volume  $V_n$ , on procède au choix de la tôle à utiliser, en s'aidant des renseignements ci-après.

## Tôles du commerce

Le tableau que nous publions ici résume les caractéristiques essentielles des principales tôles du commerce utilisables pour la réalisation des transformateurs de sortie. Dans la colonne « Origine » on indique la documentation dont nous avons tiré les dimensions  $a$ ,  $b$ ,  $c$  et  $h$ , c'est-à-dire les fournisseurs possibles de ces tôles.

La longueur de  $l_m$  a été calculée à l'aide de la relation (23), tandis que la surface  $S_f$  est celle de la « fenêtre », c'est-à-dire le produit  $b \times h$ .

En ce qui concerne le volume  $V_n$ , les deux chiffres indiquent les limites à l'intérieur desquelles il convient de placer le volume calculé par la relation (24) lorsqu'on choisit une tôle, afin d'avoir une épaisseur  $e$  du circuit magnétique (fig. 9) comprise entre  $0,9 \alpha$  et  $1,8 \alpha$ .

Il faut penser également, lorsqu'on choisit une tôle et que l'on se propose d'assembler le circuit magnétique à l'aide d'un étrier, que les dimensions des étriers « standards » sont toujours prévues pour une section sensiblement carrée du noyau ( $e \approx a$ ). Nous verrons d'ailleurs tout cela un peu plus en détail lorsqu'il sera question de la réalisation « matérielle ».

Par exemple, avec  $U_n = 200 V$ ,  $L_1 = 20 H$  et  $f_n = 50 Hz$ , nous arriverons à un volume de quelque 64  $cm^3$ . Nous voyons, d'après le tableau, que les tôles qui peuvent nous convenir sont 12, 13, 18, 19, 21, 22 et 23.

## Calcul de l'épaisseur du circuit magnétique

Après avoir choisi la tôle qui nous convient, il nous faut déterminer l'épaisseur  $e$  que doit présenter le circuit magnétique. Le volume  $V_n$  calculé précédemment représente le produit de  $e$  par  $\alpha$  et par  $l_m$ , ce qui nous conduit à diviser  $V_n$  par le produit  $\alpha l_m$  pour avoir  $e$ . Mais nous devons tenir compte des irrégularités inévitables d'empilage, irrégularités que nous ferons intervenir sous la forme d'un certain coefficient  $k_e$ , par lequel il faudra multiplier  $e$  pour que la section réelle du noyau soit celle qu'exigent les dimensions calculées.

Lorsqu'il s'agit de tôles d'épaisseur normale, 0,35 mm environ, on adoptera  $k_e = 1,1$ . Il en résulte que l'épaisseur  $e$  sera donnée par la relation

$$e = \frac{1,1 V_n}{\alpha l_m} \quad (25)$$

les unités à employer étant, évidemment,

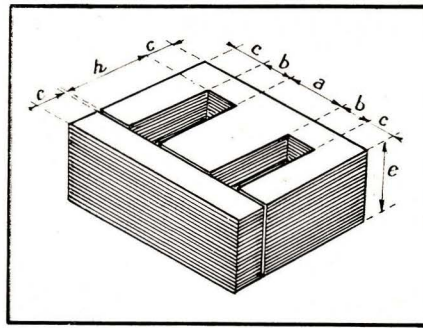


Fig. 9. — Les différentes dimensions d'un circuit magnétique normal.

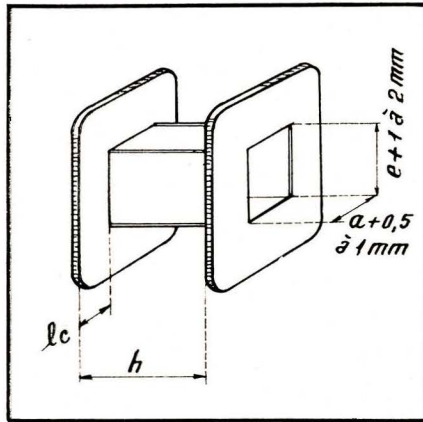


Fig. 10. — Aspect extérieur et dimensions d'une carcasse, dont la hauteur intérieure  $h$  n'est pas celle de la « fenêtre », mais cette dernière réduite de 2 à 3 mm.

du même ordre : millimètres et millimètres cubes ou centimètres et centimètres cubes.

En analysant cette formule on s'aperçoit que si l'on cherche à obtenir  $e = a$ , c'est-à-dire une section  $S_n$  carrée, on doit adopter la tôle dont la limite inférieure indiquée pour  $V_n$  correspond d'aussi près que possible au volume  $V_n$  calculé. Par exemple, en reprenant les chiffres donnés plus haut, et qui aboutissaient à un volume de 64  $cm^3$ , nous voyons que la tôle « optimale » sera le n° 21.

## Section du noyau

Il faut la calculer, puisque nous en aurons besoin pour déterminer le nombre de spires. Mais cette fois-ci il s'agit de la section nette, ce qui nous oblige à diviser par  $k_e$  le produit  $\alpha e$  :

$$S_n = \frac{\alpha e}{k_e} \quad (26)$$

On peut contrôler le résultat en le comparant à celui qui serait obtenu à l'aide des relations (1 A), (1 B) ou (2).

## Quelques précisions sur le nombre de spires

Nous avons vu que le calcul simplifié des caractéristiques d'un transformateur B.F.

conduit à adopter certaines valeurs moyennes pour les facteurs mal définis ou dont la valeur exacte ne peut être obtenue, ce qui est le cas de l'induction  $B$  et de la perméabilité effective  $\mu_e$ .

En principe, cela n'a aucune importance, à condition d'adopter une certaine unité dans ces approximations. Autrement dit, si nous avons calculé  $V_n$  avec  $\mu_e = 400$ , par exemple, il faut éviter de calculer le nombre de spires primaires  $n_1$  à l'aide d'une formule approchée quelconque, dont la position par rapport à  $\mu_e$  nous est inconnue.

C'est pourquoi il est préférable de s'en tenir à la formule (14) de notre dernier numéro, que nous reproduisons ci-après en posant  $\mu_e = 400$  :

$$n_1 = 446 \sqrt{\frac{L_1 I_m}{S_n}} \quad (27)$$

les unités employées étant le henry pour  $L_1$ , le centimètre pour  $I_m$  et le centimètre carré pour  $S_n$ .

Il faut noter encore que la valeur moyenne de 400 pour  $\mu_e$  est à retenir pour les transformateurs sans composante continue dans le primaire, tandis que pour les transformateurs ordinaires on utilisera le graphique de la figure 5 (n° 190 de R.C.), qui donnera, généralement, une valeur nettement plus faible, de l'ordre de 200-250. Cela veut dire que pour une même valeur de  $L_1$  un transformateur pour push-pull comportera moins de spires au primaire. Il est évident que cela ne présente de l'importance que pour le prix de revient, car il n'y a aucun inconvénient, comme nous l'avons vu plus haut, à adopter une valeur de  $L_1$  supérieure à celle que le calcul nous indique.

Quant au nombre de spires secondaires, nous utiliserons la relation (19) du n° 190 de R.C.

Bien entendu, il n'est pas question d'un entrefer dans un transformateur pour push-pull.

## Réalisation

Le type de tôle étant choisi, il nous faut maintenant calculer le diamètre du fil à employer, puis, connaissant le nombre de spires au primaire et au secondaire, vérifier par le calcul si les différents enroulements peuvent se loger dans la « fenêtre » de la tôle adoptée.

Enfin, nous terminerons en donnant quelques indications sur la façon d'effectuer le bobinage, d'isoler les couches voisines d'un enroulement ou deux enroulements voisins, et aussi sur les différentes dispositions possibles des enroulements et sur leur exécution « sectionnée ».

## Diamètre du fil

Pour calculer le diamètre du fil à utiliser pour le primaire nous devons commencer par calculer sa section, puisque c'est elle qui dépend de l'intensité et de la densité adoptée. Donc, si nous désignons par  $s_1$ ,

la section (en **millimètres carrés**), par  $I_a$  la composante continue du courant anodique traversant le primaire (en **ampère**) et par  $\Delta$  la densité adoptée (en **ampères par millimètre carré**), nous aurons

$$s_1 = \frac{I_a}{\Delta} \quad (28)$$

Par exemple, si nous choisissons  $\Delta = 2 \text{ A/mm}^2$ , densité qu'il vaut mieux ne pas dépasser, et que nous avons  $I_a = 40 \text{ mA} = 0,04 \text{ A}$ , nous trouvons

$$s_1 = \frac{4 \cdot 10^{-2}}{2} = 2 \cdot 10^{-2} = 0,02 \text{ mm}^2.$$

Pour passer au diamètre  $d_1$ , on utilisera la relation classique

$$d_1 = 1,13 \sqrt{s_1}$$

où  $d_1$  et  $s_1$  sont exprimés, respectivement, en **millimètre** et en **millimètre carré**, ou bien on aura recours au tableau de fils que nous reproduisons à la page 223.

On peut également utiliser les relations suivantes entre le diamètre  $d$  (en **millimètre**) et le courant anodique  $I_a$  (en **ampère**) :

$$d = \sqrt{I_a} \text{ (pour } \Delta = 1 \text{ A/mm}^2\text{);}$$

$$d = 0,925 \sqrt{I_a} \text{ (pour } \Delta = 1,5 \text{ A/mm}^2\text{);}$$

$$d = 0,8 \sqrt{I_a} \text{ (pour } \Delta = 2 \text{ A/mm}^2\text{).}$$

Pour calculer le diamètre  $d_2$  du fil secondaire, on se contentera de la relation

$$d_2 = d_1 \frac{1}{n} \quad (30)$$

$n$  désignant le rapport de transformation défini par  $n_1/n_2$ .

## Surface occupée par les enroulements

Pour apprécier cette surface pour chaque enroulement, on fait les produits  $n_1 s_1$  et  $n_2 s_2$ , et on multiplie chacun par un certain coefficient de remplissage,  $k_p$  pour le primaire et  $k_s$  pour le secondaire, qui tient compte du maximum de spires possibles par centimètre carré, de la présence de l'isolant entre deux couches voisines et entre deux enroulements voisins, de la place perdue par la nécessité de laisser une certaine marge à chaque extrémité d'une couche, etc. On prendra la valeur de  $k_p$  et de  $k_s$  dans le tableau suivant, en notant qu'il n'est valable que pour du fil émaillé.

Diamètre du fil (en mm)	Valeur de $k_p$ ou $k_s$ pour la H.T. de :	
	≤ 300 V	300 à 1000 V
0,03 à 0,05	8,35 à 6,70	
0,05 à 0,10	6,70 à 5	
0,10 à 0,20	5,5 à 4	6,70 à 5
0,20 à 0,50	4,5 à 3,3	5,5 à 4
0,50 à 1,5	3,7 à 2,9	4,5 à 3,3

Par exemple, si nous avons au primaire 3600 spires en fil de 16/100 et au secondaire 120 spires en fil de 90/100, la surface totale occupée par le cuivre du primaire sera

$$s_p = 3600 \cdot 0,0201 = 72,5 \text{ mm}^2.$$

Nous trouverons, de la même façon, pour

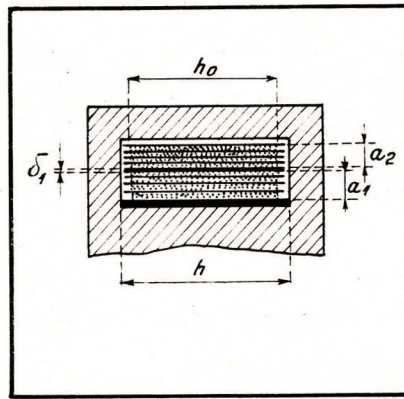


Fig. 11. — La disposition des enroulements primaire ( $a_1$ ) et secondaire ( $a_2$ ) lorsque le bobinage est réalisé sans carcasse.

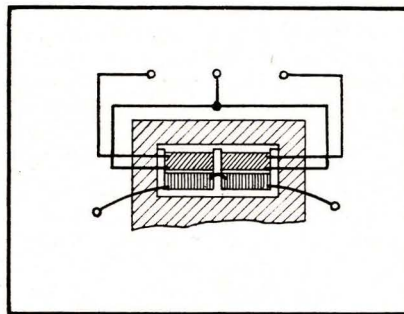


Fig. 12. — Amélioration de la symétrie par la réalisation du bobinage en plusieurs gallettes.

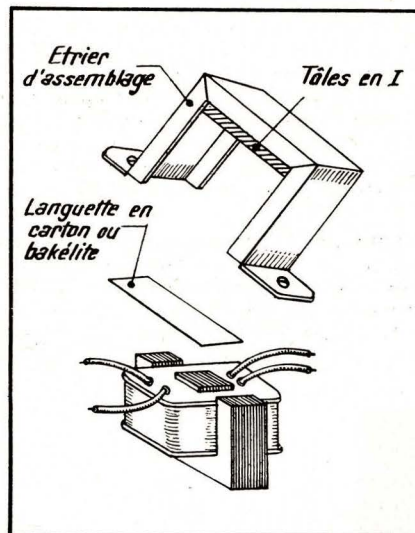


Fig. 13. — Croquis montrant l'assemblage d'un transformateur avec entrefer. Dans le cas d'un transformateur pour push-pull, l'entrefer est supprimé.

le secondaire, une surface totale :

$$s_s = 120 \cdot 0,636 = 76,5 \text{ mm}^2.$$

Le primaire étant réalisé en fil de 16/100, nous appliquerons un coefficient de remplissage  $k_p = 4,8$ , ce qui nous donne, pour la surface réelle  $S_p$ ,

$$S_p = 72,5 \cdot 4,8 = 348 \text{ mm}^2.$$

Le secondaire étant réalisé en fil plus gros, le coefficient  $k_s$  sera seulement 3, ce qui nous conduit à

$$S_s = 76,5 \cdot 3 = 230 \text{ mm}^2.$$

Il faut donc que la tôle choisie ait une surface  $S_r$  de la fenêtre égale au moins à

$$S_r = S_p + S_s = 578 \text{ mm}^2,$$

soit  $5,8 \text{ cm}^2$  en chiffre rond.

Mais il ne faut pas oublier que le bobinage est toujours réalisé sur un support en presspahn ou matière moulée, que l'on appelle **carcasse**, s'il s'agit d'un ensemble muni de deux joues (fig. 10), ou **caniveau** s'il s'agit d'une carcasse sans joues. L'épaisseur propre de ces carcasses, qui oscille entre 1 mm (pour les petites tôles) et 2 mm (pour les tôles plus grandes), doit être retranchée de la surface  $S_r$  de la fenêtre. Par exemple, une carcasse de 1,5 mm d'épaisseur utilisée avec la tôle n° 21, nous fait perdre quelque  $130 \text{ mm}^2$  de surface et nous laisse disponible seulement  $830 \text{ mm}^2$ , soit  $8,3 \text{ cm}^2$ .

Si nous utilisons un simple caniveau, il faudra obligatoirement ménager une marge à chaque extrémité d'une couche (fig. 11), de sorte que la largeur réelle  $h_0$  de la fenêtre sera de 4 à 6 mm plus faible que la dimension  $h$ .

Enfin, il faut tenir compte du fait que les caniveaux et les carcasses existent en un certain nombre de dimensions standards, qui limitent les combinaisons possibles de la largeur  $a$  et de l'épaisseur  $e$  afin d'obtenir la section  $S_n$  nécessaire. Il ne nous est pas possible de dresser ici un tableau, même partiel, des modèles de carcasses existantes, et nous conseillons vivement à tous nos lecteurs que la question intéresse de demander la documentation correspondante aux Ets **Isolectra**.

## Isolement entre couches et entre enroulements et dispositions de ces derniers

Lorsque la haute tension utilisée est de l'ordre de 250 V (ou moins), l'épaisseur de la couche isolante entre le primaire et le secondaire sera de 0,5 à 0,7 mm, ce qui représente, par exemple, 5 à 7 couches de papier « kraft électrique » de 10/100. Si la haute tension est comprise entre 250 et 500 V, on poussera l'épaisseur de la couche isolante jusqu'à 1 à 1,5 mm.

Pour isoler deux couches voisines d'un même enroulement, on utilisera du papier cristal ou similaire, de 3/100 à 5/100 d'épaisseur lorsque le fil employé est fin (10/100 à 25/100), et de 10/100 à 15/100 d'épaisseur lorsque ce fil est plus gros.

Lorsqu'il s'agit d'un transformateur normal, non symétrique, il est pour ainsi dire toujours réalisé suivant le croquis de la figure 11 : sur un caniveau on bobine d'abord le primaire qui occupera une certaine épaisseur  $a_1$ , puis le secondaire, d'épaisseur  $a_2$ , après avoir prévu une épaisseur d'isolant ( $\delta_f$ ).

Si nous avons besoin d'un transformateur symétrique, pour push-pull, la solution la plus simple consiste à adopter la même disposition relative des enroulements, en prévoyant simplement une prise médiane

au primaire. Il est évident, cependant, qu'une telle solution ne pourra jamais assurer la symétrie parfaite du primaire, pour la bonne raison que la résistance ohmique des deux moitiés ne sera pas la même. Ce procédé ne peut donc être retenu que pour du matériel « grand public » de qualité courante. Si l'on veut faire mieux, il faut fractionner les enroulements et les disposer en « sandwich ».

Par exemple, on peut adopter la disposition de la figure 12, en utilisant une carcasse à deux sections. On peut également, lorsqu'il s'agit de transformateurs de sortie pour transistors, bobiner le primaire en deux fils. La capacité répartie beaucoup plus élevée qui en résulte est sans influence étant donné les faibles valeurs de l'impédance de charge courantes avec les transistors.

## Conclusion

Nous pensons avoir donné suffisamment de renseignements pour que tout technicien puisse réaliser, rebobiner ou modifier un transformateur de sortie. Bien entendu, si certains points vous semblent insuffisamment développés, nous nous ferons un plaisir de compléter cette documentation.

W. S.

# TRAVAUX PRATIQUES

## Faites des expériences avec des transistors

### Description de l'installation

Nous avons trouvé dans un ouvrage intitulé « Der Transistor » édité (en allemand) par *Telefunken*, la description d'un montage baptisé « appareil pour expérimentation », dont l'adaptation nous paraît devoir intéresser un très grand nombre de nos lecteurs.

Il s'agit d'un ensemble très simple, dont le schéma est celui de la figure 1, et qui peut être réalisé soit sous la forme d'un grand panneau pouvant servir à des démonstrations dans le cadre d'un enseignement, soit sous celle d'un montage « volant » utilisable pour les travaux pratiques, soit enfin en tant qu'un montage définitif employé en transistormètre.

Le transistor, objet des mesures ou d'essais, est alimenté à l'aide de deux batteries séparées :  $B_1$ , de 1,5 V, pour le circuit de base ;  $B_2$ , de 4,5 V pour celui de collecteur. Tous les circuits, toutes les liaisons de cet ensemble comportent des coupures judicieusement disposées et désignées par *a, b, c, d*, etc. sur le schéma. Chacune de ces coupures est constituée par deux douilles de 4 mm à écartement standard de 19 mm, de sorte que l'on peut soit les court-circuiter à l'aide d'un cavalier, soit y introduire une résistance, un condensateur (montés sur un petit support à deux broches) ou un appareil de mesure milliampèremètre ou microampèremètre.

Il devient ainsi possible, comme nous le verrons par la suite, de réaliser, par simple déplacement de cavaliers et introduc-

tion de certains éléments en tel ou tel point, une vingtaine de montages différents, permettant d'étudier toutes les particularités du comportement d'un transistor.

On voit, entre autres, que deux potentiomètres  $R_4$  et  $R_7$ , bobinés et linéaires, permettent, dans certaines conditions, d'ajuster soit la tension appliquée à la base ( $R_4$ ), soit celle alimentant le collecteur ( $R_7$ ). Les deux potentiomètres étant linéaires, leurs cadrans peuvent être gradués directement en volts. Il est à remarquer, cependant, que l'existence d'une résistance ( $R_1$ ) en série avec  $R_4$  réduit la « plage » de ce potentiomètre. Un calcul rapide nous fera voir que la tension au curseur de  $R_4$  pourra varier entre 0V (sur 0) et -300 mV environ (sur 10). Donc, sensiblement, -60 mV sur 2, -150 mV sur 5, etc., en supposant un cadran gradué de 0 à 10.

Naturellement, en plus du schéma de la figure 1 il nous faut disposer d'un appareil de mesure qui, pour la plupart des manipulations, sera un milliampèremètre à trois sensibilités : par exemple : 1, 2, et 5 mA. Nous aurons également besoin, mais beaucoup moins souvent, d'un microampèremètre de 100  $\mu$ A de déviation totale.

Enfin, lorsqu'on travaille avec cet appareil, il est nécessaire d'observer un certain nombre de précautions, afin d'éviter une usure inutile des deux batteries et certaines erreurs de mesure au départ. C'est ainsi que, après chaque manipula-

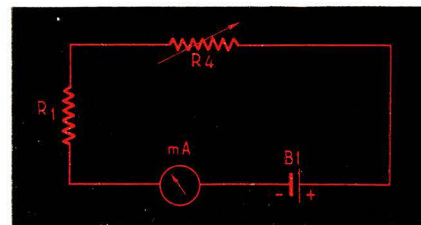


Fig. 2. — Vérification de la tension de la batterie  $B_1$ .

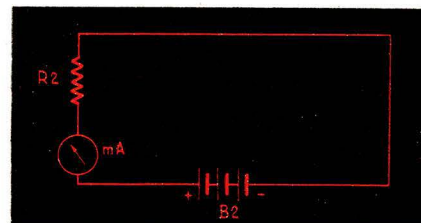


Fig. 3. — Vérification de la tension de la batterie  $B_2$ .

tion, on enlèvera les court-circuits sur *h* et *i*, on placera  $R_4$  sur « 0 » et  $R_7$  sur « 10 ».

### Essais et manipulations réalisables

Voici un aperçu, partiel, des travaux pratiques que l'on peut entreprendre avec l'appareil de la figure 1 :

1. - Utilisation d'un transistor en interrupteur électronique ;
2. - Emploi d'un transistor en tant que résistance variable ;
3. - Relevé de la courbe caractéristique de commande ;
4. - Relevé des courbes caractéristiques de sortie ;
5. - Détermination du gain en courant dans le montage à émetteur commun ;
6. - Démonstration de l'influence de la température sur le courant résiduel de collecteur ;

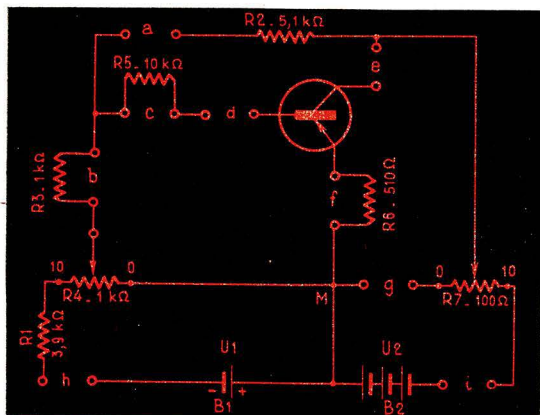


Fig. 1. — Schéma, très simple, de l'appareil qui vous permettra de multiples expériences sur les transistors.

7. - Définition de l'influence de la température sur le courant de repos de collecteur ;
8. - Echauffement de la jonction de collecteur ;
9. - Stabilisation thermique du courant de collecteur ;
10. - Etude du comportement d'un étage amplificateur sans stabilisation ;
11. - Etude d'un étage amplificateur doté d'une compensation thermique.

Nous verrons au fur et à mesure les détails de ces différentes expériences.

## Contrôle de la tension des batteries B<sub>1</sub> et B<sub>2</sub>

Toutes les coupures étant ouvertes et R<sub>4</sub> placé sur « 0 », comme indiqué plus haut, on intercale le milliampèremètre (sensibilité 1 mA) en *h*. On mesure ainsi le courant de la pile B<sub>1</sub> à travers R<sub>1</sub> + R<sub>4</sub> = 4,9 kΩ et la résistance propre du milliampèremètre, généralement de l'ordre de 60 - 75 Ω, soit 5 kΩ au total, en chiffre rond (fig. 2). Si la tension de la pile B<sub>1</sub> est normale, nous lisons un courant 1,5/5 000 = 0,0003 A = 0,3 mA.

Pour mesurer la tension de la batterie B<sub>2</sub>, le milliampèremètre sera branché en *a* (sensibilité 1 mA) et les court-circuits seront établis en *b* et *i*. Les potentiomètres R<sub>4</sub> et R<sub>7</sub> seront dans leurs positions de « repos » respectives : « 0 » pour R<sub>4</sub> et « 10 » pour R<sub>7</sub>. On obtient de cette façon le circuit représenté dans la figure 3, et on voit que le milliampèremètre indiquera un courant de l'ordre de 4,5/5 200 = 0,00087 A = 0,87 mA.

A remarquer que l'on peut, tout aussi bien, placer le court-circuit en *a* et connecter le milliampèremètre en *i*. Cependant, ce dernier mode de branchement n'est pas à conseiller si nous avons un condensateur électrochimique placé entre le curseur de R<sub>7</sub> et M, comme ce sera le cas lorsque le montage sera utilisé en amplificateur. L'appel de courant dû à la charge du condensateur risque d'endommager le milliampèremètre au moment de la mise sous tension.

Les deux vérifications ci-dessus permettent de juger si les batteries sont encore utilisables ou doivent être remplacées. La tension nominale exacte ne présente

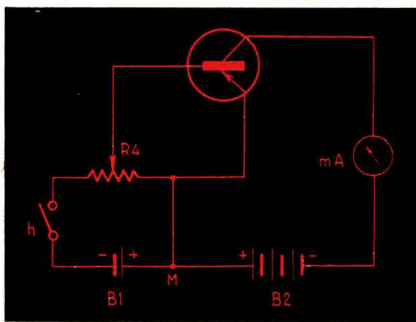


Fig. 4. — Mise en évidence du fonctionnement en interrupteur électronique.

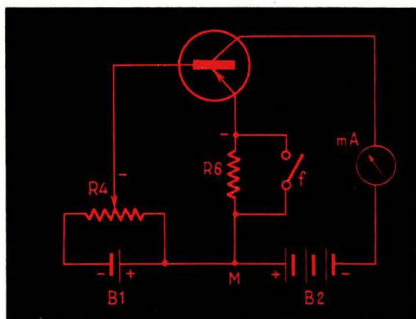


Fig. 5. — Mise en évidence de l'action d'une résistance dans le circuit d'émetteur.

qu'une importance relative, et les valeurs de 1,5 et 4,5 V peuvent être considérées comme des moyennes admettant une tolérance de ± 20 %. Ce qui est beaucoup plus important, c'est la constance des tensions d'alimentation pendant toute la durée d'une manipulation.

## Transistor en tant qu'interrupteur

A partir de maintenant nous allons mettre en place le transistor qui servira à tous les essais et toutes les mesures qui vont suivre. Le semiconducteur indiqué par *Telefunken* est du type OC 602, et, par conséquent, tous les chiffres que nous allons donner s'y rapportent. Mais il est évident que l'on pourra obtenir des résultats très semblables avec un autre transistor, de caractéristiques similaires, par exemple TF 65, OC 70, ou, en général, tout

transistor ayant un courant de collecteur maximal de l'ordre de 50 mA et un gain en courant de 40 environ.

Donc, le transistor étant mis en place et le milliampèremètre (sensibilité 1 mA) connecté en *e*, on réalise la combinaison suivante :

Ouverts : *a* et *g* ;

En court-circuit : *b*, *c*, *d*, *f*, *h*, et *i*.

Le potentiomètre R<sub>7</sub> demeure sur « 10 », tandis que le R<sub>4</sub> est ajusté de façon que le milliampèremètre donne une bonne déviation, par exemple 0,8 mA. On aboutit donc au schéma de la figure 4. Si, dans ces conditions, on enlève le court-circuit *h*, on constate que le courant de collecteur tombe à une valeur pratiquement nulle.

Lorsque *h* est en court-circuit, la base du transistor reçoit une certaine tension négative déterminée par la position du curseur du R<sub>4</sub>. Si le court-circuit en *h* est supprimé, cette tension négative base-émetteur disparaît, la base et l'émetteur étant simplement réunis par une portion du R<sub>4</sub>.

Cette expérience montre que le passage d'un courant notable dans le circuit émetteur-collecteur suppose l'existence d'une tension négative base-émetteur. La tension collecteur-émetteur est également négative. Par conséquent, l'existence d'un courant de collecteur est conditionnée par des tensions de base et de collecteur de même polarité par rapport à l'émetteur.

## Influence d'une résistance dans le circuit d'émetteur

On rétablit le court-circuit en *h*, mais on supprime celui en *f*, sans toucher au réglage du R<sub>4</sub> adopté pour l'expérience précédente, ce qui nous donne le schéma de la figure 5.

On constate que le courant de collecteur est moindre que dans le cas de la figure 4. En effet, une certaine chute de tension se produit le long de la résistance R<sub>6</sub>, de polarité telle que l'émetteur tend à devenir négatif par rapport au point M. Cela veut dire que la base devient moins négative par rapport à l'émetteur, ce qui provoque, d'après ce que nous avons vu plus haut, une diminution du courant de collecteur.

(A suivre)

R. L.

## PROBLÈMES

Et pour vous instruire, et pour vous amuser

## Solutions détaillées des problèmes publiés dans le n° 190 de R. C.

Vous trouverez ci-dessous les solutions des problèmes proposés dans le n° 190 de R.C., auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter pour les énoncés.

P1. — La résistance aux bornes de laquelle se trouve branché le voltmètre se compose de

R et r, connectées en parallèle. Par conséquent, la tension étant de 120 V et le courant de 2 A, nous pouvons écrire

$$\frac{120}{2} = \frac{Rr}{R+r}$$

ce qui donne

$$60 = \frac{3000R}{3000+R},$$

et finalement

$$R = \frac{18000}{294} = 61,2 \Omega.$$

Si l'on néglige la résistance r en la supposant infinie, on aboutit à

$$\frac{120}{2} = R,$$

d'où R = 60 Ω. L'erreur commise est donc de 1,2 %, ce qui fait un peu moins de 2 %.

**Remarque.** — Beaucoup de bonnes solutions de ce problème nous ont été envoyées par nos lecteurs, dont plusieurs ont adopté une méthode de résolution un peu différente, en écrivant les expressions des courants partiels  $i_1$  et  $i_2$  circulant dans les branches R et V du circuit. On arrive évidemment au même résultat. Signalons les excellents développements de MM. L. Jehl, Y. Nicolas, D. Braems, A. Cornillac.

**P2.** — Les deux tensions étant en « quadrature », l'amplitude résultante  $U_R$  sera égale à la racine carrée de la somme des carrés des tensions composantes, c'est-à-dire

$$U_R = \sqrt{U_1^2 + U_2^2}$$

suivant le diagramme vectoriel de la figure 5. La réponse est donc

$$U_R = \sqrt{1.10^4 + 4.10^4} \\ = 10^2 \sqrt{5} = 224 \text{ V env.}$$

**Remarque.** — Malgré son caractère parfaitement élémentaire ce petit problème a donné lieu à une grande diversité de résultats, dont certains trop approximatifs (223 ou 226 V) et d'autres nettement faux (173 V). Comme quoi, lorsqu'on croit qu'un calcul est très facile, on oublie que le carré de  $2.10^2$  n'est pas  $2.10^4$ , mais  $4.10^4$ .

**P3.** — Les formules simplifiées permettant de calculer les éléments d'un filtre LC passif en  $\pi$ , chargé par une résistance R, s'écrivent

$$L = \frac{R}{3,14 f} \text{ et } C = \frac{1}{3,14 R f}$$

où  $f$  désigne la fréquence dite de coupure (en hertz) et où L, R et C sont exprimés, respectivement, en henrys, ohms et farad. Ajoutons encore que la valeur de C ainsi calculée désigne la capacité globale et que, par conséquent, dans l'hypothèse  $C_1 = C_2$ , nous aurons  $C_1 = C_2 = C/2$ .

Avec les valeurs de l'énoncé nous avons

$$L = \frac{1.10^4}{3,14.1.10^4} = \frac{1}{3,14} \text{ H} = 0,319 \text{ H,}$$

soit 320 mH en chiffre rond. Pour la capacité il vient

$$C = \frac{1}{3,14.1.10^8} = 0,319.10^{-8} \text{ F,}$$

ce qui correspond, très sensiblement, à  $3,2.10^{-9}$  F ou 3,2 nF. Chaque condensateur sera donc de  $3,2/2 = 1,6$  nF.

Il est également possible d'utiliser des formules un peu différentes, en adoptant comme unités le kilohertz, l'ohm, le millihenry et le microfarad :

$$L = \frac{0,32 R}{f} \text{ et } C = \frac{320}{Rf}$$

On arrivera, bien entendu, aux mêmes résultats que ci-dessus.

**Remarque.** — Deux lecteurs seulement ont tenté de résoudre ce problème, l'un sans aucun succès, l'autre avec la réponse juste pour L, mais fautive pour C.

**P4.** — La fréquence de 800 MHz correspond à une longueur d'onde  $\lambda$  telle que

$$\lambda = \frac{300}{800} = 0,375 \text{ m} = 37,5 \text{ cm.}$$

La longueur l du câble s'exprime en fonction de  $\lambda$  par

$$l = \frac{15}{37,5} = 0,4 \lambda.$$

L'impédance caractéristique  $Z_c$  d'un câble coaxial se calcule en fonction des diamètres D et d à l'aide de la relation suivante

$$Z_c = 138 \lg \frac{D}{d}$$

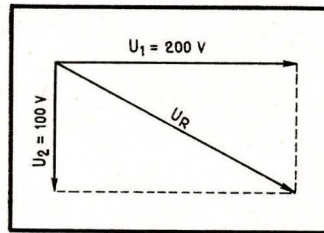


Fig. 5. — Composition vectorielle de deux tensions alternatives en quadrature.

ce qui nous donne

$$Z_c = 138 \lg \frac{20}{2} = 138 \lg 10 = 138 \Omega.$$

L'impédance d'entrée  $Z_e$  s'exprime, en fonction de  $Z_c$ , de la façon suivante :

$$Z_e = Z_c \operatorname{tg} \frac{2 \pi l}{\lambda}$$

où l est la longueur du câble exprimée en fonction de  $\lambda$ . Cela nous donne

$$Z_e = 138 \operatorname{tg} \frac{2 \pi \cdot 0,4 \lambda}{\lambda} \\ = 138 \operatorname{tg} 0,8 \pi$$

Si cette relation aboutit à une valeur positive de  $Z_e$ , la résistance d'entrée est inductive. Si on arrive à une valeur négative, la résistance d'entrée est capacitive.

Or,  $\operatorname{tg} 0,8 \pi = -\operatorname{tg} 0,2 \pi$ . Et les tables trigonométriques nous indiquent, puisque  $0,2 \pi = 36^\circ$ ,  $-\operatorname{tg} 0,2 \pi = 0,726$ . La valeur de la résistance d'entrée est donc

$$Z_e = -138 \cdot 0,726 = -100 \Omega.$$

Le signe « moins » montrant que cette résistance d'entrée est capacitive.

**Remarque.** — Nous avons proposé ce problème un peu pour « tâter » nos lecteurs et le petit nombre de solutions reçues ne nous a nullement étonné. En réalité, il n'y eut aucune solution complète. Les quelques courageux qui ont osé entreprendre ne sont pas allés au delà de l'impédance caractéristique  $Z_c$ , dont la plupart ont donné la valeur exacte.

**P5.** — Le gain en tension, considéré comme le rapport de la tension de sortie  $U_s$  à la tension d'entrée  $U_e$  est évidemment

$$G_t = \frac{10}{0,1} = 100.$$

Le gain en puissance  $G_p$  est défini par le rapport de la puissance de sortie à la puissance d'entrée, c'est-à-dire

$$G_p = \frac{100.1.10^3}{2,5.10^3.1.10^{-2}} = 4.10^{-3} \\ = 400 \text{ 000.}$$

L'expression en décibels d'un rapport de puissances se fait sans aucune difficulté, à l'aide de la relation bien connue

$$P_{dB} = 10 \lg \frac{P_s}{P_e} = 10 \lg 400 \text{ 000} \\ = 10 \cdot 5,602 = 56,02 \text{ dB,}$$

soit 56 dB en chiffre rond. Mais si nous voulons exprimer en décibels le même gain en nous basant sur celui en tension, il est nécessaire, pour que le résultat ait quelque signification, de faire intervenir le rapport des impédances correspondantes,  $Z_c$  et  $Z_s$ , sous la forme suivante

$$G_t \text{ (en dB)} = 20 \lg \frac{U_s}{U_e} + 10 \lg \frac{Z_e}{Z_s}$$

On voit que, de cette façon seulement, on aboutit au même résultat que précédemment, car

$$20 \lg \frac{U_s}{U_e} = 20 \lg 100 = 40$$

et

$$10 \lg \frac{Z_e}{Z_s} = 10 \lg 40 = 16.$$

Cela fait bien au total 56 dB, au lieu de 40, si l'on ne considérait que le gain en tension sans tenir compte des impédances.

**Remarque.** — Ce problème a été raté par la plupart de nos correspondants, en ce sens qu'ils ont bien trouvé le gain en puissance de 56 dB, qui s'est réduit à 40 dB lorsqu'ils ont pris les tensions comme base (et oublié de tenir compte des impédances). Deux solutions parfaitement complètes nous sont parvenues : MM. L. Jehl et G. Dupouy.

**P6.** — On commence par calculer la résistance  $R_2$ , qui doit « chuter » 40 V avec un courant de 3 mA. Donc

$$R_1 = \frac{40}{0,003} = 13,3 \text{ k}\Omega \text{ environ.}$$

La résistance  $R_1$ , traversée par un courant total de  $3 + 0,5 = 3,5$  mA, doit « chuter »  $240 - 40 = 200$  V. Sa valeur est donc

$$R_1 = \frac{200}{0,0035} = 57 \text{ k}\Omega \text{ environ.}$$

**Remarque.** — Il est curieux de voir comment les choses très simples font trébucher les gens. Aucun correspondant n'a réussi à donner une solution exacte de ce petit problème ultra-classique, et cela pour avoir mal lu l'énoncé, pourtant parfaitement clair : courant propre du diviseur = 3 mA ; courant d'écan = 0,5 mA. Par conséquent,  $R_2$  est traversée par le courant de 3 mA seulement, tandis que  $R_1$  supporte les deux, soit 3,5 mA. Et ne parlons pas des erreurs de calcul, comme, par exemple,  $200/2,5 \cdot 10^{-3} = 8000$ , etc.

**P7.** — La capacité parasite  $C_a$  introduite par l'antenne est équivalente à C et  $C_1$  en série, c'est-à-dire

$$C_a = \frac{200 \cdot 15}{215} = 14 \text{ pF.}$$

Lorsque la capacité du condensateur variable est  $C_2 = 50$  pF, la capacité totale  $C_t$  aux bornes du circuit L est de 64 pF, et le coefficient de transmission  $K_1$  est

$$K_1 = Q \frac{C_a}{C_t} = 100 \frac{14}{64} = 21,9.$$

Lorsque la capacité du condensateur variable est  $C_2 = 500$  pF, la capacité totale  $C_t$  aux bornes du circuit L est de 514 pF, et le coefficient de transmission  $K_2$  devient

$$K_2 = 100 \frac{14}{514} = 2,73.$$

Conclusion : avec un couplage purement capacitif, la transmission est très irrégulière le long d'une gamme, les fréquences inférieures étant sacrifiées. C'est pourquoi ce mode de couplage est rarement utilisé dans la pratique.

**Remarque.** — Nos lecteurs ont été beaucoup plus heureux avec ce problème qu'avec le précédent, et plusieurs solutions justes nous sont parvenues, parmi lesquelles celles de MM. A. Cornillac, D. Thibaut, S. Bernard et M. Dangé, particulièrement complètes.

**A1.** — Le produit étant au moins égal à 800, il est clair qu'aucun des chiffres manquant au multiplicateur et au multiplicande ne peut être inférieur à 9, car aussi bien  $98 \times 8$  que  $88 \times 9$  sont plus petits que 800. Nous avons donc  $98 \times 9 = 882$ .

**Remarque.** — Excellentes solutions de MM. W. Borst, A. Cornillac, J.P. Ory, R. Carasco et L. Jehl.

**A2.** — Chacune des cinq questions de ce problème comporte, en réalité, plusieurs réponses. Par exemple :

1.  $-\sqrt{2/2}$ ,  $2-\sqrt{2}$ ,  $2 \lg 2$ ,  $2^{-2}$ ;
2.  $-2/\sqrt{2}$ ,  $\sqrt{2+\sqrt{2}}$ ;
3.  $-2\sqrt{2}$ ,  $\sqrt{\sqrt{22}}$ ,  $2,2$ ;
4.  $-2+\sqrt{2}$ ;
5.  $-\sqrt{22}$ .

**Remarque.** — Tous nos correspondants qui se sont intéressés à ce petit problème ont donné au moins une solution juste à chacune des cinq questions.

**A3.** — On voit immédiatement que l'équation proposée peut s'écrire

$$x + \frac{1}{x} = 5 + 0,2 = 5 + \frac{1}{5}$$

Il est donc évident que ses racines sont  $x_1 = 5$  et  $x_2 = 1/5$ .

**A4.** — Le système de gagner à coup sûr pour celui qui commence existe, et pour le démontrer il faut commencer par la fin. Au dernier tour, le joueur 1 (celui qui commence) doit laisser au joueur 2 une seule allumette. Il est évident qu'à son tour précédent il doit en laisser 5.

En effet, si en présence de 5 allumettes le joueur 2 en prend 1, 2 ou 3, le joueur 1 répliquera en prenant, respectivement, 3, 2 ou 1, de sorte que, dans tous les cas, il restera  $5-4=1$  allumette pour le joueur 2.

En raisonnant d'une façon analogue, on voit qu'auparavant le joueur 1 doit laisser 9 allumettes au joueur 2. En d'autres termes, il doit prendre, au départ, 2 allumettes obligatoirement.

**Remarque.** — La plupart de nos correspondants ont trouvé la solution de ce problème, mais visiblement d'une façon expérimentale, sans pouvoir bâtir un raisonnement logique. Signalons, cependant, les solutions complètes de MM. A. Cornillac, J.-P. Ory et H. Bastien.

## ET VOICI ENCORE ★ ★ DES PROBLÈMES

### POUR VOUS INSTRUIRE

Les problèmes se rapportant à la radio-électricité et à l'électronique constituent des applications d'articles publiés dans certains numéros récents de « Radio-Constructeur ». A vous de les découvrir.

**P8.** — On a besoin, pour un amplificateur B.F., d'une triode, et on n'a sous la main que les pentodes EF 80 et EF 40. Lequel de ces tubes, monté en triode, serait le plus indiqué pour obtenir le maximum de gain avec une résistance de charge de 47 kΩ? Le tableau suivant résume les caractéristiques des deux pentodes à utiliser dans les calculs.

Paramètre	Unité	EF 40	EF 80
Pente (S) .....	mA/V	2	7,4
Courant d'anode (I <sub>a</sub> )	mA	3	10
Courant d'écran (I <sub>e</sub> )	mA	0,55	2,5
Tension d'écran (E <sub>e</sub> )	V	140	170
Tension de grille (E <sub>g</sub> )	V	-2	-2

**P9.** — Dans un récepteur, dont le potentiomètre de puissance, à correction physiologique, est monté suivant le schéma de la figure 6, le condensateur C<sub>1</sub> est coupé et sa valeur est illisible. Le potentiomètre a une valeur totale de 1,3 MΩ, avec une prise (R<sub>2</sub>) à 300 kΩ. La résistance R<sub>3</sub> est de 22 kΩ. Quelle est la valeur de C<sub>1</sub> que vous choisirez pour le remplacement?

**P10.** — Calculer la self-induction des deux bobines de la figure 7 et déterminer la valeur de la capacité à placer en parallèle sur chacune d'elles pour obtenir la résonance sur 6 MHz.

### POUR VOUS AMUSER

**A5.** — Posez à un ami la question suivante, en lui demandant de répondre très vite :

— Une brique pèse 1 kg plus une demi-brique. Combien pèse cette brique?

On ne vous demande pas la réponse, car vous la connaissez, naturellement. N'est-ce pas?

**A6.** — Le nombre x défini par l'expression

$$x = \sqrt{\star\star\star\star\star\star\star\star}$$

est un nombre entier et nous savons que sous la racine se trouvent les chiffres 0, 2, 3, 4, 4, 7, 8, 8 et 9. Trouver x.

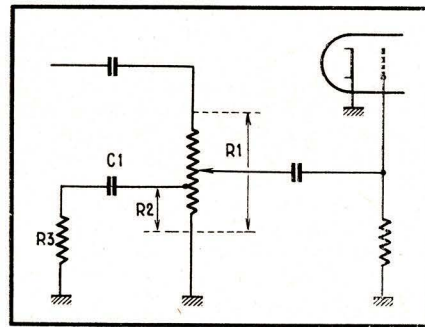


Fig. 6. — Montage d'un potentiomètre à correction physiologique.

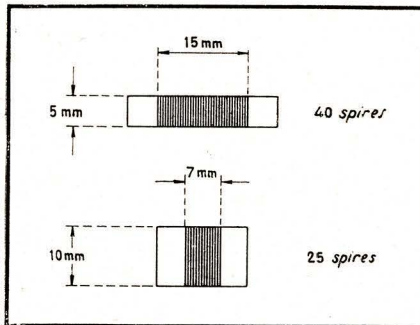


Fig. 7. — Caractéristiques des bobines dont il s'agit de calculer la self-induction.

**A7.** — Un automobiliste, ayant plusieurs centaines de kilomètres à parcourir, s'est aperçu, à un moment donné, que son compteur kilométrique indiquait un nombre symétrique : 15 951 km. Deux heures après, l'automobiliste étonné a vu de nouveau un nombre symétrique sur son compteur. Pouvez-vous dire à quelle vitesse circulait notre automobiliste, sachant que pendant ces deux heures il ne s'est pas arrêté et qu'il conduisait une voiture ne pouvant guère dépasser 100 km à l'heure.

## BIBLIOGRAPHIE

**AIDE-MEMOIRE ELECTRONIQUE ET RADIO-ELECTRIQUE**, par H. Aberdam. — Dunod, 92, rue Bonaparte, Paris (6<sup>e</sup>).

**Tome I.** — 270 p., format 100 × 150 mm, avec 91 figures. Relié toile souple : 8 F.

**Tome II.** — 310 p., format 100 × 150 mm, avec 182 figures. Relié toile souple : 8 F.

Destiné aux lecteurs d'un certain niveau, ingénieurs, élèves-ingénieurs ou étudiants des Ecoles supérieures et des Facultés des Sciences qui s'y référeront toujours avec profit, cet aide-mémoire est principalement destiné à l'électronique et à la radio-électricité théorique, aux mesures, aux très hautes fréquences et à la propagation des ondes magnétiques.

Cette nouvelle édition, présentée désormais en deux tomes, a été notablement complétée pour tenir compte des progrès considérables réalisés dans le domaine des semiconducteurs et de l'importante extension de l'émission et de la réception des ondes à modulation de fréquence, etc.

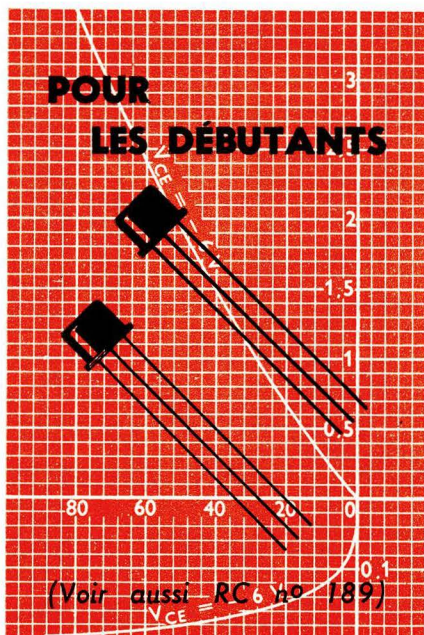
L'auteur y traite également de questions exigeant des connaissances mathématiques assez poussées, telles que la modulation de fréquence, les antennes directives (de radar et autres), les circuits non linéaires.

**ETUDE DES CIRCUITS A COURANT ALTERNATIF**, par A. Schure, traduit de l'américain par H. Aberdam. — Vol. de VIII-110 p., format 140 × 220 mm, avec 49 figures. Broché : 9 F.

Le courant alternatif offre dans de nombreuses applications des avantages certains sur le courant continu (transport à grandes distances sans pertes importantes de puissance, aptitude à être rayonné sous forme d'énergie par une antenne, etc.), ce qui le fait considérer comme une source d'énergie plus appropriée et plus souple.

Cet ouvrage présente les notions élémentaires de la théorie des courants alternatifs. L'aspect mathématique de cette étude a été simplifié au maximum, mais les analyses sont suffisamment poussées pour permettre au lecteur de comprendre parfaitement l'exposé théorique correspondant. Par ailleurs, un nombre assez faible de sujets importants ont été choisis pour être traités en détail et toujours en liaison avec des cas concrets. Un soin particulier a été apporté à l'exposé de la notion de nombres complexes et à ses divers modes d'écriture, ainsi qu'à l'opérateur « J » =  $\sqrt{-1}$ , et aux applications de cette notion à l'étude des courants alternatifs.

Ingénieurs et techniciens en électricité et électro-technique et élèves des écoles de ces spécialités trouveront ici une solide base théorique servant de point de départ à l'acquisition de connaissances plus poussées.



Les montages élémentaires, comme ceux dont nous avons parlé dans le n° 189 de R.C., où un transistor fonctionne en simple interrupteur, ont des possibilités assez réduites et sont, de ce fait, d'un emploi relativement restreint.

Mais leurs combinaisons permettent de constituer des ensembles aux propriétés très intéressantes, générateurs d'impulsions de toute fréquence et de toute forme, des montages bi-stables, passant d'un état électrique à l'autre sous l'effet d'une impulsion de commande et revenant au point de départ sous l'effet d'une autre impulsion, des montages mono-stables « basculant » sous l'effet d'une impulsion de commande et revenant d'eux-mêmes à l'état primitif, etc.

Tous ces dispositifs sont très, très largement utilisés dans d'innombrables systèmes automatiques, dans les machines à calculer électroniques, dans les bases de temps des oscilloscopes ou des téléviseurs, etc. Il est donc important d'en connaître la structure et d'avoir une idée sur l'influence de tel ou tel élément d'un schéma. C'est ce que nous allons faire maintenant.

## MULTIVIBRATEURS

### Structure générale

On désigne par ce terme des générateurs d'impulsions de structure particulière, à deux éléments actifs couplés le plus souvent par RC, qui s'amorcent spontanément et s'entretiennent aussi longtemps qu'on leur applique la tension d'alimentation nécessaire. Il existe une tendance (fâcheuse) d'englober dans cette catégorie tous les montages symétriques, qui ressemblent à première vue à un multivibrateur, mais en diffèrent profondément par leur comportement : ils n'oscillent pas, ni ne fournissent aucun signal à la sortie en l'absence d'une excitation extérieure. Nous nous garderons bien

# BASES DE LA TEC

## LES GÉNÉRATEURS D'IMPULSIONS

d'entretenir une telle confusion et précisions pour tout ce qui va suivre, qu'un multivibrateur est, avant tout, un auto-oscillateur.

Le schéma de la figure 10 a représente le montage classique d'un multivibrateur à deux transistors, dont on remarquera la structure caractéristique, parfaitement symétrique. En effet, dans le cas le plus général nous avons :

$$R_1 = R_4;$$

$$R_2 = R_3;$$

$$C_1 = C_2;$$

et les deux transistors  $T_1$  et  $T_2$  identiques. De plus, nous noterons le couplage « croisé » entre les deux transistors : le collecteur de  $T_1$  est en liaison avec la base de  $T_2$  par  $C_1$ ; le collecteur de  $T_2$  est couplé à la base de  $T_1$  par  $C_2$ .

Malgré sa symétrie, ce montage ne peut en aucun cas demeurer « neutre », c'est-à-dire, par exemple, avec ses deux transistors en état de conduction et présentant un gain suffisamment important. Nous allons voir que la plus petite dissymétrie (qui est inévitable quel que soit le soin apporté au choix des pièces) conduit à une sorte de réaction en chaîne qui aboutit au blocage brutal d'un transistor pendant que l'autre s'ouvre, et à la répétition de ce cycle tant que la tension d'alimentation n'est pas coupée.

### Principe de fonctionnement

Supposons donc qu'à un certain moment le courant collecteur de  $T_1$  diminue un peu. Le collecteur (point a, fig. 10 a) devient plus négatif, et cette « chute »  $u_{c1}$  se trouve transmise par  $C_1$  à la base de  $T_2$ , qu'elle rend plus négative. Le courant collecteur de  $T_2$  augmente donc, d'où une tension moins négative en b, correspondant à une « remontée »  $u_{c2}$ . Cette dernière se trouve transmise, par  $C_2$ , à la base de  $T_1$ , qui deviendra moins négative, ce qui provoquera une nouvelle diminution du courant collecteur de  $T_1$  et une nouvelle suite de phénomènes comme ci-dessus, dont la répétition aboutira très rapidement à la mise en état de saturation du transistor  $T_1$  et au « blocage » du transistor  $T_2$ , ce qui termine le premier cycle de fonctionnement du multivibrateur.

Ce premier cycle, dont la description prend plusieurs lignes, est, en réalité, très rapide, pratiquement instantané, correspondant à un véritable basculement brutal du montage d'un état électrique à un autre.

Cependant, étant donné la rapidité de ce basculement, les deux condensateurs de liaison,  $C_1$  et  $C_2$ , n'ont pas le temps de modifier leur état électrique initial, à cause des résistances qui se trouvent en série et de la constante de temps qui en résulte. C'est ainsi que  $C_2$  se trouve placé entre le point b moins négatif que  $-B_c$  (chute de tension dans  $R_4$ ) et le point c très faiblement négatif (tension base  $T_1$  différente d'une fraction de volt par rapport à l'émetteur correspondant). Après le « changement d'état », le condensateur  $C_2$  se retrouve avec, en b, une tension à peu de choses près égale à celle de la masse, c'est-à-dire ( $T_2$  saturé)  $+B_c$ , et, en c, une tension sensiblement égale à  $+B_c$  aussi, car  $T_1$  étant bloqué, cela suppose que la tension en c est pratiquement celle de l'émetteur, et même très légèrement positive par rapport à ce dernier. Cependant, il ne faut pas en conclure que  $C_2$  se trouve en court-circuit et va se décharger. En effet, du point c vers la masse on rencontre la résistance inverse base-émetteur du transistor  $T_1$ , très élevée, ou du moins toujours beaucoup plus élevée que  $R_2$ . La tendance du condensateur  $C_2$  à s'aligner sur les différents niveaux électriques en présence trouve donc un chemin beaucoup plus facile à travers  $R_2$ , qui aboutit à  $-B_c$ . Tout se passe donc comme si  $C_2$  se trouvait connecté, à travers  $R_2$ , aux bornes de la source d'alimentation  $B_c$ , mais en polarité opposée par rapport à son état primitif, ce qui provoque évidemment une « recharge » de ce condensateur, ou plus exactement une charge en sens inverse, freinée par la présence de  $R_2$  et, de ce fait, présentant une certaine durée.

Pendant ce même temps l'état électrique du condensateur  $C_1$  se trouve également modifié, et nous trouverons facilement, en raisonnant comme ci-dessus, que ce condensateur se charge à travers l'espace émetteur-base du  $T_2$  (saturé, donc conducteur) et la résistance  $R_1$ .

Mais c'est encore le condensateur  $C_2$  qui va, par sa « recharge », provoquer un nouveau basculement du montage. En effet, il n'est pas difficile de voir que le sens de cette « recharge » est tel que le point c, au départ très légèrement positif ( $T_1$  « bloqué »), tend à devenir aussi négatif que  $-B_c$ . Aussitôt que le potentiel en c devient nul, le transistor  $T_1$  se « débloque ». Il en résulte que le point a devient moins négatif, variation de potentiel qui se transmet immédiatement en d à travers  $C_1$  et provoque un commencement de « désaturation » du transistor  $T_2$ , dont le courant de collecteur diminue.



# NIQUE DES TRANSISTORS

Le point *b* devient donc plus négatif (chute de tension moindre dans  $R_4$ ), variation qui se trouve reportée en *c* et provoque une augmentation du courant de collecteur du transistor  $T_1$ , c'est-à-dire le point *a* encore moins négatif, etc. Très rapidement, infiniment plus vite qu'il ne faut pour le dire, le transistor  $T_1$  atteint la saturation, tandis que  $T_2$  se ferme.

Le condensateur  $C_1$ , chargé au cours du cycle précédent dans le sens « plus » en *d* et « moins » en *a*, se trouve pratiquement connecté en parallèle sur l'espace base-émetteur de  $T_2$ , car  $T_1$  étant saturé on peut considérer, sans grande erreur, que le point *a* (collecteur) se trouve au potentiel de la masse (émetteur). Il assure donc l'existence d'une tension positive en *d*, c'est-à-dire contribue à maintenir  $T_2$  fermé.

En même temps,  $C_2$  se charge rapidement à la tension d'alimentation, exactement comme le condensateur  $C_1$  au cours du cycle précédent. Et c'est ce dernier qui va maintenant se « recharger » dans l'autre sens provoquant, à un moment donné, lorsque le potentiel en *d* devient nul, l'« ouverture » du  $T_2$  et une suite rapide de phénomènes déjà décrits plus haut, et aboutissant à un nouveau bas-

culement tel que  $T_2$  se retrouve saturé et  $T_1$  fermé. On revient donc au point de départ, et tout l'ensemble des phénomènes recommence, et cela sans autre limite que la suppression de la tension d'alimentation.

Donc, pour résumer, disons que le cycle complet de fonctionnement d'un multivibrateur comporte deux temps :

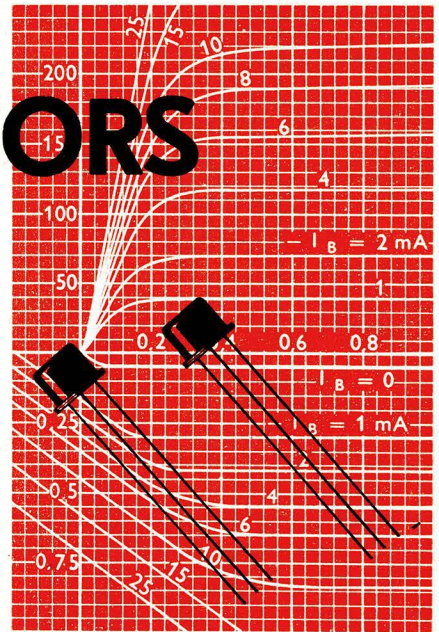
Le transistor  $T_1$  est fermé ; le transistor  $T_2$  est saturé (ouvert). Durée :  $t_A$  ;

Le transistor  $T_1$  est ouvert (saturé) ; le transistor  $T_2$  est fermé. Durée :  $t_B$ .

Les deux temps  $t_A$  et  $t_B$  sont égaux lorsque le schéma est parfaitement symétrique ( $R_1 = R_4$  ;  $R_2 = R_3$  ;  $C_1 = C_2$ ), mais peuvent être différents, jusqu'à une certaine limite, dans le cas où cette symétrie n'existe pas. Nous verrons les détails et les chiffres plus loin.

Fig. 10 (ci-dessous). — Les quatre phases de fonctionnement d'un multivibrateur astable.

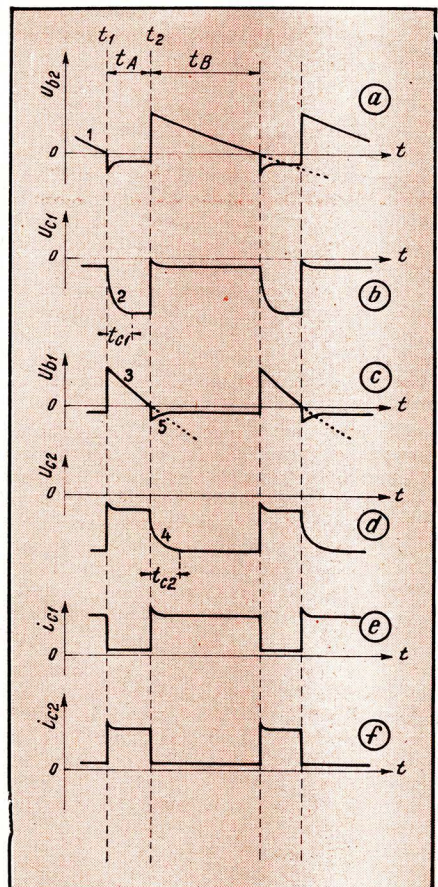
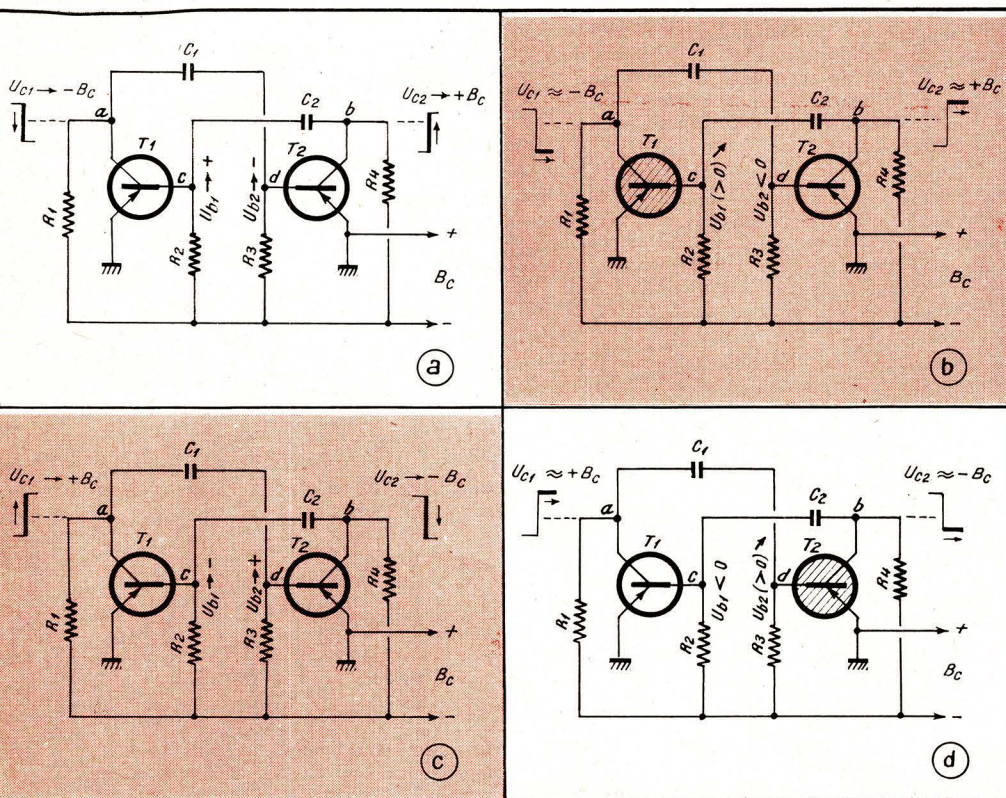
Fig. 11 (ci-contre). — La forme des tensions et des courants d'un multivibrateur astable.



## Forme des tensions et des courants

Les courbes de la figure 11 résument le fonctionnement du multivibrateur de la figure 10, et font mieux comprendre la façon dont les différents phénomènes se déroulent.

Supposons, pour commencer, qu'à un certain moment  $t < t_1$  le transistor  $T_2$



soit bloqué et le transistor  $T_1$  ouvert, c'est-à-dire saturé, ce qui correspond au schéma de la figure 10 d. Dans ces conditions, la tension en  $b$  est pratiquement égale à  $-B_c$ , tandis qu'en  $c$  nous trouvons une certaine tension négative.

Après la charge rapide du condensateur  $C_2$ , qui s'est terminée avant l'instant  $t_1$ , l'espace base-émetteur du transistor  $T_1$  est traversé par un courant  $i_{b1}$  tel que

$$i_{b1} \approx \frac{B_c}{R_2}$$

et qui assure le maintien du  $T_1$  « ouvert ». La tension  $u_{b1}$  reste très faible : quelques dixièmes de volt.

Pendant le cycle considéré, c'est-à-dire avant  $t_1$ , le condensateur  $C_1$  se décharge, et la tension  $u_{b2}$ , tout en restant positive, diminue (portion 1 de la courbe de la figure 11 a). A l'instant  $t_1$  la tension  $u_{b2}$  devient nulle et le transistor  $T_2$  devient conducteur, entraînant le basculement du montage à la suite duquel on se retrouve dans les conditions du schéma de la figure 10 b :  $T_1$  fermé ;  $T_2$  saturé.

Comme nous l'avons déjà indiqué plus haut, la tension  $u_{c1}$  est très sensiblement nulle avant l'instant  $t_1$ , mais au moment où le basculement se produit elle ne prend pas instantanément la valeur voisine de  $-B_c$ , mais y tend suivant une courbe « exponentielle », à cause de la charge du condensateur  $C_1$  par le courant traversant la jonction base-émetteur du  $T_2$  et la résistance  $R_1$  (portion 2 de la courbe 11 b). La durée  $t_{c1}$  définit pratiquement le temps de « descente », qui s'exprime également par :

$$t_{c1} \approx 2,3 R_1 C_1 \quad (1)$$

Avant l'instant  $t_1$  la tension collecteur du  $T_2$ , c'est-à-dire  $u_{c2}$ , était très voisine de  $-B_c$ , mais aussitôt que  $T_2$  s'ouvre, cette tension devient nulle, tout au moins si l'on adopte comme niveau « zéro » le potentiel du pôle positif de la batterie. De toute façon, on voit que la tension de collecteur de  $T_2$  effectue un saut de  $B_c$  volts très sensiblement, et cela dans le sens positif. Cette « impulsion » est immédiatement transmise, par  $C_2$ , à la base de  $T_1$  et provoque le blocage de ce transistor.

On peut dire encore qu'après le basculement, à l'instant  $t_1$ , le transistor  $T_2$ , en régime de saturation, peut être pratiquement assimilé à un court-circuit, de sorte que le condensateur  $C_2$ , chargé précédemment à la tension  $B_c$ , se trouve en fait connecté en parallèle à l'espace base-émetteur du  $T_1$ , dont la tension de base,  $u_{b1}$ , devient très sensiblement égale à  $+B_c$ .

Au fur et à mesure que le condensateur  $C_2$  se décharge, la tension  $u_{b1}$  diminue exponentiellement jusqu'à la valeur  $-B_c$  (portion 3 de la figure 11 c). Lorsque la tension  $u_{b1}$  devient nulle, un nouveau basculement se produit : le transistor  $T_1$  devient conducteur, tandis que  $T_2$  se ferme.

En même temps, la tension collecteur du  $T_2$  et celle de base du  $T_1$  effectuent

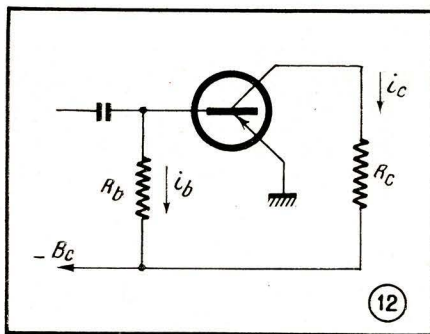


Fig. 12. — Le courant de base d'un transistor ouvert est approximativement égal à  $B_c/R_b$ .

chacune, un saut dans le sens négatif, dont les amplitudes respectives sont représentées sur les courbes 11 c et 11 d.

Après cela, la tension  $u_{c2}$  augmente jusqu'à  $-B_c$  (au fur et à mesure de la charge du condensateur  $C_2$ ), et la durée de cette augmentation définit le nouveau temps de « descente »  $t_{c2}$  tel que :

$$t_{c2} \approx 2,3 R_4 C_2 \quad (2)$$

que l'on voit sur la courbe 11 d (portion 4). Pendant ce temps, la tension  $u_{b1}$  croît légèrement, comme le montre la portion 5 de la courbe 11 c.

## Durée des "paliers" — Fréquence

Le temps  $t_A$  pendant lequel le transistor  $T_1$  est fermé est égal au temps que met la tension  $u_{b1}$  pour passer de sa valeur positive maximale à la valeur nulle (portion 3 de la courbe 11 c), et qui correspond à une décharge lente du  $C_2$ .

D'une façon analogue, le temps  $t_B$  pendant lequel le transistor  $T_2$  est fermé est égal au temps que met la tension  $u_{b2}$  pour passer de sa valeur positive maximale à la valeur nulle (portion 1 de la courbe 11 a), et qui correspond à une décharge lente de  $C_1$ .

Dans le cas le plus général et, en particulier, dans celui de la figure 11, nous avons affaire à un multivibrateur asymétrique, c'est-à-dire avec  $R_1 \neq R_4$ ;  $R_2 \neq R_3$  et  $C_1 \neq C_2$ , l'inégalité des valeurs pouvant se rapporter à une seule paire de ces éléments, à deux paires ou aux trois.

Toujours est-il que les relations donnant la durée des intervalles  $t_A$  et  $t_B$  s'écrivent :

$$t_A = 0,7 R_2 C_2 ;$$

$$t_B = 0,7 R_3 C_1 .$$

Notons, en passant, que le coefficient 0,7 n'est autre chose que la valeur approchée du logarithme népérien de 2. D'autre part, la durée totale d'une période est, évidemment, en négligeant les temps de montée et de descente,

$$t = t_A + t_B = 0,7 (R_2 C_2 + R_3 C_1) ,$$

relation qui nous permet d'écrire l'expression donnant la fréquence  $f = 1/t$ , c'est-à-dire :

$$f = \frac{1,4}{R_2 C_2 + R_3 C_1} \quad (3)$$

Enfin, s'il s'agit d'un multivibrateur

symétrique, la formule ci-dessus se simplifie et devient, en posant  $R_2 = R_3 = R_B$  et  $C_1 = C_2 = C$ ,

$$f = \frac{1,4}{2 R_B C} = \frac{0,7}{R_B C} \quad (4)$$

Deux remarques sont à faire à propos de toutes les relations ci-dessus.

Tout d'abord, la fréquence calculée à l'aide des relations (3) ou (4) peut différer de 25 à 30 % de la fréquence réelle, à cause surtout de la dispersion toujours élevée des caractéristiques des transistors utilisés.

Ensuite, toutes les relations indiquées ne sont valables que si le transistor ouvert se trouve en régime de saturation. Et cela nous amène à parler des relations à observer entre les différentes valeurs d'un multivibrateur, afin que pendant chaque « palier » le transistor ouvert soit placé en régime de saturation.

## Conditions de saturation

D'une façon générale, la condition de saturation d'un transistor peut s'écrire, en désignant par  $i_b$  son courant de base, par  $R_c$  la résistance de charge du circuit de collecteur, par  $B_c$  la tension de la batterie d'alimentation, et par  $\beta$  le gain en courant :

$$i_b \geq \frac{B_c}{\beta R_c} \quad (5)$$

Or, lorsqu'un transistor est conducteur, son courant de base  $i_b$  est approximativement égal au rapport  $B_c/R_b$  (fig. 12).

$$i_b \approx \frac{B_c}{R_b} \quad (6)$$

ce qui nous permet d'écrire, en combinant les relations (5) et (6)

$$\frac{B_c}{R_b} \geq \frac{B_c}{\beta R_c} \quad (7)$$

Si nous appliquons cette relation au montage de la figure 10, nous voyons que la condition de saturation pour  $T_2$  s'écrira :

$$\frac{B_c}{R_3} \geq \frac{B_c}{\beta R_4}$$

On en tire, en divisant les deux membres de l'inégalité par  $B_c$  :

$$\frac{1}{R_3} \geq \frac{1}{\beta R_4}$$

d'où il vient, en multipliant les deux membres par  $\beta R_3 R_4$ ,

$$\beta R_4 \geq R_3 ,$$

ce qui signifie que nous devons avoir :

$$R_3 \leq \beta R_4 \quad (8)$$

Par analogie, on peut écrire la condition équivalente pour le transistor  $T_1$  :

$$R_2 \leq \beta R_1 \quad (9)$$

Le coefficient  $\beta$  étant, le plus souvent, compris entre 30 et 50, on voit immédiatement l'ordre de grandeur du rapport.

## Temps de descente

Les oscillogrammes *b* et *d* de la figure 11 montrent que le passage des tensions  $u_{c1}$  et  $u_{c2}$  d'une valeur pratiquement nulle (transistor saturé) à une autre, très sensiblement égale à  $-B_c$  (transistor fermé), ne se fait pas brutalement, mais d'une façon progressive (portions 2 et 4). Les durées correspondantes  $t_{c1}$  et  $t_{c2}$ , que l'on peut appeler *temps de descente*, peuvent s'exprimer en fonction des différents éléments du montage et des durées totales  $t_A$  et  $t_B$  des « paliers » correspondants. C'est ainsi que nous avons :

$$\frac{t_{c1}}{t_A} = 3,4 \frac{R_1 C_1}{R_2 C_2} \quad (10)$$

et :

$$\frac{t_{c2}}{t_B} = 3,4 \frac{R_4 C_2}{R_3 C_1} \quad (11)$$

Lorsqu'il s'agit d'un multivibrateur symétrique, nous avons évidemment, en posant  $t_{c1} = t_{c2} = t_c$  et  $t_A = t_B = t/2$

$$\frac{t_c}{t} = 1,7 \frac{R_1}{R_2} \quad (12)$$

En termes simples, cela veut dire que pour réduire la durée de  $t_c$  nous devons chercher à avoir le rapport  $R_1/R_2$  aussi faible que possible. Mais il ne faut pas oublier que la condition (9) nous limite dans cette voie.

## Rapport cyclique limite

Lorsque nous avons affaire à un train d'impulsions telles que *a* de la figure 13, on appelle *rapport cyclique* le rapport  $t/t_n$  de la durée totale d'une période à la durée d'une impulsion. La durée  $t_B$  est considérée ici comme une « pause » ou un intervalle entre deux impulsions.

En revenant aux courbes de la figure 11 nous pouvons considérer, par exemple, que  $t_A$  représente la durée d'une impulsion et  $t_B$  celle de l'intervalle entre deux impulsions successives. Le rapport cyclique  $Q$  sera alors défini par la relation :

$$Q = \frac{t_A + t_B}{t_A} = 1 + \frac{t_B}{t_A}$$

Si nous remplaçons, dans cette expression,  $t_A$  et  $t_B$  par leurs valeurs tirées des relations précédemment établies, nous obtenons

$$Q = 1 + \frac{R_3 C_1}{R_2 C_2} \quad (13)$$

La durée  $t_A$  de l'impulsion ne doit pas être inférieure au temps de descente  $t_{c1}$ , sinon la tension de collecteur n'aura pas le temps d'atteindre sa valeur-limite  $B_c$ . Par conséquent, nous devons satisfaire l'inégalité

$$2,3 R_1 C_1 < 0,7 R_2 C_2,$$

qui peut s'écrire également

$$\frac{C_1}{C_2} < 0,3 \frac{R_2}{R_1} \quad (14)$$

Nous pouvons remplacer, dans l'ex-

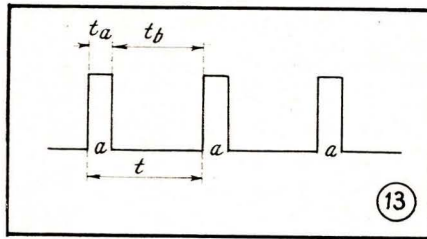


Fig. 13. — Les intervalles de temps qui définissent le rapport cyclique et la fréquence de récurrence.

pression (13), le rapport des capacités par sa valeur par excès tirée de l'inégalité (14). Il vient alors

$$Q < 1 + 0,3 \frac{R_3}{R_1}$$

Comme, même lorsque le multivibrateur considéré n'est pas symétrique, les deux transistors utilisés sont identiques, nous pouvons admettre que  $R_3 \approx R_2$ . Or, d'après ce que nous avons vu plus haut, la condition de saturation suppose que  $R_2/R_1 < \beta$ , ce qui entraîne

$$Q < 1 + 0,3 \beta,$$

ou, encore plus simplement, en négligeant 1 devant  $0,3 \beta$ ,

$$Q \approx 0,3 \beta.$$

Ou encore plus simplement en négligeant 1 devant  $0,3 \beta$ ,

$$Q \approx 0,3 \beta.$$

Par exemple, pour un multivibrateur équipé de transistors avec  $\beta = 60$ , le plus grand rapport cyclique qu'il est possible d'obtenir est de l'ordre de  $0,3 \times 60 = 18$ .

## Forme des impulsions

L'examen des oscillogrammes *b* et *d* de la figure 11 montre que la forme de la tension sur les collecteurs s'écarte assez sensiblement de la rectangulaire, à cause surtout de la portion exponentielle (2 ou 4) due à la charge du condensateur  $C_1$  ou  $C_2$ .

Pour que cette « rectangularité » soit acceptable, il faut que le rapport  $t_c/t$  ne dépasse pas 0,05 à peu près (pour plus de simplicité, nous supposons qu'il s'agit d'un multivibrateur symétrique), ce qui, d'après la relation (12), entraîne

$$\frac{R_2}{R_1} = 34.$$

Mais la condition de saturation (9) nous précise que ce rapport doit rester inférieur au gain en courant  $\beta$  des transistors utilisés. En d'autres termes, nous devons choisir des transistors avec  $\beta$  de l'ordre de 40 au moins, par exemple, ce qui ne présente guère de difficulté actuellement, quel que soit le type dont on a besoin : subminiature, faible ou moyenne puissance, puissance de l'ordre de plusieurs watts, etc.

Il existe également une relation, indiquée par certains auteurs, entre la fré-

quence-limite  $f_u$  d'un transistor et la durée  $t_c$  de la portion exponentielle, c'est-à-dire, en fait, du temps de montée (ou de descente). Cette relation s'écrit

$$t_c \approx \frac{0,3}{f_u} \text{ à } \frac{0,8}{f_u} \quad (15)$$

le temps étant exprimé en seconde et la fréquence en hertz, bien entendu. Si nous conservons la condition  $t_c/t = 0,05$ , c'est-à-dire  $t_c = 0,05 t$ , nous aboutissons à

$$t \approx \frac{0,3}{0,05 f_u} \text{ à } \frac{0,8}{0,05 f_u},$$

ce qui entraîne

$$f_u \approx \frac{6}{t} \text{ à } \frac{16}{t},$$

en d'autres termes 6 à 16 fois la fréquence de récurrence.

Cette double relation se rapporte, répetons-le, à un multivibrateur symétrique, où nous avons  $t_A = t_B = t/2$ . Elle peut nous être utile pour voir rapidement si un transistor donné convient dans un multivibrateur dont on a fixé d'avance la fréquence maximale. Par exemple, une tension rectangulaire symétrique dont la durée d'une impulsion ( $t/2$ ) ne doit pas excéder  $10 \mu s$  correspond à une fréquence de récurrence  $f$  telle que

$$f = \frac{1}{2 \cdot 10^{-5}} = 50\,000 \text{ Hz.}$$

Pour l'obtenir, nous devons utiliser des transistors dont la fréquence-limite  $f_u$  se situe entre

$$\frac{6}{2 \cdot 10^{-5}} = 300\,000 \text{ Hz}$$

et

$$\frac{16}{2 \cdot 10^{-5}} = 800\,000 \text{ Hz.}$$

Cela veut dire que nous devons utiliser dans un tel montage des transistors H.F. ou F.I. Inversement, si nous utilisons des transistors OC 71, dont la fréquence-limite  $f_u$  est de l'ordre de 10 kHz, nous pourrions monter un multivibrateur dont la période minimale sera comprise entre

$$t = \frac{6}{1 \cdot 10^4} = 6 \cdot 10^{-4} \text{ s}$$

$$t = \frac{16}{1 \cdot 10^4} = 16 \cdot 10^{-4} \text{ s.}$$

Cela correspond à une fréquence de récurrence de 1600 à 600 Hz à peu près.

## Modification de la fréquence

Plusieurs moyens sont à notre disposition pour faire varier la fréquence d'un multivibrateur, chacun présentant certains avantages et inconvénients.

Par la modification de la valeur des condensateurs de liaison. — Ce procédé permet de faire varier la fréquence dans de larges limites, mais reste peu pratique lorsqu'il s'agit d'assurer la variation con-

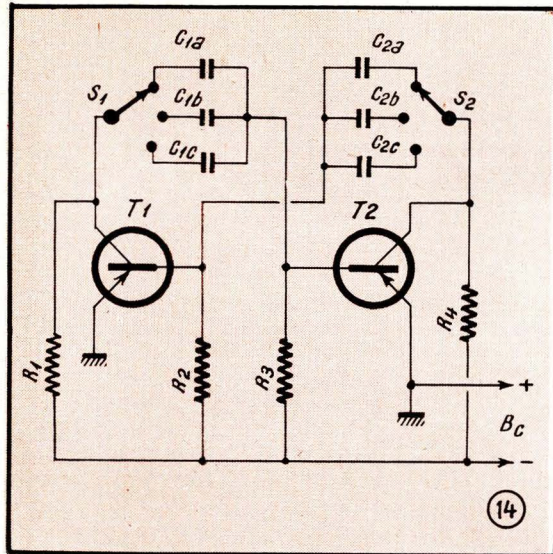
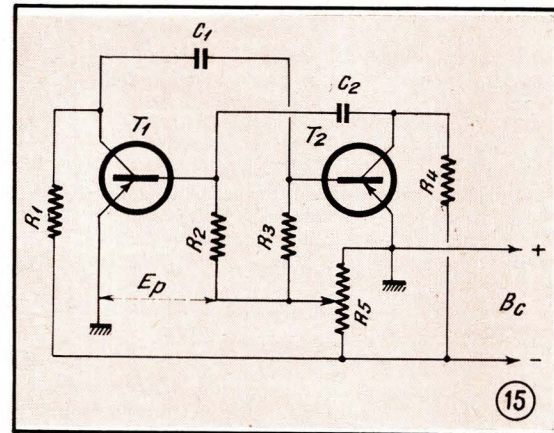


Fig. 14. — La fréquence d'un multivibrateur peut être rendue variable par la commutation des capacités de liaison.



Fig. 15. — La fréquence d'un multivibrateur peut être rendue variable par la modification de la tension à laquelle retournent les circuits de base.



tinue (à l'aide de condensateurs variables), sauf lorsque les fréquences à couvrir sont suffisamment élevées. Pour les fréquences basses il faut se contenter d'une variation par bonds, le schéma de la figure 14 montrant l'exemple d'une réalisation possible à trois fréquences.

La forme et l'amplitude des impulsions restent pratiquement constantes dans ce système. D'autre part, la relation (4), donnant l'expression de la fréquence en fonction des éléments R et C montre que  $f$  est inversement proportionnelle à C, de sorte que pour augmenter la fréquence dans le rapport de 1 à 10, par exemple, il faut diminuer les capacités dans le même rapport.

Par la modification de la valeur des résistances de base. — Ce procédé permet une variation progressive de la fréquence de récurrence, mais entraîne une modification de la forme de l'impulsion, surtout si la résistance de base ( $R_2$  ou  $R_3$ ) devient supérieure au produit  $\beta R_1$ , c'est-à-dire si le transistor correspondant cesse de passer en régime saturé lorsqu'il est conducteur.

Evidemment, il faut, pour conserver la symétrie, que les deux résistances de base varient en même temps et de la même façon.

Par la modification de la valeur des résistances de collecteur. — Cette modification est pratiquement sans influence sur la fréquence, tant que  $R_1$  (et  $R_4$ ) reste suffisamment élevée pour assurer la condition de saturation. Lorsque, pour des valeurs suffisamment faibles des résistances  $R_1$  et  $R_4$ , les deux transistors ne passent plus en régime de saturation, la variation des deux résistances provoque une modification importante de la fréquence et de la forme de la tension.

Par la modification de la polarisation appliquée aux bases. — Dans un tel montage les résistances  $R_2$  et  $R_3$  aboutissent non pas au  $-B_c$ , mais au curseur d'un potentiomètre disposé en parallèle sur la source d'alimentation (fig. 15). La fréquence augmente lorsque la tension de polarisation  $E_p$  augmente (par rapport à la masse) et on notera que le potentiomètre  $R_5$  peut fort bien aboutir à une tension négative supérieure à  $-B_c$ , four-

nie par une source séparée, ce qui permet d'étendre la plage de variation. D'un autre côté, la tension  $E_p$  ne doit pas être trop faible (trop peu négative), car les transistors peuvent se trouver alors en dehors de la zone de saturation.

Toujours pour un multivibrateur symétrique, et en posant  $R_2 = R_3 = R$  et  $C_1 = C_2 = C$ , la fréquence d'un montage tel que celui de la figure 15 est donnée par la relation

$$f = \frac{0,22}{RC \log(1+n)}, \quad (17)$$

où  $f$  est exprimée en hertz, R en ohms, C en farad, n représentant le rapport  $B_c/E_p$ . On voit facilement que si  $E_p = B_c$ ,  $n = 1$  et  $\log(1+n) = 0,3$ , de sorte que nous retrouvons sensiblement la relation (4) donnée plus haut. Si nous nous arrangeons pour avoir  $E_p = 2 B_c$ , nous obtenons

$$f = \frac{1,24}{RC}.$$

A partir de là, il est facile de voir la façon dont varie la fréquence de ce montage.

## Amplitude des impulsions

L'amplitude des impulsions que l'on peut recueillir sur le collecteur d'un multivibrateur à transistors peut être exprimée par

$$U_m = B_c - R I_{c0},$$

où R représente la résistance de charge de collecteur ( $R_1$  ou  $R_4$  de la figure 10) et  $I_{c0}$  le courant résiduel de collecteur. Comme la valeur de R est très souvent faible et comme, d'autre part, on peut parfaitement négliger, presque toujours,  $I_{c0}$  par rapport au courant normal de collecteur en régime saturé, nous voyons que l'amplitude  $U_m$  est à peu de chose près égale à  $B_c$ , c'est-à-dire à la tension d'alimentation. En pratique  $U_m$  représente le plus souvent 90 à 95 % de  $B_c$ .

## Calcul simplifié d'un multivibrateur

Généralement, lorsqu'il s'agit de déterminer les éléments d'un multivibrateur, on

se trouve en présence des grandeurs imposées suivantes :

- Durée  $t_i$  d'une impulsion ;
  - Période de récurrence  $t$  ou, ce qui revient au même, la fréquence correspondante  $f$  ;
  - Amplitude  $U_m$  des impulsions.
- Partant de là, on peut opérer dans l'ordre ci-après :

1. — Choisir la tension  $B_c$  de la source d'alimentation en tenant compte de la relation  $B_c = 1,1 U_m$  à  $1,2 U_m$  ;

2. — Choisir les transistors en tenant compte de la condition

$$B_c < 0,5 E_{c \max},$$

où  $E_{c \max}$  représente la tension collecteur-base maximale admissible (indiquée dans les recueils de caractéristiques). Cette condition est rendue nécessaire par le fait que la tension collecteur-base du transistor fermé est pratiquement égale à  $2 B_c$  au moment où commence la décharge du condensateur correspondant ;

2. — S'assurer que le type de transistor choisi permet d'obtenir la fréquence de récurrence prévue, autrement dit que la fréquence-limite de ce transistor se situe dans l'intervalle défini par la relation (16) ;

4. — Déterminer la valeur des résistances de collecteur,  $R_1$  et  $R_4$ . On adopte généralement une valeur comprise entre 1 et 3 k $\Omega$ . Si l'on choisit une valeur plus faible, le temps de montée devient plus réduit (la « rectangularité » s'améliore), mais le courant de collecteur augmente et le régime thermique du transistor peut devenir moins favorable. Si la valeur de  $R_1$  et  $R_4$  est trop élevée, l'amplitude des impulsions produites diminue. On peut aussi obtenir un ordre de grandeur pour  $R_1$  et  $R_4$  en faisant le rapport  $B_c/0,5 I_{c \max}$ , où  $I_{c \max}$  représente la valeur maximale admissible du courant de collecteur ;

5. — Déterminer la valeur des résistances de base ( $R_2$  et  $R_3$ ) pour laquelle chaque transistor se trouvera, alternativement, à la limite de saturation. Cela est nécessaire, car si le transistor est « sursaturé », le temps de montée augmente, tandis que si la saturation est insuffi-

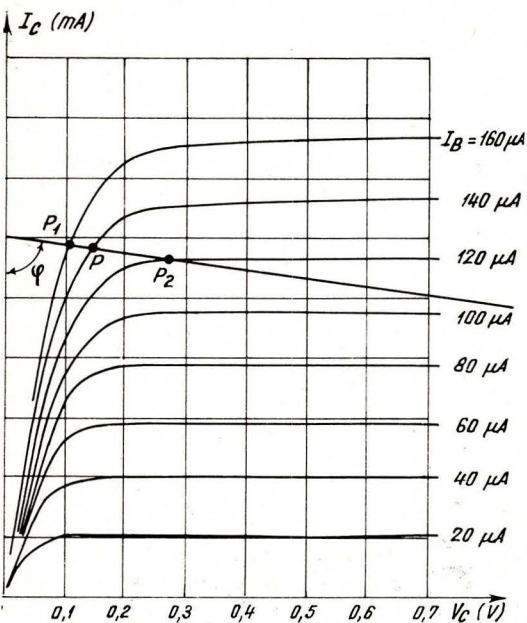


Fig. 16 (à gauche). — Choix du point de fonctionnement et tracé de la droite de charge.

tracer la droite de charge en utilisant un rapporteur. Cette droite coupe les courbes correspondant aux différentes valeurs de  $I_B$  en des points tels que P,  $P_1$  et  $P_2$  (fig. 16), parmi lesquels nous choisirons de préférence celui qui se trouve franchement sur le « coude » (P), ni trop sur la partie descendante ( $P_1$ ), ni trop sur la partie horizontale ( $P_2$ ). Ce point correspond à un certain courant de base,  $I_B$ , et la valeur des résistances  $R_2$  et  $R_3$ , que nous désignerons par  $R_B$ , sera calculée à l'aide de la relation

$$R_B \leq \frac{B_c}{I_B} \quad (18)$$

6. — Calculer la valeur des condensateurs de liaison  $C_1 = C_2 = C$ , en utilisant la relation (4).

sante le « toit » de l'impulsion se déforme. Nous pouvons, en première approximation, utiliser les relations (8) et (9), puisque nous connaissons déjà la valeur de la résistance de collecteur et avons choisi le transistor, donc  $\beta$ .

Nous pouvons également utiliser les courbes que l'on trouve dans les recueils de caractéristiques, et en particulier le réseau  $I_C/V_C$  tel que celui de la figure 16, c'est-à-dire le courant de collecteur en fonction de la tension de collecteur pour un certain nombre de valeurs du courant de base  $I_B$ , et pour les valeurs faibles de  $V_C$ .

Normalement on doit commencer par tracer la droite de charge correspondant à la valeur adoptée pour  $R_1$  et  $R_4$ , que nous désignons par  $R_c$ . Cette droite est définie par le point  $B_c$  de l'axe horizontal et le point  $B_c/R_c$  de l'axe vertical. Cependant, si l'on utilise le réseau établi uniquement pour de faibles valeurs de  $V_C$ , le point  $B_c$  se trouvera très en dehors des limites du graphique, de sorte que nous risquons d'éprouver quelques difficultés pour tracer la droite de charge.

On s'en tire en remarquant que cette droite passe par le point  $B_c/R_c$  de l'axe vertical (par exemple, 6 mA pour le graphique de la figure 16) et fait, avec cet axe, un angle  $\varphi$  défini par sa tangente

$$\text{tg } \varphi = \frac{B_c}{I_c}$$

Mais il ne faut surtout pas oublier que cette tangente doit être calculée pour ainsi dire trigonométriquement. Autrement dit, il faut mesurer (en millimètres, par exemple), la longueur du segment  $B_c$  de l'axe horizontal, et la diviser par celle du segment  $I_c$ , également en millimètres, de l'axe vertical.

On obtient ainsi une certaine valeur, généralement comprise entre 5 et 15, que l'on transforme en degrés à l'aide de tables trigonométriques que l'on trouve dans la plupart des mémentos et aide-mémoire. Il ne reste plus alors qu'à

## Exemple de calcul

Calculer les éléments d'un multivibrateur symétrique, produisant les impulsions rectangulaires à deux fréquences différentes :  $f_1 = 100$  Hz et  $f_2 = 1000$  Hz, avec une amplitude de l'ordre de 5 V et un temps de montée égal ou inférieur, respectivement, à 500  $\mu$ s et à 50  $\mu$ s.

1. — Etant donné que l'amplitude des impulsions doit être voisine de 5 V, nous pouvons nous contenter d'une tension d'alimentation assez basse, par exemple 6 V.

2. — Les transistors à utiliser doivent avoir une tension collecteur-base maximale admissible de 12 V au moins. Cette condition est remplie pratiquement par n'importe quel transistor courant. Nous choisissons un type très connu : OC 71.

3. — Pour la fréquence la plus élevée à obtenir, soit 1000 Hz, la fréquence-limite du transistor utilisé doit se situer entre 6000 Hz et 16 000 Hz. Celle du OC 71 est, d'après les indications du fabricant, de 10 kHz, ce qui constitue une « honnête moyenne ».

4. — En faisant le rapport  $B_c/0,5 I_{c \text{ max}}$  nous trouvons, pour un OC 71, une résistance de collecteur de quelque 1200  $\Omega$ . Adoptons une valeur « ronde » : 1000  $\Omega$ . Donc :  $R_1 = R_4 = 1 \text{ k}\Omega$  (fig. 17).

5. — Le gain en courant  $\beta$  d'un OC 71 étant de 50 (valeur moyenne « arrondie »), nous voyons que la valeur  $R_B$  des résistances  $R_2$  et  $R_3$  doit être inférieure à  $50 \times 1000 = 50\,000 \Omega$ . Si nous nous reportons au réseau de la figure 16 (qui est celui d'un OC 71) et traçons la droite de charge à partir du point  $B_c/R_c = 6 \text{ mA}$  de l'axe vertical, avec une inclinaison telle que  $\text{tg } \varphi = B_c/I_c = 480 \text{ mm}/48 \text{ mm} = 10$ , ce qui correspond à  $84^\circ 18'$ , très sensiblement, nous trouvons un « point de fonctionnement » P situé sur la courbe  $I_B = 140 \mu\text{A} = 1,4 \cdot 10^{-4} \text{ A}$ . D'après (18) la résistance  $R_B$  doit être égale ou inférieure à  $B_c/I_B$ , c'est-à-dire à

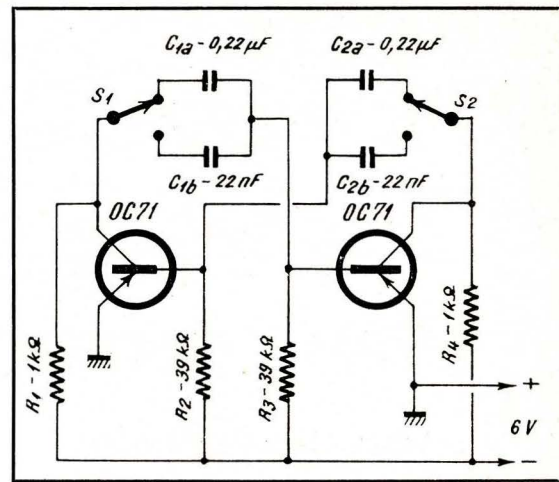


Fig. 17. — Exemple d'un multivibrateur à deux fréquences.

$$\frac{6}{1,4 \cdot 10^{-4}} = 43\,000 \Omega.$$

Cette condition précise celle des relations (8) et (9), et nous adoptons la valeur « standard » de 39 k $\Omega$ .

6. — Pour obtenir une fréquence  $f_1 = 100$  Hz, nous devons prévoir une valeur C pour les capacités de liaison telle que

$$C = \frac{0,7}{R_B f_1} = \frac{0,7}{3,9 \cdot 10^4 \cdot 100} = \frac{7 \cdot 10^{-7}}{3,9} = 1,8 \cdot 10^{-7} \text{ F} = 0,18 \mu\text{F}.$$

Il est à peu près certain que la valeur standard 0,22  $\mu$ F conviendra parfaitement.

Pour la fréquence  $f_2 = 1000$  Hz, nous aurons besoin, évidemment, d'une capacité 10 fois plus faible, c'est-à-dire 22 nF.

Le calcul est ainsi terminé et nous aboutissons au schéma de la figure 17. Nous pouvons encore vérifier accessoirement que le temps de montée (ou de descente, ce qui revient au même) correspond aux conditions imposées, qui sont, rappelons-le, de 500  $\mu$ s pour le 100 Hz et de 50  $\mu$ s pour le 1000 Hz. Comme la durée d'une période est de 10 ms dans le premier cas, et de 1 ms dans le second, on voit que le temps de montée ne doit pas dépasser 0,05 (5 %) de la durée d'une période. En d'autres termes, nous devons avoir, d'après (16),

$$1,7 \frac{R_c}{R_b} \leq 0,05.$$

En portant, dans cette relation, les valeurs adoptées pour  $R_c$  (1000  $\Omega$ ) et pour  $R_b$  (39 000  $\Omega$ ), nous trouvons

$$\frac{1,7}{39} = 0,0435 < 0,05.$$

Nous voyons donc que le temps de montée est tout à fait correct.

Tout ce que nous venons de voir à propos d'un multivibrateur auto-oscillateur ou astable constitue en quelque sorte une introduction à ce que nous nous proposons d'analyser dans nos prochains articles : les triggers et, en général, des montages présentant un ou deux états stables.

W. SOROKINE.

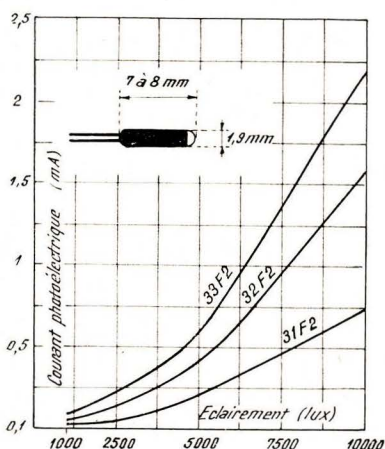
# NOUVEAUTÉS... APPAREILS DE MESURE

## TUBES

## SEMICONDUCTEURS

### Microphotodiodes Planar (SESCO)

La nouvelle série comprend quatre modèles : 31 F 2, 32 F 2, 33 F 2 et 34 2 F, dont les dimensions sont indiquées par le croquis ci-dessous. Elles sont caractérisées par une très grande sensibilité à 10 000 lux, un courant d'obscurité particulièrement faible (moyenne 20 nA), plage de températures admissibles en fonctionnement normal très étendue ( $-65^{\circ}\text{C}$  à  $+100^{\circ}\text{C}$ ) et grande robustesse mécanique.



Les courbes ci-dessus sont valables pour une tension d'alimentation de 24 V, valeur normale. La longueur d'onde de sensibilité maximale de ces photodiodes se situe entre 0,9 et 1  $\mu$ , et leur temps de réponse nominal à rupture de lumière est inférieur à 1  $\mu$ s.

### Oscilloscope W2/13 (GRUNDIG)

Équipé d'un tube de 13 cm (DG 13-32), cet oscilloscope possède un amplificateur vertical commutable sur deux positions : « Bande large » (3 Hz à 2,5 MHz) et « Bande étroite » (3 Hz à 500 kHz). Cette particularité permet de faire face, dans les meilleures conditions possibles, à tous les besoins d'un atelier de dépannage ou d'un laboratoire de mise au point et d'étude.

Une base de temps particulièrement stable facilite l'utilisation de cet appareil.

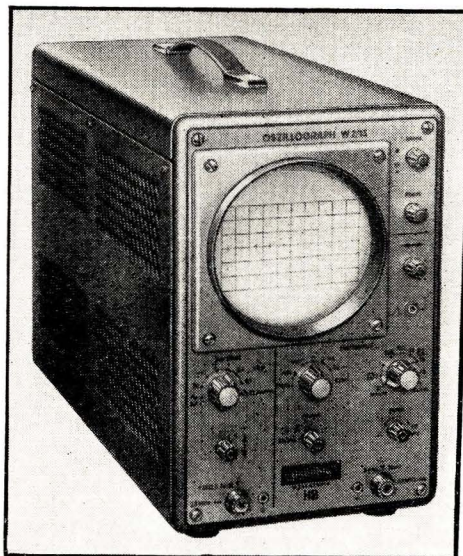
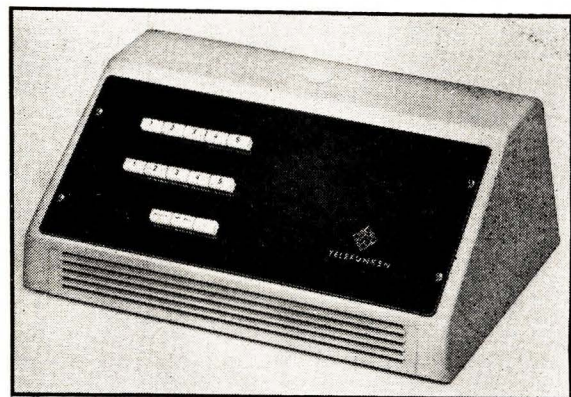
Pour l'observation des tensions très faibles, dans les limites de 5 Hz à 30 kHz, un pré-amplificateur spécial (type VB 1) peut être placé à l'entrée de l'oscilloscope. Dans ces conditions, l'amplificateur vertical étant commuté sur « Bande étroite », la sensibilité atteint 200  $\mu\text{V}/\text{cm}$ .

Pour certains « prélèvements », lorsque la tension à examiner est très élevée (quelque 1 000 V c. à c.) par exemple, on utilisera une sonde réductrice type TK 2, de rapport 20/1.

A droite : Poste de commande D 720 de l'installation d'appel D 700 (TELEFUNKEN).



Ci-dessous : Oscilloscope type W2/13 (GRUNDIG).



### Installation d'appel type D 700 (TELEFUNKEN)

Cette installation a été spécialement étudiée pour l'utilisation dans le cadre de petites ou moyennes entreprises, et permet d'appeler, d'une façon sélective, vingt personnes au maximum. En ayant recours à un code supplémentaire, on peut étendre à vingt autres personnes le nombre d'« appelés ».

L'ensemble comprend un poste de commande D 720, un amplificateur D 740 et des récepteurs D 760, de dimensions très réduites (transistorisés) et pouvant se loger dans une poche ou se fixer au vêtement.

Le principe de fonctionnement est simple. Un émetteur (H.F. de l'ordre de 30-40 kHz) rayonne par l'intermédiaire d'une boucle d'induction. À l'aide de cinq fréquences seule-

ment, réparties dans l'intervalle de 27,6 à 33,12 kHz, on peut former vingt paires de fréquences, chaque paire constituant, en quelque sorte, un numéro d'appel de deux chiffres différents (par exemple 12).

Un appel consiste à envoyer successivement les deux fréquences d'un « numéro », la seconde déclenchant dans le récepteur un signal d'appel à proprement parler (sur 3 000 Hz).

Il est, de plus, possible d'émettre deux intervalles d'appel différents, ce qui permet de transmettre, d'une façon conventionnelle, une information supplémentaire : Veuillez vous mettre en rapport avec la direction » ou « Veuillez appeler votre bureau », par exemple.

La boucle d'induction peut avoir une longueur maximale de 1 000 m, ce qui permet de couvrir une surface de 20 000  $\text{m}^2$ , environ, en tenant compte du champ extérieur de la boucle.

### Nouveaux transistors n-p-n silicium (GENERAL ELECTRIC)

Les transistors 2 N 2677 et 2 N 2678 sont prévus pour des usages généraux dans les domaines de l'amplification B.F. et H.F., et aussi pour la commutation à moyenne vitesse. Ils sont obtenus par tirage et diffusion, passivés en surface et fixés d'une manière extrêmement rigide au boîtier, ce qui leur confère une haute fiabilité aussi bien électrique que mécanique.

En ce qui concerne les limites absolues d'utilisation, on notera les tensions  $V_{\text{BE}} = 2 \text{ V}$ ,  $V_{\text{CB}} = 45 \text{ V}$  et  $V_{\text{CE}} = 35 \text{ V}$ , ainsi que le courant de collecteur  $I_{\text{C}} = 25 \text{ mA}$  et la dissipation de 250 mW.

Quant aux caractéristiques électriques à  $25^{\circ}\text{C}$ , on trouve le courant inverse collecteur maximal de 100 nA, la tension de saturation collecteur (à  $I_{\text{C}} = 10 \text{ mA}$  et  $I_{\text{B}} = 1 \text{ mA}$ ) de 1,5 V, la capacité de sortie maximale (à  $V_{\text{CB}} = 20 \text{ V}$ ,  $I_{\text{E}} = 0$  et  $f = 1 \text{ MHz}$ ) de 3 pF,

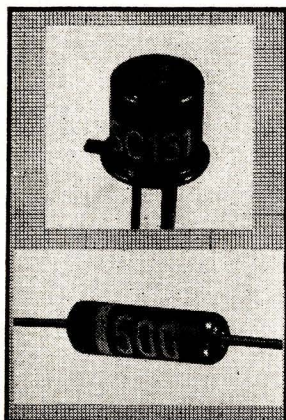
et le gain en courant de 20 à 55 pour le 2N2677 et de 45 à 150 pour le 2N2678.

Les dimensions extrêmement réduites de ces transistors (boîtier TO-46, genre TO-18, mais en extra-plat) les désignent tout particulièrement aux emplois dans les circuits imprimés très plats. Le transistor est isolé du boîtier.

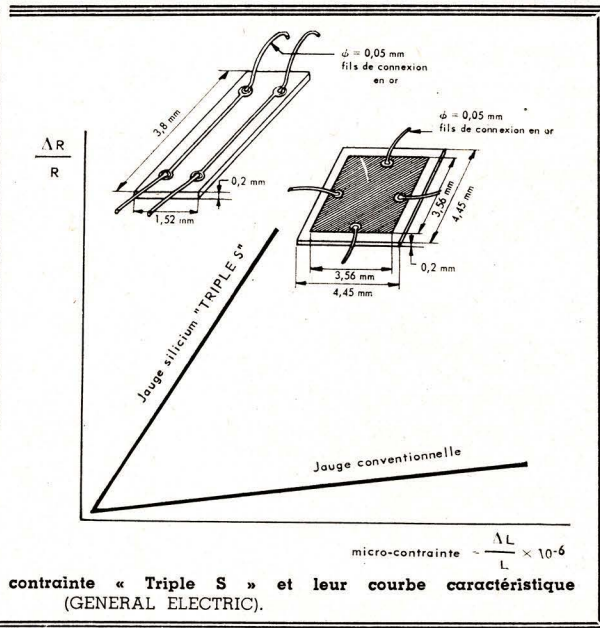
## Nouveaux semiconducteurs japonais (FUJITSU)

La nouvelle série des transistors du type Planar épitaxial, comprend plusieurs modèles référencés de 2SC131 à 2SC136. Tous ces semi-conducteurs sont plus spécialement destinés aux ensembles commutateurs et calculateurs à vitesse élevée. Leur fréquence limite se situe vers 350-450 MHz, leur capacité de sortie vers 3-4 pF, et leur résistance de base vers 30-40 ohms. Le gain en courant est, suivant le modèle, de 60 à 100, la dissipation maximale de collecteur étant de 300 mW. Ce transistor est présenté en boîtier TO-18.

Une diode, type 1S500, également du type Planar épitaxial, est à ajouter à cette série. Son courant direct (pour 1 V) est de 70 mA, son temps de recouvrement de 2 ns, la capacité de sa jonction de 1,2 pF et la tension inverse normale de fonctionnement de 60 V.



Ci-dessus : Semiconducteurs japonais (FUJITSU).



A droite : Jauges de contrainte « Triple S » et leur courbe caractéristique (GENERAL ELECTRIC).

## Jauges de contrainte « Triple S » (GENERAL ELECTRIC)

Ces jauges de contrainte sont des éléments au silicium présentant une résistance garantie à  $\pm 1,5\%$  avec une résistivité uniforme. Leur procédé de fabrication permet de présenter des éléments semblables par quantités de 2 à 200, possédant les caractéristiques demandées par l'utilisateur.

La qualité des contacts ohmiques rend possibles les mesures aussi bien en courant alternatif qu'en continu. Le facteur de contrainte des dispositifs assortis est reproductible à  $\pm 1,5\%$  près, autorisant la substitution sans réétalonnage. Le coefficient de température de ces jauges varie linéairement avec la température, de sorte qu'un simple réseau résistif peut être utilisé pour la compensation. La variation de la résistance en tant que fonction de la contrainte est indépendante de la température dans la plage de  $+25^\circ\text{C}$  à  $+65^\circ\text{C}$ .

Le graphique ci-dessus fait ressortir la grande sensibilité de ces jauges, comparée à celle des jauges conventionnelles. Cette sensibilité est définie, en effet, par le rapport  $\Delta R/L/R \cdot \Delta L$ , qui est de 120 pour les jauges « Triple S », contre 2 pour les jauges conventionnelles.

La structure de ces jauges est très variée, répondant à tous les besoins des mesures de contraintes. Les deux croquis accompagnant le graphique montrent deux exemples de réalisation : à gauche, double jauge 4JN311, réalisée en 24 valeurs de résistance (sans contrainte), de 600 à 2500  $\Omega$ ; à droite, jauge épitaxiale 4JN401, sensible aux efforts de cisaillement, réalisée en 8 valeurs de résistance : 10 à 150  $\Omega$ .

## Nouvelle double triode, ECC 2000 (LA RADIOTECHNIQUE)

A neutrodynage interne par deux blindages, ce nouveau tube est caractérisé par une pente élevée, un faible souffle, une longue durée

(10 000 heures) et une résistance remarquable aux chocs et aux vibrations. Il est prévu pour être utilisé dans des étages cascade H.F. sans neutrodynage, des amplificateurs de puissance à large bande passante, ainsi que dans tous les dispositifs de comptage rapide.

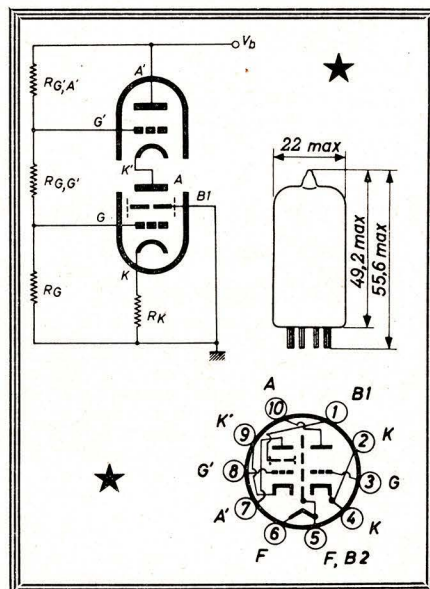
Le chauffage du filament s'effectue sous 6,3 V, avec un courant de 0,325 A.

En ce qui concerne les caractéristiques statiques, elles peuvent être résumées comme suit :

Pour le montage du schéma ci-dessous, qui correspond à un cascade sur 200 MHz, à large bande, les valeurs suivantes sont recommandées :

- Tension d'alimentation ( $V_b$ ) : 200 V ;
- Résistance de cathode ( $R_k$ ) : 1200 (680)  $\Omega$  ;
- Résistance de grille d'entrée ( $R_g$ ) : 18 k $\Omega$  ;
- Résistance grille à grille ( $R_{g'g'}$ ) : 100 k $\Omega$  ;
- Résistance grille-anode de sortie ( $R_{g'a}$ ) : 100 k $\Omega$  ;

Paramètre	Unité	Triode d'entrée		Triode de sortie	
Tension de l'anode	V	90	90	90	90
Tension de la grille	V	-2,1	-1,4	-2	-1,4
Courant anodique	mA	15	27	15	27
Pente	mA/V	13	17,5	17	22
Coefficient d'amplif.		27	27	28	28
Résist. équiv. de bruit	$\Omega$	250	200	200	150



Résistance d'entrée (à 200 MHz) : 910 (670)  $\Omega$  ;

Capacité d'entrée (à 200 MHz) : 11 (12) pF ;

Facteur de bruit minimal : 4 dB ;

Courant anodique total : 15,5 (26,5) mA.

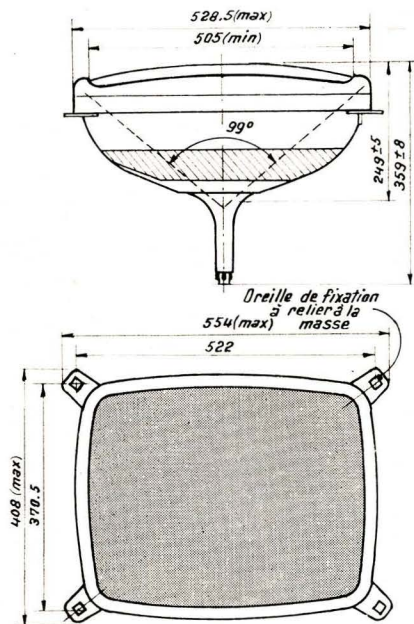
Les valeurs entre parenthèses correspondent à une deuxième combinaison possible. En ce qui concerne les capacités internes du tube, les principales valeurs sont :

Capacités	pF
<b>Triode d'entrée</b>	
Entrée	5,5
Sortie	3,8
Anode-grille	0,45
<b>Triode de sortie</b>	
Entrée (par la cathode)	6,4
Sortie	2,9
Anode-grille	1,4

Le culot de ce nouveau tube est du type Décal, à 10 broches. Le croquis ci-contre indique toutes les dimensions intéressantes et l'attribution des broches.

## Tube-images "autoprotecteur" type A59-11 W (LA RADIOTECHNIQUE)

C'est un tube A 59-15 W normal (en ce qui concerne les caractéristiques électriques et optiques), dont la ceinture avant est recouverte d'une bande métallique mise en forme, et le cône protégé par un revêtement en tissu de verre-polyester.



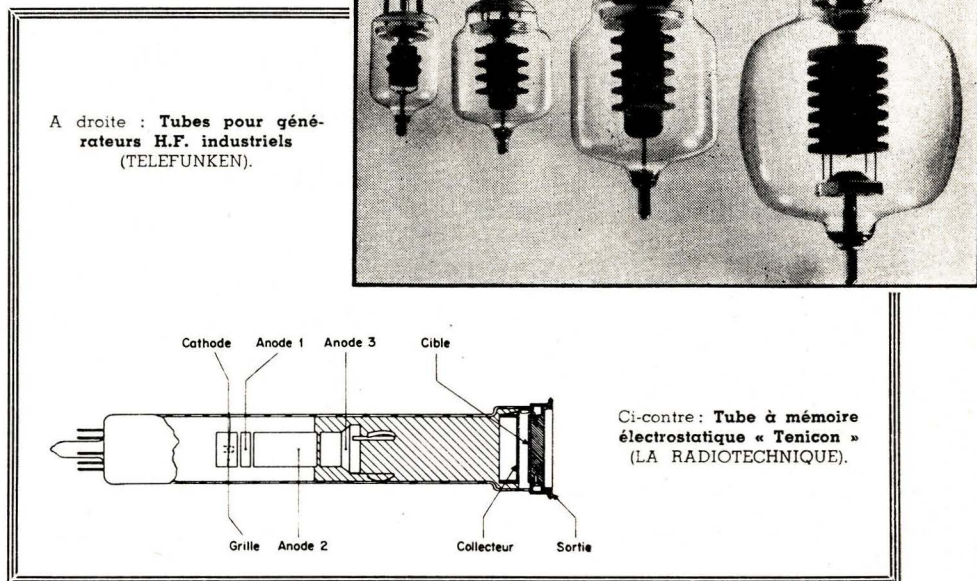
L'écran du tube est teinté afin de réduire les reflets parasites, et améliorer le contraste apparent de l'image. Le tube A 59-11 W est « autoprotecteur » en ce sens qu'il peut être utilisé sans écran de protection, ce qui évite l'accumulation de poussière entre l'image et la face du téléviseur.

Rappelons que ce tube fonctionne avec une T.H.T. de 18 kV, et une tension de 400 à 500 V à la grille 2 (appelée parfois « anode 1 ».) La tension du wehnelt varie entre -40 et -93 V pour l'extinction visuelle du spot dévié et concentré.

Il est recommandé de prévoir un dispositif d'effacement du spot lors de la mise hors circuit de l'appareil récepteur, afin d'éviter de brûler l'écran.

## Quelques nouveaux tubes pour la radio et la télévision (TELEFUNKEN)

**EBF 801.** — C'est une diode-pentode, dont les caractéristiques de la pentode sont très voisines de celles de la EBF 89. Cependant, pour pouvoir réaliser des montages à correction plus efficace de la déformation de la courbe, due à l'action de la C.A.V., on a supprimé, dans ce tube, une diode, pour « sortir » la grille de suppression. Cela permet de placer une résistance non shuntée entre la cathode et la masse (100 Ω) tout en réunissant à la masse la grille G<sub>3</sub>, ce qui améliore la stabilité de l'amplificateur.



A droite : Tubes pour générateurs H.F. industriels (TELEFUNKEN).

Ci-contre : Tube à mémoire électrostatique « Tenicon » (LA RADIOTECHNIQUE).

**ECC 808.** — Ce tube est prévu pour l'amplification BF et ses caractéristiques sont celles de la double triode ECC 83, bien connue. Cependant, la nouvelle double triode est très nettement améliorée en ce qui concerne le soufflement, la microphonie et la diaphonie. Par exemple, le ronflement de grille, résultant de la mise unilatérale à la masse du circuit de chauffage, est 7 fois plus faible dans le tube ECC 808 (par rapport à la ECC 83), de sorte que le circuit de chauffage symétrique ne devient nécessaire que dans des cas exceptionnels.

**PC 900.** — Cette nouvelle triode, à neutrodynage interne, est plus spécialement prévue pour équiper les sélecteurs de canaux V.H.F. (bandes I et III). Elle constitue une amélioration des triodes PC 95 et PC 97 : accroissement de la pente et réduction de la capacité C<sub>ag</sub>.

**PCF 801** — Triode-pentode à cathode commune pour les deux sections, étudiée pour constituer l'étaqe changeur de fréquence pour les bandes I et III. Ce tube est appelé à remplacer le PCF 86, dont il se distingue par une pente statique très légèrement plus faible (11 mA/V contre 12 mA/V), mais une pente de conversion plus élevée (5 mA/V contre 4,5 mA/V). Aussi bien pour la pentode que pour la triode, les grilles de commande sont du type « cadre ».

**PCF 803.** — C'est le même tube que le précédent, mais dans lequel les deux sections ont leurs cathodes séparées.

Le tube « Vidicon », ce qui rend possible l'emploi des mêmes préamplificateurs et ensembles déviation-concentration que ceux qui équipent les caméras à tube « Vidicon ».

Le champ d'applications du nouveau tube est vaste, et on peut citer :

Ensemble de retard pour un équipement d'enregistrement sur film d'images TV ;

Transmission d'images à bande étroite, avec la même définition, par changement de vitesse d'analyse ;

Changement de standard pour des signaux de télévision ;

Intégration d'information ;

Suppression des échos fixes qui gênent l'observation des mobiles sur un écran de radar ; etc, etc.

La longueur totale du tube, y compris les broches, est de 190 mm environ, et son plus grand diamètre est de 40 mm.

## Tubes pour générateurs H.F. industriels (TELEFUNKEN)

Les tubes représentés sur la photographie peuvent être utilisés dans les installations de faible et de moyenne puissance de chauffage H.F., de « soudure » de matières plastiques et de trempe. On voit, de droite à gauche, le tube RS 614 pour 300 W, le tube RS 630 pour 750 W, le tube RS 631 pour 1 250 W et le tube RS 635 pour 3 kW.

## Tube à mémoire électrostatique "Tenicon" type 56 010 (LA RADIOTECHNIQUE)

Le tube est à concentration et déviation magnétiques, à basse tension, simple canon, avec une mémoire électrostatique effacée par la lecture. Il est capable d'emmagasiner des informations, avec leurs demi-teintes et une grande résolution, qui peuvent être lues immédiatement ou après un certain temps. Les informations enregistrées peuvent être extraites dans un ordre différent, ou à une vitesse différente de celle à laquelle elles ont été enregistrées.

Afin de simplifier son utilisation, le tube « Tenicon » a été étudié dans les mêmes dimen-

### QUELQUES ADRESSES

**SESCO** : 41, rue de l'Amiral-Mouchez, Paris (13<sup>e</sup>). Tél. : **PORT**-Royal 32-74 et 37-00.

**GRUNDIG** : 89, av. Marceau, Courbevoie (Seine). Tél. : **DEF**ense 62-64.

**TELEFUNKEN** : 37, rue de la Chine, Paris (20<sup>e</sup>). Tél. : **PYR**énées 05-19.

**GENERAL ELECTRIC** : 41, rue de l'Amiral-Mouchez, Paris (13<sup>e</sup>). Tél. : **PORT**-Royal 32-74 et 37-00.

**FUJITSU** : AAA, 380, Marunouchi Building Chiyoda-ku, Tokyo (Japon).

**LA RADIOTECHNIQUE** : 130, av. Ledru-Rollin, Paris (11<sup>e</sup>). Tél. : **VOLT**aire 18-50.



## 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.

### OFFRES D'EMPLOIS

Usine RADIO TELEVISION Normandie recherche  
CABLEUR MAQUETTISTE P1 ou P2  
Ecrire B.P. 58 Mondeville (Calvados).

### DEMANDES D'EMPLOIS

TECHN. BREVETE électr. et radio, 35 ans, expérience réal. prototypes et dépann. tubes et transist. sonorisation, B.F. télévision, capable diriger équipe, cherche sit. stable et d'avenir. Région indiff. Ecr. Revue n° 682.

Diplômé s-Ingénieur EPS, libéré serv. mil. cherche pour débiter, place dépanneur radio-TV ou mesures labo. Région Melun ou Paris banlieue est. Assurer une chambre si possible. Meunier, La Plata, par Chevry-Cossigny (S. & M.).

### ACHATS ET VENTES

Vends : 1°) micro Melodium 42 B, état neuf, cause double emploi : 2°) ensemble ou séparément, 4 radiotéléphones talkie-walkie USA, très bon état. Faire offre : Ets LEMESLE, 8, rue de Siam, Brest (Finistère).

### DIVERS

Réparations rapides. Appareils de mesures électriques et électroniques. SERMS, 1, avenue du Belvédère, Le Pré-Saint-Gervais, Métro : Mairie des Lilas. Téléphone : VIL. 00-38.

## UNE VISITE QUI S'IMPOSE

Les Etablissements DYNATRA, de réputation mondiale, vous recevront à leur stand H 4, au 1<sup>er</sup> SALON INTERNATIONAL RADIO-TELEVISION de PARIS, pour vous présenter la gamme complète de leurs REGULATEURS AUTOMATIQUES DE TENSION et en particulier les fameux modèles 404 S, PASSE-PARTOUT, etc. Comme toujours, un excellent accueil vous sera réservé. Si vous ne pouvez vous rendre à cette manifestation, demandez par lettre une documentation complète à DYNATRA, 41, rue des Bois, Paris (14<sup>e</sup>). Tél. Nord 32-48.

## TRANSISTORS



### 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.



### CHOPIN

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

Présentation esthétique extra plat. Entrée antenne normalisée 75 ohms. Sortie désaccoutée 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.

### 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.

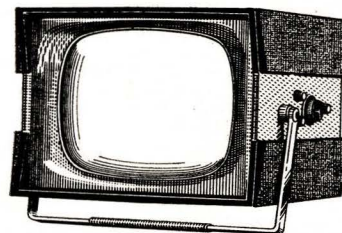
### « COTTAGE » 36 cm

1<sup>er</sup> 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.

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

Disponible chez tous nos Dépositaires

RAPY

# Sélection de NOUVEAUTÉS

---

**SCHEMATHEQUE 63**

par W. SOROKINE

**VIENNENT DE PARAÎTRE**

**TECHNOLOGIE DES CIRCUITS IMPRIMÉS**

par J.-P. CEHMICHEN

## ■ L'OSCILLOSCOPE AU TRAVAIL

par A. HAAS

Utilisation rationnelle de l'oscilloscope. Méthodes de mesure. Interprétation de plus de 300 oscillogrammes originaux reproduits dans le livre. Edition entièrement nouvelle et très complète.

224 pages, format 16 × 24, avec 491 illus. — PRIX : 18 F (par poste : 19,80 F).

## ■ CARACTÉRISTIQUES OFFICIELLES DES TUBES

Trois recueils, vendus séparément, contenant, en plus des caractéristiques de service, d'autres valeurs numériques utiles, telles que les capacités interélectrodes, les tensions maxima, des valeurs-types, etc. Très nombreuses courbes d'utilisation.

TUBES H. F. — (132 tubes analysés).

96 pages, format 21 × 27. — PRIX : 15 F (par poste : 16,50 F).

TUBES B. F. valves et indicateurs d'accord. — (125 tubes analysés).

96 pages, format 21 × 27. — PRIX : 15 F (par poste : 16,50 F).

TUBES T. V. — (82 tubes analysés).

64 pages, format 21 × 27. — PRIX : 12 F (par poste : 13,20 F).

## ■ PRATIQUE DE LA HAUTE FIDÉLITÉ

par J. RIETHMULLER

Examen critique de toutes les théories et d'un grand nombre de matériels entrant dans la composition d'une chaîne Haute-Fidélité. Résultats d'essais sur le double plan technique et pratique. Livre passionnant et attachant.

272 pages, format 21 × 27, avec 139 illustr. — PRIX : 21 F (par poste : 23,10 F).

## ■ LE DÉPANNAGE TV ?..

**RIEN DE PLUS SIMPLE !**

par A. SIX

De présentation, dialogues et illustrations similaires à ceux des célèbres ouvrages de E. Aisberg, ce livre analyse très rationnellement toutes les parties constitutives d'un téléviseur en expliquant les pannes possibles, leurs causes et leurs remèdes.

132 pages, format 18 × 23, avec 408 illustr. — PRIX : 12 F (par poste 13,20 F).

## ■ PRINCIPES DU RADAR

par P. DELACODRE

Ouvrage d'initiation ne nécessitant aucune connaissance préalable, et destiné à la formation des opérateurs-radar. Une partie importante du livre est consacrée au fonctionnement de certains organes particuliers à la technique des U.H.F.

216 pages, format 16 × 24, avec 400 illustr. — PRIX : 18 F (par poste : 19,80 F).

## ■ TECHNIQUE DE L'ÉLECTRICITÉ

par A. MARCUS (traduit de l'américain par A. Six).

Adaptation française d'un célèbre ouvrage américain. Manuel de base pour tous ceux qui désirent connaître les principes et les applications de l'électricité dans tous les domaines. N'exige pas de connaissances préliminaires.

320 pages, format 16 × 24, avec 297 illustr. — PRIX : 21 F (par poste : 23,10 F).

---

# SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob, Paris-6°. C.C.P. 1164-34

---

*Devenez* **INGÉNIEUR  
RADIO - ÉLECTRONICIEN**

PAR  
CORRESPONDANCE

**... ET VOUS GAGNEREZ IMMÉDIATEMENT  
AU MOINS 2.000 F PAR MOIS**  
Quels que soient votre âge, votre résidence  
et le temps dont vous disposez, vous pouvez  
facilement suivre nos cours qui vous condui-  
ront progressivement et de la façon la plus  
attrayante à une brillante situation.  
Demandez sans aucun engagement pour  
vous la DOCUMENTATION gratuite à la  
première École de France.

**ÉCOLE PROFESSIONNELLE SUPÉRIEURE**  
21, RUE DE CONSTANTINE, PARIS VII<sup>E</sup>

NOUS OFFRONS LES MÊMES AVANTAGES À NOS ÉLÈVES BELGES, GRECS, SUISSES ET CANADIENS

PUB. GMPERRIN

**EXPRESS**

**A CRÉÉ POUR LE MONTAGE  
ET LE DÉPANNAGE**

**EN  
RADIO ET ÉLECTRONIQUE**

**des fers légers**

- de 30 et 45 watts
- Cuivre traité anti-calamine
- Corps acier inoxydable
- Poignée matière moulée de choc

Gamme de 30  
à 600 watts

Documentation EXPRESS N° 36

**EXPRESS 10-12, Rue MONTLOUIS  
PARIS-XI<sup>e</sup>**

En vente chez  
votre fournisseur  
d'outillage.

## INDEX DES ANNONCEURS

AUDAX	III couv.
BALMET	XII
CHANTECLER	VIII
CHAUVIN ARNOUX	V-VI
CICOR	XV
CLARVILLE	XIV
COMPTOIRS CHAMPIONNET	IV couv.
E.C.T.S.F.E.	XVII
ÉCOLE PROFESS. SUP.	XVII
EXPRESS	XVII
INSTITUT TECHN. PROF.	XII
LANGLADE	XX
LAURENT	XIII
MELODIUM	II couv.
M.F.O.E.M.	XII
MICAFER	XIII
OREGA	III
RADIO BELVU	XIX
RADIO PRIM	IX
RADIO VOLTAIRE	VII-XIII
SALON RADIO-TV	XI
SCHEIDER	XI
SIDER ONDYNE	VIII
SOLORA	VIII
SOVIREL	IV

*Ce chef des 9<sup>e</sup> et 12<sup>e</sup> expéditions  
françaises en Terre Adélie...*



*... s'appelle René MERLE*

Il a uniquement suivi les cours par  
CORRESPONDANCE de l'ÉCOLE  
CENTRALE D'ÉLECTRONIQUE.

Paul-Emile Victor écrit à son propos :

*"A réussi à prendre contact  
de façon régulière avec l'expé-  
dition au Groenland réalisant  
ainsi la première liaison radio  
directe (20.000 km) entre les  
deux pôles."*



AVEC LES MÊMES CHANCES DE SUCCÈS,  
CHAQUE ANNÉE.

**2000** élèves suivent nos cours du jour  
**800** élèves suivent nos cours du soir  
**4000** 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.

PRINCIPALES FORMATIONS :

- Enseignement général de la 6<sup>e</sup> à la 1<sup>re</sup>
- Agent Technique Electronicien
- Monteur Dépanneur
- Cours Supérieur d'Électronique
- Carrière d'Officiers Radio de la  
Marine Marchande

**EMPLOIS ASSURÉS EN FIN D'ÉTUDES.**

**ÉCOLE CENTRALE D'ÉLECTRONIQUE**

12, RUE DE LA LUNE, PARIS 2 • CEN 78-87 F

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

# Toute l'électronique

## BULLETIN D'ABONNEMENT

à découper et à adresser à la

**SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO**  
9, Rue Jacob, PARIS-6<sup>e</sup>

R.C. 191 ★

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<sup>e</sup>

R.C. 191 ★

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<sup>e</sup>

R.C. 191 ★

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<sup>e</sup>

R.C. 191 ★

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<sup>e</sup>

## TÉLÉVISEUR GRAND ÉCRAN TRANSISTORISÉ

Ce numéro 136 de Télévision vous présente en exclusivité le premier téléviseur d'Europe à grand écran et entièrement transistorisé mis à la disposition du public par Radio-Célar.

Pour les « bricoleurs », deux réalisations de récepteurs TV, l'une classique, à tubes, à partir des composants précablés sur circuits imprimés de la Coprim, l'autre, à transistors, d'après une étude de la Cosem. Toujours dans le domaine des transistors, citons le début d'une étude pratique sur la mise au point et le réglage de bases de temps transistorisées. Le TV-Test de ce mois porte également sur un téléviseur transistorisé, celui de Cicor, qui peut être acquis en pièces détachées.

Au sommaire de ce numéro de la rentrée, citons encore la fin de la description d'un pentastandard belge, notre rubrique « du Neuf en TV », faisant office de pré-compte rendu du Salon de la Radio et de la Télévision, et, bien sûr « TV Actualités » et notre Revue de Presse « Televu ».

TELEVISION n° 136

Prix : 1,80 F

Par poste : 1,95 F

## TRIAGE AUTOMATIQUE

C'est du triage automatique des wagons, pour la formation de trains de marchandises, qu'il s'agit ici. Vous verrez, en effet, dans Electronique Industrielle n° 66, comment l'électronique a permis de résoudre de façon élégante les problèmes posés dans une gare de triage.

Les liaisons interphoniques ont dans l'industrie d'autres emplois que ceux connus du public ; c'est ainsi que l'on peut assurer les communications d'ordres avec postes mobiles et même la télécommande complète par système interphonique basse fréquence.

L'apport de l'électronique dans les appareils de laboratoire est largement traité dans ce numéro ; citons un saccharimètre électronique, la fin de l'étude sur les pH-mètres et la reprise d'une autre étude, très complète sur la microscopie électronique.

En vous procurant ce numéro vous pourrez aussi apprendre à jongler avec les circuits logiques, grâce à une étude originale sur la transformation de ces circuits, vous vous tiendrez au courant de l'actualité, avec le compte rendu du XXV<sup>e</sup> Salon de l'Aéronautique et les nombreuses informations industrielles qui truffent ce riche numéro.

ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE n° 66

Prix : 3,90 F

Par poste : 4 F

## LE SALON...

international de la Radio et de la Télévision 1963 ouvrira ses portes du 5 au 15 septembre. « Toute l'Électronique » se devait de lui consacrer quelques pages. Vous y trouverez dans la rubrique « Ils ont créé pour Vous » plusieurs des nouveautés qui y seront exposées.

Sur le plan pratique, vous y trouverez la description d'un oscilloscope double trace l'Ageflex destiné à l'enseignement et une mise au point sur les derniers tubes éclairés pour flashes électroniques. Dans ce même numéro, vous trouverez, en outre, les conférences, que les ingénieurs de la C.S.F. ont tenues lors du Salon des Composants Electroniques, définissant les derniers progrès réalisés dans la technique des composants.

En ce qui concerne la partie basse fréquence et haute fidélité, elle est consacrée aux ensembles de lecture Bang et Olufsen, dont la réputation n'est plus à faire. En outre, vous y trouverez la troisième partie de l'étude technique des mesures en enregistrement magnétique, ainsi que les rubriques habituelles « Revue critique de la Presse Mondiale » la « Vie professionnelle », etc.

TOUTE L'ELECTRONIQUE n° 278

Prix : 2,70 F

Par poste : 2,85 F

la  
nouvelle  
série  
à écran  
**endochromatique**

Un progrès important dans la fabrication des cathoscopes : l'écran teinté dans la masse améliore les qualités de l'image

- **Contraste amélioré**
- **Demi-teintes parfaites**

**23 DFP4** (mêmes caractéristiques que le 23 AXP4)

**19 CTP4** (mêmes caractéristiques que le 19 BEP4)

**23 DEP4 AUTOPROTECTEUR** système SOLIDEX

(caractéristiques du 23 DFP4)

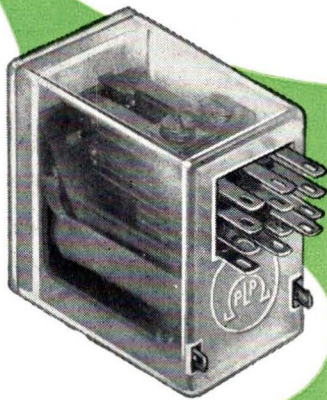
- Réflexions diminuées
- Image directe et pure
- Ecran de protection supprimé
- Fixation simplifiée et rapide

RAPY

**Belvu**

RADIO BELVU S. A. - 11 rue Raspail, Malakoff (Seine) - Tél. ALE 40-22 +

**en toute sécurité**  
utilisez les fabrications



**RELAIS TÉLÉCOMMANDE**

**RELAIS MINIATURES - SÉRIE 600**

601 - 0,020 W 1 RT 50 VA max  
602 - 0,400 W 2 RT 50 VA max  
604 - 0,600 W 4 RT 50 VA max  
- livrés sous capot de protection.

**RÉSISTANCES BOBINÉES**

Sorties radiales ou axiales  
Valeurs normalisées - Code International

Type R.W.R. Homologuées N° 61-25  
CONFORMES C.C.T.U. 04.02  
à colliers ou à bagues

Caractéristiques identiques aux R.W.  
pour un prix inférieur de 50 %

Type R.W. Emaillées vitrifiées  
Type R.B. Standard laquées  
Type R.B.I. même finition que R.W.R.



**RÉSISTANCES AGGLOMÉRÉES  
MINIATURES**

de 10 Ω à 10 MΩ  
1/2 W - 1 W - 2 W } Isolées ou non  
5 % - 10 % - 20 % }  
- Valeurs suivant Code International.



RÉSISTANCES  
A COUCHE ET  
THERMISTORS  
TELEFUNKEN

**LANGLADE & PICARD**

Maison fondée en 1923

Siège Social et Dépôt pour la Région Parisienne :  
8, rue Guy Guyon du Verger, ARCUEIL (Seine) - ALE.11-42

Siège Administratif et Usines :  
1, route de Lyon - TREVOUX. (Ain) - Téléphone : 214

Pour toutes les  
bibliothèques d'entreprises

par  
E. AISBERG

■ **LA RADIO ?..**  
**Mais c'est très simple !**

Le meilleur ouvrage d'initiation à la radio, ce livre a été traduit en 10 langues. Tiré à des centaines de milliers d'exemplaires, il a contribué à la formation d'innombrables techniciens dans tous les pays.

184 pages format 18 × 23  
avec nombreuses illustrations et dessins marginaux

PRIX : 7,50 F.  
Par poste : 8,25 F

**3**  
livres  
d'initiation  
de base



■ **LA TÉLÉVISION ?..**  
**Mais c'est très simple !**

Pour comprendre facilement tous les secrets de la télévision.

De même conception que « La Radio ?.. Mais c'est très simple », cet ouvrage a été traduit en 15 langues, 168 pages format 18 × 23 avec nombreuses illustrations et dessins marginaux.

PRIX : 7,50 F.  
Par poste : 8,25 F

■ **LE TRANSISTOR ?..**  
**Mais c'est très simple !**

Pour la première fois, les mystères du transistor sont expliqués de façon très simple, pour le plus grand profit de tous, débutants ou chevronnés.

148 pages format 18 × 23,  
avec nombreuses illustrations et dessins marginaux.

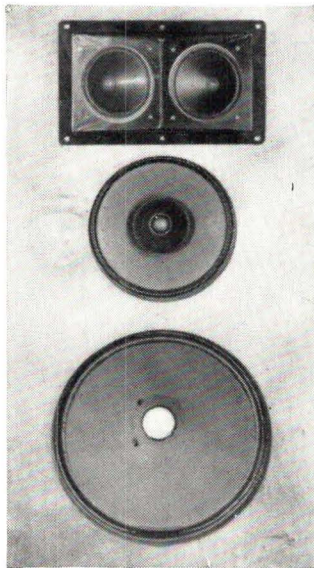
PRIX : 12 F.  
Par poste : 13,20 F

**SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO**  
9, rue Jacob, Paris-6<sup>e</sup> - C. C. P. Paris 1164-34

# 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 multidirectionnel 2 TW pour répartition spatiale des fréquences aigües.
- 2 Inductances à fer de 4 mH.

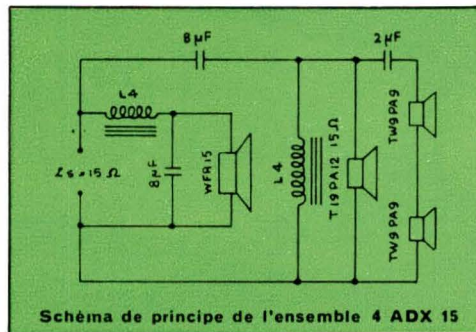
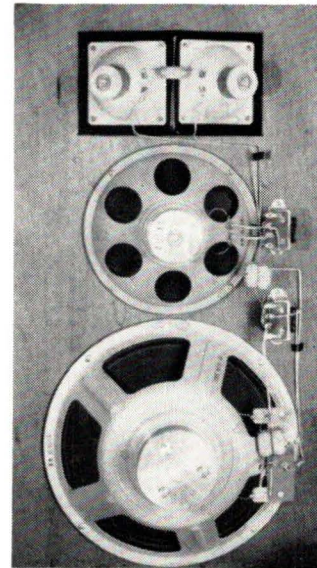


Schéma de principe de l'ensemble 4 ADX 15



### WFR 15

Ce haut-parleur de graves, équipé d'un aimant Ticonal fournissant une énergie de  $6 \cdot 10^6$  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 élongation de 10 mm. (Avec un diaphragme de 28 cm — diamètre réel de piston : 22 cm environ — cette élongation 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 élongation, 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  $2 \cdot 10^6$  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

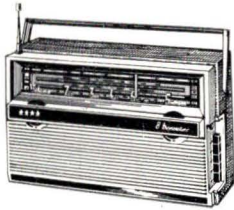
Société Anonyme au Capital de 6.000.000 NF

45, Avenue Pasteur  
MONTREUIL (Seine)

Téléphone : AVRon 50-90 +  
Adr. Télégr. : OPARLAUDAX - PARIS



## PORTATIFS A TRANSISTORS



### • 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. D.m. 30 x 17,5 x 8.  
En pièces détachées ..... 195,00

EN ORDRE DE MARCHÉ... **215,00**  
(Port et emballage : 9,50)

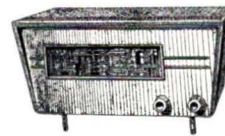
### • L'AUREO 6 •

6 transistors dont 3 drifts. Montage sur circuits imprimés. 2 gammes d'ondes (PO-GO). Prise antenne auto.  
Coffret gainé. Dim. 25 x 14 x 6.  
En pièces détachées ..... 125,00

EN ORDRE DE MARCHÉ... **129,00**  
(Port et emballage : 9,50)



## TUNER FM



### "CARAVELLE"

Permet la réception de la gamme FM dans la bande 87 à 108 Mcs.

7 lampes. ● Distorsion 0,4 % ● Sensibilité 1 microvolt ● Entrée 75 ohms ● S'adopte sur tout appareil Radio, Electrophone au Ampli HI-FI. Coffret de forme moderne. Dimensions : 290 x 150 x 150 mm.

La platine est livrée câblée et réglée avec ses lampes (115 F).  
COMPLET, en pièces détachées, avec platine, sans coffret .. 163,50

EN ORDRE DE MARCHÉ (sans coffret) ..... **190,00**

Le coffret complet : 25,00  
(Port et Emballage : 11,00)

## ÉLECTROPHONES

### • LE PRÉLUDE •

Contrôle séparé des graves et des aigus. Electrophone de luxe — Relief sonore. Platine tourne-disques 4 vitesses. Présenté en élégante mallette gainée deux tons. Dim. 410 x 295 x 205

COMPLET 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.

COMPLET détachés on pièces 163,40

EN ORDRE DE MARCHÉ **175,90**  
Port et emballage : 16,50



- ★ HAUTE FIDÉLITÉ
- ★ PIÈCES DÉTACHÉES
- ★ LAMPES ET TRANSISTORS
- ★ FLUORESCENCE
- ★ ÉLECTROPHONES
- ★ ENSEMBLES PRÊTS A CABLER

Récepteurs à Lampes  
Récepteurs à Transistors

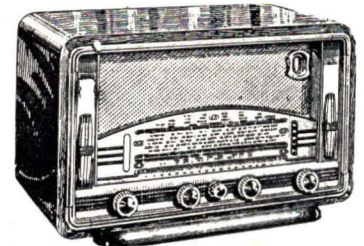
Avec un catalogue CHAMPIONNET c'est PARFAIT ! 2,50 F

## PIÈCES DETACHEES Haut-Parleurs et Transfos



## ENSEMBLES PRÊTS A CABLER

### • LE FLORIDE •



Alternatif 6 LAMPES. 4 gammes d'ondes + PU. Cadre antiparasite incorporé, orientable. Luxueuse ébénisterie. Dim. : 310 x 265 x 175 mm.

COMPLET en pièces détachées... 158,70

EN ORDRE DE MARCHÉ **168,00**  
(Port et emballage : 14,00)

## LAMPES et TRANSISTORS

GARANTIE 12 MOIS

OC44 .... 4,00	OC71 .... 2,80	AF115 .. 5,00
OC45 .... 3,70	OC72 .... 3,40	AF116 .. 4,00
OC70 .... 2,45	OC75 .... 3,10	AF117 .. 4,00

LE JEU DE 6 TRANSISTORS :

PRIME : 1 transistor OC45  
1 x OC44 2 x OC45  
1 x OC71 2 x OC72 **21,00**

Comptoirs CHAMPIONNET

14, Rue Championnet — PARIS-XVIII<sup>e</sup>  
Tél. : ORNano 52-08

C. C. Postal : 12 358.30 Paris

Métro : Porte de Clignancourt ou Simplon

NOS ENSEMBLES PRÊTS A CABLER avec schémas, plans de câblage et devls détaillés — Envoi contre 1 F pour frais

## HAUTE FIDÉLITÉ

AMPLIFICATEUR HAUTE FIDÉLITÉ 10 W

### • LE KAPITAN •



ENTREE PU et MICRO avec possibilité de mixage. DISPOSITIF de dosage « graves », « aigus », POSITION SPECIALE F.M. ETAGE FINAL PUSH-PULL ultra-linéaire à contre-réaction d'écran.

— Transfo de sortie, 5, 9,5 et 15 ohms.

— Sensibilité 600 mV.

— Alternatif 110 à 245 volts.

Présentation professionnelle 37 x 18 x 15.

COMPLET en pièces détachées ..... 168,40

EN ORDRE DE MARCHÉ ..... **185,00**

(Port et emballage : 16,50)

AMPLIFICATEUR STÉRÉOPHONIQUE

### • LE MADISON •



PRÉSENTATION PROFESSIONNELLE: Coffret forme visière.

Dimensions : 380 x 220 x 120 mm.

Puissance nominale : 2 fois 4 Watts.

Puissance de pointe : 2 fois 6 Watts.

Bande passante 40 à 16 000 p/s à 3 Watts.

Distorsion harmonique à 1 000 p/s à 3 W : 1%.

Sensibilité :

0,3 V pour la puissance nominale.

ABSOLUMENT COMPLET en pièces détachées. 209,90

EN ORDRE DE MARCHÉ ..... **249,90**

(Port et emballage : 12,50)

EXPÉDITIONS IMMÉDIATES PARIS-PROVINCE contre remboursement ou mandat à la commande

RAPY