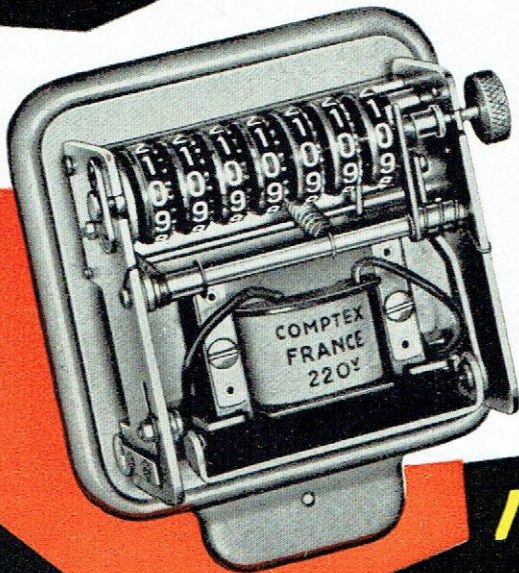


électronique Industrielle

N° 19

MARS-AVRIL 1958

300 Fr.



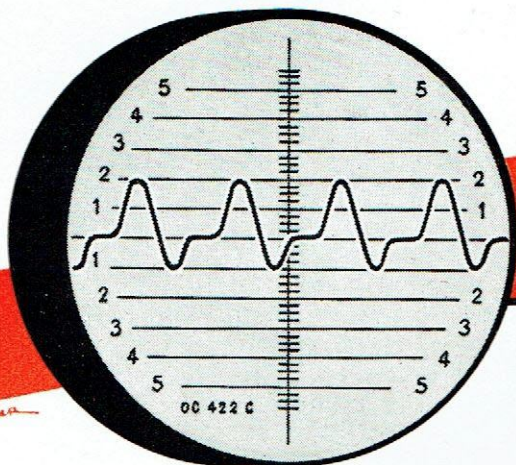
DANS CE NUMÉRO

- Conversion chaleur-électricité.
- Analyseur d'allumage pour moteur à explosions.
- Modulateur à diodes Si.
- Amplificateurs à transistors pour photo-relais.
- Compteurs électroniques équipés de tubes classiques.
- ENREGISTREUR ET REGULATEUR DE TEMPERATURE à thermistances.**
- Déclenchement des thyratrons.
- Le Tecnétron.

CI-CONTRE

Compteurs électromécaniques
(COMPTEX FRANCE).

Pour les mesures industrielles et l'étude des phénomènes lents ou ultra-soniques



OSCILLOGRAPHIE A GRAND TUBE



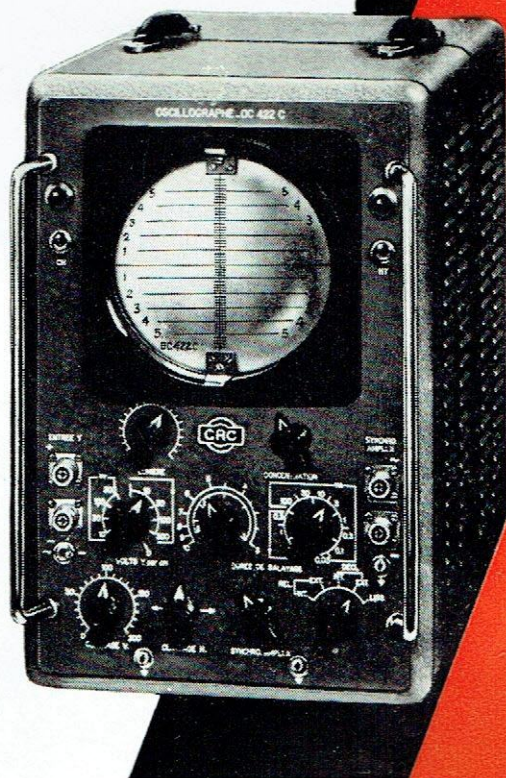
OC 422 C

*à lecture directe
sans étalonnage préalable*

Appareil doté d'une base de temps étalonnée en durées
et d'un amplificateur vertical étalonné en tension.

Il possède en outre :

- un tube cathodique de 180 mm. à post-accelération,
- un amplificateur vertical à grand gain, à courant continu et entrées symétriques,
- un amplificateur horizontal à courant continu,
- une base de temps sans retour préalable, déclenchée ou relaxée, qui permet d'observer le phénomène sans dispositif de retard,
- l'allumage automatique du spot qui supprime l'illumination de l'écran et permet d'utiliser le tube à pleine luminosité.



* NOTICE TECHNIQUE SUR DEMANDE

CONSTRUCTIONS

RADIOÉLECTRIQUES ET ÉLECTRONIQUES DU CENTRE

19, RUE DAGUERRE, SAINT-ÉTIENNE (LOIRE)
TELEPHONE : E 2 39-77 (3 lignes groupées)



électronique ET NUCLÉONIQUE Industrielle

Fondée en 1955

Revue bimestrielle
de technique moderne
destinée aux promoteurs
et aux utilisateurs
des méthodes et
appareils électroniques

publiée par la

**SOCIÉTÉ DES
ÉDITIONS RADIO**

ABONNEMENTS ET VENTE :

9, Rue Jacob — PARIS-6^e
Tél. : ODE. 13-65 Ch. P. : 1164-34

★

RÉDACTION :

42, Rue Jacob — PARIS-6^e
Tél. : LIT. 43-83 et 43-84

★

SERVICE DE PUBLICITÉ :

Yves K ERAVAL
16, Rue de la Tour-d'Auvergne
PARIS-9^e
Tél. : TRU. 28-78

★

RELIURES

spéciales pour la Revue
(dos arrondi, impression or)
Prix : à nos bureaux, 600 Fr.
Par poste : 660 Fr.

★

DATES DE PUBLICATION :

N° 20 Mai-Juin 1958
N° 21 Juillet-Août 1958
N° 22 Septembre-Octobre 1958
N° 23 Novembre-Décembre 1958
N° 24 Janvier-Février 1959

Les articles publiés n'engagent que
la responsabilité de leurs auteurs.
Les manuscrits non insérés ne sont
pas rendus.

PRIX DU NUMÉRO : 300 Fr.

ABONNEMENTS :

(un an - 6 numéros)

France et U.F. **1 500 Fr.**

Etranger **1 800 Fr.**

Sommaire

N° 19 — 1958

- 3 RETOUR SUR LA CONVERSION DIRECTE CHALEUR-ÉLECTRICITÉ.
- 5 ANALYSEUR D'ALLUMAGE POUR MOTEUR A EXPLOSIONS, par *V. Lizy*.
- 10 MODULATEUR DE MESURE A DIODES AU SILICIUM, par *A. Haas*.
- 13 TROIS AMPLIFICATEURS A TRANSISTORS POUR PHOTO-RELAIS, par *R. Gondry* et *M. Guillaume*.
- 15 LE COMPTAGE DANS L'INDUSTRIE, 3^e PARTIE : COMPTEURS ÉLECTRONIQUES ÉQUIPÉS DE TUBES CLASSIQUES, par *A. Claveirole*.
- 23 ENREGISTREUR ET RÉGULATEUR DE TEMPÉRATURE A THERMISTANCES, par *M. Le Chevallier* et *M. Leleu*.
- 31 ETUDE EXPÉRIMENTALE DU DÉCLENCHEMENT DES THYRATRONS, par *R. Lacoste*, *R. Mezencev* et *H. Scheef*.

ACTUALITÉS

- 35 LE TECNÉTRON.

PAGES DÉTACHABLES

- 20 DEUX SCHÉMAS DE COMPTEURS ÉLECTRONIQUES.

S.O.S. n° 6 et 7

- 34 CONTRÔLE DES SPÉCIFICATIONS DES FILS TEXTILES.
GÉNÉRATEUR ÉLECTROSTATIQUE POUR LE FLOCKAGE DU NYLON.

EN COUVERTURE :

Deux modèles de compteurs électromécaniques fabriqués par Comptex-France.

Ces appareils, à 6 et 7 chiffres, peuvent dénombrer jusqu'à 12 impulsions par seconde. D'un encombrement réduit, ils peuvent être bobinés pour fonctionner sous des tensions de 6 à 220 V, alternatives ou continues, à la demande.

COMPTEX-FRANCE
10, avenue de la Paix
VANVES (Seine)
MIC. 50-40

Autres revues publiées par la

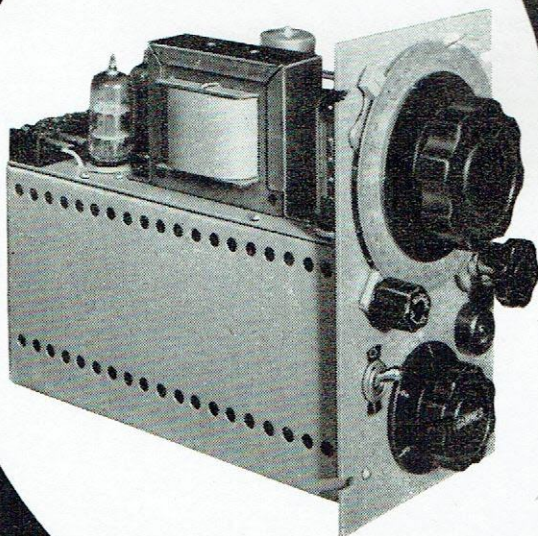
SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO :

- ★ **TOUTE LA RADIO** ————— (Fondée en 1934)
- ★ **RADIO-CONSTRUCTEUR** ————— (Fondée en 1936)
- ★ **TÉLÉVISION** ————— (Fondée en 1939)

UNE RÉALISATION
100% française
ASSERVISSEMENT TOTAL
DES GÉNÉRATEURS THERMIQUES
OU FRIGORIFIQUES

avec le
régulateur électronique
DE HAUTE PRÉCISION DU 1/10 AU 1/100 DE DEGRÉ C.

type
HT 55



GMB 4453 A

D'une grande simplicité

D'une grande souplesse
d'utilisation

D'un encombrement minimum

Très robuste

Ne nécessite pas de main-d'œuvre
spécialisée

Ce régulateur peut être
utilement complété dans
certaines applications,
par un système de commande
dans le temps, dit programmeur

CONSULTEZ-NOUS
POUR L'ÉTUDE
DE TOUS
VOS PROBLÈMES
ÉLECTRONIQUES
SPÉCIAUX

L'AUTOMATIC

DÉPARTEMENT TÉLÉCOMMANDES ÉLECTRONIQUES

123-125, BOULEVARD MASSÉNA, PARIS-XIII^e, GOB. 32-24

gardez
une trace
tangible de
vos mesures

en utilisant les

Enregistreurs
PHOTOGRAPHIQUES

SFIM

4 types

A.010
ENREGISTREUR
DE LABORATOIRE
25 voies max.
110-130 V, 50 Hz
3 mm/sec. à 3m/sec.

A.20
ENREGISTREUR
MINIATURE
9 voies max. 27 V c. c.
2 mm/mn à 100 mm/sec.

A.26
ENREGISTREUR
MULTIPLE
12 voies max. - 27 V c. c.
Chargeur amovible
0,03 mm/sec. à 1m/sec.

A.27
ENREGISTREUR
MECANIQUE
9 voies - 2 mn à 100 h
pour 3,40 m de papier

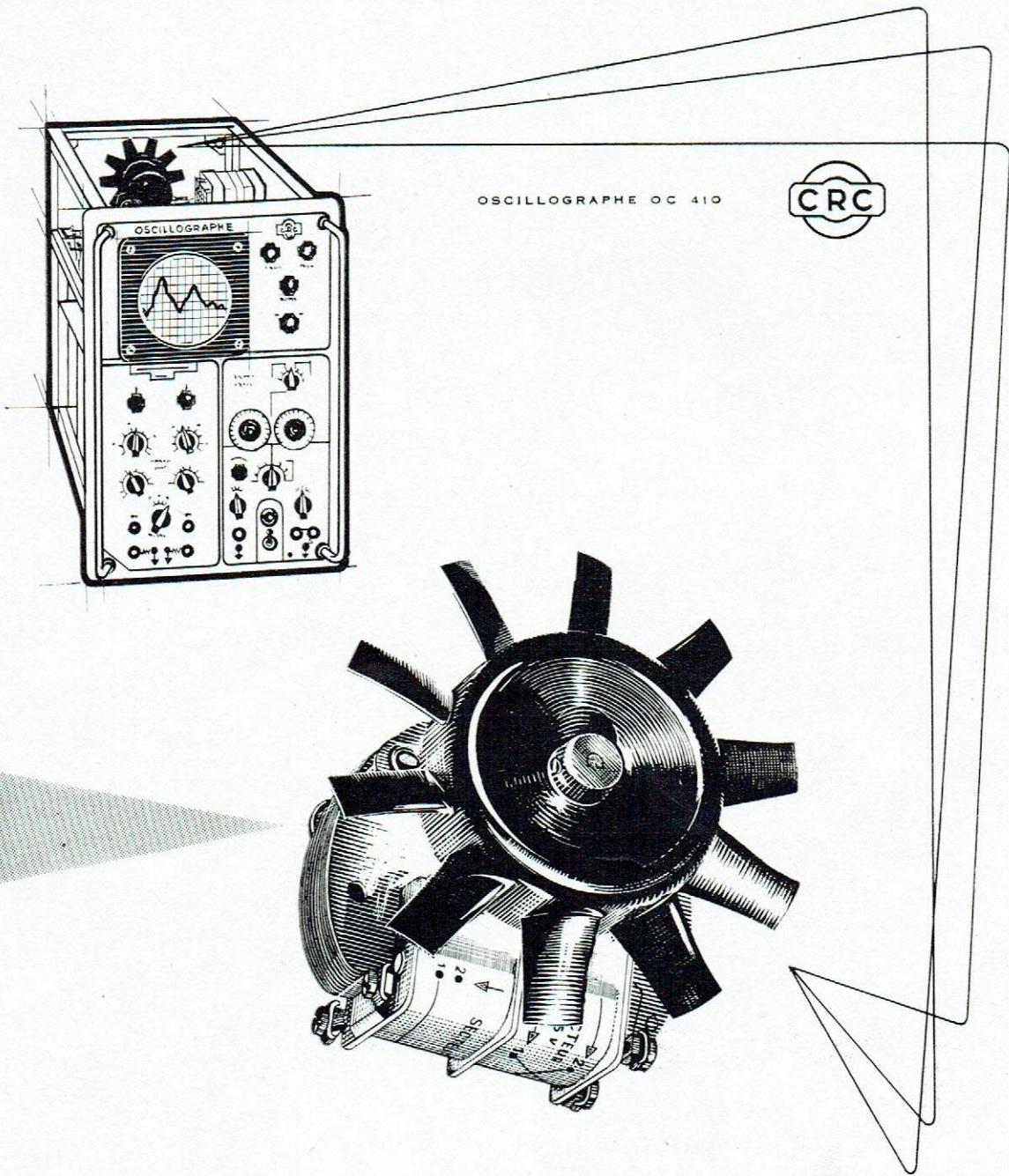
Tous ces enregistreurs peuvent
être équipés avec n'importe
quel type d'inscripteur : galva-
nomètre, manographe, accélé-
rographe, etc...

Av. M. Ramolfo Garnier, MASSY (S.-&O.)

TÉL. : 928-10-90

SFIM

AM.03



OSCILLOGRAPHE OC 410



Encore une ventilation assurée par un micromoteur

PUBLI DÉCO - VALENCE



SAPMI

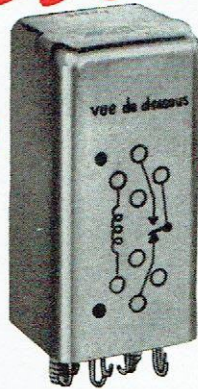
SOCIÉTÉ À RESPONSABILITÉ LIMITÉE AU CAPITAL DE 23 500 000 . FRF

VALENCE, 18, RUE JEAN-JACQUES ROUSSEAU - TÉL. 37-17

DÉPÔT A PARIS : 76, AV. DE LA RÉPUBLIQUE - TÉL. VOL. 85-69

Relais

Miniatures et Hermétiques
-55° à +90° C

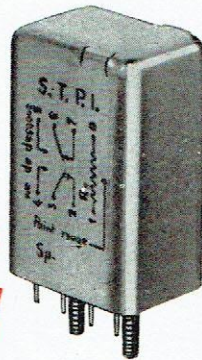


TYPE 260

1 RT

P. Mini. : 5 m. W.

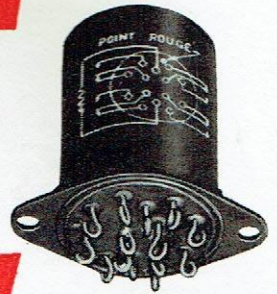
TYPE 204



2 RT

Double coupure
P. Mini. : 150 m. W.

TYPE 261



4 RT

P. Mini. : 500 m. W.
Chocs - 100 g.

uniques
en Europe
Fabrication française

SOCIÉTÉ TECHNIQUE DE PRODUCTIONS INDUSTRIELLES
10, RUE VICQ-D'AZIR - PARIS X^e - Tél. : BOLIVAR + 86-11

S.T.P.I.

Oscilloscope H.F.

à déclenchement automatique pré réglé



CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES DU TYPE 150 A

Balayages : 0,02 μ s/cm à 15 s/cm, 24 commutations en séquence 1-2-5-10, 0,1 μ s/cm à 5 s/cm - précision 3 %.

Déclenchement : Incorporé, secteur, extérieur, 0,5 V ou plus, pos. ou nég. + 30 V à - 30 V.

Amplificateur d'entrée horizontale : Amplification 5-10-50-100, Bande passante du continu à 500 kc, Sensibilité 200 mV/cm à 25 V/cm.

Amplificateur vertical : Bande passante du continu à 10 Mc. Temps de montée inférieur à 0,035 μ s. Retard du signal de 0,25 s sur le balayage (vision du front avant).

Calibration amplitude : 18 tensions de calibration. Séquence 2-5-10 de 0,2 mV à 100 V crête à crête. Précision 3 %, onde carrée de 1 kc. Temps d'inversion 1 μ s.

Dilatation de balayage horizontal : 5-10-50-100 fois, par potentiomètre 10 tours.

UTILISATIONS : Laboratoire ou plateforme — Circuits imprimés — sous ensembles amovibles.



HP 150 A à tiroirs amovibles
151 A à haute sensibilité
152 A à deux canaux
— Commutation et découpage

RADIO-ÉQUIPEMENTS

Distributeurs exclusifs pour la France et L'Union Française
65, Rue de Richelieu - PARIS (2^e) - Tél. RICHIEU 49-88



assurance "CENTRAGE"

L'extrême précision exigée des pièces détachées entrant dans la fabrication des tubes de sécurité "RT"

- assure un minimum de dispersion, d'où une grande régularité de caractéristiques
- permet l'interchangeabilité des tubes, donc une maintenance aisée des équipements.

LA RADIOTECHNIQUE CHAÎNE N° 46
 LABORATOIRES TUBES
 PRÉLEVEMENTS du 15 au 19 avril 1971

I _a	5		15		5		46	
	min	max	min	max	min	max	min	max
1	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
2	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
3	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
4	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
6	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
7	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
8	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
9	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
10	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
11	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
12	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
13	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
14	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
15	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
16	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
17	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
18	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
19	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
20	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5

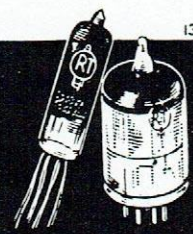
1372 5718
 GROUPE Subson

Contrôle de "centrage" sur prélèvements quotidiens

TUBES DE SÉCURITÉ RT
 miniatures et subminiatures

LA RADIOTECHNIQUE

DIVISION TUBES ÉLECTRONIQUES & SEMI-CONDUCTEURS
 130 Av. Ledru-Rollin PARIS. VOL. 23-09. Usines : SURESNES, CHARTRES, DREUX.



130

DC-AC Choppers



Pour amplification de courants faibles

Tolérances serrées

22 types unipolaires et bipolaires

Longue vie
Faible bruit

RELAIS RÉSONNANTS
RELAIS ULTRARAPIDES

FABRICATION **STEVENSON** Inc.
Agent exclusif pour la France et l'U.F.

ETS RADIOPHON
50, FAUBOURG POISSONNIERE - PARIS (10^e) * + PRO. 52-03, 04

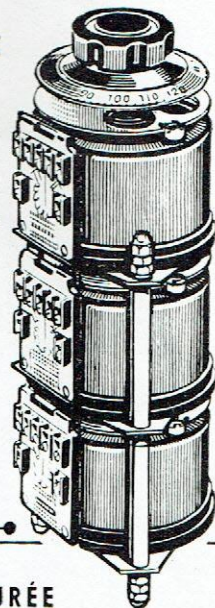
Ag. DOMENACH

**PARTOUT OU IL FAUT FAIRE
VARIER LA TENSION**

VARIAC

AUTOTRANSFORMATEUR A
RAPPORT DE TRANSFORMATION
VARIABLE AVEC PISTE
TRAITÉE "DURATRAK" (nom déposé)

FABRIQUÉ EN FRANCE
SOUS LICENCE GENERAL RADIO - U.S.A.



V 5 M

V 5 G 3
TRIPHASE



- LONGUE DURÉE
- POIDS ET DIMENSIONS RÉDUITS
- FAIBLES PERTES A VIDE

Documentation VW
sur demande

Nombreux
modèles utilisables
de 50 à 400 p/s

Agence PUBLÉDITEC-DOMENACH

ETS RADIOPHON
50, FAUBOURG POISSONNIERE - PARIS (10^e) * + PRO. 52-03, 04



Chauvin Arnoux

**TOUS APPAREILS
ÉLECTRIQUES DE MESURE**

LE CONSTRUCTEUR

NATIONAL

D'APPAREILS

MONDIAUX

DE 0,3 A 750 VOLTS EN CONTINU ET
EN ALTERNATIF DE 50 Hz A 600 MHz

LE VOLTMÈTRE ÉLECTRONIQUE

ALIMENTATION
PAR PILES
INCORPORÉES



DEMANDEZ NOTRE DOCUMENTATION

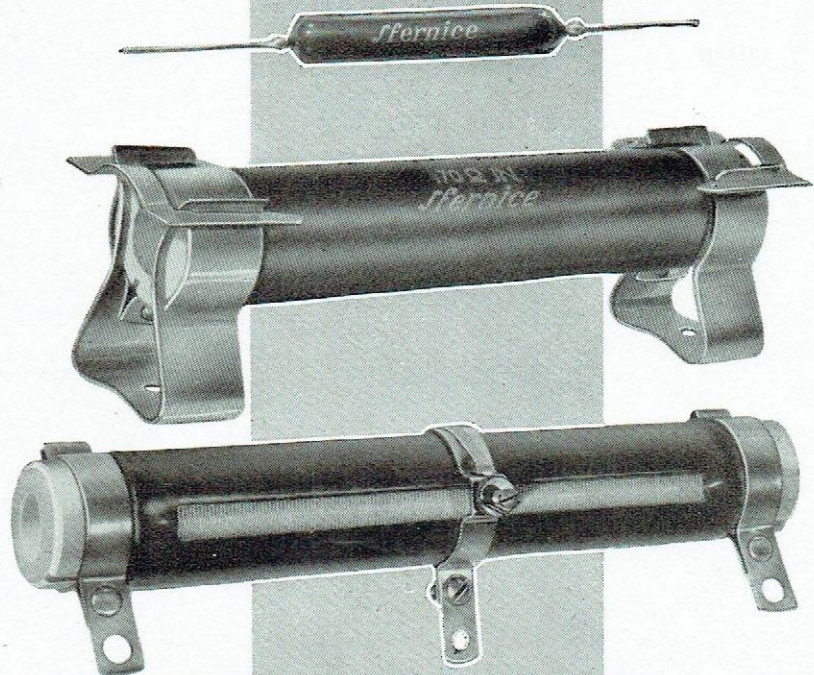
190, RUE CHAMPIONNET, PARIS - TÉL : MAR. 41-40 et 52-40 - 12 lignes



*Vous serez tranquille
à 100% avec les*

**RÉSISTANCES
BOBINÉES VITRIFIÉES**

Sfernice



Elles bénéficient

- d'une protection absolue contre tous les agents extérieurs grâce à leur revêtement vitrifié à plus de 1.000°
- d'une parfaite homogénéité des constituants : céramique, fil, émail
- de moyens de fabrication ultra-modernes mis en œuvre dans une usine modèle.

Voilà ce qui fait la "qualité" des résistances SFERNICE et non leur couleur verte si souvent imitée.

Même dans les conditions d'utilisation les plus dures, SFERNICE assure votre tranquillité... et cela n'a pas de prix !

C'est une production



Types	Conforme aux spécifications	Diamètres	Longueurs	Valeurs ohmiques limites
RWM Résistances "micros" à sorties axiales	Catégorie III CCTU 302	4 à 10 mm	10 à 64 mm	de 1 à 56 000 Ω selon dimensions
RW Résistances fixes	CCTU 331 (Cat. III-CCTU 302)	8 à 40 mm	34 à 370 mm	de 1 à 220.000 Ω selon dimensions
RA Résistances ajustables	CCTU 346	13 à 30 mm	70 à 250 mm	de 33 à 22.000 Ω selon dimensions



R. L. Dupuy

Sur simple demande, envoi de notre documentation détaillée n° 2

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DE L'ÉLECTRO RÉSISTANCE

Société Anonyme au capital de 100.000.000 de Frs

Siège social et Usine : 115, Boulevard de la Madeleine - NICE (A.-M.) - Tél. 618-90

Services commerciaux & Dépôt : 87, Av. de la Reine - BOULOGNE (Seine) - Tél. MOL. 35-35

Hypsowattmètre EV1

- **FRÉQUENCES D'UTILISATION**
20 - 10.000 pps
- **PUISSANCES MESURÉES** de 0,1 milliwatt
à 10 watts
- **IMPÉDANCES DE CHARGE** de 2,5 ohms
à 20.000 ohms
- **PRÉCISION MOYENNE** 0,5 db sur la puissance
5 % sur l'impédance
- **ENCOMBREMENT** 280 × 210 × 140 mm
- **POIDS** 6,8 kgs



LABORATOIRE INDUSTRIEL D'ÉLECTRICITÉ MATÉRIEL DE QUALITÉ

● APPAREILS DE MESURES

Boîtes à décades - Ponts
Hysomètres - Impédancemètres
Hypsowattmètres - Millivoltmètres
Fréquencemètres - Q-mètres

● PIÈCES DÉTACHÉES

Transformateurs - Selfs
Atténuateurs - etc...

● FILTRES

● MATÉRIEL POUR LA RECHERCHE NUCLÉAIRE

● MATÉRIEL DE RADIODIFFUSION

T O U T M A T É R I E L B . F .

41, Rue Émile-Zola - MONTREUIL-SOUS-BOIS - AVRON 39-20 +

TAPER TECHNIQUE

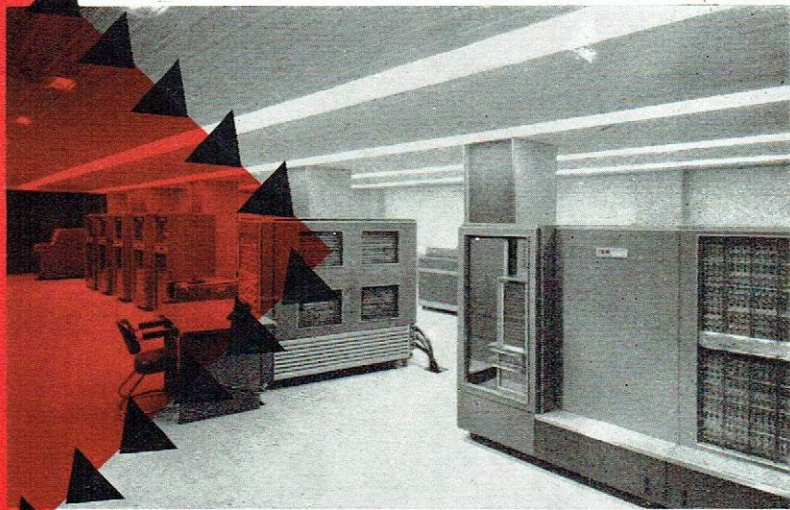
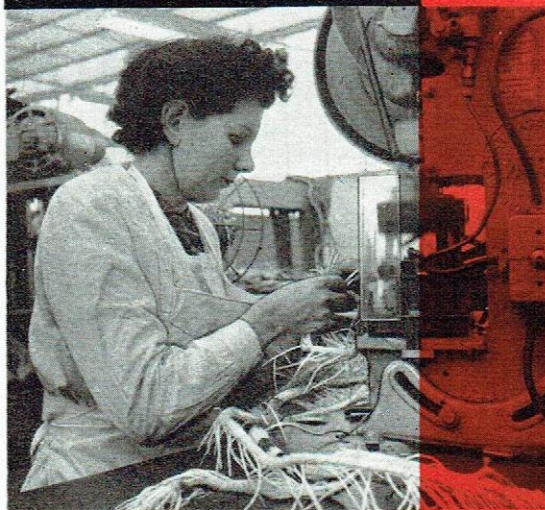
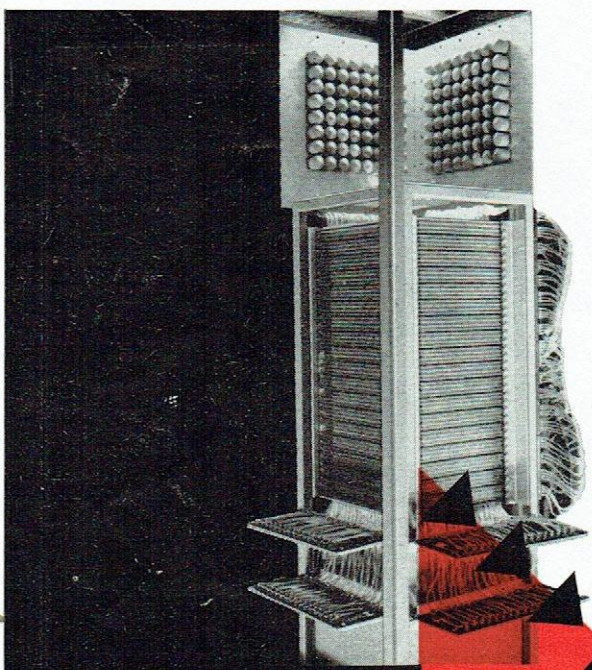
En électronique, la connexion des circuits électriques est d'une importance capitale. La multiplicité des contacts dans des espaces restreints impose des connexions de dimensions judicieusement proportionnées, souvent amovibles pour permettre l'interchangeabilité des circuits ou l'entretien facile des éléments connectés.

C'est en fonction de ces impératifs qu'AMP a réalisé les broches coniques mâles "Taper Pins" et les broches à languette conique "Taper Tabs", qui permettent de réaliser des contacts **électroniquement parfaits**.

C'est en raison de ces qualités techniques indéniables que la Société IBM a adopté la Méthode AMP de connexion électroniques **sans soudure** dans la construction en France de son Ordinateur 704.

L'Industrie Electronique française utilise la méthode AMP sans soudure parce qu'elle leur assure :

- Des connexions parfaites, résistant à la vibration, à la corrosion et au vieillissement.
- Des réductions importantes sur les prix de revient.
- Un montage et démontage rapides.
- La possibilité de câblages produits en série au moyen des Machines Automatiques AMP (jusqu'à 4.000 cosses serties à l'heure).



Consultez notre Service Technique pour une étude éventuelle de vos problèmes dans vos bureaux d'études, vos ateliers, ou sur prototype, sans engagement de votre part.

AMP

**de France,
Service "Electronique" 10, rue Deltéral,
Pré-Saint-Gervais (Seine) VIL. 39-50**

*Affiliated with AMP Incorporated, Harrisburg, Pa., U. S. A.
● Registered Trademark.*

CONDENSATEURS CAPA

★
2 nouveautés
de classe professionnelle

★
TYPE 150 - Au MYLAR

- ★ Température d'emploi : - 60° + 150° C
 - ★ Coefficient de température positif
- Condensateurs de liaison, H.T. de 10 à 200 pF,
3.000 V. S.C.

Tous autres modèles sur demande

★
**TYPE CAPA-FLEX
AU POLYSTYRENE**

- ★ Température d'emploi : - 28° + 85° C
- ★ Coefficient de température négatif de 20 pF
à 0,25 mF, 125 et 500 V. S.C.

★
Distribuées par
**SOCIÉTÉ PARISIENNE
DE CONDENSATEURS**
6 et 8, rue Barbès - **MONTROUGE**

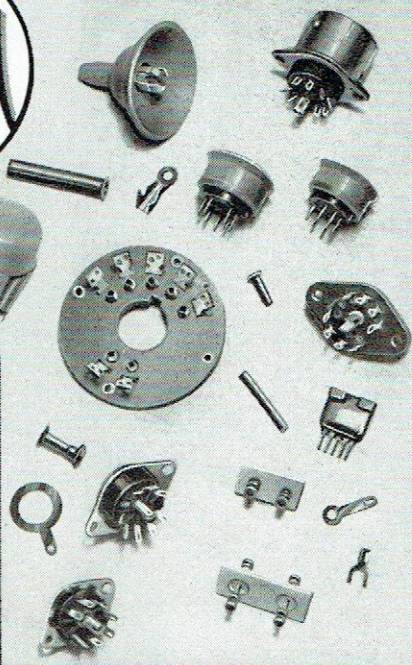
★ Téléphone : ALÉSIA 17-43 ★



La Technique la plus moderne

La plus
ancienne
expérience.

En
Pièces diverses
pour
RADIO & TÉLÉVISION
Supports de tubes
Œillets - Cosses
Rivets creux
QUALITÉ INÉGALÉE




**MANUFACTURE FRANÇAISE
D'ŒILLETS MÉTALLIQUES**
SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL 120.000.000 DE FR.
64, B^e DE STRASBOURG - PARIS - X - TEL. BOT. 72 - 76.

B.I.P.R.



O.I.P.R

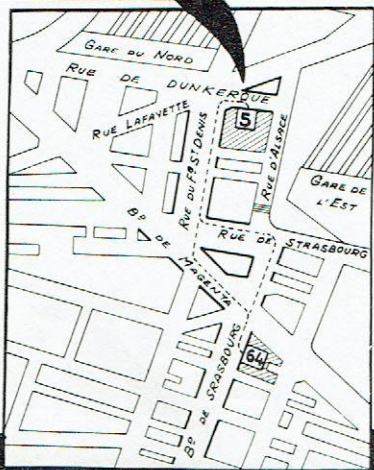
CHANGEMENT D'ADRESSE
à dater du 1^{er} **AVRIL 1958**
NOS BUREAUX ET MAGASINS SONT INSTALLÉS
5, RUE DE DUNKERQUE - PARIS



COMBAT 67-39

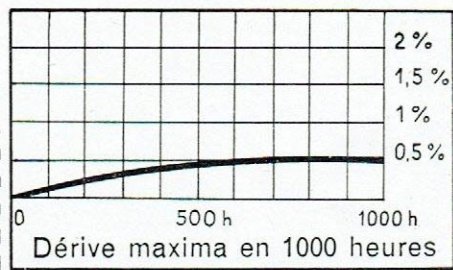
INSTALLATIONS
MODERNES

PARKING
ASSURÉ



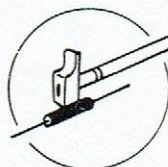
Une résistance **MINIATURE**

TRÈS HAUTE STABILITÉ



HAUTE PRÉCISION

$\pm 3\%$ $\pm 2\%$
 $\pm 1\%$ $\pm 0,5\%$ et $\pm 0,2\%$



SOLIDE

ÉTANCHE



PUISSANCES

1/8W 1/4W 1/2W 1W 2W 3W 4W

Toutes nos fabrications sont conformes aux normes
C.C.T.U. et J.A.N.

RADIAC S.A.

Service Cl. 79, rue du Fg. Poissonnière
Paris - 9^e PRO. 39-51

Résultat de plusieurs
années de recherches
de nos laboratoires.

Documentation technique sur demande

DU MONT

TUBES CATHODIQUES DUMONT POUR OSCILLOGRAPHES ET POUR UTILISATIONS SPÉCIALES



TYPE	Ø mm	PARTICULARITÉS
3 ABP	76	2 faisceaux. Post accélération. Fond plat.
3 ACP	76	Post accélération. Fond plat. Pour hautes altitudes.
3 ADP	76	Grande sensibilité verticale. Post accélération, faibles capacités. Dimensions réduites.
3 GP	76	Tube classique.
3 JP	76	Post accélération. Pour hautes altitudes.
3 RP	76	Fond plat. Brilliance et sensibilité excellentes.
3 WP	76	Fond plat. Tolérances serrées.
5 ADP	127	Fond plat. Tolérances serrées.
5 AFP	127	2 faisceaux. Post accélération. Fond plat.
5 AHP	127	Pour radar. Concentration automatique. Déflexion magnétique.
5 AMP	127	Monoaccélérateur. Grande sensibilité verticale. Tolérances serrées. Fond plat.
5 AQP	127	Monoaccélérateur. Grande sensibilité sur les 2 axes. Tolérances serrées. Fond plat.
5 ARP	127	Analogue à 5 AQP, mais à 2 faisceaux identiques.
5 ATP	127	Monoaccélérateur à tension élevée. Grande sensibilité verticales. Tolérances serrées. Fond plat.
5 BP-A	127	Tube classique pour Oscillographes.
5 CP-A	127	Tube classique pour Oscillographes.
5 FP	127	Pour radar. Concentration et déflexion magnétique.
5 JPA	127	Tube classique pour Oscillographes. Faibles capacités.
5 LPA	127	Tube classique pour Oscillographes. Post accélération.
5 RP-A	127	Fond plat. Post accélération. Faibles capacités. Très lumineux.
5 SP-A	127	2 faisceaux. Fond plat. Post accélération. Tolérances serrées.
5 XP-A	127	Analogue à 5 RP, mais facteur de déflexion 3 fois plus grand pour D3 D4. Recommandé pour Oscillographes à large bande, très lumineux.
5 YP	127	Grande sensibilité verticale. Faibles capacités.
7 ABP	178	Pour radar. Haute résolution. Concentration automatique. Déflexion magnétique.
7 ACP	Diag. 178	Rectangulaire. 3 faisceaux. Post accélération.
7 BP	178	Pour radar. Concentration et déflexion magnétique.
7 MP	178	Analogue à 7 BP, sauf dimensions du ballon.
7 YP	Diag. 178	Rectangulaire, 5 faisceaux indépendants. Post accélération.
10 KP	254	Pour radar. Concentration et déflexion magnétique.
10 UP	254	Similaire à 10 KP, mais concentration électrostatique automatique avec résolution encore meilleure.
10 WP	254	Pour radar. Concentration automatique. Déflexion magnétique. Haute résolution.
12 ABP	305	Pour radar. Très haute résolution. Concentration automatique. Déflexion magnétique.
12 DP	305	Pour radar. Concentration et déflexion magnétique.
12 SP	305	Pour radar. Analogue à 10 KP, mais de diamètre plus grand.
B 1125	127	Tube court pour radar, long. 178 mm - 8 kV - 70° - Concentration et défl. magn.
B 1144	127	Tube court pour radar, long. 178 mm - 16 kV - 70° - Concentration et défl. magn.
B 1142	178	Tube court pour radar, long. 217 mm - 8 kV - 70° - Concentration et défl. magn.
B 1132	254	Tube court pour radar, long. 318 mm - 10 kV - 90° - Conc. électrostatique, défl. magn.
B 1116	Diag. 533	Tube rectangulaire pour radar. Concentration automatique. Déflexion magnétique. Canon à haute résolution ; Ion-trap inutile. Fond plat.
K 1052	178	5 faisceaux. Post accélération.
K 1065	76	Grande sensibilité verticale. Post accélération. Faibles capacités. Dimensions réduites.
K 1080	178	Résolution extrême. Flying spot.
K 1084	407	Tube pour radar. Fond en verre gris. Contrastes améliorés.
K 1098	127	4 faisceaux. Post accélération. Fond plat.
K 1101	127	Post accélération 37.000 volts. Pour études des phénomènes ultra-rapides. Utilisable jusqu'à 1.000 Mc.
K 1105	76	Grande précision. Post accélération. Fond plat.
K 1116	127	2 faisceaux. Grande Post accélération. Fond plat.
K 1137	318	2 faisceaux. Post accélération. Astigmatisme réduit.
K 1187	318	Analogue à K 1137, mais à 1 seul faisceau.
K 1233	178	1 faisceau. Astigmatisme réduit. Post accélération. Fond plat.

TUBES SPÉCIAUX (EXPÉRIMENTAUX)

TUBES PHOTOMULTIPLICATEURS

TYPE	DIAMÈTRE	DYNODES
6291	38	10
6292	51	10
6362	79	10
6363	76	10
6364	127	10
6365	19	6
6467	32	10
6911	51	10
6935	19	10
7064	51	10
7065	38	10

* AUX U.S.A.
RADIOPHON CORP.
509 MADISON AVENUE
NEW-YORK



PHOSPHORES NORMAUX :

- P1 Vert, persistance faible.
- P2 Vert, longue persistance.
- P7 Orange persistant et bleu clair non persistant.
- P11 Bleu non persistant pour photographie.

PHOSPHORES SPÉCIAUX :

P5, P-14, P-19.

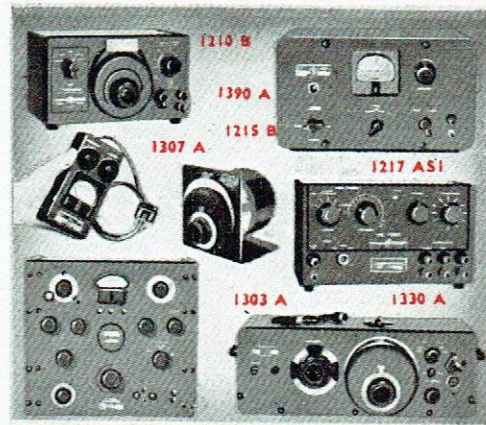
AGENT EXCLUSIF FRANCE ET U. F

ETS RADIOPHON
50, FAUBOURG POISSONNIERE — PARIS (10^e) ★ + PRO. 52.03. 04



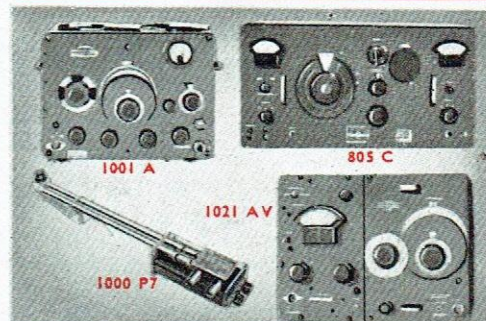
OSCILLATEURS 10 Hz A 9.000 MHz

TYPE	NATURE	FRÉQUENCE	PUISSANCE	Z	DISTORSION	REMARQUES
1210-B	Bloc RC	20 Hz à 500 kHz	80 mW	600	1,5 %	Modulable en fréquence. On peut diviser f par 10. Tension constante à 1 db. Tension constante à 0,3 db, dérive négligeable.
1301-A	Faible distorsion	27 points 20 Hz à 15 kHz	18 ou 100 mW	600 ou 5.000	0,1 %	
1302-A	RC	10 Hz à 100 kHz	40 ou 80 mW	600 ou 5.000	0,5 %	
1303-A	2 Signaux à ballement	20 Hz à 20 kHz 20 Hz à 40 kHz	100 MW ou 1 W	600	0,2 %	
1304-B	A ballement	20 Hz à 40 kHz	1 W	600	1 %	Modulable en fréquence. Alimenté par secteur. Alimenté par piles. Précision 0,05 %.
1214-A	Bloc	400 et 1.000 Hz	200 mW	8.000	3 %	
1307-A	a transistor	400 et 1.000 Hz	6 mW	600	5 %	
723-C et D	a diapason	400 ou 1.000 Hz	50 mW	50 - 500 5.000	0,5 %	
1330-A	Pour ponts	400 Hz 1 kHz 5 kHz à 50 MHz	0,75 W	20 - 80	3 %	Niveau élevé, fuites faibles. Niveau élevé, fuites faibles, 0,2 % par division. Semi-papillon. Papillon. Toute modulation possible.
1211-B	Bloc HF	0,5 à 50 MHz	2 W	50		
1215-B	Bloc VHF	50 à 250 MHz	80 mW	50	Modulables en fréquence	
1208-B	Bloc VHF	65 à 500 MHz	100 mW	50		
1209-B	Bloc UHF	250 à 920 MHz	200 mW	50		
1218-A	Bloc UHF	900 à 2.000 MHz	200 mW	50		
1220-A	Bloc UHF	2.700 à 7.425 MHz	40 mW	50		
1217 AS1	Bloc impulsions	25 à 100.000		+ 200 - 1.500	Montée 0,05 μ Sec. Stabilité 1/1.000.000 par jour Large spectre, niveau élevé.	
1213-C	Bloc à quartz	10 MHz et multivibrateurs		Variable		
1390-A	Bruit	Jusqu'à 5 MHz		800		
1391-A	Générateur d'impulsions, de retard et de balayage très complet					



GÉNÉRATEURS ÉTALONNÉS

TYPE	FRÉQUENCE	SORTIE	REMARQUES	ACCESSOIRES
1001-A	5 kHz - 50 MHz 8 gammes	0,1 μV à 200 mV et 2 V	$\Delta f = 0,1 \%$ par division. Modulation 0 à 80 %.	Pour moduler sans F.M. les oscillateurs et les générateurs étalonnés : MODULATEUR A CRISTAL 1.000 P6. MODULATEUR SYMÉTRIQUE 1.000 P7. ANTENNE FICTIVE 1.000 P4. TRANSFO VHF 50/300 ohms 1.000 P5. CADRE BLINDÉ 1.000 P10.
805-C	16 kHz - 50 MHz 7 gammes	0,1 μV à 2 V	$\Delta f = 0,01 \%$ par division. Modulation 0 à 100 %.	
1021-AV	40 à 250 MHz 2 gammes	0,5 μV à 1 V	Circuit papillon. Modulation 0 à 50 %.	
1021-AU	250 - 920 MHz 1 gamme	0,5 μV à 1 V	Comme ci-dessus.	
1021-AW	900 - 2.000 MHz 1 gamme	0,5 μV à 1 V	Faible bruit et FM parasite. Modulable par signaux carrés.	



... ET POUR BALAYER EN FRÉQUENCE ...

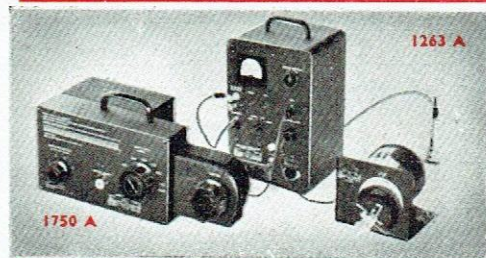
... LE DISPOSITIF 1750-A

transforme tous les Oscillateurs BLOCS couvrant 0,5 à 2.000 MHz en Oscillateurs balayés en fréquence. Fréquence centrale et excursion réglables à volonté, même en fonctionnement.

Pour que la tension HF reste constante pendant le balayage automatique :

COFFRET D'ALIMENTATION type 1263-B

assure la stabilité de la tension HF à 2 % quelle que soit la fréquence.



APPAREILS BLOCS

Chaque appareil bloc procure sous forme compacte et peu onéreuse un élément de laboratoire : oscillateur, amplificateur, petit étalon de fréquence, générateur d'impulsions, etc. Les appareils blocs sont combinables entre eux.

COFFRETS D'ALIMENTATION POUR BLOCS :

1203-B	A partir du secteur 105-125 V 50 pps.	1202-A	A partir du secteur ou vibreur 6 V ou 12 V.
1203-AQ6	A partir du secteur 210-250 V 50 pps.		
1201-A	Analogue à 1203-A, mais fournissant tension régulée.		



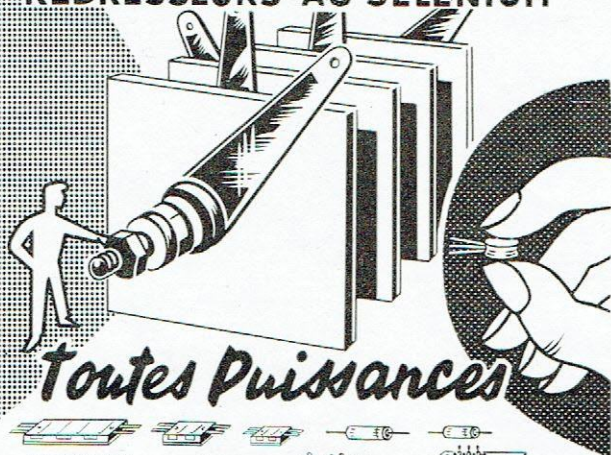
AMPLIFICATEURS - DÉTECTEURS - FILTRES

1233-A	Ampli de puissance. Distorsion 3%. 15 W-20 Hz à 0,5 MHz; 8 W jusqu'à 1,5 MHz. Utilisable jusqu'à 3 MHz	1212-P2	Circuit accordé à 1 MHz pour 1212 A.
1231-B	Ampli détecteur. Gain donnant 1/10 de l'échelle pour 25 μV à 1.000 Hz.	1219-A	Ampli pour impulsions. Produit 0.5 Amp. dans 50 à 150 ohms pour impulsions positives.
1206-B	Ampli Bloc 20 Hz à 250 kHz. 3 W jusqu'à 50 kHz avec 1 % de distorsion.	1951-A	Filtre P-bande 400 Hz ou 1.000 Hz pour 1212-A.
1212-A	Ampli détecteur logarithmique 20 Hz à 5 MHz	1231-P5	Filtre à 12 fréquences de 50 Hz à 100 kHz pour 1231-B.
1216-A	Ampli pour hétérodynage à 30 Mc, très large bande passante. Sensibilité 2 μV.	1231-P2	Circuit accordé sur 400 et 1.000 Hz pour 1231-B.
		1231-P4	Atténuateur réglable, 80 db.

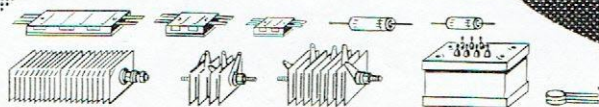


SORAL

REDRESSEURS AU SÉLÉNIUM



Toutes Puissances



TOUTES INDUSTRIES

MATÉRIEL AGRÉÉ

P.T.T. ET MARINE NATIONALE

4, CITÉ GRISET · PARIS XI^e OBE 24-26

PUBL. PAPY

I CONTACT INVERSEUR Protégez-le !

- Il coupera au moins 24 v - 0,5 A.
- Étanche - Tenue aux accélérations et aux vibrations de -70 à 140° C
- Sensibilité 2 MW



UGON 3

RELAIS SUBMINIATURE

GRANDEUR RÉELLE

LE PROTOTYPE MÉCANIQUE

23, Rue Pasteur, l'Étang-la-Ville (S.-&-O.) Tél. 164-165-166



RÉGULATEURS AUTOMATIQUES DE TENSION

STABILISTOR

LICENCE C. F. S. WESTINGHOUSE

jusqu'à 5 KVA

Tension de sortie stabilisée à $\pm 2\%$
pour variation de secteur de $\pm 15\%$

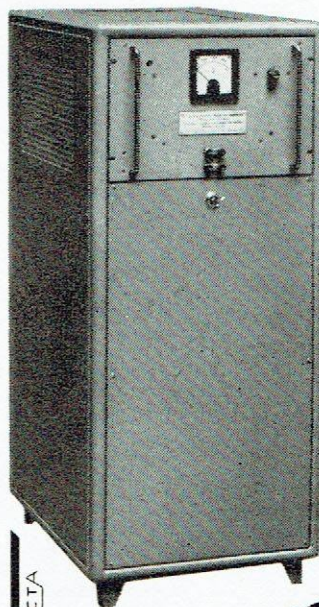


VOLTINVAR

BREVETÉ S. G. D. G.

de 6 à 176 KVA

Tension de Sortie stabilisée à $\pm 0,5\%$
pour variation de secteur de $\pm 15\%$



Documentation sur demande



SOCIÉTÉ DE CONSTRUCTION D'APPAREILS

BARDON

41, B^e JEAN-JAURÈS CLICHY PER. + 83-10

TRANSFORMATEURS - SELFS - REDRESSEURS
AMPLIFICATEURS MAGNÉTIQUES

LE CONVERTISSEUR

CHALEUR → ÉLECTRICITÉ a été inventé en France !

Dans notre dernier numéro, nous avons relaté les expériences faites aux Laboratoires de la General Electric Co sur un convertisseur électronique chaleur-électricité. Il s'agit là d'une invention fondamentale qui, estimons-nous, peut avoir dans l'avenir des développements féconds.

Cette publication nous a valu la très agréable surprise d'apprendre que les travaux américains sont antérieurs de près d'une dizaine d'années par un inventeur français, le docteur R. Champeix qui, sans faire beaucoup de bruit, en a étudié la théorie et a réalisé en même temps des dispositifs expérimentaux.

Nous avons demandé à M. Champeix de résumer brièvement les faits qui démontrent,

d'une façon incontestable, sa priorité. Ainsi, les travaux américains, qui présentent certainement un intérêt technologique, auront-ils eu le mérite de révéler à l'ensemble des électroniciens qui nous lisent, une invention française que l'excessive modestie de son auteur a, jusqu'à présent, empêché de se manifester avec suffisamment d'éclat. Tel est malheureusement le sort de beaucoup d'autres idées qui, nées en France, nous reviennent souvent des pays étrangers, revêtues de nouveaux atours et lancées avec un sens de la publicité qui manque à nos chercheurs.

Mais voici la lettre du docteur Champeix qui permettra aux lecteurs de notre Revue de juger sur pièces :

Monsieur le Directeur,

J'ai été vivement intéressé par l'article qui a paru à la 1^{re} page du numéro de janvier-février de la revue « Electronique Industrielle », sous votre signature.

Il y était question de l'invention, par le Dr Volney C. WILSON, de la General Electric Company, Schenectady, U.S.A., de l'utilisation des phénomènes thermo-électroniques pour transformer directement la chaleur en énergie électrique (et par conséquent aussi en énergie mécanique).

Or, je tiens à préciser que je suis l'inventeur de ce procédé. Mon invention a été divulguée, à l'époque, par les quatre moyens suivants :

1^o) Une communication à l'Académie des Sciences (C.R. Ac. Sc., t. 228, p. 1405-1406, séance du 2 mai 1949). Le titre en était :

« Sur l'application du principe de Carnot aux phénomènes thermioniques ».

J'y montrais qu'une diode thermo-électronique est un « système transformant la chaleur en énergie électrique », et j'en déduisais que cela supposait l'existence d'une source froide en plus de la source chaude, comme dans toute machine thermique qui se respecte. J'y montrais aussi que cette source froide est l'anode.

Expérience réalisée à la Sorbonne en 1950 : lorsque la cathode est chauffée par le projecteur 1, le moteur tourne ; si l'on chauffe alors l'anode (projecteur 2), le système ne possède plus de source froide et le moteur s'arrête.

car toute production d'énergie s'arrête si l'on chauffe celle-ci à la même température que la cathode.

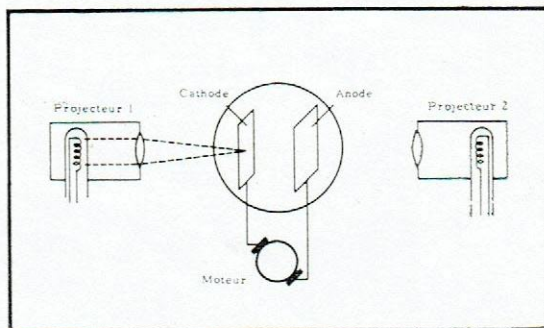
2^o) Une expérience publique, effectuée au Stand de la Société « La Radiotechnique » pendant toute la durée de l'Exposition de la Société Française de Physique, à la Sorbonne, en 1950.

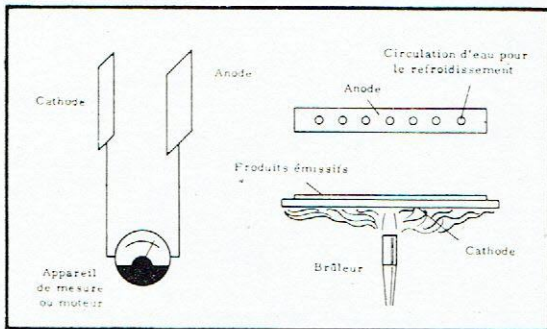
Au cours de cette expérience, on pouvait voir le courant thermo-électronique produit par une diode faire tourner un petit moteur.

Afin d'écarter toute idée de tricherie, la cathode n'était pas chauffée électriquement, mais par la chaleur émise par un projecteur 1.

Une fois le moteur mis en route, un 2^e projecteur s'allumait et chauffait aussi l'anode. Le moteur s'arrêtait alors.

3^o) Un article détaillé dans la Revue « Le Vide » n^o 31, janvier 1951, p. 936. Titre : « Considérations





Illustrations dues au Dr Champeix et relatives à son dispositif de conversion de la chaleur en électricité.

sur la transformation de la chaleur en énergie électrique dans les phénomènes thermioniques ».

J'y exposais mes expériences et mes calculs. J'ai même fait un calcul du rendement de la machine en question.

4^o) Une enveloppe SOLEAU, portant le n° 33 332 et la date du 14 avril 1950. J'en tiens l'original à votre

disposition ; Titre : « Machine thermique utilisant les électrons comme fluide de transformation ». Voici deux des figures qui accompagnaient le texte.

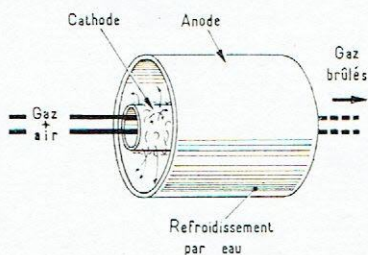
Je ne pense pas qu'il soit nécessaire de commenter ces dessins.

Je vous remercie, Monsieur le Directeur, de publier ma lettre dans votre estimable Revue. Je vais du reste faire le nécessaire pour que la General Electric Company ne puisse breveter une idée qui a été antérieurement de la sorte. Les Américains ont vraiment un peu trop tendance à considérer comme négligeables les travaux scientifiques effectués dans d'autres pays que le leur.

En vous remerciant à l'avance de votre courtoisie, je vous prie d'agréer, Monsieur le Directeur, l'expression de mes sentiments les plus sympathiques.

Docteur R. CHAMPEIX

Lauréat de l'Académie des Sciences,
Ingénieur en Chef aux Laboratoires
d'Electronique et de Physique
Appliquées.



La centrale électrique de l'avenir ?

Voici comment notre ami L. Gaudillat voit le générateur électronique industriel d'électricité : une longue et robuste diode dont la cathode est un tube à l'intérieur duquel brûle le gaz qui apporte les calories... Voici donc le moyen de transformer en kilowatts utilisables l'énergie considérable gaspillée, dans bien des zones pétrolières, par les « brûlots » de sécurité. Et peut-être y aurait-il là, également, une solution intéressante au problème de l'utilisation des gaz combustibles naturels.

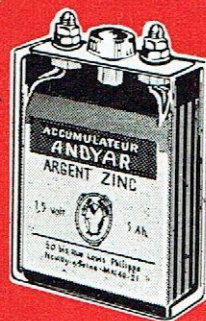
PUISSANCE

Ce n'est pas sans raison que les techniciens de l'électronique ont surnommé l'Accumulateur Argent-Zinc ANDYAR le

“COMPRIMÉ D'ÉNERGIE”

Sous un volume incroyablement réduit, cet Accumulateur peut en effet emmagasiner une puissance considérable (1)

Pour doubler ou tripler la puissance de vos installations : utilisez les Accumulateurs Argent-Zinc



ANDYAR



(1) Cas d'une batterie de 0,206 dm³ :
120 W. pendant 6 minutes ! (poids : 250 gr.)

ANALYSEUR D'ALLUMAGE

pour
moteurs à explosions

Quoi de plus irritant qu'un moteur qui marche mal? Faut-il incriminer le carburateur, déboucher un gicleur ou accuser le circuit électrique? Et, dans ce dernier cas, par où commencer : bougies, bobine, rupteur, condensateur?

Pour sortir d'un tel embarras, il n'y a que deux remèdes : sorcellerie ou électronique, les deux mots devenant d'ailleurs de plus en plus synonymes. Sans vouloir pour autant mépriser les vertus du pendule accordé ou de la baguette de coudrier (ou de corde à piano), nous accorderons nettement notre préférence à l'oscilloscope cathodique et c'est pourquoi nous sommes heureux de saluer l'apparition d'un nouvel analyseur d'allumage. Nous disons « nouvel », car nous avons déjà eu le plaisir, dans le numéro 9 de cette revue, de décrire assez en détail l'« Engine Analyser » de DuMont, ce qui va nous permettre d'établir un parallèle entre cet excellent appareil et la réalisation plus modeste que la marque Heathkit nous propose aujourd'hui.



L'Analyseur IA-1

- Gamme d'utilisation :
400 à 5 000 tr/mn
- Nombre de cylindres : indifférent
- Consommation : 35 W

Principe

Les deux analyseurs sont basés sur la même idée : faire apparaître sur l'écran d'un tube cathodique un ou plusieurs diagrammes, qui soient la représentation approchée, en fonction du temps, de la tension aux bornes de la bobine d'allumage.

Dans les deux cas, l'analyseur sera donc un oscilloscope spécialisé, à balayage déclenché et synchronisé par des impulsions prélevées, à travers l'isolant, sur un des fils de bougies. Dans l'analyseur DuMONT, le signal vertical était fourni par un autre couplage capacitif, réalisé par une pince enserrant l'isolant du fil reliant la bobine au distributeur. Chez HEATHKIT, on réalise une prise directe de la tension en fixant une pince crocodile sur la borne du rupteur correspondant au point X de la figure 1, soit à l'entrée du primaire de la bobine.

Autre différence importante : alors que l'analyseur DuMONT présente les diagrammes relatifs à chaque bougie en plusieurs traces superposées et alignées, le modèle HEATHKIT les

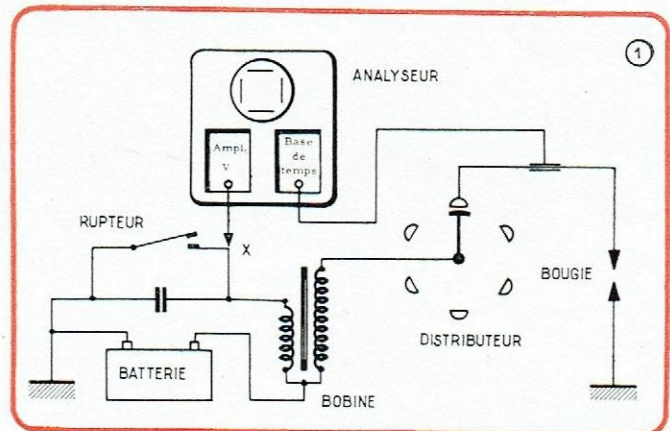
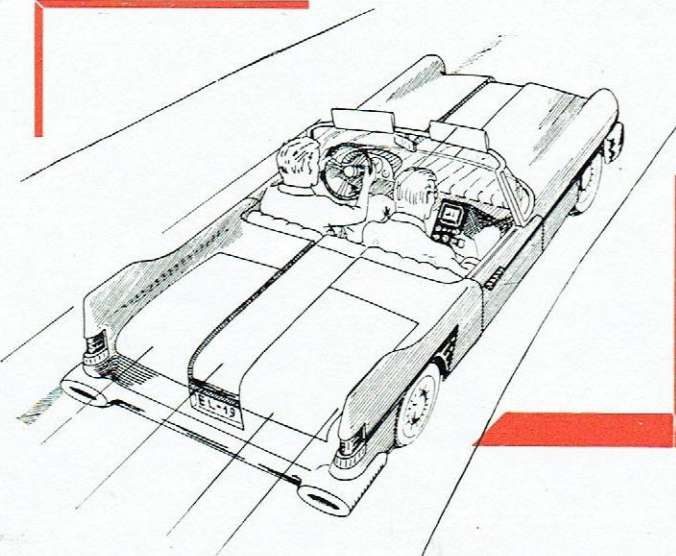


Fig. 1. — L'analyseur d'allumage Heathkit est un oscilloscope à balayage déclenché par une impulsion prélevée sur un fil de bougie et qui permet l'observation de la forme de la tension entre masse et rupteur ou bobine d'allumage du moteur étudié.

présente bout à bout, des organes de commande étant prévus pour qu'on puisse, au choix, saisir d'un coup d'œil le diagramme correspondant à l'ensemble des cylindres, ou faire défiler un à un les oscillogrammes relatifs aux différentes bougies. La formule DuMONT est probablement la plus commode et la plus rapide; mais elle entraîne des circuits fort complexes, alors que, fidèle à sa formule, HEATHKIT a voulu créer un appareil au prix modeste et, par conséquent, à la conception simplifiée au maximum.

Schéma

On le trouve, complet et avec toutes les valeurs d'éléments, à la figure 2.



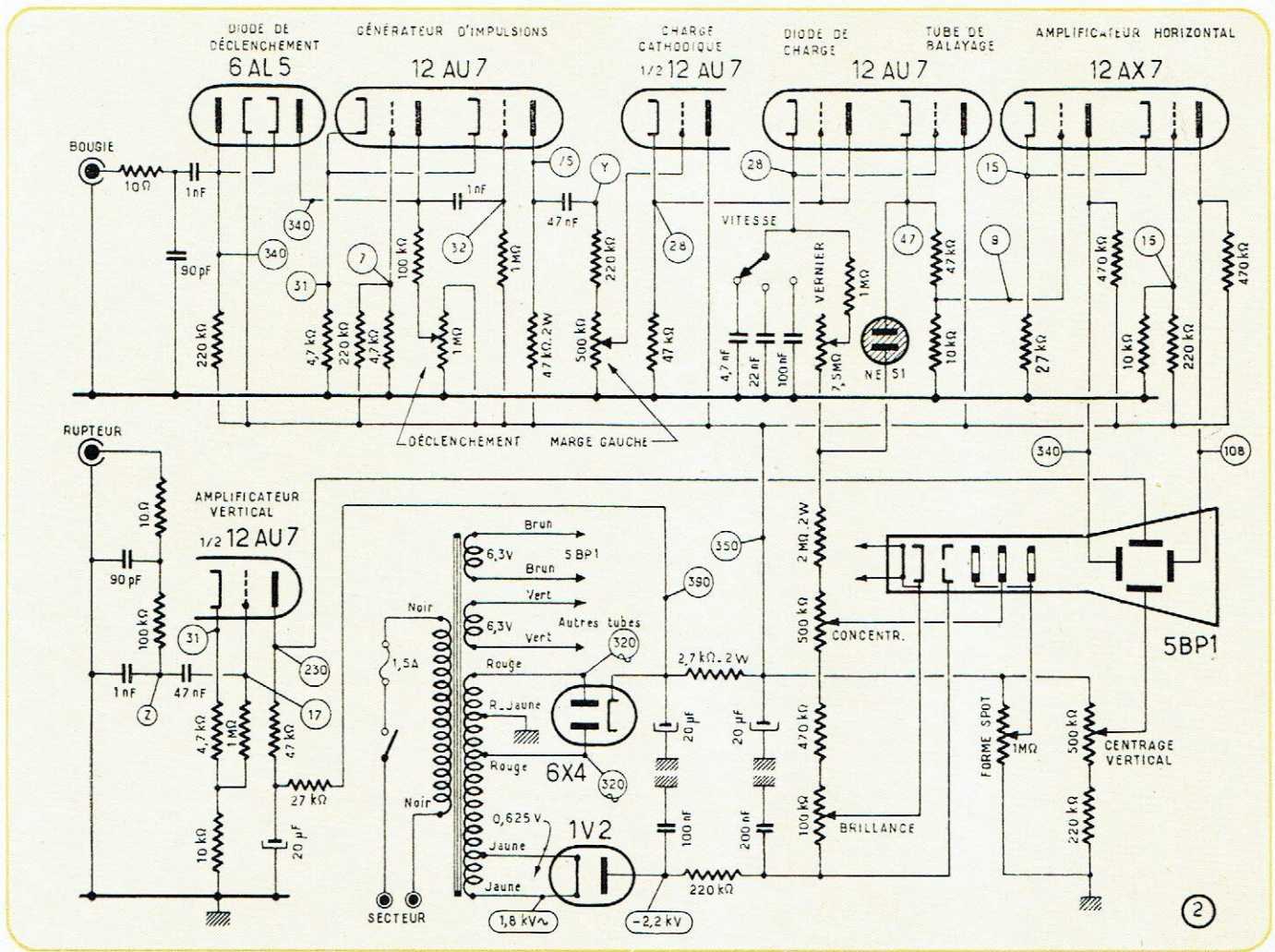


Fig. 2. — Schéma complet de l'analyseur IA-1. Les tensions indiquées ont été relevées avec un voltmètre électronique, les commandes de marge, de vitesse et de déclenchement étant tournées à fond à droite et les commandes de forme de spot, de centrage vertical, d'intensité et de concentration à mi-course. Éviter de mesurer la tension aux bornes du filament de la 1V2 (ces points sont à 1800 V alternatif par rapport au châssis) ; la mesure de la T.H.T. doit être faite avec une sonde spéciale. Normalement, si la lampe au néon s'allume, on peut considérer que la valve et les circuits T.H.T. fonctionnent correctement

Le tube cathodique, un 5 BP 1 de 13 cm d'écran, est entouré de ses classiques organes d'alimentation : chaîne très haute tension (2200 V) dont le pôle positif est à la masse et dont deux potentiels intermédiaires ajustables alimentent les électrodes de brillance (cathode) et de concentration (anode 2). Les anodes 1 et 3, réunies intérieurement entre elles, reçoivent une tension positive ajustable au moyen d'un potentiomètre non accessible sur le panneau avant. Ce potentiomètre permet une fois pour toutes de compenser l'astigmatisme éventuel du tube et de donner au spot la forme la plus ponctuelle possible.

L'amplificateur vertical se réduit à un seul étage, équipé d'une triode dont la plaque est couplée directement à l'électrode de déviation correspondante du 5 BP 1. L'entrée est connectée à la borne correspondant au rupteur du moteur analysé par un réseau destiné à éliminer les composantes trop « pointues » du signal capté.

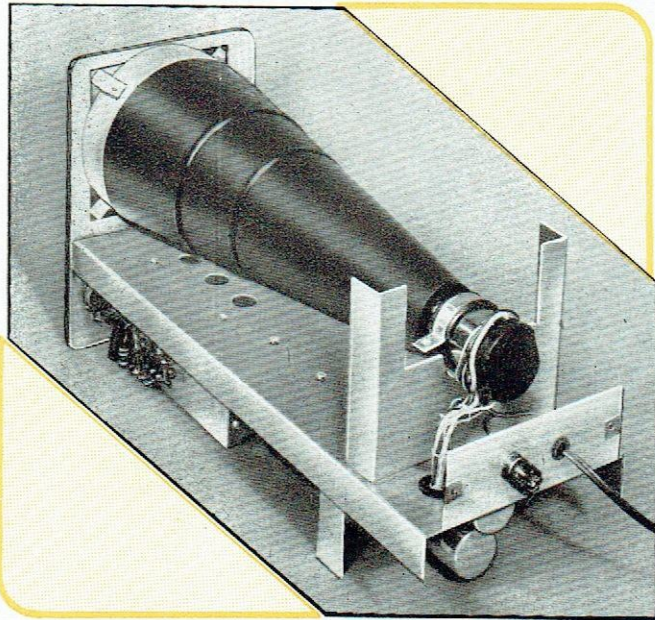
Ce premier réseau est formé d'une résistance de 10 Ω, logée à l'intérieur de la douille coaxiale d'entrée et d'un condensateur au mica de 90 pF, soudé immédiatement à la sortie de cette douille (fig. 3). Un second réseau RC est interposé entre

ce passe-bas et la grille de commande. La polarisation correcte du tube est assurée par la résistance de 4,7 kΩ ; une autre résistance de 10 kΩ, dans le circuit de cathode, réduit le gain et, n'étant pas découplée, fournit une certaine contre-réaction.

Circuits H

La voie horizontale est nettement plus complexe, ce qui est rassurant, car dans le cas contraire, il eût été navrant que l'on n'inventât pas plus tôt un tel appareil...

L'histoire commence sur un des fils de bougie. Ce fil transmet, du centre du distributeur à l'électrode centrale de la bougie, un signal riche en transitoires à haute tension dont on va capter une faible partie à l'aide d'un condensateur très spécial. Ce dernier est, en effet, constitué par l'âme du conducteur et... une vulgaire pince à dessin (fig. 4) fixée sur l'isolant. Un fil blindé conduit le signal à la seconde douille coaxiale, associée à un filtre passe-bas construit exactement comme la cellule correspondante de l'amplificateur vertical et illustrée par la figure 3.



Les impulsions ainsi assagies sont conduites à la diode de déclenchement dont le rôle est double : éliminer les impulsions positives (cathode au + H.T.) et ne retenir, parmi les négatives, que celles qui sont supérieures à un certain seuil. Ce seuil est fixé par le potentiomètre, dit « Trigger » (Déclenchement) intercalé entre + H.T. et masse.

Les rares alternances qui ont échappé au massacre sont conduites au *générateur d'impulsions*. Nous trouvons là une double triode connectée en univibrateur, avec un couplage sur les cathodes et un autre entre plaque d'une triode et grille de l'autre. Les constantes des circuits sont telles que le montage n'oscille pas spontanément. Mais lorsqu'une impulsion positive est appliquée à l'anode de la triode de gauche, un cycle de deux basculements s'établit. On recueille ainsi, sur l'anode de la triode de droite, une impulsion positive dont la forme, l'amplitude et la durée sont indépendantes du signal d'entrée, autrement dit du type de moteur, de sa vitesse, de l'état de son circuit d'allumage, de l'épaisseur du câble, etc.

C'est une fraction de cette impulsion positive, fraction dosée par le potentiomètre appelé « Marge gauche » parce qu'il permet en fait de fixer l'origine de la trace lumineuse, qui va provoquer le balayage. Nous trouvons d'abord une triode à charge cathodique, placée là pour isoler générateur d'impulsions et base de temps. Cette dernière est constituée par une double triode dont un élément est connecté en diode. A travers cette diode, l'impulsion positive charge un condensateur, dont la grandeur est fonction de l'orientation du sélecteur

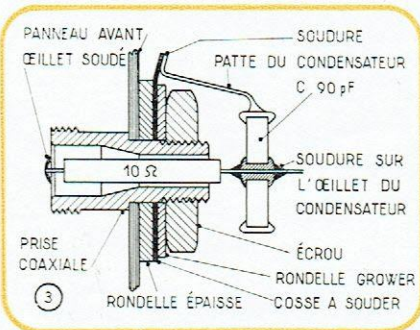


Fig. 3. — Détail de réalisation des filtres passe-bas installés à chacune des deux bornes d'entrée.

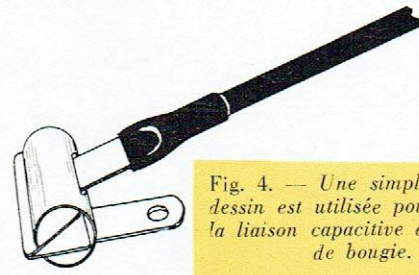


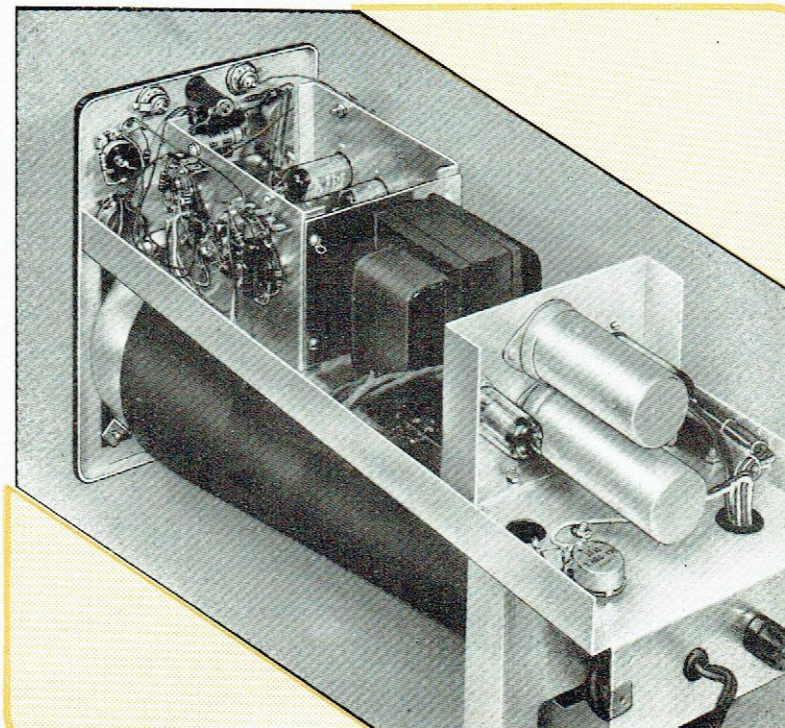
Fig. 4. — Une simple pince est utilisée pour réaliser la liaison capacitive avec le fil de bougie.

repéré « Vitesse ». Ce sélecteur permettra de faire varier par bonds la rapidité du balayage.

Du fait de la présence de la diode, ledit condensateur ne peut se décharger que par la chaîne des résistances comprenant le potentiomètre de 7,5 MΩ servant de Vernier, soit de commande fine de la vitesse du balayage.

Pour que la trace lumineuse puisse commodément être traduite en temps, il est bon que le balayage soit sensiblement linéaire. Pour cela, il faut que le courant de décharge du condensateur soit maintenu constant. Or, ce courant dépend de la grandeur de la résistance intercalée dans le circuit de décharge et de la tension aux bornes de cette résistance. On s'est arrangé ici pour que la tension aux bornes de la résistance soit maintenue constante au moyen d'un tube au néon, alimenté en tension négative, et de la résistance de charge cathodique de la seconde triode de la base de temps. Cette tension est un peu supérieure à 50 V. La décharge du condensateur est ainsi linéaire jusqu'à ce que le tube à charge cathodique arrive à la partie courbe de sa caractéristique, ou jusqu'à ce qu'une nouvelle impulsion recharge le condensateur. Si les impulsions se succèdent assez vite, l'onde délivrée par le tube de balayage aura la forme d'une suite de belles dents de scie.

Une partie de cette tension, prélevée sur le réseau cathodique du tube de balayage, est envoyée à l'*amplificateur horizontal*. Alors que l'amplificateur vertical était asymétrique, nous trouvons ici deux triodes montées en push-pull à charge commune de cathodes, donc à auto-déphasage. Les tensions amplifiées et symétriques qui apparaissent sur les anodes sont conduites directement aux plaques de déviation horizontales du tube cathodique. Aucun signal n'attaque la grille de la triode de droite de l'amplificateur horizontal, puisque cette triode est commandée par la cathode, à partir de la cathode du tube ju-
meau.



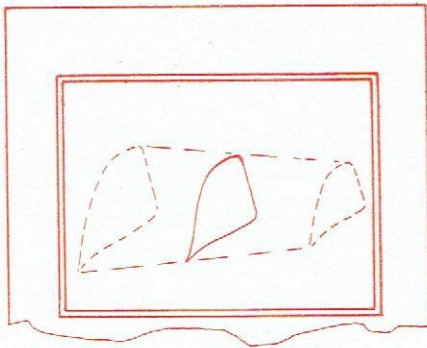


Fig. 5. — Diagrammes obtenus au cours de la mise au point (voir texte); des connexions provisoires transforment le balayage déclenché en relaxé et alimentent la voie verticale à partir de la base de temps.

Vérification et réglage

Comme tous les HEATHKITS, l'analyseur IA-1 est fourni en pièces détachées et doit être monté par l'utilisateur avec l'aide précieuse d'un manuel de construction (en anglais) très détaillé et fort bien illustré.

Le montage ne demande pas de précautions spéciales et est assez rapide, du fait qu'une partie du câblage est fournie sous la forme d'un peigne dont les différents conducteurs sont coupés et dénudés aux longueurs convenables.

Après la dernière soudure, on vérifiera toutes les connexions, on éliminera les chutes de soudure et de câblage, et on ne passera aux essais, lesquels vont demander quelques artifices, étant donné que l'appareil est un oscilloscope fonctionnant uniquement en déclenché. Il faut donc tricher pour voir le spot pendant les réglages, et pour ce faire, commencer par connecter provisoirement un condensateur de 1 nF entre la grille de la première triode du générateur d'impulsions et le point Y de la figure 2, dans le circuit de sortie de la seconde triode. Ainsi modifié, l'univibrateur devient autogénérateur, et le balayage sera déclenché périodiquement.

Tourner au maximum les potentiomètres Déclenchement (*Trigger*) et de Marge gauche (*Left Edge*), le contacteur Vitesse (*Coarse Speed*) étant aussi tourné à droite au maximum; mettre à mi-course le bouton de Centrage Vertical, celui d'Intensité, et celui de Concentration (*Focus*), et, sur le châssis, l'axe du potentiomètre Forme Spot (*Spot Shape*). Mettre l'appareil sous tension. Au bout d'une seconde ou deux, la lampe au néon, sur le panneau avant, doit s'allumer, signalant le bon fonctionnement des circuits de très haute tension.

Peu de temps après, un point lumineux apparaît au centre de l'écran et s'éclipse vers la droite (sauf si le tube cathodique est plus long à chauffer que les autres tubes, auquel cas le point reste invisible). Tourner lentement le bouton de Marge vers la gauche. La trace lumineuse vient vers le centre de l'écran et décrit une ligne. C'est le moment d'orienter correctement le tube pour que cette ligne soit bien horizontale. Vérifier aussi que la commande de Centrage Vertical permet d'élever ou d'abaisser le tracé.

Eteindre l'instrument et installer provisoirement une petite longueur de fil entre l'anode de la diode de charge (triode de gauche de la 12AU7 de balayage) et le point Z du schéma, dans le circuit d'entrée verticale. On envoie ainsi des impulsions sur la voie verticale, et la trace résultante a l'aspect de la courbe centrale de la figure 5, lorsque l'appareil a été remis sous tension.

Remarquer que la largeur du tracé peut être modifiée par l'action des commandes de vitesse; noter également que la commande de marge déplace latéralement la figure, mais modifie aussi sa hauteur. Ne pas en déduire que c'est le gain de l'analyseur qui varie avec la position du spot: c'est simplement l'impulsion de déclenchement dont l'amplitude est modifiée.

Centrer cette figure, réduire l'intensité pour que le tracé soit peu brillant, et ajuster simultanément le potentiomètre de concentration et celui de forme de spot pour que la ligne obtenue soit aussi fine que possible.

Supprimer le conducteur provisoire installé précédemment. Tourner à fond à gauche le contacteur Vitesse et le potentiomètre Vernier (*Fine Speed*). La trace se réduit à un point, qui doit être très fin, si les réglages précédents ont été bien faits.

Supprimer à son tour le condensateur provisoire de 1 nF et loger l'appareil dans son coffret: la mise au point est terminée.

Utilisation

L'appareil étant relié, soit au secteur, soit à une alimentation par vibreur dans le cas d'essais sur route, on le raccordera comme l'indique la figure 6. Au départ, tourner le potentiomètre de marge à fond et à droite, ainsi que le potentiomètre de déclenchement (*Trigger*).

Mettre le moteur en route et tourner vers la gauche le potentiomètre de marge. Une trace lumineuse apparaît vers la droite de l'écran. Continuer à actionner le potentiomètre de marge pour que l'origine de la trace coïncide avec le bord gauche de l'écran.

Ajuster la commande de déclenchement jusqu'à ce qu'une trace nette et sans recouvrement soit obtenue. Régler le contacteur Vitesse et le potentiomètre Vernier jusqu'à ce qu'on puisse observer sur l'écran autant de crênaux qu'il y a de cy-

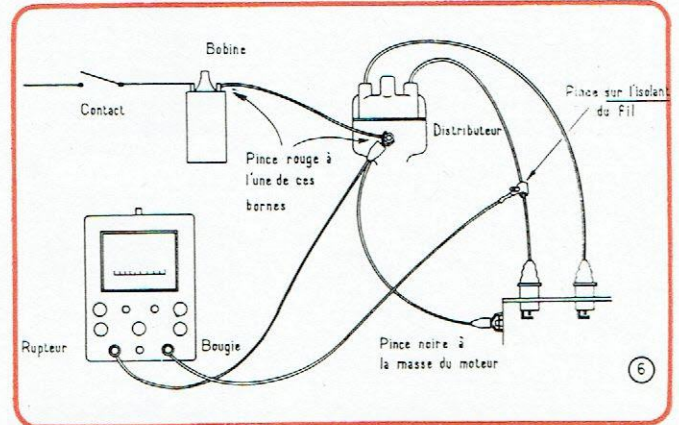


Fig. 6. — Raccordement de l'analyseur au moteur. La prise de masse peut être faite en un endroit quelconque, et n'importe quel fil de bougie peut être pris comme source de déclenchement.

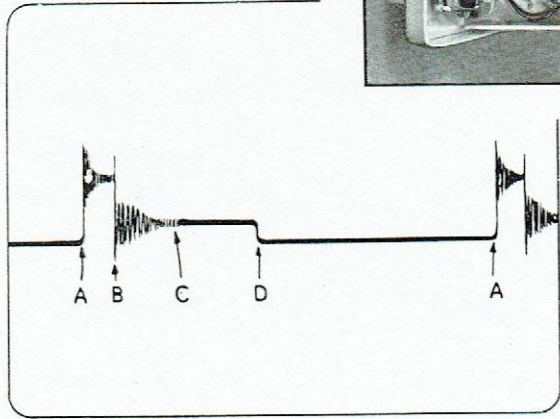
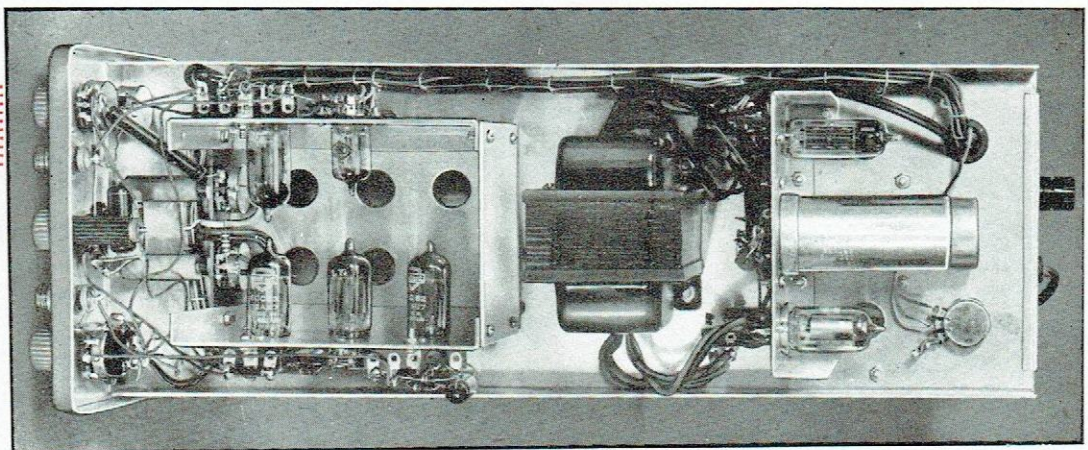
lindres au moteur (pour les moteurs à grand nombre de cylindres, il ne sera pas toujours possible d'observer la totalité de la trace de l'écran; faire alors les observations en deux temps, en installant la pince sur le fil d'une autre bougie, décalée de 3 ou 4 positions par rapport à la première, dans l'ordre des allumages).

L'analyseur IA-1 est conçu pour l'intervalle de 400 à 5 000 tr/mm. On remarquera qu'en accélérant le moteur, on comprime l'image vers le bord gauche; il faudra alors étaler le diagramme en jouant sur les commandes de vitesse de balayage.

Toujours en agissant sur ces commandes de vitesse, on verra qu'il est possible de consacrer la totalité de l'écran à l'observation du diagramme relatif à un seul cylindre. En tournant ensuite le potentiomètre de marge, on fera défiler, un à un, les diagrammes relatifs aux différentes bougies. La première image formée est celle qui se rapporte à la bougie dont le fil a reçu la pince à dessin (son front avant, qui provoque le balayage, ne peut être vu); les autres suivent, dans l'ordre d'allumage du moteur (qui, on le sait, n'est pas l'ordre géométrique d'alignement des cylindres; consulter la notice de la voiture pour connaître l'ordre d'allumage).



Fig. 7. — Diagramme-type d'allumage correct d'un cylindre. L'image est renversée bas haut si la batterie a le — à la masse.



les deux points A de la figure 6 en coïncidence avec les graduations 100 et 0, on lit directement le temps de fermeture (« Dwell » de la figure 8).

Pour convertir ce temps en degrés d'angle, multiplier le nombre de centièmes lu par le rapport: $360/n$, n étant le nombre de cylindres.

L'angle normal de fermeture des contacts du moteur est généralement précisé par le constructeur; mais, de toutes façons, on peut tabler sur un temps de 60 à 70 % du cycle, quel que soit le nombre de cylindres. Il sera intéressant de vérifier que ce temps est sensiblement constant pour chacun des n cycles du moteur; s'il en était autrement, il fau-

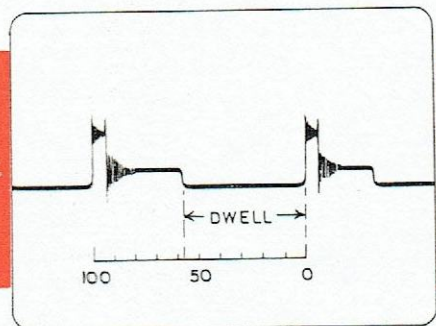


Fig. 8. — Le temps de la fermeture (Dwell, en anglais) des contacts peut être lu directement sur l'échelle graduée.

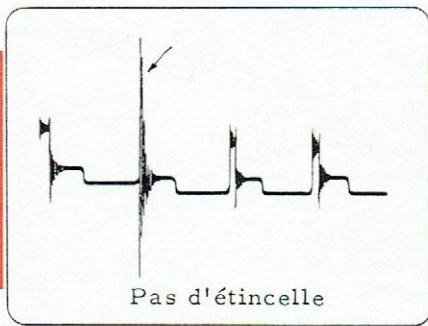


Fig. 9. — Tension trop forte aux bornes d'une bougie, dont la connexion doit être rompue ou les pointes trop écartées.

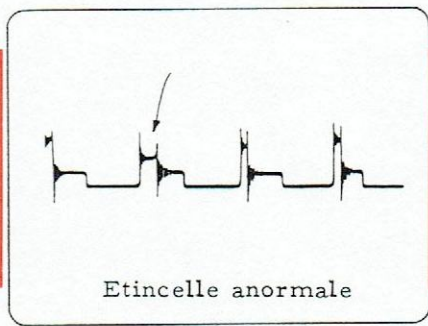


Fig. 10. — L'étincelle dure trop longtemps aux bornes de la 2^e bougie; elle est sale ou a ses électrodes trop rapprochées.

Interprétation

Nous voici maintenant familiarisés avec le fonctionnement de l'analyseur. Il reste à formuler le diagnostic à partir de l'oscillogramme.

L'image obtenue représente les variations du potentiel aux bornes du primaire de la bobine, en fonction du temps. Le premier front raide (A de la figure 7) correspond à l'ouverture du rupteur. La haute tension s'établit immédiatement aux bornes de la bobine et l'étincelle éclate dans le cylindre. En B, l'étincelle cesse. La tension aux bornes de la bobine n'est pas encore nulle; elle décroît par oscillations de moins en moins intenses jusqu'en C. En C, toute l'énergie emmagasinée par le circuit oscillant bobine-condensateur est dissipée. De C à D, rien ne se passe. En D, les contacts se touchent, et le point X (fig. 1) est au potentiel de la masse jusqu'au moment où les contacts s'écartent à nouveau et où l'étincelle jaillit aux bornes de la bougie suivante.

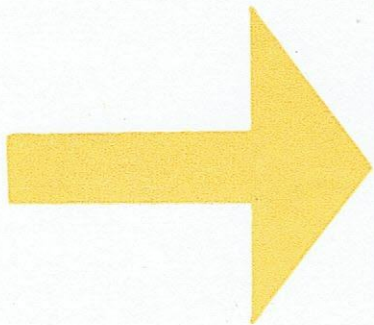
Un premier renseignement quantitatif peut être fourni par l'analyseur: le temps de fermeture des contacts, qui s'exprimera en centièmes du temps séparant deux ouvertures ou deux fermetures successives. C'est pour la détermination rapide de ce pourcentage qu'un cache vert gradué de 100 à 0, de gauche à droite, a été placé à l'avant du tube. En amenant

draît incriminer une irrégularité de la came d'entraînement du linguet-rupteur.

Mais bien d'autres conclusions peuvent être tirées de l'observation des oscillogrammes. La figure 7 montrait un exemple typique de moteur en bon état; les figures 9 et 10 donnent une idée de ce que l'on observera, respectivement, lorsqu'une des bougies ne produit pas d'étincelles (fil coupé, bobine faible ou écart entre électrodes trop grand) et lorsqu'une bougie présente une durée d'arc trop longue (électrodes encrassées ou trop rapprochées).

Le détail des oscillogrammes variant assez sensiblement suivant le type du moteur, il n'est pas possible d'établir un catalogue complet des pannes possibles et des images correspondantes; rien pour cela ne peut remplacer la pratique, étant entendu que la pratique commence par l'observation d'un moteur en bon état... S'il procède à des mises au point en fin de chaîne, le régleur aura vite « dans l'œil » les figures symptomatiques des différents dérèglements. Le garagiste qui a affaire à des voitures de toutes provenances aura sans doute intérêt, lui, à s'entraîner sur différents moteurs en bon état, en notant au besoin, par des croquis, l'aspect des diagrammes correspondants pour s'y référer le jour où il aura une panne à dépister sur un moteur semblable.

V. LIZY.



MODULATEUR de MESURE

à diodes au Silicium

Limitations des amplificateurs à courant continu

Dans de nombreux systèmes industriels de mesure ou de commande, le capteur qui suit les variations du phénomène mécanique comporte un thermo-couple, des jauges de contrainte ou d'autres éléments sensibles traduisant une variation de la grandeur inconnue en une variation de tension, généralement faible. Si cette tension est alternative, il est facile de l'amplifier suffisamment, et grâce à l'emploi judicieux de la contre-réaction, un tel amplificateur peut être parfaitement stable et avoir un gain rigoureusement constant.

Il n'en est pas de même si la tension à amplifier est continue. Les amplificateurs à courant continu ont fait l'objet de très nombreuses études, et grâce à une bonne stabilisation de toutes les tensions d'alimentation, à un montage symétrique et à des artifices de compensation, on est arrivé à réduire sérieusement la dérive qui constitue le défaut inhérent à ces appareils. Mais comme l'émission électronique des cathodes a un caractère discontinu, il n'est pratiquement guère possible de réduire la dérive de l'amplificateur à une valeur inférieure à 2 mV/h (tension à l'entrée), ce qui est prohibitif pour de nombreuses applications. On a décrit un certain nombre d'amplificateurs à servo-

mécanisme rétablissant le zéro d'une manière continue ou périodique; mais ces appareils sont passablement compliqués.

Au lieu d'amplifier directement la tension continue, on préfère donc la transformer à l'aide d'un modulateur de mesure en tension alternative, facile à amplifier. Si la détection est effectuée par un détecteur de phase, on récupère un signal indiquant non seulement la grandeur, mais aussi le sens de la variation de l'inconnue.

Le modulateur de mesure le plus répandu est certainement celui à contacts vibrants, appelé *chopper* dans la terminologie américaine. C'est un vibreur excité par une tension alternative auxiliaire qui découpe la tension continue, produisant une onde sensiblement rectangulaire. Comme tout système comportant des pièces mobiles, le vibreur s'use toutefois avec le temps, et les contacts se détériorent. Un « vibreur statique » serait donc préférable, et les diodes au silicium nous en fournissent une solution électronique élégante.

Principe du modulateur à diodes

Le schéma de principe du modulateur à diodes est reproduit par la figure 1. La tension continue de mesure est appliquée entre A et B à un pont à travers une résistance série R, et on recueille une onde en créneaux entre C et D. Voici comment :

Considérons d'abord l'alternance rendant le point E positif par rapport à F. Les diodes D_1 et D_2 connectées en série et dans le même sens ne sont pas conductrices, et l'impédance entre les points C et D est très élevée. La tension continue v apparaît donc à la sortie. Pendant l'alternance suivante, les diodes sont conductrices et présentent une résistance interne négligeable devant la résistance série R. Comme les autres résistances composant le pont sont également faibles devant R, l'ensemble se comporte comme un court-circuit, et la tension de sortie est nulle. Le circuit se comporte donc comme un interrupteur court-circuitant périodiquement la tension continue à la sortie de la résistance série R.

Il faut évidemment empêcher la tension alternative de commande du modulateur d'apparaître dans le circuit de mesure. C'est pour cette raison que l'on utilise un circuit en pont. Tout comme dans un pont de Wheatstone, les points C et D sont au même potentiel lorsque l'équilibre résistif est réalisé, et la tension parasite est éliminée. Pour parfaire cet équilibre, on a prévu un potentiomètre P.

Nécessité d'utiliser des diodes au silicium

Nous avons admis plus haut que la résistance des diodes est très élevée dans le sens inverse. Alors que les diodes au germanium présentent des résistances inverses assez variables, mais ne dépassant guère 1 M Ω , nous avons utilisé des diodes à jonction au silicium type 15 P 2 de la C.F.T.H. dont la résistance inverse dépassait les 100 M Ω qui constituent la valeur la plus élevée décelable sur notre ohmmètre. Il est entendu que cette indication est peu précise; mais elle nous donne quand même un ordre de grandeur.

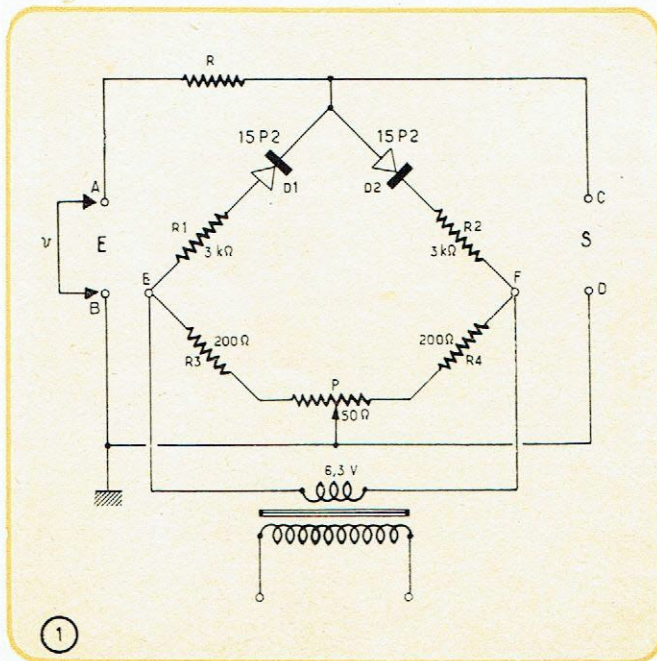


Fig. 1. — Schéma du modulateur à diodes au silicium.

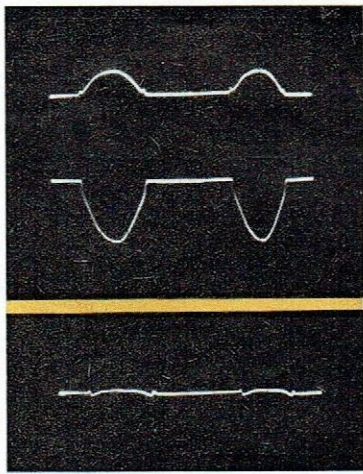


Fig. 2. — *Forme de la tension alternative à la sortie du modulateur lorsque le pont n'est pas équilibré.*

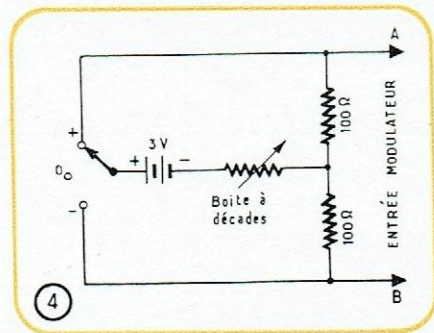


Fig. 4. — *Circuit utilisé pour injecter des tensions continues réglables de polarité voulue.*

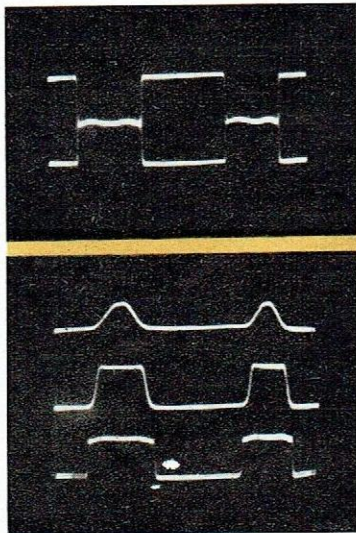


Fig. 5. — *Aspect de l'onde modulée pour un signal de 100 mV. Il y a deux photos successives correspondant aux deux polarités.*

Fig. 6. — *Influence de la tension de commutation, qui était de 0,5 V eff en haut, 1 V au milieu et 4 V eff en bas.*

Ces diodes sont du type subminiature tout verre à repérage par code de couleurs. Elles supportent des températures nettement plus élevées que les diodes au germanium.

Examen oscilloscopique du modulateur

Le fonctionnement d'un circuit électronique est souvent mieux compris en examinant les différentes formes d'ondes sur un oscilloscope. Les oscillogrammes qui suivent concernent le modulateur seul.

Avant de brancher une tension continue, il s'agit de bien équilibrer le pont. Pour des dérèglages différents et de sens opposé de P, on obtient des courbes telles que celles de la figure 2, obtenues par double exposition. On voit bien que la tension parasite ne peut apparaître que pendant une alternance. En équilibrant le pont au mieux, on trouve une droite indiquant par des ondulations légères l'endroit des alternances de commutation (fig. 3).

A l'aide du circuit de la figure 4, on peut appliquer au modulateur des tensions continues variables dans les deux polarités en utilisant un inverseur à 3 positions. Ainsi a été obtenue par double exposition la figure 5. La ligne de base (dont on aperçoit les ondulations) reste fixe, et l'application d'une tension positive et négative de 100 mV provoque l'excursion rectangulaire du spot vers le haut ou vers le bas. Il est à noter que l'oscilloscope utilisé comporte un amplificateur à courant continu; autrement, l'oscillogramme se serait centré de lui-même sans tenir compte des composantes continues.

La tension d'excitation du modulateur doit être suffisante pour balayer rapidement les régions courbes des diodes. Son influence sur le fonctionnement est illustré par la figure 6 où l'on voit, de haut en bas, l'onde modulée obtenue avec une tension d'excitation de 0,5, 1 et 4 V eff respectivement, le signal étant toujours de 100 mV. On voit que le rendement du modulateur est mauvais pour les tensions de commande inférieures à 1 V eff; la forme d'onde ne varie pratiquement pas pour des tensions comprises entre 3 et 8 V eff. Il n'est donc pas nécessaire de stabiliser cette tension.

La représentation de la tension modulée en balayage sinusoïdal nous a paru particulièrement explicite. Pour un angle de phase donné, on obtient ainsi les trois courbes de la figure 7, valables pour un signal positif, nul et négatif respectivement. Pour plus de clarté, ces courbes ont été décalées. D'un seul coup d'œil, on saisit la grandeur et le sens de la variation. Pour un réglage de phase différent, on obtient un rectangle situé au-dessus ou en dessous d'une ligne de base fixe et se réduisant à un trait pour un signal nul (fig. 8). Mais cette représentation a moins d'intérêt pratique.

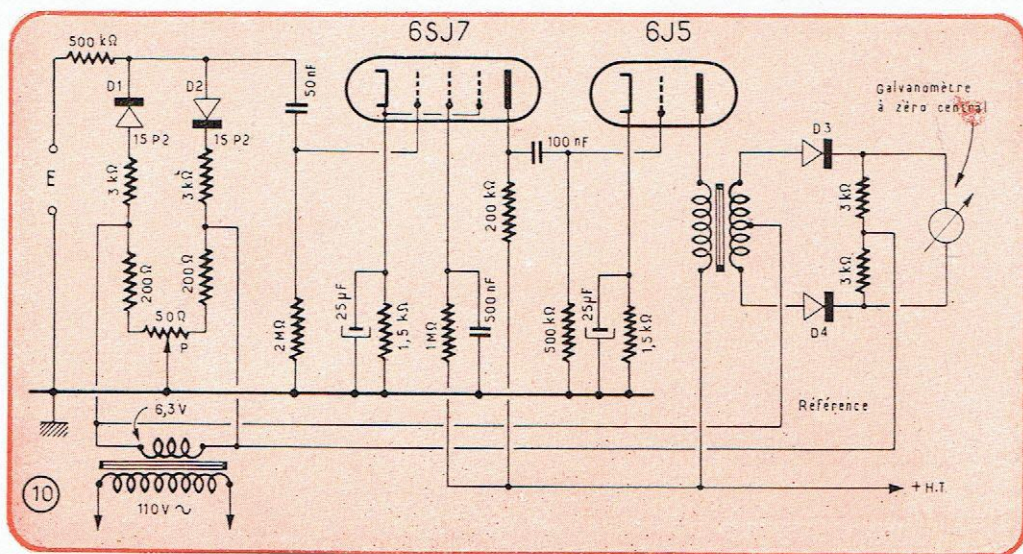
L'influence de la tension de commande est représentée en balayage sinusoïdal sur la figure 9. Les 3 courbes superposées

Fig. 7. — *Caractéristiques de modulation pour un signal positif, nul et négatif (balayage sinusoïdal).*

Fig. 8. — *Caractéristique de modulation en balayage sinusoïdal; la phase est différente.*

Fig. 9. — *Influence de la tension de commutation sur la caractéristique de modulation (balayage sinusoïdal).*

Fig. 10. — Exemple d'amplificateur à courants porteurs utilisant un modulateur à diodes à l'entrée et un détecteur de phase à la sortie.



correspondent à des tensions de 0,5, 1 et 5 V_{eff}, la courbe la plus aplatie étant obtenue avec la tension la plus faible.

Quelques caractéristiques du modulateur à diodes

De l'article cité en référence (1), nous extrayons quelques renseignements supplémentaires sur ce circuit modulateur. La résistance R augmente la résistance d'entrée du modulateur ; elle doit être faible devant la résistance inverse des diodes. Pratiquement, on pourra choisir des valeurs comprises entre 0,1 et 1 MΩ. Comme les diodes ne sont conductrices que pendant une partie de la période, la résistance d'entrée effective est supérieure à R. Pour un cycle de fonctionnement de 50 % (ce qui est pratiquement le cas, comme on peut le voir sur les oscillogrammes), la résistance d'entrée est égale à 2 R. Une valeur de 2 MΩ est donc facilement réalisable.

La caractéristique de transfert expérimentalement relevée est linéaire à 1 % près, tout au moins pour des tensions inférieures à 40 mV. La valeur de la tension alternative crête à crête à la sortie est égale à celle de la tension continue à l'entrée, la perte de conversion étant négligeable. Pour une tension de commande de 6 V_{eff} la tension alternative résiduelle était de 200 μV.

Les résistances R₁ et R₂ sont destinées à limiter le courant dans les diodes pendant l'alternance de conduction. Si leur va-

leur est supérieure à la résistance directe des diodes, les caractéristiques de ces dernières ont une influence négligeable sur l'équilibre du pont durant l'alternance de conduction. L'effet de la température sur l'équilibre du pont est également négligeable dans la gamme des températures ambiantes.

Principe de l'amplificateur complet

L'objet de cette étude était le modulateur à diodes seul. Il nous semble cependant nécessaire de donner un exemple d'application pratique pour démontrer le principe d'utilisation. L'amplificateur que nous décrivons (fig. 10) a été monté rapidement pour faire un essai, et ses caractéristiques n'ont rien de remarquable. Peut-être pousserons-nous un jour l'étude un peu plus loin.

L'amplificateur à deux étages se termine par un transformateur dont le secondaire comporte un point milieu. Le détecteur de phase comporte deux diodes au germanium D₃ et D₄. La tension de référence est injectée entre le point milieu du transformateur et la jonction de deux résistances, et un galvanomètre à zéro central est branché aux bornes de ces résistances. Un tel montage pourrait être utilisé comme détecteur dans un pont à courant continu. Pour une tension de 3 mV à l'entrée, nous avons obtenu sur le galvanomètre une déviation de 20 μA. Un gain plus élevé est évidemment souhaitable. De plus, un bon rendement ne saurait être obtenu sans une adaptation correcte des impédances du détecteur de phase.

A. HAAS,
Ing. E.E.M.I.

(1) L. Fleming : « Silicon Diode Chopper Stabilizes D-C Amplifier », *Electronics*, janv. 1957, p. 178-179.

SELECTION AND APPLICATION OF METALLIC RECTIFIERS, par S.P. Jackson. — Un vol. relié de 326 p. (155 × 235). — McGraw-Hill, London. — Prix : 60 shillings.

Aussi bien dans la technique des courants faibles, que dans celle des courants forts, on fait de plus en plus appel au redressement par semi-conducteurs. L'ouvrage de S.P. Jackson fait la somme des connaissances en la matière. Il passe, en effet, en revue les différents circuits de redressement utilisés, analyse les propriétés des redresseurs utilisés, analyse les propriétés des redresseurs au sélénium, à oxyde de cuivre, au germanium, au silicium, etc., s'appesantissant sur les transformateurs d'alimentation et les filtres et passe en revue les principales applications industrielles des redresseurs.

Le sujet est traité d'une façon essentiellement pratique avec de nombreux exemples de

Bibliographie

calcul et une illustration aussi copieuse que claire. En résumé, un excellent exemple de monographie intelligemment conçue et réalisée.

PASSIVE NETWORK SYNTHESIS, par J.E. Storer. — Un vol. relié de 320 p. (155 × 235). — McGraw-Hill, London. — Prix : 64 s.

La théorie des réseaux électriques a été largement développée au cours des dernières dizaines d'années. Cependant, la plupart des études des ouvrages consacrés à ce sujet le traitent du point de vue analytique : étant donné un réseau déterminé, on en analyse les caractéristiques essentielles. L'ouvrage de J.

E. Storer est consacré à la synthèse des réseaux passifs, c'est-à-dire au problème inverse : étant donné un certain nombre de caractéristiques, il s'agit d'établir le réseau qui est capable de les assurer.

Certes, il existe un nombre infini de réseaux présentant des caractéristiques identiques. Parmi ceux-là, il faut choisir le plus simple. Cette position rend évidemment la plupart des problèmes plus complexes.

L'auteur possède une vaste expérience du sujet, puisqu'il l'enseigne à l'Université de Harvard. Et c'est cette expérience qui est condensée dans cet ouvrage d'une conception originale et qui, malgré (ou peut-être en raison) de l'application des théories mathématiques très poussées, telles que celles des variables complexes, ne perd jamais le contact avec la réalité comme en témoignent de nombreux exemples pratiques de calcul.

3 amplificateurs

pour

PHOTO-RELAIS

Sous la signature de R. Gondry et de M. Guillaume, du Laboratoire d'Applications de La Radiotechnique, nos lecteurs pourront trouver, ci-après, une étude rapide mais essentiellement pratique de la réalisation de trois amplificateurs destinés à être interposés entre une photo-diode au germanium et un relais électromécanique ou un relais-compteur.

Conditions d'emploi des trois amplificateurs étudiés

Les photo-diodes pouvant être alimentées sous une tension de quelques volts seulement, il est particulièrement intéressant d'amplifier le signal photo-électrique à l'aide de transistors.

Le premier appareil décrit est simple mais son fonctionnement n'est assuré que dans un local où la température varie peu, autour de 18 °C. Le transistor utilisé est du type OC71. Le relais doit fonctionner pour un nombre d'ampères-tours assez réduit, sa résistance est égale à 2400 Ω; il enclenche pour 1300 μA et déclenche pour 600 μA. Le flux lumineux est de l'ordre de 2500 lux. On voit que la différence entre les courants d'enclenchement et de déclenchement est assez faible et que la quantité de lumière reçue n'est pas très importante.

C'est intentionnellement que nous avons choisi un premier exemple d'application présentant quelques difficultés. Cet exemple sert de point de départ à d'autres études d'amplificateurs avec lesquels on emploie des flux lumineux plus importants; le fonctionnement des relais est alors moins critique.

Le second ensemble décrit est analogue au premier mais le cahier des charges exige qu'il assure un fonctionnement correct de 0 °C à 50 °C.

Les photo-diodes utilisées sont du type OAP 12, leur sensibilité est de 2,5 μA environ pour 100 lux (1).

Le troisième appareil est équipé d'un transistor OC72. Le flux lumineux disponible est plus important, les limites de température ambiante d'utilisation sont de -5 °C à +50 °C. Le relais exige un courant de 20 mA.

La source de lumière utilisée est constituée par une simple ampoule d'éclairage de cadran de récepteur de radiodiffusion, du type 6,3 V — 0,3 A. Cette lampe est disposée à 5 cm de la cellule dans les ensembles équipés des transistors OC71. Dans le troisième ensemble, on a ajouté un réflecteur de 30 mm et la lampe est à quelques centimètres de la cellule.

Ensemble photo-relais type A

Le schéma de principe de l'amplificateur représenté dans la figure 1 est très classique. Les variations de résistance de la cellule OAP 12, sous l'influence de la lumière, modifient le courant de base dont les écarts sont alors amplifiés par le transistor. Le relais constitue la charge de collecteur de ce transistor.

L'émetteur est relié à un diviseur de tension dont l'une des résistances, variable (valeur maximum = 1 kΩ) sert à régler le seuil de fonctionnement, c'est-à-dire, le courant de repos dans le circuit de collecteur. Le réglage doit être effectué dans une ambiance qui corresponde à la température moyenne relevée dans le local où l'appareil est utilisé.

(1) Les cellules fabriquées postérieurement aux essais rapportés ici ont une sensibilité de 5 μA/100 lux.

Il est nécessaire de connaître les caractéristiques d'enclenchement du relais. Ces caractéristiques peuvent être relevées expérimentalement d'une manière très simple, à l'aide d'une batterie, d'une résistance variable et d'un milliampèremètre peu résistant. On doit se rappeler que le courant de repos et le courant de fonctionnement du transistor augmentent lorsque la température croît, et que les caractéristiques des photo-diodes contribuent, sous l'influence d'une élévation de température, à l'augmentation du courant de collecteur. On peut remarquer qu'une résistance de 0,1 MΩ a été disposée en parallèle sur la photo-diode; cette résistance réduit un peu la dérive due aux variations de température. Ces variations produisent, en effet, une forte modification de la valeur de la résistance inverse de la diode.

On a mesuré, à 22 °C :

Courant de la photo-diode OAP 12 : $\left\{ \begin{array}{l} \text{au repos } 11 \mu\text{A} ; \\ \text{éclairée } 100 \mu\text{A} . \end{array} \right.$

Courant de collecteur du transistor OC71 : $\left\{ \begin{array}{l} \text{au repos } 20 \mu\text{A} ; \\ \text{éclairé } 2000 \mu\text{A} . \end{array} \right.$

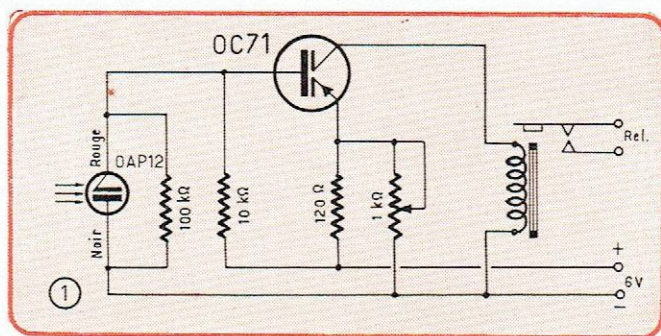


Fig. 1. — Schéma de principe de l'amplificateur pour photo-relais type A, prévu pour fonctionner à une température ambiante de 18 °C.

Ensemble photo-relais type B

Le schéma de principe (fig. 2) reste le même que dans le cas précédent, mais il est nécessaire d'établir des circuits de stabilisation afin que le relais commandé puisse fonctionner en toute sécurité, de 0 à 50 °C.

On sait que si l'on diminue la résistance disposée entre la base et la masse d'un transistor, on observe une décroissance du courant du circuit de collecteur. Or, une résistance dont le coefficient de température est négatif, a une valeur qui diminue quand cette résistance est soumise à une élévation de température. Une résistance de cette catégorie (CTN) a donc été utilisée comme résis-

tance du circuit de base, mais une résistance normale a été ajoutée dans ce circuit afin de pouvoir ajuster à la valeur voulue la résistance totale à 50 °C.

Toutefois, la correction ainsi apportée n'est pas encore suffisante pour que l'ensemble puisse fonctionner normalement dans la plage de température fixée. Il faut encore apporter une petite correction d'appoint dans le circuit de l'émetteur. On ajoute, en série avec la résistance de réglage, une résistance CTN. A un accroissement de la température, correspondra alors une augmentation de la tension de l'émetteur par rapport à la masse, donc une modification du courant de base dans un sens tel qu'il en résulte une diminution du courant de collecteur, ce qui est bien l'effet recherché. Une résistance normale de 1 k Ω a dû être disposée en parallèle sur la résistance CTN, afin de réduire la valeur réelle de la résistance globale, lorsque la température tend vers 0°.

On a représenté, dans la figure 3 :

1. — Les variations du courant du collecteur en fonction de la température ;
2. — La limite au-dessous de laquelle le relais cesse de s'enclencher ;
3. — La limite au-dessus de laquelle il ne se déclenche plus.

On voit qu'une légère marge de sécurité a été maintenue, aux deux extrémités de la plage de température. L'aspect des courbes montre, toutefois, qu'il est prudent de ne pas s'écarter fortement des limites ainsi fixées. Le principe des dispositifs de correction indiqués peut être étendu à d'autres catégories d'amplificateurs pour photo-relais, par ajustement des valeurs des résistances CTN et des résistances fixes qui complètent les circuits de correction.

On réglera le courant de collecteur à une valeur nulle pour une température moyenne et la cellule non éclairée. Selon les photodiodes et les transistors employés, il est possible qu'il soit nécessaire de bloquer davantage le transistor, à la température moyenne choisie, mais il faudra vérifier que le courant d'enclenchement peut encore être atteint. L'essai dans une étuve s'impose donc

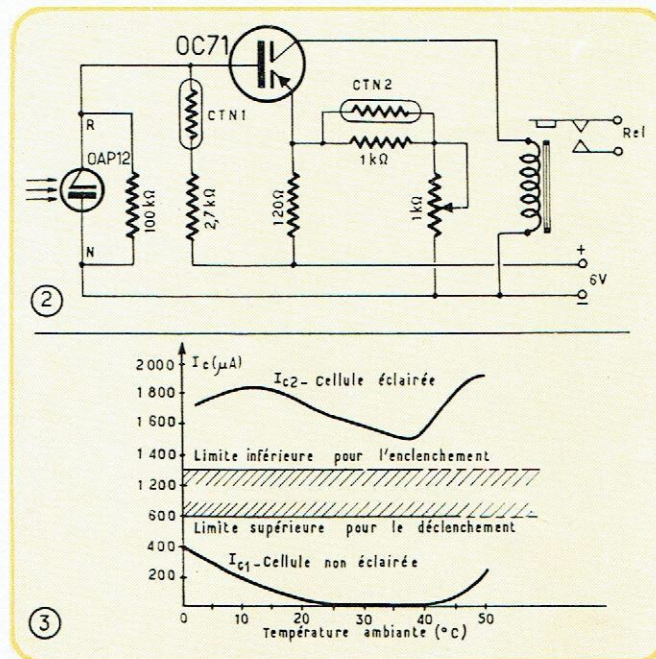


Fig. 2. — L'amplificateur type B fonctionne correctement entre 0 et 50 °C ; la stabilité en température est assurée par deux résistances CTN (CTN 1 : type 83922 ; CTN 2 : type B 8 320 01 P/500 E, de C.O.P.R.I.M.).

Fig. 3. — Courbes représentant le courant de collecteur en fonction de la température, ainsi que les seuils d'enclenchement et de déclenchement du relais.

ou, à défaut, l'essai dans le local où l'appareil sera mis en exploitation.

Ensemble photo-relais type C

Dans cet exemple d'application, le flux lumineux est de l'ordre de 18 000 lux. La source lumineuse employée est une lampe 6,3 V - 0,3 A du type « navette », disposée à quelques centimètres de la cellule, devant un réflecteur de 30 mm. Le transistor utilisé est du type OC72. La résistance du relais est de 200 Ω ; l'enclenchement a lieu pour un courant de 20 mA.

L'examen de la figure 4 montre que le schéma de principe utilisé est identique aux précédents. Une résistance CTN de 4,7 k Ω constitue la résistance de base. Si l'appareil n'est appelé

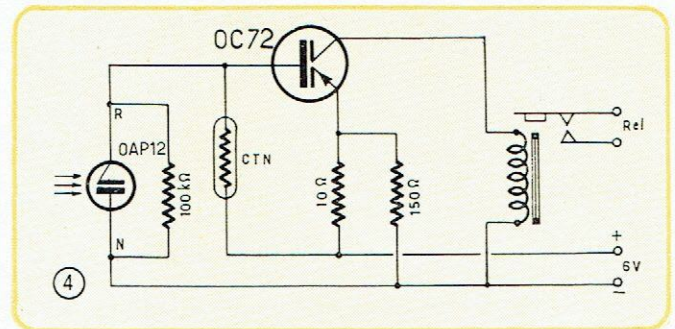


Fig. 4. — L'amplificateur type C est prévu pour fonctionner avec un flux lumineux plus important (18 000 lux environ), dans une plage de températures comprises entre -5 et +50 °C (CTN : B 8 320 07 P/4,7 K).

à fonctionner qu'à une température de l'ordre de 20 °C, cette résistance peut, évidemment, être remplacée par une résistance normale. La marge de sécurité du fonctionnement est assez importante pour qu'il ne soit pas nécessaire de prévoir une résistance variable pour le réglage du seuil au repos. Le diviseur de tension proposé est tel que le courant de collecteur, au repos, est largement plus faible que la valeur pour laquelle le relais ne déclenche plus.

Des essais effectués avec un flux lumineux réduit, sensiblement, à 8 000 lux ont permis d'enregistrer les résultats suivants :

Température ambiante t (°C)	I collecteur [au repos] I _{c1} (µA)	I collecteur [cellule éclairée] I _{c2} (mA)
- 4°	200	12
0°	100	12,5
20°	20	12,5
50°	50	13

Conclusion

On voit que les amplificateurs décrits dans cette courte étude concernent des applications assez différentes. Suivant le flux lumineux disponible, la nature du relais et le parcours du faisceau lumineux, on choisira le type de transistor qui convient le mieux. Il pourra également devenir nécessaire de modifier la valeur de certaines résistances.

Rappelons qu'il faut choisir une résistance de relais telle qu'avec le courant de collecteur moyen normal, la chute de tension aux bornes de la bobine du relais soit assez forte, afin que la puissance dissipée sur le collecteur ne dépasse jamais la valeur admissible spécifiée.

R. GONDROY et M. GUILLAUME.

Le COMPTAGE dans l'industrie

3^{ème} PARTIE : COMPTEURS ÉLECTRONIQUES

équipés de tubes classiques

par A. CLAVEIROLE

(Suite des trois précédents numéros)

Circuit fondamental

Pour réaliser un compteur électronique, il faut avant tout imaginer un circuit possédant n positions d'équilibre stable (n représentant la base du système de numération que l'on se propose d'utiliser). Il ressort de ce que nous avons dit dans la première partie de cette étude (1) que le système de numération à base 2, ou système binaire, est celui qui s'adapte le mieux aux circuits électroniques.

Il existe notamment, parmi les montages fondamentaux utilisés en électronique, un circuit-interrupteur à deux états stables, idéal pour l'application que nous envisageons : c'est le circuit d'Eccles-Jordan, qui est à la base de la technique du comptage électronique.

Il ne nous est guère possible de reprendre ici dans le détail la théorie de l'Eccles-Jordan, qui a d'ailleurs fait l'objet de très nombreuses études dans la littérature technique, tant française d'étrangères ; aussi nous bornerons-nous à en rappeler brièvement le principe, en soulignant plutôt, à l'occasion, quelques points particuliers présentant un intérêt pratique pour la réalisation des compteurs.

Auparavant, il est peut-être utile de préciser que le circuit d'Eccles-Jordan n'est pas le seul montage électronique à posséder deux états d'équilibre stables : le phantastron, par exemple, peut aussi être réalisé sous une forme bistable ; on l'appelle alors phantastron indifférent. Mais le circuit d'Eccles-Jordan reste le plus couramment utilisé dans les compteurs électroniques. Deuxième remarque préliminaire, de terminologie cette fois : l'Eccles-Jordan possède un état civil extrêmement flottant.

On le rencontre sous des appellations fort diverses, parfois justifiées (échelle binaire, échelle de 2), parfois douteuses (multivibrateur bistable) ou argotiques (bascule), souvent impropres enfin (flip-flop) (2).

L'Eccles-Jordan

Ce montage est composé de deux triodes amplificatrices (fig. 1) réciproquement reliées l'une à l'autre par un couplage à courant continu, réalisé au moyen des résistances R_1 et R_2 , déposées entre l'anode de V_1 et la grille de V_2 , d'une part, l'anode de V_2 et la grille de V_1 , d'autre part. Les deux résistances R_1 et R_2 , de même valeur, laissent déjà présumer que le montage fonctionne avec un taux de contre-réaction élevé.

D'autre part, les valeurs des résistances de charge (R_3 et R_4) et des résistances de grille (R_5 et R_6) ont été choisies de

telle sorte que lorsqu'un des tubes débite, V_1 par exemple, la chute de tension ainsi produite dans sa résistance d'anode entraîne le blocage de la grille de l'autre tube, par l'intermédiaire du diviseur de tension constitué par R_1 - R_6 . La parfaite symétrie du montage interdit aux deux tubes de débiter simultanément, et on dispose au contraire de deux états d'équilibre stables : ou V_1 débite, V_2 étant bloqué, ou V_2 débite tandis que V_1 est bloqué. L'un de ces deux régimes une fois établi, il se maintiendra indéfiniment ; seule une influence extérieure pourra faire basculer le montage et intervenir le fonctionnement des tubes. Cette influence extérieure sera, par exemple, l'application d'une impulsion négative *simultanément* sur la grille de commande de V_1 et de V_2 , à travers les condensateurs C_3 et C_4 . Si nous supposons que, à l'instant où l'impulsion est appliquée, c'est le tube V_1 qui débite, elle sera sans effet sur V_2 dont la grille est déjà portée à un potentiel fortement négatif, puisque ce tube est bloqué.

Par contre, la pente et l'amplitude de l'impulsion de déclenchement sont supposées avoir une valeur suffisante pour blo-

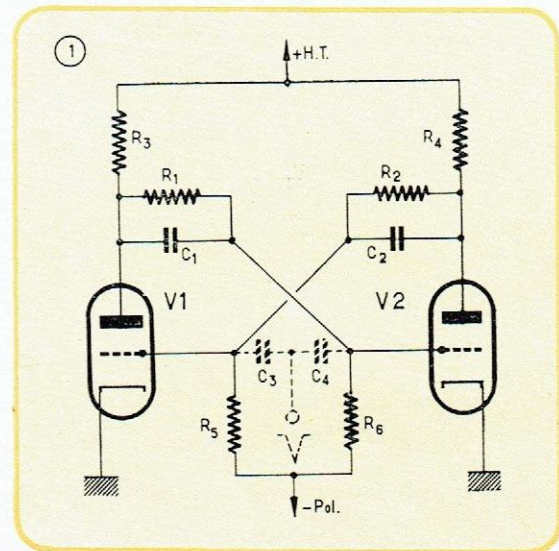


Fig. 1. — Schéma de principe d'un circuit d'Eccles-Jordan utilisant une source de polarisation séparée ; les impulsions de déclenchement sont appliquées simultanément aux deux grilles à travers C_3 et C_4 .

quer le tube V_1 , en portant sa grille à un potentiel assez négatif. On peut donc dire que pendant le court intervalle

(1) Voir *Electronique Industrielle*, n° 16 et 17.

(2) Cette dernière désignation est une sorte d'onomatopée, d'origine anglo-saxonne, qui ne peut en toute rigueur s'appliquer qu'au montage univibrateur, possédant une position d'équilibre stable et une instable. Elle est à proscrire formellement dans le cas de l'Eccles-Jordan qui possède, lui, deux positions d'équilibre stables. En anglais, on rencontre souvent pour l'Eccles-Jordan les termes *binary, scale of two*.

de temps nécessaire à la décharge complète des condensateurs C_3 et C_4 , les deux tubes V_1 et V_2 se trouveront *simultanément* bloqués. Il ne s'agit là que d'un état transitoire, car nous savons qu'il n'est pas stable. Tôt ou tard, l'un des tubes redeviendra conducteur, tandis que l'autre restera bloqué.

Si les condensateurs C_1 et C_2 , dont nous n'avons pas encore parlé, n'intervenaient alors dans le fonctionnement du montage, il serait impossible de prévoir lequel des tubes V_1 ou V_2 va se débloquent, après l'application de l'impulsion de déclenchement. Or, il n'est pas indifférent que ce soit l'une ou l'autre

potentiel de la grille de V_1 est inférieur au potentiel de grille de V_2 . C'est donc le tube V_2 qui se débloquent le premier et V_1 ne pourra pas rattraper son retard : il restera bloqué.

Il résulte de la parfaite symétrie du circuit d'Eccles-Jordan qu'un raisonnement identique serait évidemment valable si nous avions supposé au départ V_2 conducteur et V_1 bloqué. De la même façon, l'impulsion de déclenchement aurait inversé l'état initial des deux triodes.

Le circuit d'Eccles-Jordan possède donc bien deux états d'équilibre stables, et il passe alternativement de l'un à l'autre,

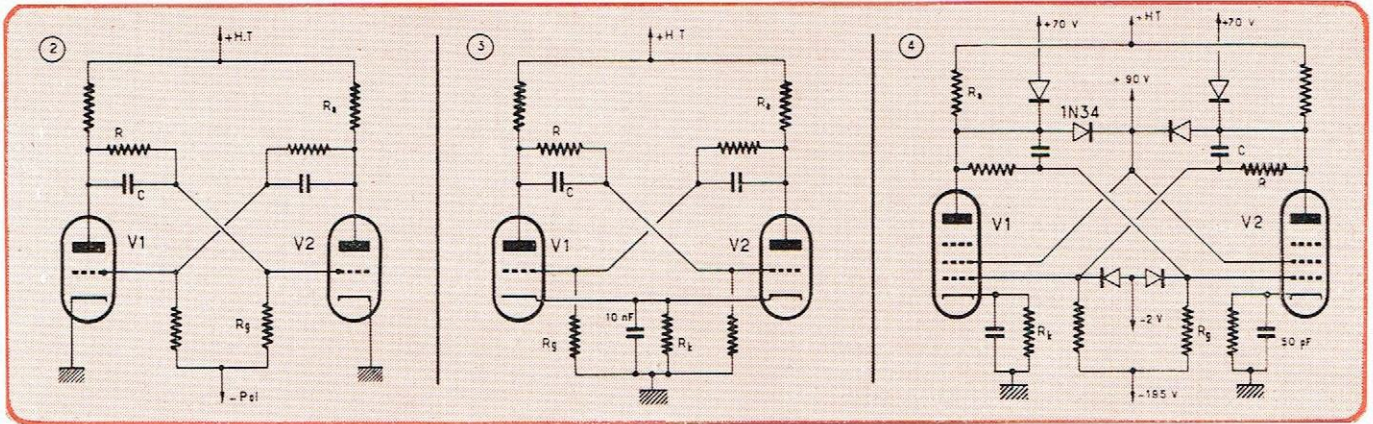


Fig. N°	Tube	H.T. (V)	R_{n1} (k Ω)	R_{n2} (k Ω)	R_k (k Ω)	R (k Ω)	C (pF)	F	Observations
2	6 SN 7	250	20	200	—	400	50		Polarisation : — 110 V
2	12 AU 7	160	22	100	—	100	100		Polarisation : — 90 V
3	12 AU 7	250	62	150	33	240	150	50 kHz	
3	5963 (Sylvania)	200	42	100	12	270	50	100 kHz	Berkeley 705-A
3	6 J 6	200	15	15	4,8	47	82	200 kHz	
3	12 AU 7	250	20	51	10	100	60	200 kHz	
3	E 92 CC 6 J 6 W	200	7,8	15	10	68	15	1 MHz	Avec diodes de déclenchement
3	5963	210	5,6	62	11	62	25	1 MHz	Hewlett-Packard 524-A
4	2 x 6 AH 6	210	9,4	41	180	16,5	15	10 MHz	Hewlett-Packard 524-A

Fig. 2, 3 et 4. — Trois montages Eccles-Jordan : à polarisation séparée (2) ; à polarisation automatique (3) ; Eccles-Jordan utilisant deux pentodes (4). Le tableau ci-contre donne, pour chaque montage, un ou plusieurs exemples de réalisation pratique. Les circuits étant rigoureusement symétriques, la nomenclature des pièces n'a été portée qu'une seule fois sur chaque figure.

des triodes qui devienne conductrice ; il faut au contraire que chacun des tubes *bascule* dans l'état de fonctionnement qui n'était pas le sien à l'origine. Dans l'hypothèse que nous avons choisie, il faut donc que V_1 passe à l'état de blocage et que V_2 devienne conducteur ; ce qui revient à dire que V_2 doit quitter, le premier, l'état de blocage.

Tandis que les diviseurs de tensions $R_1 - R_3$ et $R_2 - R_5$ jouaient un rôle prépondérant au cours de la période de fonctionnement statique du montage, ce sont les condensateurs C_1 et C_2 qui prennent la vedette pendant la phase dynamique que constitue le basculement. En effet, conservant en quelque sorte la mémoire de l'état stable initial, les condensateurs C_1 et C_2 ne sont pas chargés au même potentiel lorsque l'impulsion de déclenchement disparaît : la tension aux bornes de C_2 est supérieure à celle existant aux bornes de C_1 . Par suite, le

chaque fois qu'une impulsion négative (3) est appliquée simultanément aux grilles de commande des tubes V_1 et V_2 . Si nous supposons que l'état initial de fonctionnement d'un Eccles-Jordan est celui pour lequel V_1 débite, il est clair qu'il faudra appliquer 2 impulsions successives au circuit pour qu'il se retrouve dans l'état primitif. C'est ce qui a valu à l'Eccles-Jordan le nom d'*échelle de 2*, car si on lui applique à l'entrée n impulsions, on recueille $n/2$ impulsions sur l'anode de V_2 .

(3) On peut également obtenir le basculement en appliquant une impulsion positive aux deux grilles simultanément, mais la sensibilité du montage est alors moins grande ; cette méthode se rencontre cependant dans certaines réalisations. Un autre procédé de synchronisation, très utilisé celui-là, consiste à appliquer les impulsions de déclenchement sur les deux anodes, par l'intermédiaires de deux diodes

On trouvera à la figure 2 et dans le tableau qui l'accompagne les valeurs des éléments permettant de réaliser un Eccles-Jordan avec différents tubes courants.

Dans la pratique, on utilise beaucoup le montage à polarisation automatique, qui permet de se passer d'une source de polarisation séparée. Dans ce cas, les deux résistances de fuite de grille sont ramenées à la masse et les cathodes des tubes sont reliées à la masse à travers une résistance commune de polarisation, découplée par un condensateur de faible valeur (fig. 3). Une telle simplification est possible, parce que les deux tubes V_1 et V_2 sont supposés identiques, qu'ils ne débitent pas simultanément (sauf pendant le très court instant où l'on applique l'impulsion de synchronisation) et que, par suite de la parfaite symétrie du montage, leurs courants anodiques sont égaux pendant leur période respective de déblocage. La chute de tension aux bornes de R_k est donc la même, que ce soit V_1 ou V_2 qui débite.

L'Eccles-Jordan à polarisation par la cathode présente sur le montage initial (fig. 2), outre l'avantage de sa simplicité, celui d'être plus stable; il est, notamment, moins sensible aux variations de la H.T.

Pour réaliser un Eccles-Jordan, on utilise le plus souvent une double triode et il est même devenu un lieu commun de dire que 80 % des doubles-triodes fabriquées dans le monde sont destinées à équiper ce type de montage. Certains tubes ont été d'ailleurs spécialement conçus à cette fin; c'est le cas des tubes E 90 CC et E 92 CC, de la série professionnelle.

Cependant, rien ne s'oppose à l'utilisation de deux tubes séparés, à la condition qu'ils soient de même type (et appariés, de préférence); c'est bien d'ailleurs ce que l'on est contraint de faire, si l'on veut utiliser des pentodes, car les doubles pentodes sont fort rares, sinon inexistantes, comme chacun sait.

Pour réduire le temps de résolution d'un Eccles-Jordan et pouvoir augmenter la fréquence de comptage, il faut d'abord réduire au maximum les capacités parasites du montage: on cherchera donc à réaliser un câblage aussi ramassé que possible.

Ensuite, pour atteindre des fréquences de comptage élevées, il est nécessaire de réduire R_a , R et R_g . En effet, la diminution des résistances de charge améliore le temps de montée des impulsions apparaissant sur les anodes des tubes au moment où ils basculent et permet aux condensateurs de liaison C de se recharger plus rapidement. Il est évident que l'on a également intérêt à réduire la capacité de C . Le tableau des valeurs accompagnant les figures 2, 3 et 4 permet de vérifier ces quelques principes, notamment sur le circuit utilisé dans le compteur Berkeley (type 705 A) qui, selon les valeurs des éléments, fonctionne correctement jusqu'à 100 kHz ou jusqu'à 1 MHz.

Cependant, toute médaille a son revers. L'augmentation du taux de comptage oblige à réduire les résistances d'anode et augmente donc la consommation en H.T. de l'Eccles-Jordan (dans l'exemple du compteur binaire Berkeley, elle passe de 0,8 W pour 100 kHz à 1,9 W pour 1 MHz!). Cela est fort gênant quand on utilise un nombre important d'Eccles-Jordan en cascade, comme c'est souvent le cas en pratique.

Exemple d'Eccles-Jordan à deux pentodes (fig. 4), capable de fonctionner correctement jusqu'à 10 MHz: le montage utilisé dans l'excellent compteur Hewlett-Packard 524-A. La présence des diodes (toutes du type 1N34) et l'utilisation de pentodes à gain élevé permettent de réduire considérablement le temps de résolution du circuit... au prix d'une complication appréciable.

Tolérance des pièces

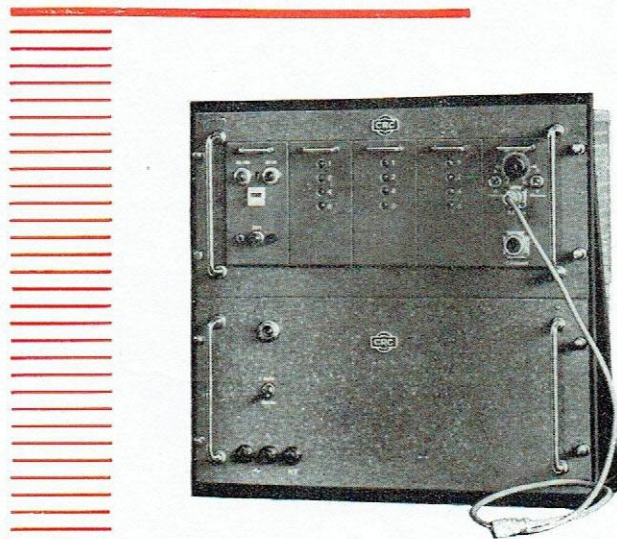
Pour la réalisation des Eccles-Jordan en général, et en particulier ceux qui équipent des compteurs électroniques, la question de la précision des pièces détachées, résistances et condensateurs, a fait couler beaucoup d'encre.

Si la plupart des auteurs s'accordent à reconnaître que la valeur des capacités de couplage C (fig. 3, par exemple) n'est pas critique, on admettait par contre jusqu'à ces derniers temps qu'il était indispensable d'utiliser des résistances de précision

en tous les points du circuit (R_a , R , R_g , notamment), marquées à ± 2 ou ± 5 %, selon la fréquence de comptage désirée.

Ces exigences sont ruineuses; aussi, après avoir docilement appliqué les canons des techniciens et constructeurs en la matière, nous les avons un beau jour transgressés, n'employant plus que des pièces à ± 10 %, voire ± 20 % dans nos montages. Aucune baisse des performances des compteurs ne fut observée, avec les moyens de contrôle dont nous disposions. Il serait bien aventureux d'affirmer que l'importance de la précision des pièces est une fable en matière de compteurs électroniques, avant d'avoir pu effectuer des essais systématiques. Néanmoins, tout nous porte à croire que ce facteur a été exagéré et que les valeurs, des résistances notamment, ne sont pas aussi critiques qu'on veut bien le dire, en tout cas tant qu'il s'agit de fréquences de comptage inférieures à 500 kHz.

D'ailleurs, dans une étude récente [1], deux techniciens britanniques ont indiqué les résultats d'essais systématiques effectués sur des montages équipés de tubes 6 SN 7, 6 SL 7, 12 AT 7 et E 90 CC; il ressort de leurs expériences que la tolérance des résistances est de l'ordre de 20 %, à condition de choisir les valeurs optima pour la résistance commune de cathode des deux triodes et la résistance de sortie de l'étage précédent (qui est généralement, lui aussi, un Eccles-Jordan). Ces essais ont permis d'établir qu'un tube E 90 CC, par exemple, monté en multivibrateur bistable à polarisation par la cathode, fonc-



Echelle de 1000 Cl-149 (C.R.C.)

tionne correctement si l'on fait varier la résistance de cathode entre 5,5 k Ω et 42 k Ω , pour $R_a = 20$ k Ω . Dans ce cas, si l'on introduit une dissymétrie dans le montage, en ajoutant ou retranchant 100 k Ω à l'une des résistances de polarisation de grille, normalement de 0,5 M Ω , on obtient toujours un fonctionnement correct pour une valeur de R_k comprise entre 5 k Ω et 8 k Ω . Dans l'exemple choisi, la H.T. est de 300 V et la résistance de sortie de l'étage précédent est de 1 k Ω .

Il est donc bien exact de dire que le fonctionnement d'un Eccles-Jordan est plus sûr avec un montage parfaitement symétrique, mais on admettra que l'on dispose encore d'une marge de sécurité très satisfaisante avec une dissymétrie de 20 % sur l'une des résistances R_g .

La plage de fonctionnement est aussi affectée, mais dans une moindre mesure, par l'inégalité des résistances d'anodes (il ne faut évidemment pas exagérer et prendre pour R_a , par exemple, une valeur inférieure à celle de la résistance interne du tube).

Si l'on descend au-dessous d'une certaine valeur de résistance de cathode, le montage se transforme en multivibrateur.

Au contraire, au-delà d'une valeur généralement égale à plusieurs fois la valeur minimum, le montage ne fonctionne plus, les deux tubes étant bloqués.

Eccles-Jordan en cascade

Pour réaliser un compteur binaire, aucune difficulté ; on disposera en cascade autant de circuits d'Eccles-Jordan que l'on désire pouvoir lire de chiffres significatifs.

Exemple : soient 59 impulsions à compter ; le nombre binaire équivalent est 111011 ; il comporte 6 chiffres ; le compteur sera donc équipé de 6 Eccles-Jordan en cascade et la capacité maximum de l'appareil sera 64, qui est le plus grand nombre de la numération décimale que l'on puisse représenter avec 6 chiffres binaires.

Au départ, tous les Eccles-Jordan seront au repos ; leur triode de gauche, par exemple, sera bloquée. La première impulsion déblocuera la triode de gauche du premier et fera passer sur la position « repos » la triode de droite, tous les autres Eccles-Jordan restant dans le même état qu'au début.

A la seconde impulsion (chiffre 2), la triode de gauche du premier Eccles-Jordan sera bloquée, entraînant le passage sur la position « travail » de la triode de droite, tandis que cette dernière enverra une impulsion à la triode de gauche du deuxième Eccles-Jordan, qui basculera donc pour la première fois... et ainsi de suite, les 4 Eccles-Jordan suivants restant toujours dans leur état primitif.

En résumé, le multivibrateur d'entrée bascule à chaque impulsion, le second toutes les deux impulsions, la troisième toutes les 4 ..., le sixième toutes les 64 impulsions. A la 65^e impulsion, tous les Eccles-Jordan se retrouveront dans leur position initiale : triodes de gauche bloquées.

Un moyen extrêmement simple permet de contrôler laquelle des triodes débite, à chaque étage ; il suffit de disposer un petit tube au néon dans le circuit d'anode. Et même, suprême économie, une seule lampe au néon par bascule affichera sans ambiguïté possible les états « repos » et « travail » ; en effet, ou bien le tube est allumé, indication que la triode dans l'anode de laquelle il se trouve est déblocuée, ou bien le tube au néon est éteint, prouvant ainsi que c'est l'autre triode qui fonctionne.

Nous reviendrons, par la suite, à propos des compteurs décimaux, sur les dispositifs d'affichage, mais il était indispensable d'indiquer dès maintenant le moyen le plus simple et le plus utilisé à cette fin.

Le comptage décimal : Eccles-Jordan à toutes les sauces...

En vérité, ceux qui ne trouvent pas sympathique le multivibrateur bistable n'ont pas de chance, car c'est encore à ce montage que l'on fait appel pour réaliser les compteurs décimaux. C'est qu'il n'existe pas, en effet, de circuits électroniques présentant par eux-mêmes dix positions d'équilibre stables (situation que nous regrettons tout autant que nos lecteurs !). Cela dit, comme il n'existe pas non plus de circuits électroniques simples à 4, 5, 6 ou 9 positions stables, il faut bien nous résoudre à utiliser encore l'Eccles-Jordan pour réaliser nos compteurs décimaux (4).

Les décades électroniques constituées à partir de tubes classiques appartiennent généralement à l'une ou l'autre des deux familles suivantes : les cycles électroniques ou les décades truquées.

Il ne saurait être question de citer et d'expliquer ici tous les montages utilisés : ils sont innombrables et l'ingéniosité de certains n'a d'égale que leur complexité. Cette prolifération

(4) En toute exactitude, il existe un circuit simple à 3 positions stables : c'est l'Eccles-Jordan « en panne ». On a pu observer, tout à fait par hasard, que certains multivibrateurs bistables, par suite d'un défaut, devenaient tristables. Il y aurait peut-être là une idée à creuser : en observant que $10 = (3 \times 3) + 1$, on constate que deux « échelles de trois » en cascade nous amèneraient bien près du but que nous cherchons à atteindre. Tout le problème est de passer de 9 à 10.

s'explique aisément par l'énorme intérêt pratique des compteurs électroniques et aussi par des questions de brevets, chaque constructeur cherchant à réaliser sa décade sans avoir pour cela à payer tribut à un prédécesseur. C'est pourquoi on trouvera seulement ci-après la description de deux compteurs décimaux, choisis comme étant particulièrement représentatifs des deux catégories générales indiquées plus haut.

I. — COMPTEURS UTILISANT UN CYCLE ELECTRONIQUE.

Un cycle est un montage comportant plusieurs tubes électroniques reliés entre eux de telle façon que l'ensemble présente n positions d'équilibre. C'est en quelque sorte l'équivalent électronique d'un relais pas à pas. Chaque impulsion appliquée à l'entrée (commune à tous les tubes) fait avancer le circuit d'un état au suivant. Notons en passant qu'un Eccles-Jordan constitue un cycle de 2 et que le montage de base, ou cycle de Lewis, n'est que la généralisation à n tubes de l'Eccles-Jordan.

La figure 5 représente un cycle de Lewis à 3 tubes : c'est un ensemble dans lequel la grille de chaque penthode est réunie à l'anode des autres par une résistance, tout en étant reliée d'autre part à la source commune de polarisation. De plus, l'anode de chaque tube est réunie à la grille du tube suivant par l'intermédiaire d'un condensateur, sauf en ce qui concerne le dernier tube dont l'anode est reliée à la grille de la première penthode (à travers un condensateur également), fermant ainsi le cycle, qui fait irrésistiblement penser au serpent qui se mord la queue. Tous les tubes, ainsi que les éléments occupant une même position dans le montage, sont identiques. Les valeurs des résistances sont choisies de telle sorte que jamais deux tubes ne puissent être déblocués simultanément. Que le cycle comporte 3 tubes (comme à la figure 5) ou n tubes, il n'y a jamais qu'un seul d'entre eux qui débite et la chute de

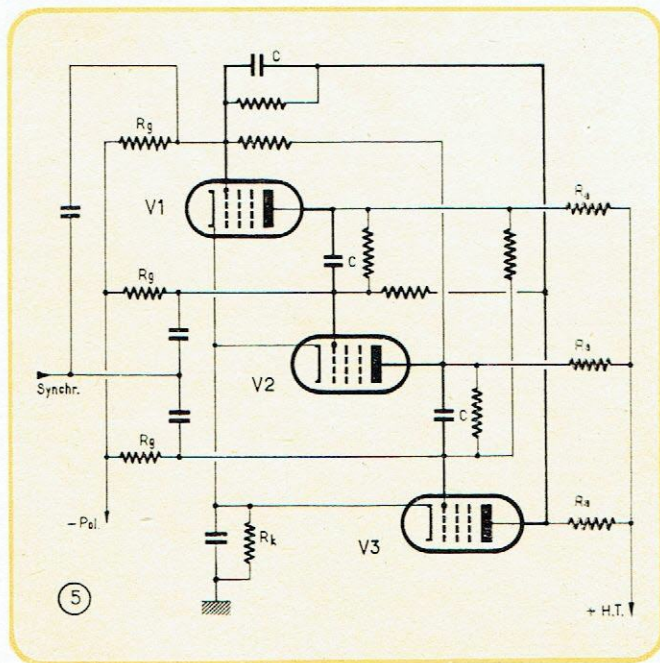
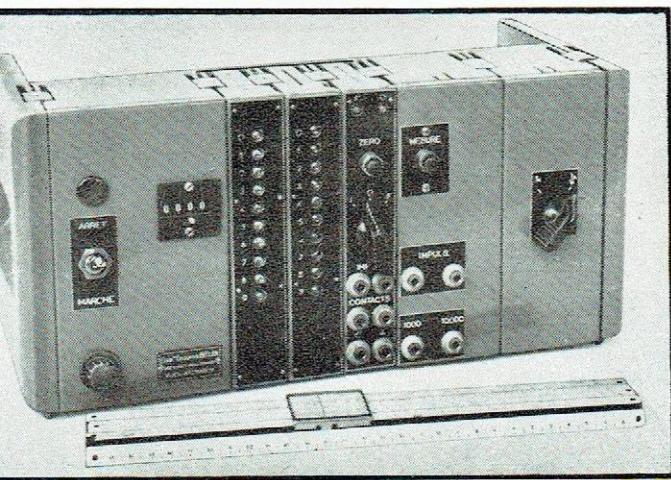


Fig. 5. — Schéma de principe d'un cycle de Lewis à 3 tubes ; les connexions indiquées en trait gras mettent bien en évidence la structure « en anneau » du circuit.

potentiel apparaissant à son anode entraîne pour les autres tubes une tension de polarisation sur la grille suffisante pour les bloquer.

Lorsqu'une impulsion négative est appliquée sur toutes les grilles simultanément, elle est sans effet sur les tubes bloqués et n'agit que sur le tube qui fonctionne. Ce dernier se bloque



très intéressant de noter le mode de polarisation des cathodes des tubes formant le cycle de 5. On a fait en sorte que tous les Eccles-Jordan débitent *simultanément* par leur triode portant un numéro pair (V_2, V_4, V_6, V_8 et V_{10}), à l'exception d'un seul que l'on force à débiter par sa triode impaire (c'est-à-dire

Compteur universel fonctionnant jusqu'à 40 kHz ; les divers éléments (décades, étage de mise en forme des impulsions) sont démontables (Ets Belin).

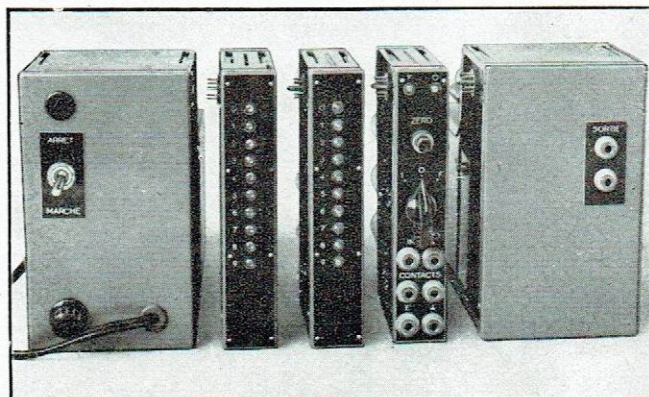
alors et la brusque remontée du potentiel de son anode envoie par l'intermédiaire du condensateur de liaison une impulsion positive sur la grille de commande du tube suivant. C'est donc le tube suivant qui se débloque le premier *et lui seul*, puisque deux tubes ne peuvent simultanément se trouver en position travail dans le montage.

En disposant 10 tubes selon le montage de Lewis, on obtient un cycle de 10, et le problème du comptage décimal est résolu... ou du moins, il devrait l'être. En fait, le cycle de Lewis fonctionne correctement et de façon parfaitement sûre lorsqu'on ne dépasse pas 7 à 8 tubes. Au-delà, le montage devient très instable. Si l'on utilise des triodes au lieu de pentodes il est même difficile de dépasser le stade d'un cycle de 5.

C'est alors que nous pouvons nous rappeler que le bon vieux circuit d'Eccles-Jordan est un montage diviseur par 2. En effet, puisque $2 \times 5 = 10$, on peut réaliser un compteur décimal en combinant un Eccles-Jordan et un cycle de Lewis à 5 tubes (triodes ou pentodes) : le multivibrateur bistable délivrera au cycle 5 impulsions pour 10 impulsions appliquées à l'entrée, et le cycle de Lewis « tournera d'un cran » à chaque fois. Si la fréquence de comptage n'est pas trop élevée, on peut obtenir d'assez bons résultats par ce procédé. Notons qu'il n'est pas indifférent de mettre l'Eccles-Jordan en premier ; mathématiquement parlant, on aboutirait au même résultat en réalisant une décade de la forme 5×2 , c'est-à-dire en disposant le cycle de Lewis en tête et l'Eccles-Jordan ensuite, mais ce serait inélégant du point de vue électronique car un multivibrateur bistable fonctionne bien mieux à fréquence élevée qu'un cycle de Lewis : on a donc tout intérêt à diviser la fréquence par 2 avant d'attaquer le cycle.

C'est sur ce principe que repose le fonctionnement de la décade type D.R.T. réalisée par les *Ets Belin*, à la seule différence que le cycle de Lewis a été remplacé par un cycle d'Eccles-Jordan, beaucoup plus stable que le précédent.

Le montage (figure 7, pages centrales de ce numéro) se compose de deux parties : un Eccles-Jordan, formé par les deux sections L_3 et L_4 d'une double triode 12AU7, joue le rôle de diviseur par 2 et attaque un compteur en anneau réalisé au moyen de 5 tubes 12AU7 (V_1 à V_{10}) constituant un cycle de 5 Eccles-Jordan. Le montage de chaque multivibrateur bistable est classique ; on notera cependant que les impulsions de synchronisation ne sont pas appliquées symétriquement sur chacune des grilles, mais que le couplage entre un Eccles-Jordan et le suivant est effectué entre l'anode de l'un et la grille correspondante de l'autre. Comme dans un cycle de Lewis l'anode de V_{10} , dernier Eccles-Jordan, est reliée à travers un condensateur de 20 pF à la grille de l'une des triodes formant le premier Eccles-Jordan du cycle. Par contre, il est



V_1, V_3, V_5, V_7 ou V_9). Pour cela, les cathodes des tubes pairs sont reliées ensemble et polarisées par le potentiomètre P, de 3 k Ω , tandis que la polarisation des cathodes des tubes impairs est obtenue au moyen de la résistance R, de 10 k Ω .

D'une façon générale, pour réaliser un cycle à n Eccles-Jordan il faut que l'on ait $P = \frac{R}{n-1}$; dans le cas d'un cycle de 5,

la valeur exacte de P serait de 2,5 k Ω , mais on a préféré utiliser ici une résistance variable dont le réglage commande le bon fonctionnement de tout le cycle. Moyennant cela, les différents éléments constitutifs du montage peuvent supporter une très large tolérance, de l'ordre de 30 à 50 %.

Les impulsions qui se présentent à l'entrée du compteur sont d'abord amplifiées par L_1 , puis appliquées symétriquement aux grilles du premier Eccles-Jordan par l'intermédiaire de la double diode L_2 ; ce dernier dispositif permet d'obtenir un basculement plus rapide de l'échelle de deux, donc une fréquence de comptage plus élevée. Après division des impulsions par 2, celles-ci sont appliquées sur les cathodes des tubes impairs du cycle de 5 par l'intermédiaire d'un étage à charge cathodique.

Le fonctionnement détaillé de la décade est représenté par le tableau des tubes qui débitent et des tubes bloqués (qui accompagne la figure 7) pour chaque impulsion incidente de 0 à 10. On vérifiera que l'état des tubes est bien le même au départ et après comptage de la dixième impulsion.

A l'origine, les tubes V_4, V_6, V_8, V_{10} débitent, V_2 est bloqué ; au contraire, pour les tubes impairs, c'est V_1 qui travaille, tous les autres tubes étant au repos. Le fonctionnement de l'Eccles-Jordan de tête (L_3-L_4) est d'une lamentable monotonie, comme on peut s'en douter : il se contente de délivrer une impulsion toutes les deux impulsions d'entrée. La première impulsion qu'il délivre n'agira que sur V_1 , qui est le seul des tubes impairs à travailler. Cette impulsion bloque V_1 , ce qui entraîne immédiatement le basculement du couple V_1-V_2 ; le premier Eccles-Jordan du cycle débite alors par sa triode paire V_2 . La brusque chute de potentiel sur l'anode de V_2 bloque à ce moment la triode V_4 et c'est le second Eccles-Jordan du cycle qui bascule à son tour.

La réaction en chaîne s'arrête ici car le montage a enfin retrouvé une position d'équilibre stable. La situation est maintenant la suivante : V_3 débite et tous les autres tubes impairs

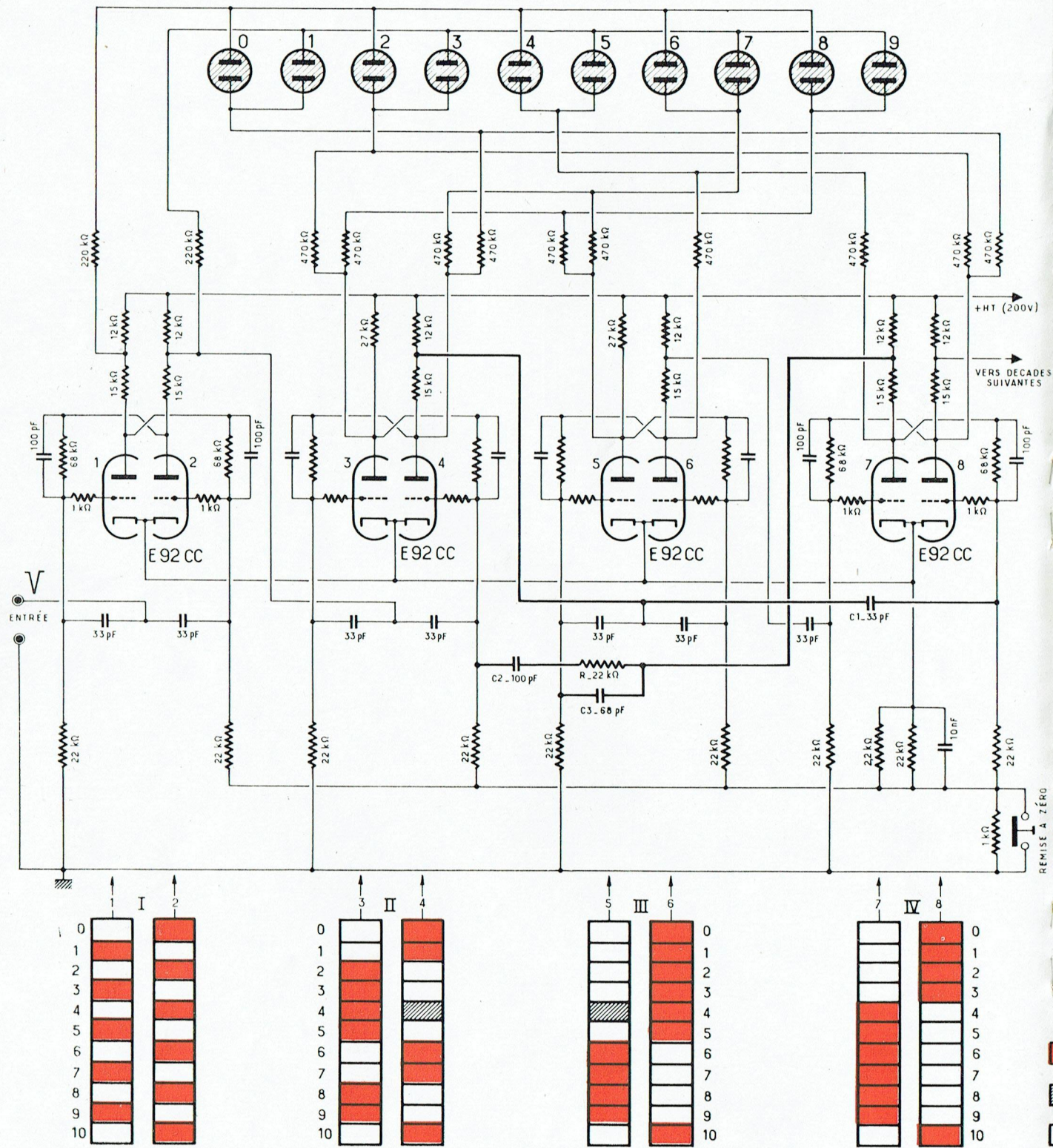


Fig. 6. — Exemple de réalisation d'une décade truquée fonctionnant jusqu'à 150 kHz. (Document « La Radiotechnique »).

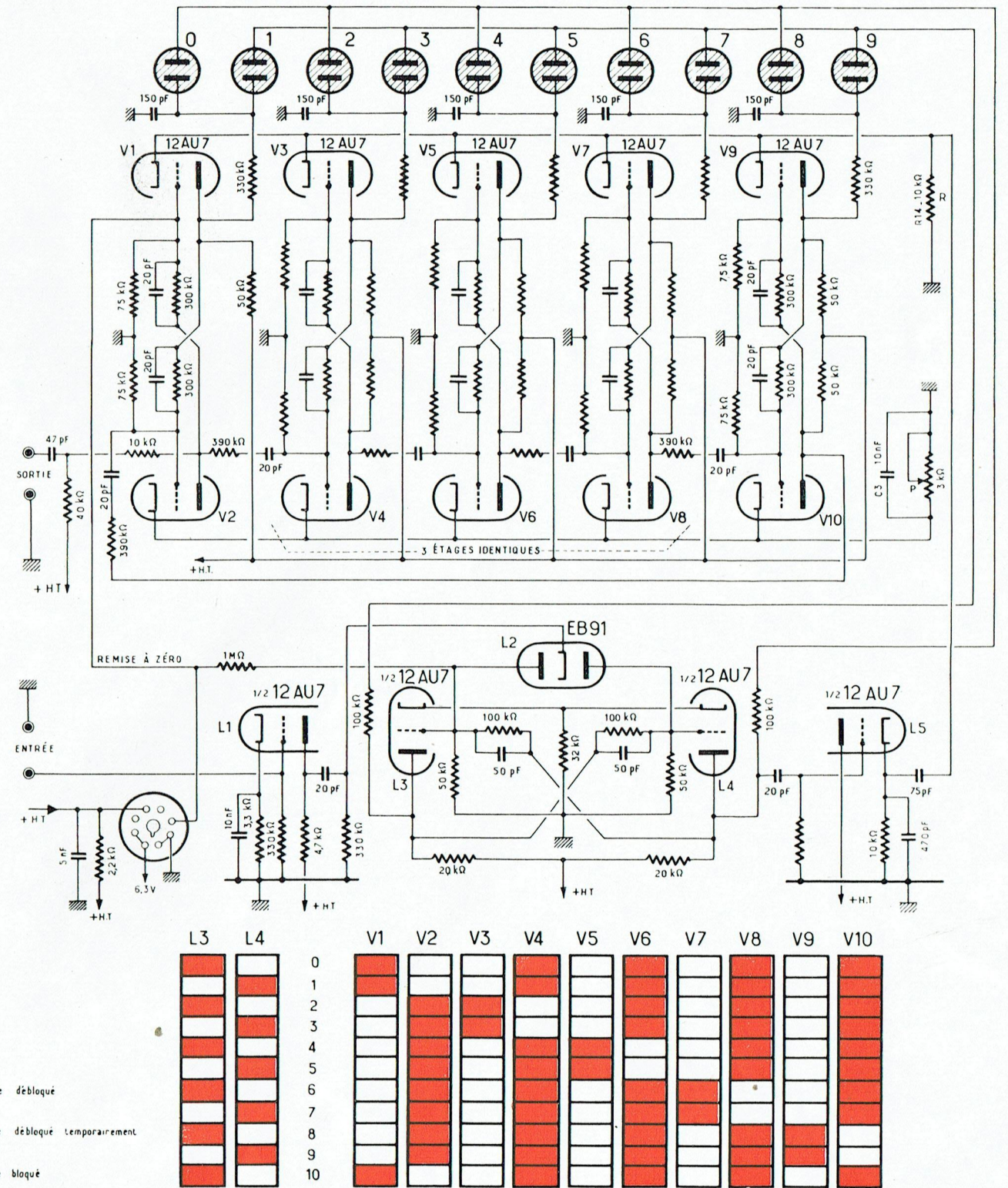


Fig. 7. — Schéma complet de la décade électronique Belin, Type D.R.T., et état des tubes pour chaque impulsion incidente. La résistance de fuite de grille de L5 est de 100 kΩ.

sont bloqués ; quant aux tubes pairs, ils débitent tous, sauf V₁. Nous ne pousserons pas plus loin l'explication ; il est clair que le cycle a avancé d'un pas et que la prochaine victime sera le tube V₃ quand on appliquera une nouvelle impulsion sur les cathodes des tubes impairs. A la dixième impulsion, un signal sera disponible à la sortie, permettant d'attaquer la décade suivante.

Un tel montage présente une remarquable stabilité, que l'on n'aurait pas pu obtenir avec un cycle de Lewis. Signalons notamment qu'il est superflu d'alimenter la décade en H.T. régulée, et qu'elle fonctionne parfaitement jusqu'à 100 kHz.

II. — LA DECADE TRUQUEE.

Malgré ses performances, on peut inscrire au passif du montage que nous venons d'étudier le nombre important de tubes nécessaires à son fonctionnement. En effet, 6 doubles triodes sont rigoureusement indispensables sur les 8 tubes que comporte la décade et, ce qui est plus grave, la consommation de l'ensemble est assez importante. C'est cependant déjà une sérieuse économie par rapport à une décade réalisée à partir d'un cycle de 10 Eccles-Jordan.

Les *décades truquées* fonctionnent selon un principe très différent : ce sont, le plus souvent, des compteurs binaires à 4 Eccles-Jordan (échelle de 16) que l'on a dérangés dans leurs habitudes. En somme, il s'agit de compteurs binaires qui cachent leurs origines : ils font les opérations en binaire, mais affichent

la 3^e impulsion laisse les triodes 1, 3, 6 et 8 débloqués. La 4^e impulsion fera donc basculer le premier Eccles-Jordan, qui débitera par sa triode de droite (n° 2) ; cela entraîne le basculement de la deuxième échelle binaire, puis de la troisième. En même temps, par suite du couplage anormal réalisé par C₁, le quatrième Eccles-Jordan bascule : la triode 8 se bloque et 7 passe en position travail. C'est alors qu'interviennent les deux rétro-couplages ; la baisse de potentiel sur l'anode de la triode 7 crée une impulsion négative qui est appliquée simultanément aux grilles des triodes qui débitent dans les tubes Eccles-Jordan II et III ; ces tubes basculent donc pour la deuxième fois depuis l'application de la 4^e impulsion. En définitive, lorsque l'on observe les dégâts provoqués par la 4^e impulsion, il semble qu'elle n'ait entraîné que le basculement des Eccles-Jordan I et IV (triodes 2 et 7 maintenant débloqués). En réalité, les bascules II et III ont aussi travaillé mais, comme elles ont changé deux fois d'état, pour une seule impulsion à l'entrée du compteur, on a l'illusion que la 4^e impulsion n'a produit aucun effet sur elles. C'est ce qu'illustre le tableau de fonctionnement des tubes, représenté sous la figure 6, dans lequel on a indiqué par des traits hachurés les états intermédiaires par lesquels passent les Eccles-Jordan II et III, lors de l'enregistrement de la même impulsion.

Le comptage des impulsions suivantes s'effectue normalement, les couplages anormaux n'ayant plus à intervenir.

L'affichage du résultat est obtenu par 10 tubes au néon numérotés de 0 à 9, comme dans la décade Belin.

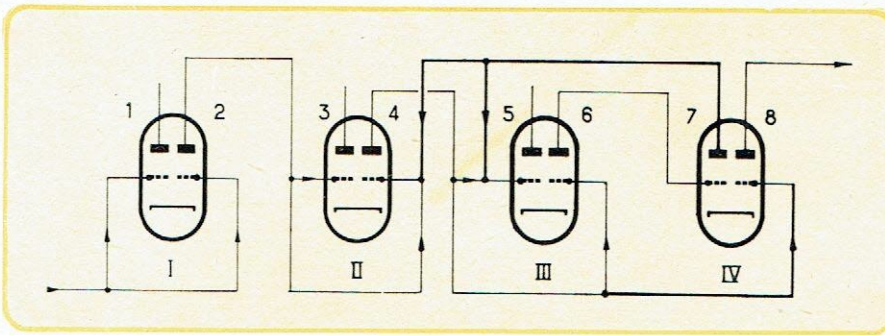


Fig. 8. — Squelette de la décade truquée dont le schéma complet est donné à la figure 6 ; les couplages « anormaux » sont indiqués en trait gras.

les résultats en numération décimale, pourrait-on presque dire. Cela est obtenu par le truchement de couplages supplémentaires entre les différents Eccles-Jordan.

La décade truquée la plus ancienne est, à notre connaissance, la décade *Potter*. Elle comporte 4 Eccles-Jordan montés en cascade qui fonctionnent normalement jusqu'à l'arrivée de la huitième impulsion incluse ; mais deux couplages judicieusement disposés obligent le montage à revenir à zéro à la dixième impulsion. On ne laisse donc pas au compteur binaire le loisir d'aller jusqu'à 16.

Nous ne développerons pas le fonctionnement de ce montage subtil qui a d'ailleurs été décrit maintes fois, mais prendrons plutôt comme exemple de décade truquée celle dont le schéma est reproduit à la figure 6.

A première vue, il s'agit de 4 multivibrateurs bistables à polarisation par la cathode, montage parfaitement classique. Les attaques des grilles notamment sont symétriques et les cathodes des différents étages ne sont réunies entre elles que pour des raisons de stabilité. Cependant, nous observons deux couplages insolites, en traits épais sur le schéma : le premier est réalisé par le condensateur C₁ reliant l'anode de la triode 4 (du deuxième Eccles-Jordan) à la grille de la triode 8 ; le second provient des condensateurs C₂ et C₃ qui réunissent l'anode de la triode 7 à la grille des tubes 4 et 5. Il y a donc dans cette échelle de 16 un couplage supplémentaire et un double rétro-couplage (fig. 8).

Que va-t-il se passer lorsqu'on appliquera successivement 10 impulsions à l'entrée du compteur ? Tout sera parfaitement normal jusqu'à la 3^e impulsion inclusivement. Si, au départ, tous les Eccles-Jordan débitaient par leur triode de droite,

Ce type de compteur présente sur le précédent l'avantage de n'utiliser que quatre doubles-triodes, d'où une simplification appréciable du montage qui entraîne une réduction du coût de l'appareil et de sa consommation.

La décade truquée que nous venons de décrire fonctionne correctement jusqu'à 150 kHz. Les impulsions négatives de comptage appliquées à l'entrée doivent avoir une amplitude minimum de 30 V et présenter un temps de montée inférieur à 1 μs ; dans le cas d'impulsions rectangulaires, leur durée doit être de 2 μs au minimum. Le montage est peu sensible aux variations de la tension d'alimentation.

Nous bornerons ici notre étude des compteurs fonctionnant avec des tubes à vide classiques, bien qu'il existe un grand nombre de montages fort intéressants (notamment la décade *Rocher*), en dehors des deux exemples que nous avons développés ci-dessus [2].

Dans un prochain article, nous passerons rapidement en revue quelques schémas de compteurs électroniques utilisant des transistors, des thyatrones à cathode froide et enfin des relais statiques, ces derniers étant vraisemblablement appelés à un brillant avenir.

(A suivre.)

BIBLIOGRAPHIE

- [1] B.M. Barnerjee et Miss Sneha Choudhury : « Limites de tolérance des résistances dans les échelles binaires ». *Electronic Engineering*, Londres, Mai 1957, p. 237.
- [2] J.P. Oehmichen : « Les cycles, ou pas à pas électroniques ». *Toute la Radio*, n° 188, p. 277 ; Du même auteur : « Les numérateurs à décades », *Toute la Radio*, n° 189, p. 317.

ENREGISTREUR et REGULATEUR de TEMPÉRATURE

à thermistances

L'emploi des thermistances pour la mesure précise des températures se généralise, mais il n'existe encore que très peu d'enregistreurs spécialement conçus pour l'utilisation de ces semi-conducteurs. Il ne faut pas cacher qu'une telle réalisation présente des difficultés mais, comme on va le voir, elles ne sont pas insurmontables. A ce prix, on peut atteindre une grande sensibilité

Introduction

Comme développement des dispositifs régulateurs de température déjà décrits dans les n° 4 et 10 de cette revue, nous nous proposons cette fois de traiter de la réalisation d'un enregistreur potentiométrique régulateur de température.

Pour rester fidèles à nos principes, l'élément de base de notre appareil sera la thermistance.

Nous ne répéterons pas ici dans le détail ce qui a été dit dans une précédente étude [1]. Rappelons cependant que la thermistance, nommée « résistance CTX », est une résistance possédant un coefficient de température négatif élevé.

Le matériau dont elle est constituée est composé d'oxydes de manganèse, de cobalt, de nickel, de cuivre, agglomérés et frittés. Les sondes thermométriques se présentent sous la forme d'une petite sphère de quelques dixièmes de millimètre, traversée par deux fils fins en platine. Cette petite sphère est placée à l'extrémité d'une baguette en verre de 2 mm de diamètre et de quelques centimètres de longueur, les deux fils de platine étant prolongés par deux fils de cuivre sortant de la baguette.

La relation entre la température et la résistance d'une thermistance répond à la formule :

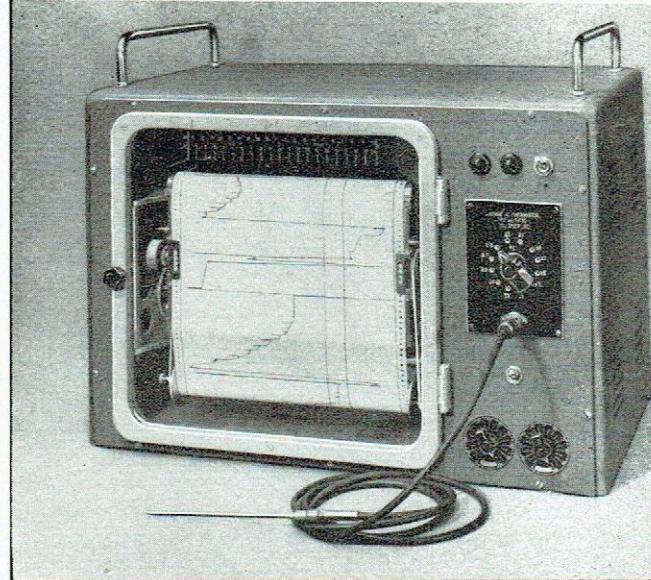
$$R = A \cdot e^{-b/T} \quad (1)$$

où T est la température absolue, A et b des constantes pour une résistance donnée ; e étant la base des logarithmes népériens ($e = 2,718$). En général, les thermistances livrées par les fabricants sont définies par leur résistance en ohms à une température donnée (généralement à 20 ou 25 °C) et par la constante b .

Le domaine d'emploi des thermistances actuelles se situe entre -150 et +300 °C, mais un matériau réfractaire allant jusqu'à 1000 °C est en cours d'étude.

Etalonnage d'une thermistance

Nous utiliserons ces propriétés en incorporant une thermistance dans un pont alimenté en courant alternatif 50 Hz. Pour calculer les résistances d'équilibre et de compensation, il nous faut déterminer celles de la thermistance à différentes températures. A cet effet, nous immergerons la sonde dans un bain



et une vitesse de réponse exceptionnelle. L'appareil décrit ci-dessous a été étudié pour l'usage industriel ; sa réalisation est du type semi-professionnel, mais malgré cela, un certain souci d'économie a suscité quelques astuces intéressantes.

Des températures comprises entre -100 et +300 °C peuvent facilement être enregistrées et cela avec une précision réelle atteignant 0,01 °C.

de glace fondante pour mesurer sa résistance à 0 °C, dans l'eau bouillante pour celle à 100 °C. De plus, il est utile d'avoir un point intermédiaire ; un bain d'acétone à l'ébullition nous donnera 56 °C, à la condition toutefois que l'on utilise un produit pur et exempt d'eau. Toutes ces températures devront être contrôlées par un thermomètre dont la précision sera de 0,1 °C.

La mesure des résistances pourra se faire avec un pont à fil genre *Philoscope*, ou un contrôleur universel à grande résistance interne. En effet, il ne faut pas que la thermistance s'échauffe sous l'influence du courant de mesure. Les constructeurs indiquent 1 mW comme puissance maximum admissible pour une dissipation normale dans l'air calme, sinon la thermistance s'échauffe, sa température propre s'ajoute à celle du milieu ambiant et toutes les mesures sont faussées.

La précision des ohmmètres à piles suffit en général, mais si l'on veut une précision de l'ordre de 0,01 °C, il faudra utiliser un appareil plus précis.

Après différents essais, nous avons été amenés à opérer de la façon suivante :

La sonde, placée dans un bain d'étalonnage, est stabilisée au moins pendant 1/2 h ; on mesure sa résistance au *Philoscope*, ce qui donne un chiffre rond, puis la sonde est branchée sur un pont de précision à décades alimenté par une tension la plus basse possible, compatible avec la sensibilité de l'indicateur de zéro. A petits coups brefs et espacés d'au moins 5 mn, on ajuste les décades jusqu'à équilibre. On vérifiera un moment après la dernière mesure que cet équilibre est stable.

On obtiendra ainsi trois résistances, R_0 à 0 °C, R_{56} à 56 °C et R_{100} à 100 °C. Nous fixons à 100 °C la dernière température de mesure, car le coefficient b change légèrement dans les gammes supérieures. Les thermistances peuvent atteindre 300 °C et, dans l'hypothèse de leur emploi vers cette limite, il faudra refaire trois groupes de mesures par 100 °C d'écart, de manière à calculer le coefficient b de chaque plage de 100 °C.

Mode de calcul des décades

La non-linéarité de la thermistance n'autorise pas son emploi dans des plages trop grandes, nous l'avons montré dans un article précédent (1), et on peut admettre comme limite une

vingtaine de degrés pour chaque plage. En principe, nous ne dépasserons pas 10 °C pour avoir une précision de 0,1 °C et 2 °C pour 0,01 °C.

Connaissant les résistances de la sonde à 0, 56 et 100 °C, nous allons déterminer le coefficient b .

En partant de la formule (1), nous obtenons :

$$b = \frac{T_1 \cdot T_2 \cdot (\log R_1 - \log R_2)}{(T_2 - T_1) \cdot \log e} \quad (2)$$

avec : $T_2 = 273 + t_2$ $T_1 = 273 + t_1$ $R_1 = R_0$ $R_2 = R_{100}$
aux températures t_1 et t_2 , soit 0 et 100 °C.

Les résistances R_x à chaque température seront données par :

$$\log R_x = \log R_r \pm \frac{b \log e (t_r - t_x)}{(273 + t_r)(273 + t_x)} \quad (3)$$

R_r étant la résistance de la thermistance à la température moyenne que nous prendrons comme référence, soit

$$T_r = 273 + t_r$$

La résistance R_E d'équilibre pour chaque plage sera la moyenne géométrique des résistances extrêmes ou :

$$R_E = \sqrt{R_x \times R_{x+t}} \quad (4)$$

Les décades de compensation x devront satisfaire au rapport :

$$\frac{R_x}{x + P} = \frac{R_E}{x}$$

P étant le potentiomètre d'équilibre couvrant la plage choisie. Nous aurons donc :

$$x = P \cdot \frac{R_E}{R_x - R_E} \quad (5)$$

Nous avons vu plus haut que la thermistance ne devait pas dissiper plus de 1 mW.

Nous calculerons la tension du pont pour chaque décade par la formule :

$$U = 2 \sqrt{p \cdot R \cdot 10^{-3}}$$

Avec les valeurs suivantes : $p = 1$ mW et $R = R_E$, en ohms, on a :

$$U = 2 \sqrt{R_E \cdot 10^{-3}} \quad (6)$$

Tous ces calculs vont paraître compliqués au lecteur ; en fait, ils ne sont que fastidieux et l'usage d'une machine à calculer peut rendre plus facile cette suite d'opérations.

Il est très utile pour la clarté des calculs et pour éviter des erreurs de disposer l'ensemble des résultats suivant un tableau comme ci-dessous :

t	T	Δt	$\log R_x$	$\log R_E$	R_x	$\frac{R_E}{R_x - R_E}$	x	Décade R_E en Ω	Décade R_x en Ω	U	Décade $R_E/2$

D'autre part, à titre de contrôle, on tracera la droite de R_x sur papier logarithmique du type 176 de la *Cie des Diagrammes*, ce qui permettra de suivre la progression des calculs et de déceler une erreur, si le point trouvé ne se situe pas sur la droite, la précision de lecture étant suffisante pour cela.

Il sera très intéressant, dans le cas d'une mesure tombant à cheval sur une décade, de pouvoir déplacer le zéro. A cet effet, nous prévoyons un dispositif qui ajoute aux décades R_E une résistance $R_E/2$ qui pourra être branchée en série avec elles de manière à ramener le zéro au milieu de l'échelle.

Voici un exemple de calcul de pont :

Soit une thermistance type *Victory 32 A1* numérotée TF 3.

Nous avons trouvé à l'étalonnage les valeurs suivantes :

$$A \ 56^\circ\text{C} \ R = 580 \ \Omega \ \rightarrow \ \log R = 2,76066;$$

$$A \ 100^\circ\text{C} \ R = 163,5 \ \Omega \ \rightarrow \ \log R = 2,21352.$$

$$A \ 0^\circ\text{C} \ R = 5154 \ \Omega \ \text{soit} \ \log R = 3,71214;$$

Le coefficient b sera :

$$b = \frac{T_{100} - T_0 (\log R_0 - \log R_{100})}{(T_{100} - T_0) (\log e)}$$

$$= \frac{100 (3,71214 - 2,21352)}{100 \times 0,43429} = 3513,8.$$

On a alors :

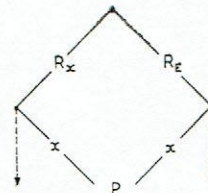
$$\log R_x = \log R_r \pm \frac{b \log e (t_r - t_x)}{(273 + t_r)(273 + t_x)}$$

Prenons $t_r = 56^\circ\text{C}$, il vient :

$$\log R_x = \log R_r \pm \frac{3513,8 \times 0,43429}{329} \cdot \frac{\Delta t}{273 + t_x}$$

$$\text{soit} \quad \log R_x = 2,76066 \pm 4,63863 \cdot \frac{\Delta t}{273 + t_x}$$

Nous disposerons notre tableau comme prévu en inscrivant les logarithmes différents qui reviendront dans la suite des calculs.



Nous ferons 13 colonnes :

- les températures successives en degrés C croissants ;
- les degrés Kelvin ou $273 + t_x$;
- les différences successives entre t_x et t_r , soit (Δt) ;
- les logarithmes de R_x par la formule (3) ;
- les logarithmes de R_E qui serviront pour calculer les colonnes 7, 8 et 12 ;
- les valeurs de R_x en ohms ;
- les valeurs de R_E en ohms par la relation (4)
$$\sqrt{R_x \times R_{x+t}}$$
- les rapports $\frac{R_E}{R_x - R_E}$;

9. — les valeurs de x par la relation (5) en prenant une valeur de 190 Ω pour le potentiomètre afin d'avoir un bon recouvrement (potentiomètre de 200 Ω) ;

10. — les décades de R_E en ohms (différences successives des résistances) ;

11. — les décades de R_x en ohms (différences successives des résistances) ;

12. — les différentes valeurs de U par la formule (6) ;

13. — les valeurs de $R_E/2$ à commuter pour le déplacement du zéro.

Notre tableau étant complet, nous pouvons dès à présent faire le schéma de notre pont. On retiendra que les décades d'équilibre R_E devront aller en décroissant ; ceci est normal, car plus l'on monte en température, moins la thermistance est résistante. Par contre, les décades X seront montées en progression croissante.

La décade d'alimentation, qui constitue des prises potentiométriques successives, sera calculée sur le secondaire du trans-

t (°C)	T (°K)	Δt (°C)	log R _x	log R _E	R _x	R _E	$\frac{R_E}{R_x - R_E}$	$\frac{190 \times R_E}{R_x - R_E}$	Décade R _E (Ω)	Décade R _x (Ω)	U (V)	Décade R _{E/2} (Ω)
0	273	56	2,7606637 + 4,6386346 $\left(\frac{56}{273}\right) = 3,7121404$	3,6133838	5154,0	4105,6	3,916062	744,05	5154	744,05	4,54	2052,8
10	283	46	2,7606637 + 4,6386346 $\left(\frac{46}{283}\right) = 3,5146273$	3,4225968	3270,6	2646,1	4,237149	805,05	1459,5	61	3,6	729,7
20	293	36	2,7606637 + 4,6386346 $\left(\frac{36}{293}\right) = 3,3305663$	3,2446309	2140,7	1756,4	4,570387	868,37	889,7	63,32	2,92	444,8
30	303	26	2,7606637 + 4,6386346 $\left(\frac{26}{303}\right) = 3,1586956$	3,0782199	1441,1	1197,3	4,910992	933,08	559,1	64,71	2,4	279,5
40	313	16	2,7606637 + 4,6386346 $\left(\frac{16}{313}\right) = 2,9977443$	2,9222850	994,82	836,15	5,269742	1001,25	361,15	68,17	1,98	180,5
50	323	6	2,7606637 + 4,6386346 $\left(\frac{6}{323}\right) = 2,8468257$	2,7758852	702,79	596,87	5,635101	1070,66	239,28	69,41	1,66	119,69
60	333	4	2,7606637 - 4,6386346 $\left(\frac{4}{333}\right) = 2,7049447$	2,6381529	506,92	434,66	6,015222	1142,89	163,21	72,23	1,42	81,6
70	343	14	2,7606637 - 4,6386346 $\left(\frac{14}{343}\right) = 2,5713611$	2,5083452	372,7	322,36	6,403655	1216,69	112,30	73,80	1,22	56,1
80	353	24	2,7606637 - 4,6386346 $\left(\frac{24}{353}\right) = 2,4453294$	2,3857623	278,82	243,08	6,801343	1292,25	79,28	75,56	1,04	39,6
90	363	34	2,7606637 - 4,6386346 $\left(\frac{34}{363}\right) = 2,3261953$	2,2698428	211,93	186,14	7,217526	1371,32	56,64	79,07	0,92	28,32
100	373	44	2,7606637 - 4,6386346 $\left(\frac{44}{373}\right) = 2,2134904$	2,1600765	163,49	144,57	7,641120	1451,81	41,57	80,49	0,80	20,7
110	383	54	2,7606637 - 4,6386346 $\left(\frac{54}{383}\right) = 2,1066627$	2,0559856	127,83	113,75	8,078835	1534,97	30,82	83,16	0,70	15,41
120	393	64	2,7606637 - 4,6386346 $\left(\frac{64}{393}\right) = 2,0053085$	1,9571088	101,30	90,59	8,458450	1607,10	23,16	72,13	0,62	11,58
130	403	74	2,7606637 - 4,6386346 $\left(\frac{74}{403}\right) = 1,9089022$		81,07				90,59			
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13

formateur, en lui faisant débiter environ 50 mA. La tension prélevée doit être décroissante en même temps que la décade R_E, afin que la tension suive la décroissance de cette décade vers les plus hautes températures.

Les résistances seront du type non inductif. Elles seront réalisées sur des plaquettes de mica ou de carton bakérisé. Suivant la valeur de la résistance, on utilisera du fil de manganin émaillé, d'un diamètre compris entre 0,05 et 0,3 mm. Ce fil sera bobiné à spires jointives en deux enroulements inversés (fig. 2). La résistance sera ajustée à sa valeur exacte au pont de précision à 0,001 près.

Il est utile de pouvoir étalonner les résistances en place sur les galettes du contacteur, et cela en valeurs cumulées. De ce fait, les résistances de contact et de soudure seront comprises dans la résistance totale, ce qui est important, car une erreur de 10 Ω peut représenter 0,1 °C d'écart, et elle est facile à obtenir avec 12 résistances en série. Il est même recommandé de ne pas exagérer le volume de soudure à chaque jonction, car l'étain diffuse à la longue dans le manganin et les résistances changent de valeur.

Les différentes galettes seront montées sur le contacteur, dans l'ordre suivant : encliquetage, décade R_E, décade R_{E/2}, décades X et décade d'alimentation du pont.

Le transformateur d'alimentation, sur circuit 36 mm × 44 mm, sera bobiné de manière à présenter le moins de capacité possible par rapport à la masse. A cet effet, le primaire sera bobiné sur la carcasse, un écran sera prévu ensuite, puis après interposition de carton ondulé, le secondaire sera bobiné au centre de la carcasse, les spires extrêmes à 3 ou 4 mm des joues. La section du noyau sera d'au moins 1 cm². Le primaire et le secondaire auront 315 spires de fil émaillé cuivre de 0,15 mm. Le rapport sera ainsi de 1/1, ce qui donnera 6 V en charge en partant du réseau d'alimentation des filaments.

Ce transformateur sera fixé en bout du contacteur (fig. 1) et l'ensemble, blindé par un capot en tôle de 0,5 mm étamée, sera serré sur une plaquette portant le numéro de la sonde,

le coefficient *b* et les plages des températures prévues. Un socle de prise coaxiale recevra le câble de la sonde. A l'arrière, un support de tube miniature recevra la prise de raccordement à l'amplificateur. De ce fait, le pont entier sera amovible et pourra être remplacé par un autre, comportant des décades différentes. Grâce à cette disposition, l'enregistreur pourra être utilisé à plusieurs fins.

Choix des thermistances

Comme nous l'avons déjà indiqué dans une étude précédente (1), la résistance des thermistances contient toujours une fraction non linéaire en fonction de la tension. Si cette fraction est importante, il apparaît, dans les montages en pont alternatifs, un harmonique généralement d'ordre 3 qui ne per-

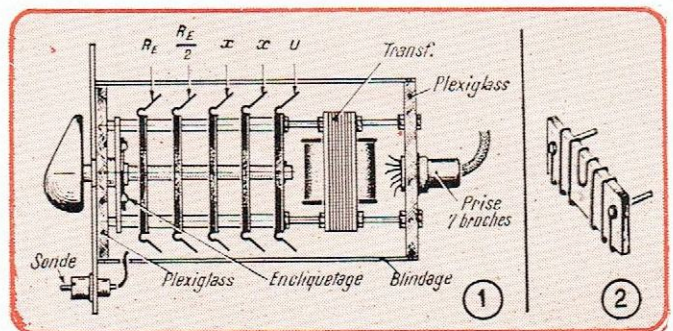


Fig. 1. — Le bloc de commutation, muni de son transformateur, est compact et facilement amovible.

Fig. 2. — Exemple de réalisation d'une résistance bobinée non inductive.

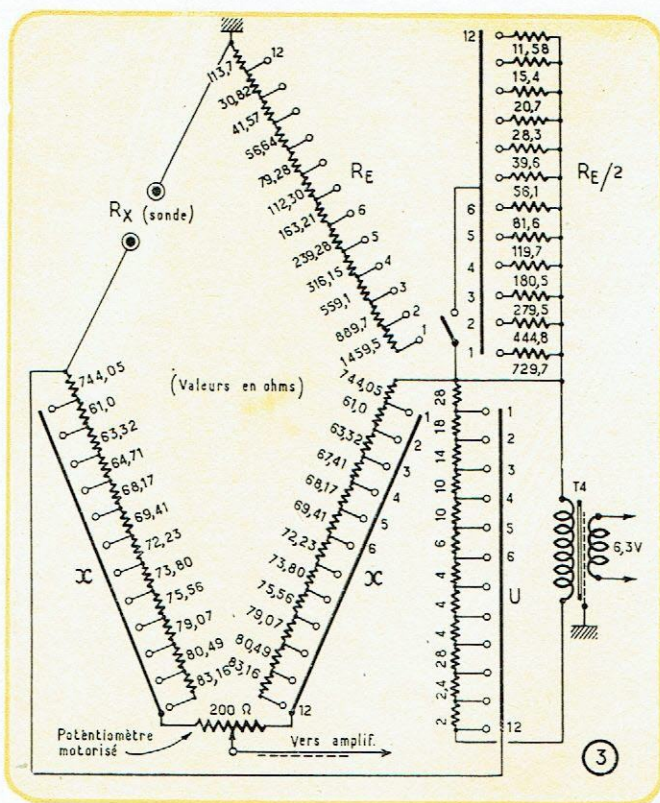


Fig. 3. — Les galettes de commutation $R_E/2$, R_E , x , et U sont montées sur le même axe. Les gammes, numérotées de 1 à 12, correspondent ici à 10°C chacune (0 à 120°C).

met pas d'obtenir un équilibre précis. D'autre part, par construction (frittage), les thermistances nécessitent un vieillissement absolument indispensable pour leur donner la stabilité voulue dans le temps.

Ce sont là, à notre avis, les deux points sur lesquels il faut porter son attention pour choisir un type de thermistance. Nous avons obtenu entière satisfaction avec les sondes de la *Victory Engineering* mises en vente, en France, par le *Bureau de liaison de Roche International* à des prix très abordables.

Partie électronique

Les tensions variables en amplitude et en phase fournies par le pont seront appliquées à l'entrée d'un amplificateur discriminatoire de phases qui, par l'intermédiaire d'un relais polarisé, fermera alternativement des contacts inverseurs de polarité (fig. 4).

La même tension alimentera un autre amplificateur qui fournira à un petit moteur à aimant permanent une tension proportionnelle au déséquilibre du pont. La polarité de cette tension est inversée par le discriminatoire précédent.

Le moteur déplacera le curseur d'un potentiomètre d'équilibre incorporé dans le pont. Cette action tendra à faire disparaître le déséquilibre du pont. L'amplificateur proportionnel diminuera à mesure le courant d'alimentation du moteur et le curseur viendra se placer sur le point d'équilibre. Une aiguille fixée sur le curseur du potentiomètre inscrira une courbe sur une table à déroulement continu. Le relais inverseur de polarité peut, par la même occasion, commander des dispositifs de chauffage ou de refroidissement et agir ainsi en régulateur. Cet ensemble possède les mêmes qualités qu'une commande par moteur diphasé et présente l'avantage d'être moins encombrant et moins coûteux.

Amplificateur électronique

La tension de déséquilibre sera amplifiée par deux étages constitués par les deux triodes d'une 12 AX 7 montées en amplificatrices de tension (fig. 5).

La tension, réglable par un potentiomètre de $0,5\text{ M}\Omega$ sera appliquée au tube discriminatoire de phase 12 AU 7, dont les grilles et les cathodes seront reliées en parallèle. Les anodes sont alimentées en opposition de phase par les deux extrémités de l'enroulement H.T. du transformateur d'alimentation.

Ces anodes sont chargées par les enroulements de $6500\ \Omega$ d'un relais polarisé *Siemens* type RS6 de *Radio Relais* avec une résistance de $8000\ \Omega$ en série. Les enroulements du relais sont connectés de façon qu'il y ait compensation, c'est-à-dire que, la grille du tube à la masse, le relais soit en équilibre dans la position médiane.

La tension amplifiée est, selon le sens du déséquilibre du pont, en phase avec l'une des anodes et en opposition avec l'autre, ou vice versa.

Le relais est ainsi monté en différentiel. Les contacts collant pour $\pm 1\text{ V}$ d'écart, la sensibilité est suffisante pour $0,01^\circ\text{C}$. Un condensateur de $10\ \mu\text{F}$ polarisé, branché aux bornes des enroulements, élimine toute trace de courant alternatif. Comme la puissance de coupure de ce relais est très faible, nous commanderons deux relais plus puissants à travers deux thyratrons 2 D 21 polarisés par une cellule redresseuse et un condensateur de $50\ \mu\text{F}$ (100 V) alimentés par l'enroulement $6,3\text{ V}$ du circuit filaments.

Les grilles des thyratrons sont commandées par le relais *Siemens* et les anodes sont alimentées à travers les enroulements des relais par l'un des enroulements H.T. du transformateur T_1 en série avec une résistance de $5\text{ k}\Omega$. On veillera à ce que la phase soit correcte en cherchant l'enroulement convenable.

Les relais de puissance sont des modèles *Langlade et Picard* à bague de déphasage, spéciaux pour thyatron; leur résistance est de $2500\ \Omega$. Ils comportent chacun 3 contacts RT dont l'un est utilisé pour la régulation éventuelle et les deux autres pour l'inversion de polarité du moteur de l'enregistreur. Ce minuscule moteur à aimant permanent, du type *Timotor Saas* pour 6 V , possède un couple de 27 g/cm . Il est alimenté par un amplificateur proportionnel dont voici le principe:

Après le premier étage de l'amplificateur précédent et à l'aide d'un potentiomètre de $2\text{ M}\Omega$, nous préleverons une partie de la tension de déséquilibre qui, après amplification par la première triode d'une 12 AX 7, sera déphasée par la deuxième triode et appliquée aux grilles de deux pentodes EL 84 montées en push-pull.

Ces tubes débiteront dans un transformateur de sortie dont le courant secondaire, redressé par un pont de cellules au sélénium, alimentera le moteur commandant l'aiguille de l'enregistreur. Cette aiguille sera solidaire d'un chariot balayant le potentiomètre du pont. Le moteur est démultiplié par un réducteur de moteur *Sapmi* (1 tour en 90 secondes), auquel il sera adapté. Il balayera, de ce fait, toute la plage de l'enregistreur en quelques secondes. Un bon réglage de l'étage proportionnel évitera tout « pompage ».

Il y a deux tensions d'alimentation séparées nécessitant deux transformateurs. La première de $380\text{ V} - 80\text{ mA}$, alimente la

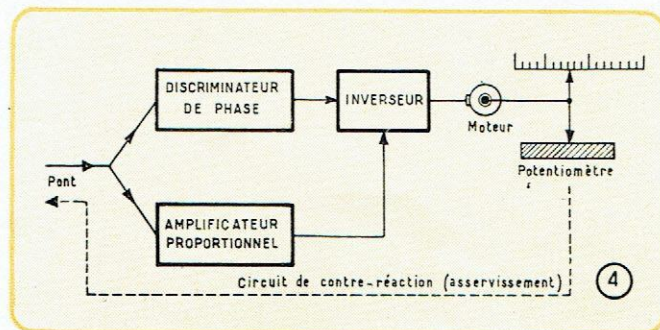


Fig. 4. — Disposition schématique des parties essentielles de l'enregistreur.

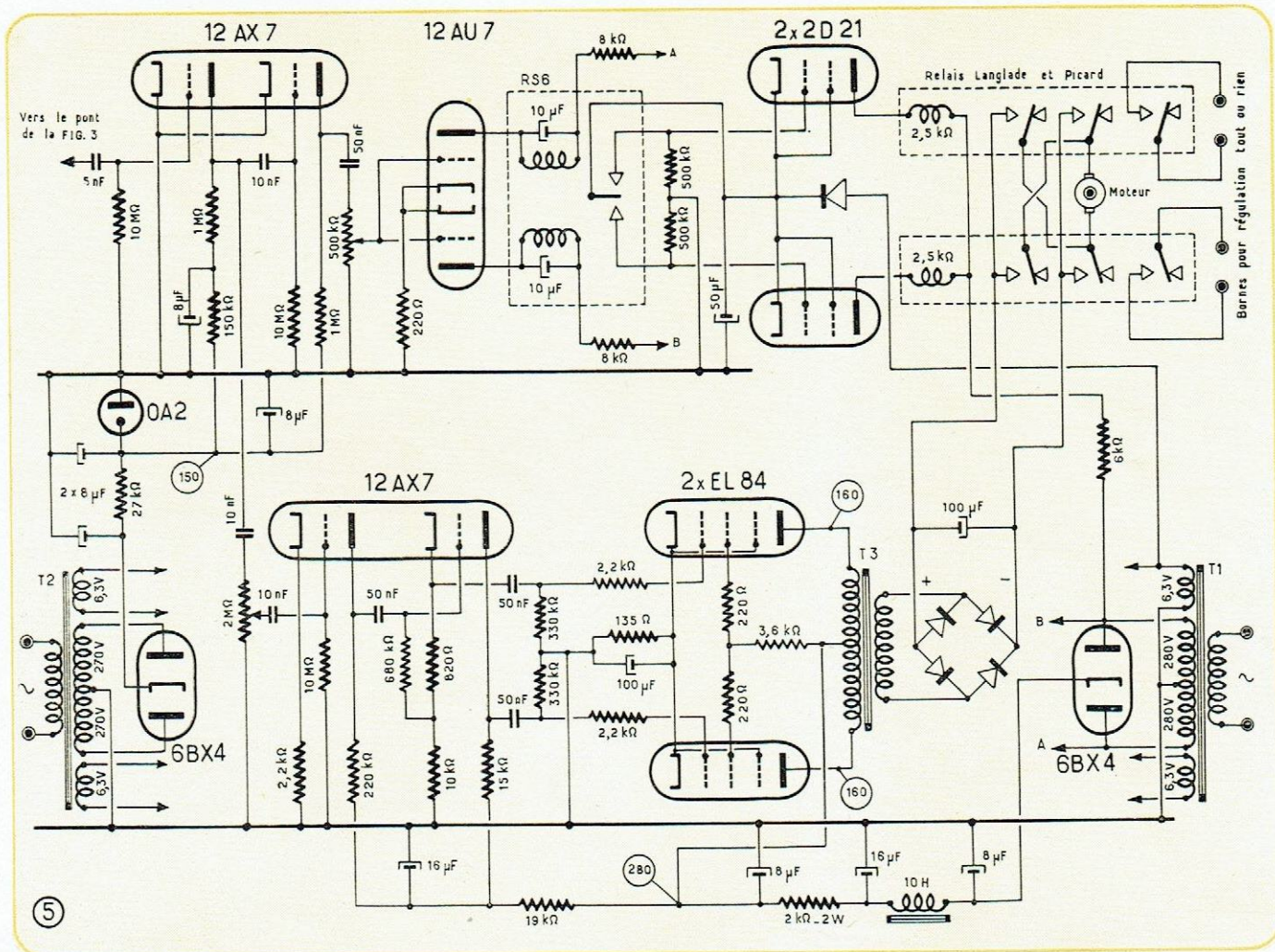


Fig. 5. — Sur ce schéma on retrouvera les deux amplificateurs séparés : l'un pour le discriminateur de phase et l'autre pour l'action proportionnelle. Le moteur d'entraînement est un modèle 6 V, à aimant permanent, fabriqué par Timotor Saas.

12 AU 7 et l'étage proportionnel. La seconde, de 150 V, est réglée par un OA 2 et alimente la 12 AX 7 d'entrée; le débit n'est que de quelques milliampères. Le filtrage est assuré par une résistance de 27 kΩ. Dans les deux cas, la lampe redresseuse est une 6 BX 4.

Les filaments des tubes gagneront à être alimentés sans surcharger les transformateurs, en répartissant leur alimentation entre chacun d'eux.

La mise au point des amplificateurs n'est pas compliquée; seule la déphaseuse devra être réglée de manière à obtenir une tension égale sur les grilles des EL 84, cela en jouant sur la résistance de polarisation de la cathode marquée 10 kΩ et sur la résistance de charge de 15 kΩ du tube déphaseur.

Il est utile de suivre à l'oscilloscope l'amplification et la forme des tensions de sortie; on y gagnera en souplesse.

On trouvera sur le schéma les tensions normales en fonction des déséquilibres, mesurées au voltmètre à lampe.

Calculs de l'amplificateur

Nous savons (1) que la sensibilité d'une thermistance diminue légèrement quand la température croît.

Pour nous, le cas le plus défavorable se situera vers la gamme supérieure 110 à 120 °C. Il faut que notre amplificateur puisse être suffisant à ce moment.

À 120 °C le coefficient α sera :

$$\alpha = -100 \cdot \frac{b}{T^2} = -2,2,$$

c'est-à-dire que la résistance variera de 2,2 % pour une variation de température de 1 °C à 120 °C.

Calculons la tension qui apparaîtra sur la grille de commande pour 0,1 °C d'écart à 120 °C avec une tension d'alimentation du pont de 0,62 V (voir tableau) :

$$\Delta r = \frac{R_x}{100} \times \frac{\alpha}{10} = 1,013 \times 0,22 \approx 0,22 \Omega.$$

Il vient :

$$\begin{aligned} \Delta e &= \frac{e(R_x + \Delta r)}{R_x + R_E + r} - \frac{e R_x}{R_x + R_E} \\ &= \frac{0,62(101,30 + 0,22)}{101,30 + 113,70 + 0,22} - \frac{0,62 \times 101,30}{101,30 + 113,70} \\ &\approx 0,0006 \text{ V.} \end{aligned}$$

soit $\Delta e = 0,6 \text{ mV}$.

Le premier tube de l'amplificateur, une double triode 12 AX 7 chargée par 1 MΩ, avec une fuite de grille de 10 MΩ, nous donnera une amplification que nous allons déterminer grosso modo :

La charge effective d'anode R_a , résultant des combinaisons

de la charge d'anode R_a (1 M Ω) et de la fuite de grille R_{g2} (10 M Ω) de la triode suivante, deviendra :

$$R'_a = \frac{R_a \cdot R_{g2}}{R_a + R_{g2}} = \frac{10^6 \times 10^7}{10^6 + 10^7} = 0,99 \text{ M}\Omega.$$

Le gain théorique est :

$$G = \frac{K \times R'_a}{R'_a + R_i}$$

Avec : $K = 100$ pour ce tube et R_i (résistance interne) = 80 k Ω , il vient :

$$G = \frac{10^2 \times 0,99 \times 10^6}{0,99 \times 10^6 + 8 \cdot 10^4} = 92,6.$$

Les deux étages auront donc un gain de $92,6 \times 92,6 = 8570$, et la tension d'entrée de 0,6 mV deviendra :

$$0,0006 \times 8570 = 5,15 \text{ V}.$$

Les charges anodiques des deux éléments triode de la 12AU7 sont constituées par une résistance de 8 k Ω en série avec l'ensemble : résistance du relais (6,5 k Ω) et condensateur de 10 μ F branchés en parallèle.

L'impédance de charge anodique sera égale à :

$$R_a = 8000 + \frac{6500 \times 1590}{6500 + 1590} = 9550 \Omega.$$

Le gain de tension aux bornes de la bobine du relais sera :

$$G = \frac{K R_a}{R_a + R_i} \times \frac{1550}{9550} = \frac{17 \times 9550}{9550 \times 7700} \times \frac{1550}{9550} \approx 1,5.$$

La tension aux bornes du relais sera : $5,15 \times 1,5 = 7,7 \text{ V}$ pour 0,1 $^\circ\text{C}$.

Pour les deux bobines on aura : 15,4 V, ce qui donne encore 1,54 V pour 0,01 $^\circ\text{C}$.

Le relais est sensible au volt et même pour 0,01 $^\circ\text{C}$ l'amplification suffira.

Amplificateur proportionnel

L'étage proportionnel sera alimenté après le premier étage de l'amplificateur d'entrée. La tension sur sa grille sera de :

$$0,0006 \times 92,6 = 0,055 \text{ V pour } 0,1 \text{ }^\circ\text{C}.$$

La première triode d'entrée 12AX7 montée en amplificatrice de tension avec $R_{g1} = 0,7 \text{ M}\Omega$, $R_a = 0,22 \text{ M}\Omega$ et un condensateur de liaison de 50 nF donnera :

$$R'_a = \frac{220\,000 \times 700\,000}{700\,000 + 220\,000} = 167\,000 \Omega.$$

Le gain théorique sera de :

$$G_T = \frac{10^2 \times 1,67 \cdot 10^5}{1,67 \cdot 10^5 + 8 \cdot 10^4} = 67,6.$$

Le gain réel sera de :

$$G_r = \frac{67,6 \times 7 \cdot 10^5}{7 \cdot 10^5 + \frac{1}{314 \times 5 \cdot 10^{-8}}} = 62.$$

La tension de sortie sera : $0,055 \times 62 = 3,41 \text{ V}$. C'est cette tension qui sera appliquée aux grilles des EL84 montées en push-pull.

L'action proportionnelle, comme nous allons le montrer, est indispensable pour ajuster la vitesse de réponse à une valeur optimum en évitant le pompage.

Considérons le pont de la figure 3. Supposons qu'il soit sur la gamme 110-120 $^\circ\text{C}$ avec la sonde à 105 $^\circ\text{C}$. Le potentiomètre étant exactement sur 105 $^\circ\text{C}$, il n'apparaîtra aucune tension à la sortie du pont. Si on déplace le potentiomètre dans un sens ou dans l'autre jusqu'aux extrémités, la variation de tension Δe à la sortie du pont aura la forme de la courbe en traits pleins de la figure 6.

Comme on vient de le voir, le gain total est :

$$G = 92,6 \times 62 \approx 5740.$$

La puissance maximum des EL84 de sortie est atteinte avec 12 à 13 V sur leurs grilles, ce qui nous donne comme tension de saturation à l'entrée de l'amplificateur :

$$\Delta e = 13/5740 = 0,0023 \text{ soit } 2,3 \text{ mV}.$$

On constate alors que l'action ne sera proportionnelle que dans une zone très étroite ($\pm 1 \text{ }^\circ\text{C}$). La courbe en traits pleins de la figure 7 donne l'allure de la variation de tension appliquée au moteur en fonction du déséquilibre avec l'amplificateur au maximum de gain. En agissant sur le potentiomètre de réglage du gain, on peut faire basculer les pentes jusqu'à avoir une action proportionnelle sur toute la gamme (courbe en traits-points, fig. 7).

C'est bien ce que l'on constate en pratique. Naturellement, en poussant le gain au maximum, du pompage risque de se produire.

Si maintenant nous faisons le même examen pour la gamme 0-10 $^\circ\text{C}$, les valeurs seront très différentes (courbe en traits-points, fig. 6).

Dans ce cas, avec le gain au maximum, l'action ne sera proportionnelle théoriquement que sur quelques centièmes de degré (courbe en pointillé, fig. 7). Il y aura automatiquement pompage. Le potentiomètre d'ajustage du gain est donc absolument indispensable pour régler la vitesse de réponse optimum à chaque gamme de travail.

Le transformateur de sortie

Pour ce calcul, il nous faut l'impédance de sortie. Elle se compose du redresseur avec son condensateur et du moteur à aimant permanent qui actionnera le curseur de l'enregistreur.

Ce moteur a les caractéristiques suivantes :

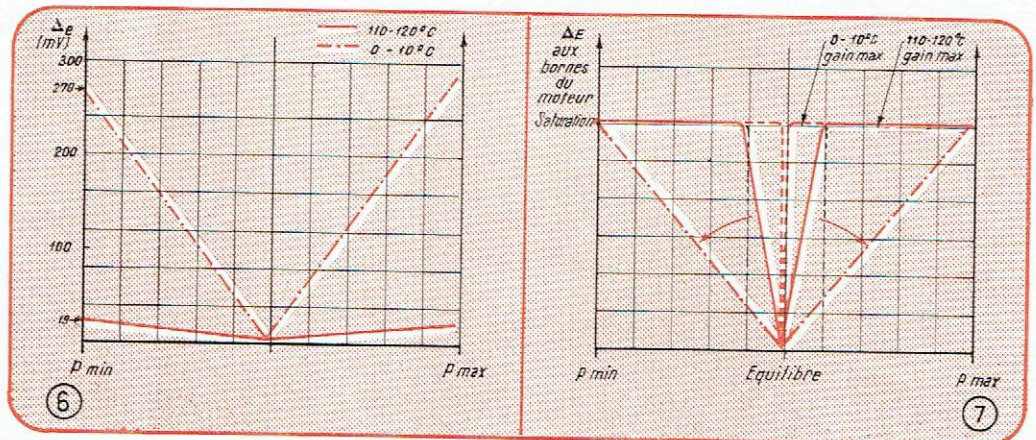
Tension d'alimentation = 6 V (il démarre très bien avec 2 V) ;

Intensité absorbée à vitesse nulle = 0,800 A ; à 5000 tr/mn 0,150 A, soit 0,9 W à vide et 4,8 W calé.

Son impédance a été déterminée comme suit :

Le moteur est monté à la suite du redresseur muni de son condensateur. Nous avons alimenté le redresseur avec des tensions alternatives échelonnées de 1 V en 1 V jusqu'à 6 V

Fig. 6 et 7. — La saturation de l'étage de sortie peut être atteinte très rapidement si le gain de l'amplificateur proportionnel est au maximum. Ces courbes montrent la nécessité d'un potentiomètre de dosage du gain.



et, en freinant légèrement le rotor, nous avons relevé la tension et l'intensité en courant alternatif pour chaque plage. Une moyenne générale nous a permis, en appliquant la loi d'ohm, de trouver environ 20 Ω .

Les caractéristiques du tube EL 84 sont les suivantes :

Tension d'alimentation (V_a) : 280 V ;
 Intensité anodique (I_a) : 48 mA ;
 Résistance interne (R_i) : 38 k Ω ;
 Impédance de charge (Z_a) : 4 k Ω ;
 Puissance maximum de sortie : 5 W ;
 Impédance de sortie (Z_s) : 20 Ω .

Comme nous travaillons à 50 Hz, c'est cette fréquence qui sera utilisée dans les calculs.

Il vient :

Section du fer :

$$F_e = 12,5 \sqrt{2 P_s / 50} = 12,5 \sqrt{(2 \times 5) / 50} = 5,6 \text{ cm}^2.$$

Par sécurité, nous prendrons une section supérieure, soit 6 cm².

La tension alternative V_p , aux bornes du primaire est donnée par :

$$V_p = \sqrt{P_s \cdot Z_a} = \sqrt{5 \times 4000} = 142 \text{ V}.$$

En prenant a priori la résistance interne du primaire égale à 200 Ω , l'impédance qui a une tension induite V'_1 sera :

$$Z'_a = Z_a - 200 = 4000 - 200 = 3800 \Omega$$

d'où :

$$V'_p = V_p \cdot Z'_a / Z_a = (142 \times 3800) / 4000 = 135 \text{ V}.$$

Puisque nous travaillons à 50 Hz, nous prendrons un flux maximum de 5000 gauss et nous emploierons des tôles de 1,5 W.

Le nombre de tours du demi-primaire (push-pull) sera :

$$N_p = \frac{V'_p}{4,44 \times 50 \times F_e \times B \times 10^{-8}} \\ = \frac{135}{4,44 \times 50 \times 6 \times 5 \times 10^{-8}} = 2716.$$

Le rapport de transformation sera :

$$n = \sqrt{Z'_a / Z_s} = \sqrt{3800 / 20} = 13,78$$

d'où le nombre de tours du secondaire :

$$2716 / 13,78 = 205 \text{ spires}.$$

Le diamètre du fil de l'enroulement primaire sera déterminé par :

$$\Phi_p = \sqrt{4 \cdot I_a / \pi \delta}$$

avec δ = densité de courant admissible en ampères par millimètre carré. Il vient pour $\delta = 2$ et $I_a = 0,048$:

$$\Phi_p = 0,175.$$

Nous prendrons du fil émaillé de 0,2 mm.

Le diamètre du fil de l'enroulement secondaire sera obtenu par :

$$\Phi_s = \sqrt{4 I_s / \pi \delta}.$$

Il vient avec $I_s = 0,5$ A :

$$\Phi_s = \sqrt{\frac{4 \times 0,5}{3,14 \times 2}} = 0,564.$$

Nous prendrons du fil de 0,6 mm.

Dans ces conditions, la résistance du primaire en employant un circuit magnétique de 75 \times 62,5 mm, de 32 mm d'épaisseur (qui donne une spire moyenne de 0,140 m) est de :

$$R_p = \rho l n / S.$$

Avec $\rho = 0,18$ et $S = 0,0314$, on a : $R_p = 218 \Omega$, ce qui est près des 200 Ω estimés.

Notre transformateur est constitué d'un circuit de 75 \times 62,5 millimètres, empilé sur 32 mm. Sur sa bobine, nous enroulerons 2 720 tours de fil émaillé de 0,2 mm en isolant les couches, puis, après interposition de deux couches de papier, 205 spires de fil de 0,6 mm en vrac, et après isolement encore 2720 spires

de fil de 0,2 mm. Les sorties des enroulements secondaires seront laissées libres pour déterminer ensuite le bon sens des enroulements.

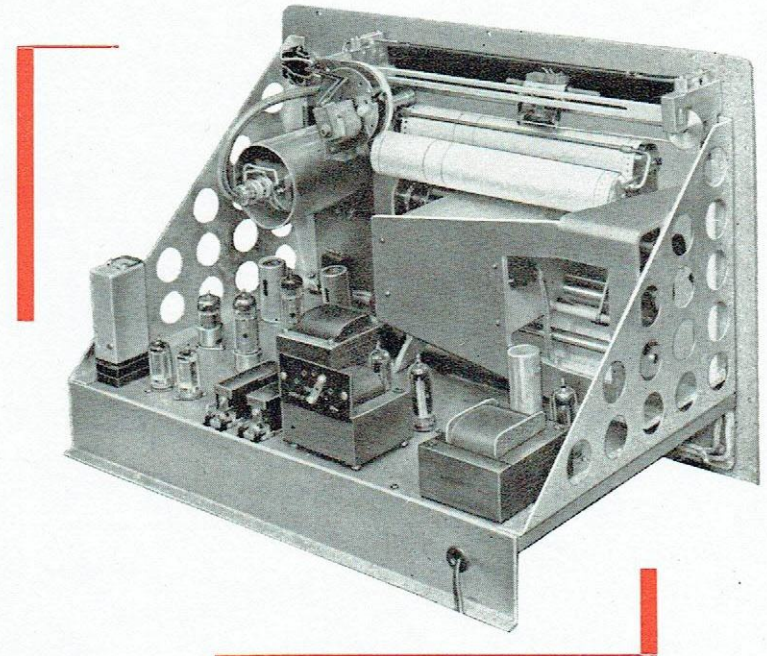
Les tôles seront imbriquées, puisque dans le montage en push-pull les effets de la composante continue des deux courants d'anodes s'annulent.

L'enregistreur

La fabrication d'une table d'enregistreur à déroulement est possible, mais nous avons préféré l'acheter toute faite. Les Etablissements *Laumonier* à Nesles-la-Vallée, fabriquent un modèle standard de 220 mm de largeur, qui peut être portée à 320 mm sur demande. Son prix est très raisonnable et les délais de livraison honnêtes.

Nous avons monté cette table sur une équerre articulée tournante, sur la face avant d'un coffret *Gérard* de 520 mm de large : une porte vitrée permet d'atteindre la table et notre ensemble, potentiomètre à glissière et moteur d'entraînement, est monté au-dessus (voir photo).

La fabrication du potentiomètre est simple : il suffit d'enrouler à spires jointives une longueur de fil de manganin suffisante pour obtenir 200 Ω sur une longueur de 220 mm (largeur de la table). Nous y sommes parvenus en enroulant du manganin émaillé de 0,2 mm de 14 Ω de résistance au mètre,



sur un tube métallique enfilé dans du souplisso de 4 mm intérieur, ce qui porte son diamètre extérieur à 4,6 mm. Il faut veiller à ce qu'il n'y ait aucune aspérité ; un coup de toile émeri permettra d'obtenir une surface lisse.

L'enroulement doit être non inductif. A cet effet, la moitié sera enroulée dans un sens, l'autre dans le sens contraire. Ce changement se fera au milieu en arrêtant la spire par un morceau de *Scotch* et en repartant dans l'autre sens.

L'enroulement terminé sera découpé sur une génératrice, de manière à mettre le métal à nu et à assurer ainsi un bon contact avec le curseur. Celui-ci sera composé de deux lames flexibles portant un grain d'argent soudé à un bout, l'autre étant fixé sur un chariot (fig. 8 a).

La deuxième lame du curseur, reliée électriquement à l'autre, frottera sur une baguette de soudure à l'argent, rigide, de 2 mm de diamètre. Cette barre sera branchée par un fil blindé (indispensable) à la grille d'entrée de l'amplificateur. Les deux extrémités du potentiomètre seront reliées aux décades par l'intermédiaire d'une prise miniature amovible.

L'entraînement du chariot se fait par un câble souple en acier du modèle utilisé dans les cadrans de radiorécepteurs. Il passe sur deux poulies placées aux extrémités de la glissière et s'enroule (2 tours) sur un petit tambour de 12 mm de diamètre commandé par le moto-réducteur. L'amarrage de ce fil se fera, comme représenté sur le croquis, sur deux boucles en corde à piano, solidaires de la barre de guidage du chariot. Il ne faut pas que ce fil soit trop tendu; il doit permettre un certain glissement sur le tambour de commande, afin que l'on puisse manœuvrer l'aiguille à la main.

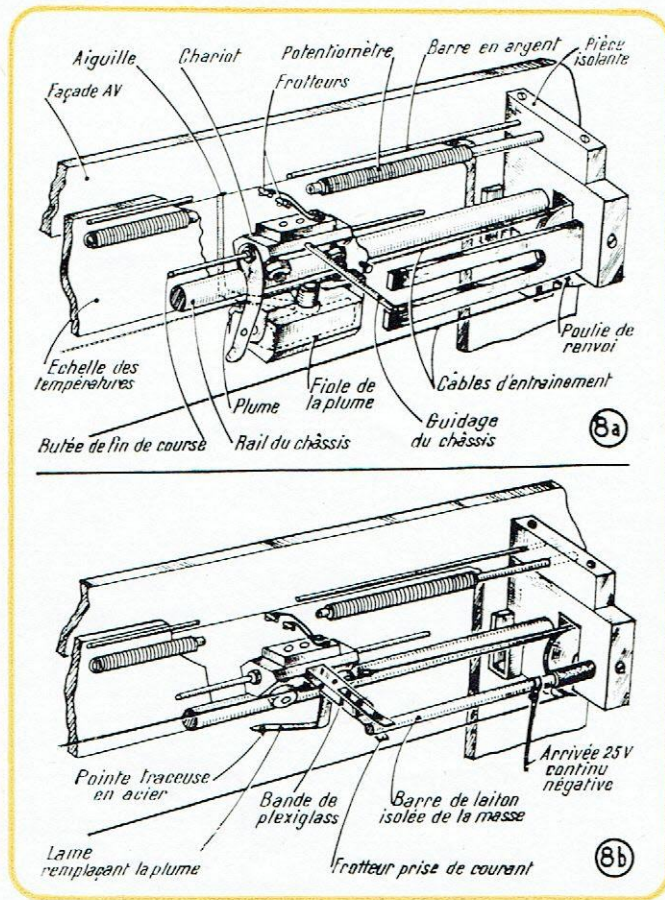


Fig. 8. — On peut voir sur cette figure la disposition du chariot portant le curseur du potentiomètre, les arbres de guidage et la firole à encre (en a); la modification du chariot pour y adapter une « plume électrique » formée par une lame de chrysocale brûlant un papier spécial (b).

La plume encreuse se compose d'un petit réservoir en plexiglas pourvu d'un tube de sortie à sa partie inférieure. Un embout en tube inox de 0,3 mm de diamètre intérieur, emmanché sur ce tube, servira de plume. Ce réservoir est suspendu entre deux pivots sertis sur deux lames flexibles afin de pouvoir l'enlever.

A vrai dire, cette solution n'est pas parfaite, car la réserve d'encre est faible et son renouvellement se fait au prix de barbouillages plus ou moins importants suivant la dextérité de l'opérateur. La solution consiste à utiliser le nouveau papier métallisé que la plume alimentée en basse tension brûle, donnant ainsi un tracé impeccable.

Ce papier est fourni par la Cie des Diagrammes. La trace est produite par brûlure d'une mince couche d'aluminium par un arc d'amorçage entre une pointe et la couche conductrice; l'alimentation de la plume se fait par un circuit très simple dont nous donnons le schéma (fig. 9); l'intensité mise en jeu est minime, quelques milliampères, et cette méthode élégante

autorise plusieurs tracés différents. En effet, supposons que nous voulions enregistrer plusieurs températures: nous pouvons, au moyen d'un distributeur, commuter un certain nombre de sondes et, en même temps, couper, pendant le changement de sonde, le circuit de la plume que l'on rétablira un instant quand l'aiguille aura atteint son point d'équilibre; en variant la longueur de cet instant pour chaque sonde, on aura un tracé pointillé, tiré ou en trait continu, qui permettra de reconnaître chaque tracé.

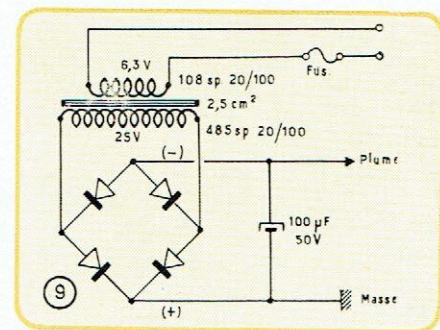
Le chariot de l'enregistreur est modifié comme représenté sur la figure 8 b, qui se passe de commentaires.

Réglage et mise au point

L'ensemble étant monté et en ordre de marche, on branchera, entre la masse et la prise coaxiale d'entrée placée sous la manette des décades, les extrémités des décades du pont qui a servi à étalonner les résistances.

On affichera sur la décade la première résistance correspondant à la plage de 0 à 10°C. L'index du chariot tracera un trait sur le papier en déroulement. En commutant la manette

Fig. 9. — Schéma de l'alimentation de la plume électrique.



sur la décade suivante, l'index reviendra à l'origine qui marquera le zéro de l'échelle, l'autre étant le point 10. On affichera la résistance R_x suivante et ainsi de suite jusqu'à la fin.

Toutes les origines et fins de tracé devront se trouver sur deux verticales, sinon une résistance sera fautive. On le verra tout de suite en cherchant la résistance qu'il faudra ajouter ou retrancher pour aligner la décade défectueuse.

On peut tolérer un écart de 0,02°C, car entre la précision théorique et la pratique il y a souvent une grande marge. Nous avons cependant obtenu des recouvrements parfaits, mais cela demande un soin extrême dans l'étalonnage et le montage des décades.

Les photographies illustrant le présent article représentent un enregistreur ayant une plage de 2°C sur toute l'échelle. Le pont est différent de celui calculé ici, la précision demandée étant de 0,01°C, mais l'amplificateur est celui schématisé en figure 5.

Nous avons indiqué, dans le chapitre de la description, des relais Langlade et Picard, mais nous avons été amenés à les remplacer par des relais type téléphone Siemens, rebobinés avec 20 000 tours de fil de cuivre émaillé de 0,09 mm après adjonction d'une bague de déphasage en cuivre. Ces relais se sont révélés bien plus sensibles et d'une réponse plus rapide.

Nous pensons avoir donné dans ces lignes le maximum de renseignements pour ceux qui, comme nous, ont à résoudre des problèmes spéciaux. Ajoutons que, pour un laboratoire pouvant disposer d'un atelier d'entretien, le prix de revient de cet ensemble ne dépasse pas une centaine de mille francs et que, bien entendu, l'appareil peut traduire tout phénomène produisant une variation de tension et de phase en courant alternatif de basse fréquence.

M. LELEU et M. LE CHEVALLIER,
Ingénieurs au
Centre de Recherches Péchiney.

(1) Voir notre n° 10 (septembre-octobre 1956), pp. 147 à 153.

Etude expérimentale du déclenchement des THYRATRONS

Introduction

La recherche des meilleures conditions de fonctionnement des thyratrons, tant au point de vue de la stabilité que du retard à l'amorçage, a fait l'objet de nombreuses études, la plupart effectuées à l'étranger.

Dans le cadre des travaux entrepris au laboratoire d'électrotechnique et d'électronique industrielle de l'E.N.S.E.H.T. (*) sur l'asservissement des générateurs d'ondes de choc à haute tension, nous avons eu à résoudre le problème du déclenchement d'un thyatron dans des conditions de stabilité optima, c'est-à-dire à l'échelle du dixième de microseconde.

De ce fait, nous avons été conduits, compte tenu des études déjà effectuées, à reprendre le problème du déclenchement des triodes à gaz. La recherche du *trigger* le plus convenable nous a amenés, en premier lieu, à construire un montage d'études destiné à produire des impulsions de forme et de durée variables, utilisé par la suite pour les vérifications expérimentales.

Considérations générales

Lors de l'amorçage d'un thyatron par application d'une forte tension positive sur la grille, il y a d'abord production d'un flux d'électrons issus de la charge d'espace, qui se dirigent vers la grille. Ces électrons ionisent l'espace grille-cathode puis, si l'impulsion de déclenchement est convenable, l'ionisation s'étend à tout l'espace cathode-anode pendant que les électrons continuent leur chemin vers l'anode. Les ions ainsi formés se précipitent vers la grille et la cathode. La première électrode est bientôt submergée par le nuage d'ions et son rôle devient passif, tandis que la charge d'espace entourant la seconde est détruite. Durant tout ce temps la tension d'anode n'a pratiquement pas subi de modification; c'est ce que *Mullin* nomme la « période de retard » [1].

Dès que la charge d'espace a disparu, la cathode émettant continuellement des électrons et l'espace anode-cathode étant complètement ionisé, le courant s'établit très rapidement, avec une constante de temps L/R dépendant du coefficient de self-induction L et de la résistance R du circuit. Le temps de montée du courant, c'est-à-dire celui qui lui est nécessaire pour passer de 10 % à 90 % de sa valeur finale, serait alors en considérant le thyatron comme une source de courant unité :

$$\Delta t_{ab} = 2,2 L/R. \quad [2]$$

C'est ce que *Mullin* appelle « période de commutation ». La somme « période de retard » + « période de commutation » peut être assimilée à ce que l'on a coutume d'appeler le « temps

d'ionisation du thyatron ». Pour un tube donné, le problème consiste à déterminer les conditions de front t_1 , d'amplitude A et de durée t_2 que doivent remplir les signaux délivrés par le trigger. En outre, il y a lieu de déterminer l'impédance de sortie de ce dernier (fig. 1).

Le temps mis par les ions pour rejoindre la cathode dépend évidemment de la tension anodique d'où l'intérêt à la prendre aussi élevée que possible; *Mullin*, *Discon* et *Neher* allèrent jusqu'à utiliser des tensions anodiques de 5 kV, pour un

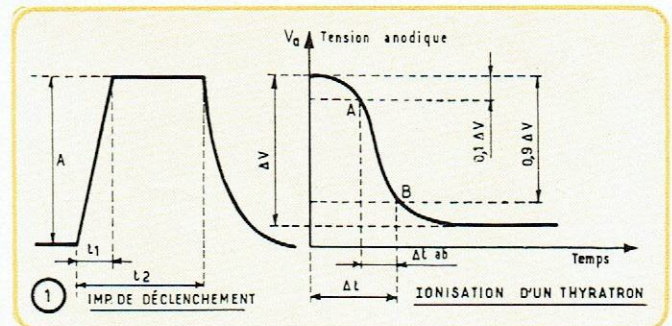


Fig. 1. — Amplitude A , temps de montée t_1 et durée t_2 , telles sont les grandeurs caractéristiques d'une impulsion destinée à produire l'ionisation d'un thyatron.

thyatron 2 D 21 [3]. Le courant anodique croît alors jusqu'à la moitié de sa valeur en un temps voisin de $10 \mu s$, puis atteint sa valeur maximum en $0,3 \mu s$ à la condition, bien entendu, que l'inductance du circuit soit faible. Tous ces phénomènes peuvent être assez bien représentés par une formule semi-empirique, proposée par *Williams* [1], et que nous mettons sous la forme

$$\Delta t_{ab} = 2,2 L/R + \alpha/V_a$$

où α est un coefficient qui doit être déterminé expérimentalement pour chaque tube et V_a la tension d'anode.

1. — INFLUENCE DE L'AMPLITUDE ET DU FRONT DE L'IMPULSION DE DÉCLENCHEMENT

Mullin a observé que la période de commutation dépend très nettement du niveau de l'impulsion de déclenchement par rapport à la tension normale d'amorçage, c'est-à-dire celle que l'on mesurerait statiquement en appliquant une tension continue progressivement croissante sur la grille. Au contraire, la

(*) Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique et d'Hydraulique de Toulouse.

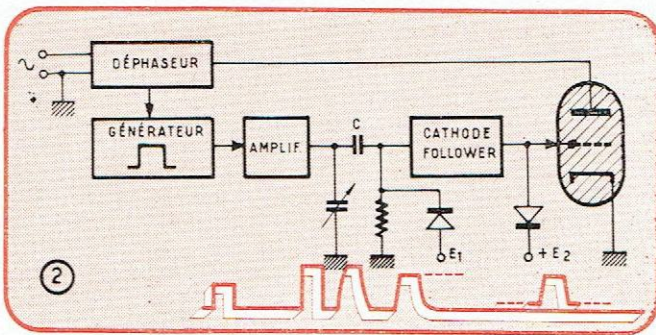


Fig. 2. — Schéma-bloc de l'appareil réalisé en vue de l'étude expérimentale et forme des signaux obtenus en différents points du montage.

période de retard en dépend assez peu. C'est pourquoi, dans le cas d'un thyatron 2 D 21, *Lewis et Wells* [3] conseillent d'utiliser pour le déclenchement un top positif d'au moins 60 à 100 V bien que la tension d'amorçage soit négative de quelques volts. Le temps d'ionisation est alors réduit à 0,3 μ s.

Il faut, en effet, extraire les premiers électrons le plus rapidement possible hors de la charge d'espace; toutefois, si l'ionisation par choc est favorisée par une grande énergie, la probabilité du choc diminue quand la vitesse des électrons augmente. On comprend donc qu'il existe une valeur optimum de l'amplitude des impulsions délivrées par le trigger.

Pour caractériser l'influence du front t_1 des impulsions nous pouvons admettre que celle-ci se fera sentir sur l'accélération des premiers électrons extraits de la charge d'espace, car les ions sont beaucoup plus lourds et ne ressentiront pas les variations correspondantes. Il nous apparaît donc que c'est le front t_1 qui va principalement influencer la période de retard. *Glasoe et Lebacqz* [4] indiquent que pour un thyatron à hydrogène il est nécessaire d'utiliser des impulsions ayant une pente ϵ au moins égale à 200 ou 300 V/ μ s. Au-delà de cette valeur le gain devient négligeable.

2. — INFLUENCE DE L'IMPEDANCE DE SORTIE DU TRIGGER

Ici les différents auteurs s'accordent à reconnaître que le trigger doit être capable de fournir de la puissance au circuit grille du thyatron. Un courant grille-cathode de 20 mA est nécessaire, d'après *Lewis et Wells*, pour des thyratrons de faible puissance tandis que *Glasoe et Lebacqz* [4] ont montré que le retard à l'allumage diminuait de 0,1 μ s lorsque l'on ramenait l'impédance de sortie du trigger de 2 k Ω à 200 Ω .

Dispositif d'étude expérimentale

Pour effectuer les vérifications expérimentales de ces diverses données, nous avons réalisé un générateur permettant la production d'impulsions d'amplitude, de front et de largeur variables.

Le principe de l'appareil est représenté par le schéma-bloc de la figure 2, dans laquelle un signal carré convenablement amplifié, dont le front t_1 est de l'ordre de 0,05 à 0,1 μ s, attaque un circuit capacitif C puis un circuit d'écrêtage. Le réglage de la capacité C permet d'obtenir la variation du front du signal tandis que le réglage des tensions d'écrêtage permet de faire varier l'amplitude A. Le gain en courant nécessaire pour attaquer la grille du thyatron est obtenu au moyen d'un étage *cathode follower*.

Certes ces réglages ne sont pas indépendants, mais les caractéristiques des impulsions de déclenchement peuvent être facilement étudiées et déterminées par une observation à l'oscilloscope.

Les figures 3, 4 et 5 montrent quelques uns des signaux obtenus. Les fronts sont respectivement de 0,1, 0,5 et 0,8 μ s.

Afin de pouvoir examiner commodément le fonctionnement du thyatron étudié, son anode est alimentée par la tension du secteur à 50 Hz, utilisée par ailleurs pour synchroniser le générateur de signaux carrés, après passage par un pont déphaseur. En effet, les phénomènes étudiés (ionisation puis désionisation) se produisent en des temps très courts par rapport à la période du secteur.

Si nous réglons le déphasage de façon à ce que le thyatron s'amorce lorsque la tension du secteur atteint son amplitude maximum, tout se passera comme si le thyatron était alimenté sous tension continue.

2. — DETAILS DE REALISATION

Le montage réalisé est représenté par la figure 6. L'amplificateur d'entrée est attaqué par des signaux négatifs. Le tube EL 84 ayant un recul de grille de 14 V, si nous nous imposons une tension de sortie de 200 V, le gain doit être de 14. D'où la charge d'anode :

$$R_a = G/S = 2,5 \text{ k}\Omega.$$

Avec le gain indiqué ci-dessus, si la capacité de sortie est d'environ 20 pF, le temps de montée des impulsions peut atteindre :

$$T_s = 2,2 R_a C_a = 0,1 \mu\text{s}.$$

Il peut encore être amélioré par l'introduction d'une inductance dans le circuit plaque. C'est pourquoi la charge de plaque, de 2,5 k Ω , est constituée par une résistance à couche de 1 k Ω suivie d'une résistance bobinée de 1,5 k Ω .

Les écrêtages sont réalisés au moyen d'une double diode EB 91.

Notons enfin que la charge de cathode de l'étage *cathode follower* doit être constituée par une résistance à couche.

Le signal appliqué au thyatron présente une déformation au moment de l'amorçage de ce dernier. En effet, si l'amorçage a lieu avant que l'impulsion de déclenchement ait atteint son amplitude maximum, le trigger se trouve pratiquement court-circuité : une « marche » négative apparaît alors sur le signal (fig. 7 et 16), et l'on n'utilise plus au maximum les caractéristiques des impulsions de déclenchement.

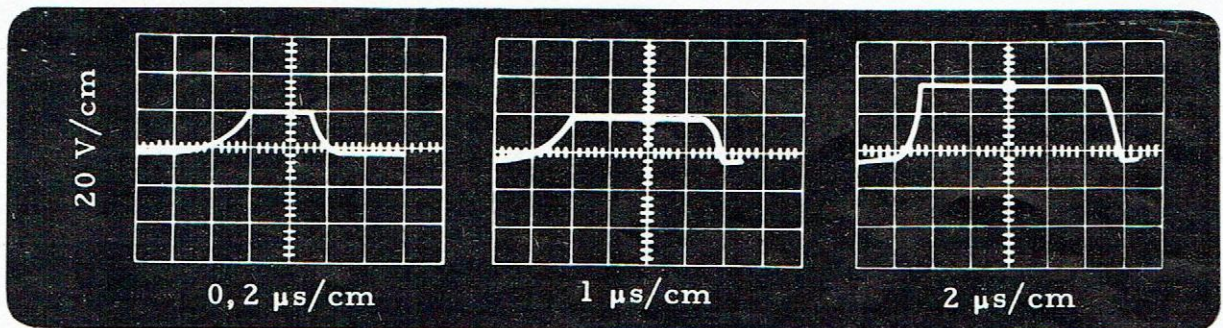


Fig. 3, 4 et 5. — Différentes formes d'impulsions de déclenchement obtenues, ayant respectivement une durée de front de 0,1-0,5 et 0,8 μ s.

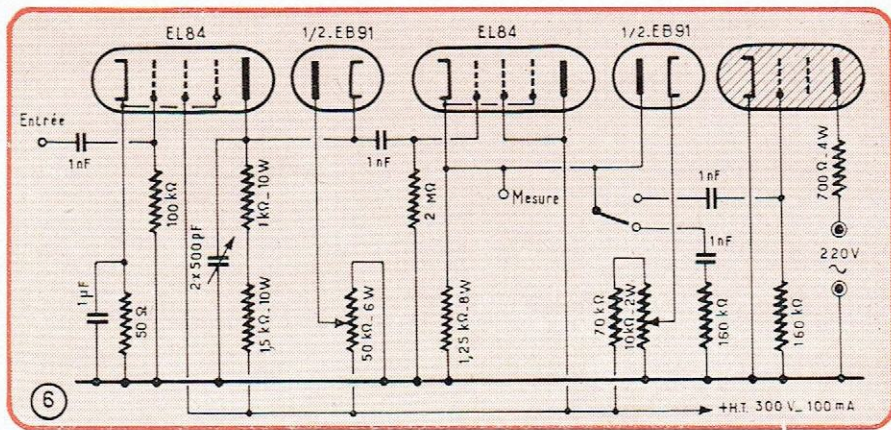


Fig. 6. — Schéma de principe du générateur d'impulsions ; la borne « Mesure » permet d'examiner à l'oscilloscope les impulsions appliquées au thyatron à l'essai.

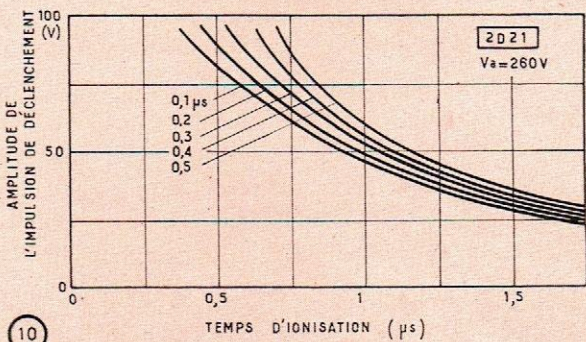
Au contraire, si l'amorçage se produit un court instant après la crête de l'impulsion de déclenchement, on observe à l'oscilloscope branché sur la grille du thyatron (fig. 8 et 9) une petite oscillation.

Résultats expérimentaux

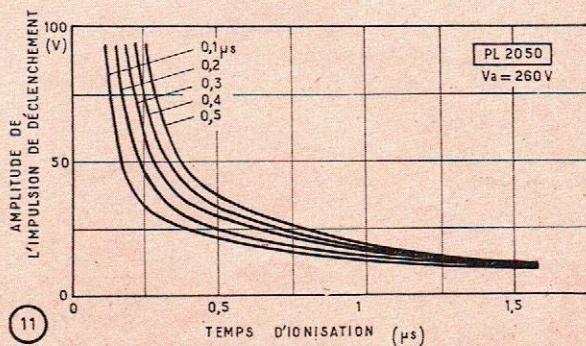
Le générateur ci-dessus nous a permis d'effectuer un certain nombre de mesures sur deux thyratrons couramment utilisés : les types 2 D 21 et PL 2050. Les résultats de ces essais sont reportés sur les figures 10 et 11.

L'influence de la durée de front et de la largeur de l'impulsion de déclenchement y est bien mise en évidence.

On voit en effet qu'il est inutile de dépasser des amplitudes de 50 à 100 V pour les thyratrons PL 2050 et 2 D 21, respecti-



10



11

Fig. 10 et 11. — Temps d'ionisation des thyratrons 2 D 21 et PL 2050 en fonction de l'amplitude de l'impulsion de déclenchement, pour différents temps de montée.

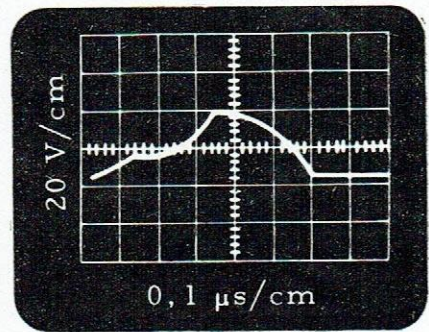


Fig. 7. — Amorçage du thyatron pendant la durée de l'impulsion de déclenchement (retard : 0,26 μs).

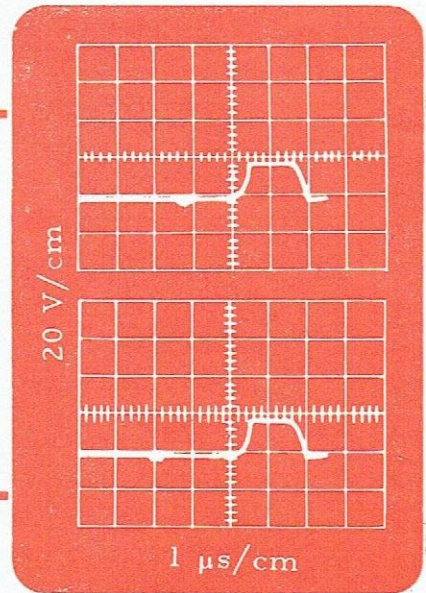


Fig. 8 et 9. — De petites oscillations signalent l'amorçage du thyatron lorsque celui-ci se produit après cessation de l'impulsion de déclenchement (retard : 3 et 4 μs).

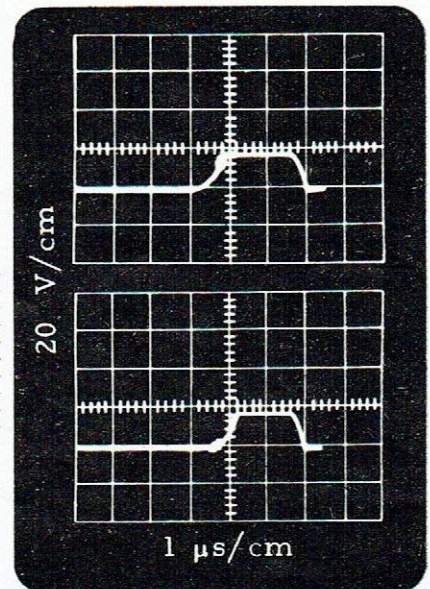


Fig. 12 et 13. — Lorsque la durée de l'impulsion de déclenchement diminue, le retard à l'amorçage croît.

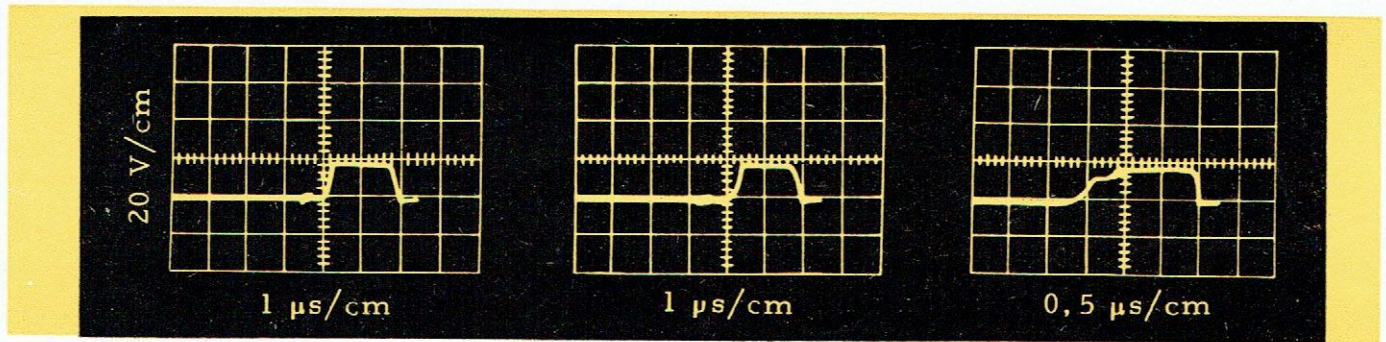


Fig. 14 et 15. — Les deux oscillogrammes ci-dessus montrent, comme ceux des figures 12 et 13, que le retard dans l'amorçage du thyatron augmente lorsque la durée de l'impulsion de déclenchement diminue.

Fig. 16. — Amorçage d'un thyatron pendant la durée de l'impulsion de déclenchement (retard : 1,2 μs)

vement ; que des pentes de front de 200 V/μs suffisent pour le PL 2050, alors qu'il est possible de descendre à 150 V/μs pour le thyatron 2 D 21.

Enfin l'influence de la largeur de l'impulsion de déclenchement est particulièrement nette : des essais systématiques effectués en faisant varier cette grandeur (fig. 12 à 16) montrent en effet que, tant que la période de commutation n'est pas terminée, la durée d'application de la tension de déclenchement influe sur le fonctionnement du tube. Au-delà, toute influence cesse et dès que l'amorçage du thyatron s'effectue avant la fin de l'impulsion, il n'y a plus intérêt à élargir celle-ci. Les courbes représentées sur les figures 10 et 11 ont d'ailleurs été tracées dans ces conditions. Elles permettent à l'utilisateur de choisir le signal d'amorçage du thyatron en fonction des données qu'il s'impose.

Conclusion

Les expériences que nous avons effectuées doivent être reprises avec un thyatron à hydrogène 3 C 45. Mais nous pouvons d'ores et déjà conclure que, même pour des phénomènes non récurrents ou à période très longue, les thyatrons de faible puissance à gaz rares présentent, eux aussi, une remarquable stabilité de fonctionnement lorsque le signal de déclenchement possède les qualités requises.

Précisons enfin que cette étude entre dans le cadre des recherches effectuées au laboratoire d'Electrotechnique et d'Elec-

tronique Industrielle de Toulouse sur les triodes à gaz. Les résultats qui avaient déjà été obtenus [5], relatifs au fonctionnement des thyatrons en régime relaxé, avaient laissé prévoir les intéressantes propriétés que cet article vient confirmer.

R. LACOSTE, Ingénieur I.E.T.,
chef de Travaux à la Faculté des Sciences

R. MEZENGEV, Ingénieur E.N.S.E.H.T.,
attaché de recherches au C.N.R.S.

H. SCHEFF, de la Technische Hochschule
(Stuttgart).

BIBLIOGRAPHIE

- [1] « The initial conduction interval in high speed thyatrons », par James B. Woodford et Everard Williams ; Journal of applied Physics, vol. 23, n° 7, July 1952, 702 ;
- [2] « Vacuum tube amplifiers » (M.I.T.), par Valley et Wallman, p. 73 ;
- [3] « Millimicrosecond pulse technique », par Lewis et Wells, p. 108 ;
- [4] « Pulse generators » (M.I.T.), par Glasoe et Lebacqz, p. 351 ;
- [5] « Sur un comportement particulier des triodes à gaz en régime relaxé », par M.M. Lagasse, R. Lacoste et G. Giralat ; Compte rendu à l'Académie des Sciences, tome 245, p. 412-414.

S. O. S. . . . (N° 6 et 7) . . . S. O. S.

Après une éclipse involontaire, nous reprenons, à la demande de nombreux lecteurs, nos S.O.S.

Rappelons que cette rubrique est ouverte gracieusement à tous les industriels qui ont à résoudre un problème particulier dont la solution électronique est susceptible de présenter un intérêt général. Nous ne manquerons pas de publier, dans nos prochains numéros, les réponses qui nous seront adressées.

Voici deux questions qui nous ont été posées :

S.O.S. N° 6

Si, dans l'industrie textile, on égare, pour une raison quelconque, les spécifications du fil contenu sur une bobine, le moyen traditionnel utilisé pour identifier le fil inconnu consiste à en prélever sur la bobine une certaine longueur et à comparer l'échantillon inconnu à un échantillon-étalon. Après un certain nombre de mesures (notamment pesées précises), on parvient à identifier le contenu de la bobine dont on avait perdu les caractéristiques, mais

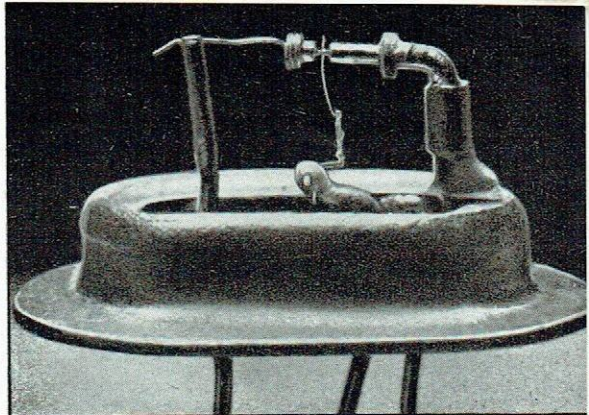
cette opération entraîne une perte de temps parfois considérable. Ne serait-il pas possible de remplacer cette méthode archaïque par un procédé électronique ?

Précisons que les étalons sont constitués par des fils sélectionnés et classés. L'appareil servant à la comparaison du fil inconnu avec les fils étalons devra indiquer le diamètre et la matière du fil (coton, nylon, etc.).

S.O.S. N° 7

C'est encore de l'industrie textile que nous vient le S.O.S. n° 7. On utilise de plus en plus des panneaux en bois ou en métal, enduits d'une colle adéquate, sur lesquels on projette de la bourre de nylon. L'usage de cette technique, connu sous le nom de flockage du nylon, peut être grandement facilité par la présence d'un champ électrostatique. Pour cela, une tension de l'ordre de 100 kV est généralement utilisée aux U.S.A. Où peut-on trouver en France des appareils électrostatiques peu encombrants capables de délivrer une telle tension ?

Le TECNETRON:



... requiem pour un transistor ?

De trop nombreux techniciens français ont tendance à croire qu'en matière d'électronique, l'étincelle de l'invention ne jaillit plus que de l'autre côté de l'Atlantique. Cette attitude désabusée qu'explique, sinon justifie, le silence coupable des dirigeants de nos laboratoires privés ou d'Etat, a été, pour une fois, publiquement dénoncée, le 7 janvier dernier, par les grands quotidiens d'information. Ce jour-là, en effet, le **tecnétron** recevait son acte de baptême officiel. Il s'agit, on le sait, d'un nouveau dispositif à base de semi-conducteur entièrement imaginé, mis au point et réalisé en France. Quel est son principe, quels sont ses propriétés et son avenir (notamment industriel) ? C'est à ces questions que l'article ci-dessous va tenter de répondre très brièvement.

Trous et lacunes

Depuis la découverte du transistor, il y a une dizaine d'années, toutes les recherches concernant les semi-conducteurs ont été dirigées vers un triple objectif: l'augmentation de la puissance qu'est susceptible de dissiper la jonction, la réduction de l'influence de la température, et la réalisation de semi-conducteurs capables de fonctionner correctement aux fréquences élevées.

Le premier problème a d'ores et déjà reçu des solutions satisfaisantes puisqu'il existe des diodes à jonction qui délivrent une puissance pouvant atteindre plusieurs watts; l'utilisation du silicium à la place du germanium a permis, d'autre part, d'étendre sensiblement la plage de fonctionnement des semi-conducteurs vers les températures de l'ordre d'une centaine de degrés centigrades.

Restait le dernier point, l'augmentation de la fréquence de coupure, qui n'avait pas encore reçu de solution acceptable, ainsi qu'en témoigne l'incroyable prolifération de transistors tétrodes, spacistors, etc., à laquelle les techniciens ont pu assister au cours de ces derniers mois.

En un mot, l'arrêt de mort du tube à vide classique n'était pas encore signé et les bonnes vieilles ampoules rougissaient d'orgueil dans tous les montages pour très hautes fréquences.

C'est alors que naquit le *tecnétron*.

Champs et barrières

Le nouveau semi-conducteur (fig. 1) est constitué par un bâtonnet cylindrique de germanium *n*, de 2 mm de longueur et 0,5 mm de diamètre, aux extrémités duquel sont fixées les deux électrodes ser-

vant d'anode et de cathode. Une gorge, remplie d'une mince couche d'indium, est pratiquée au milieu de ce bâtonnet; un fil d'or soudé sur l'indium, constitue la troisième électrode qui joue un rôle analogue à celui de la grille de commande dans un tube à vide classique.

Ainsi composé, le tecnétron a un fonctionnement très différent de celui des transistors habituels. S'il fallait absolument le comparer à quelque dispositif connu, ce serait plutôt au tube électronique qu'il ferait penser (pour la plus grande joie des « lampistes »). Ici, plus question de porteurs de charges traversant des barrières de potentiel créées par d'autres porteurs. Il n'existe pas davantage une jonction entre germanium et indium, ce dernier métal étant simplement appliqué autour de la gorge (appelée *goulot*) pratiquée

dans le bâtonnet. Tout autre métal que l'indium aurait pu convenir (de l'étain très pur, par exemple), à la seule condition qu'il n'y ait pas diffusion à travers le germanium. Indium et germanium sont donc simplement *en contact*.

A la base du fonctionnement du tecnétron, on utilise la modulation par *effet de champ*, étudiée en 1928 par LILIEFELD, au cours de ses travaux sur le phénomène de champ interne. LILIEFELD avait observé que lorsqu'un semi-conducteur est soumis à un champ électrique, sa section efficace (donc sa résistivité) varie en fonction de l'intensité du champ appliqué. Il s'ensuit que, si un flux d'électrons parcourt le semi-conducteur, il subira un phénomène de striction lorsqu'on appliquera au goulot une tension négative par rapport à la cathode. De plus, si l'on module la tension négative de polarisation, on observera une variation concomitante de la section efficace du semi-conducteur.

Sur ce principe de base, de nouvelles expériences furent reprises par des techniciens américains, au cours des dernières années. Les essais effectués aux Etats-Unis portaient sur de minces plaquettes de semi-conducteurs et n'aboutirent pas, semble-t-il, à des résultats satisfaisants.

C'est alors que M. TESZNER, ingénieur attaché au Centre National d'Etudes des Télécommunications, eut l'idée de faire agir le champ de polarisation, non plus sur une surface plane, une « coupe » de semi-conducteur, mais sur une structure cylindrique; en un mot, au lieu d'une variation de résistance du semi-conducteur dans un plan transversal, on a cherché à obtenir une variation quadratique. D'où la forme en anneau du goulot dans le

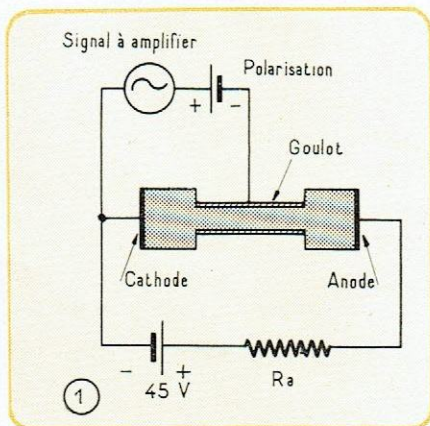


Fig. 1. — Constitution schématique et mode de branchement d'un tecnétron.

tecnétron mis au point par M. TESZNER après deux années d'études ininterrompues.

Ce procédé original a permis d'obtenir, à la fois, une variation de la résistance et de la capacité du germanium en fonction de la tension de polarisation appli-

rage peut supporter une tension inverse de l'ordre de 250 V, valeur cinq fois supérieure à celle que l'on rencontre pour les types de transistors actuellement connus.

Il convient également de noter que le tecnétron est avant tout un amplificateur

précision. Il semble cependant qu'il soit surtout en relation avec la propreté de la surface du germanium et il est, en tout cas, en l'état actuel des choses, de l'ordre de grandeur du bruit de fond des transistors.

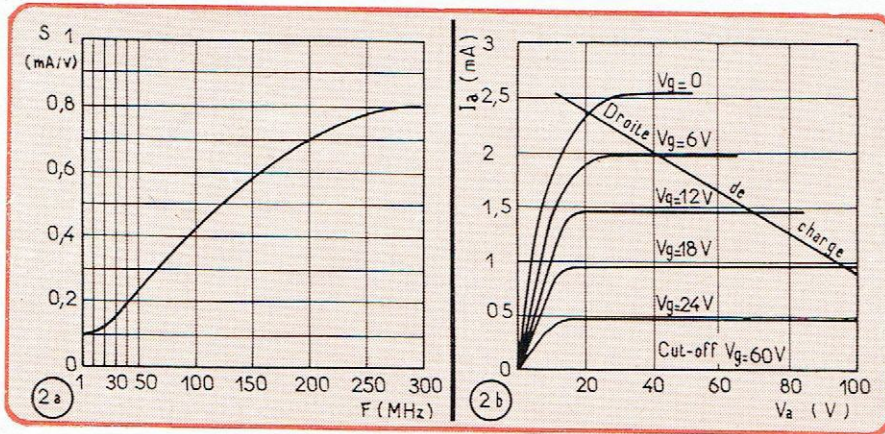


Fig. 2. — Variation de la pente d'un tecnétron en fonction de la fréquence de travail; on observera le seuil pour $F = 1$ MHz (a). Les caractéristiques du tecnétron (b) présentent une certaine analogie avec celles d'un tube penthode.

quée au goulot, et surtout ces variations sont beaucoup plus accusées (à variation de tension de polarisation égale) que dans le système primitif.

Caractéristiques ...et paradoxe

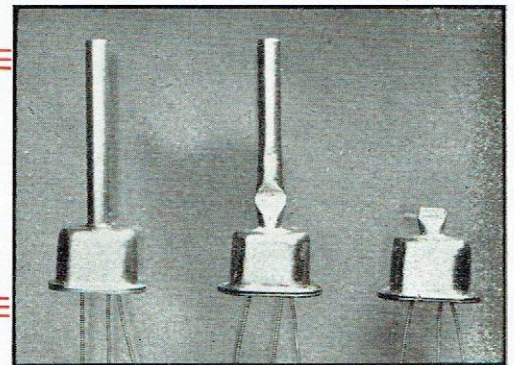
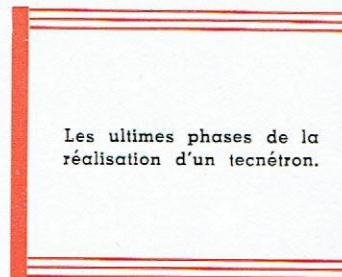
Les électroniciens cherchaient un semi-conducteur pour V.H.F.: ils l'ont enfin. Ainsi constitué, le tecnétron fonctionne allègrement à plusieurs centaines de mégahertz.

Sa résistance d'entrée est de plusieurs mégohms, tandis que son impédance de sortie est voisine de 1 M Ω : quant à l'impédance interne, elle est pratiquement infinie, ce qui rapproche beaucoup le tecnétron d'un tube penthode classique, à la différence cependant que sa pente est évidemment plus faible. Et, puisqu'il est question de pente, voici la plus grande originalité du nouveau dispositif: sa pente augmente avec la fréquence. En effet, comme on peut le voir sur la courbe de la figure 2 a, la pente du tecnétron est meilleure à 500 MHz qu'à 200 MHz, ce qui est pour le moins inattendu en matière de semi-conducteur.

Cependant, toute médaille a son revers, on est en droit de se demander quel serait le comportement du tecnétron aux basses fréquences. Tout porte à croire que, par un curieux paradoxe, le tecnétron (excellent en V.H.F.) s'avèrerait un bien piètre amplificateur en B.F., bien que sa pente présente (fort heureusement) un pallier aux environs de 1 MHz. Il y a là une ironie du sort que les fabricants de transistors ne manqueront pas d'apprécier. Par contre, la couche de bar-

rière de tension et non un amplificateur de courant. En classe A, sa puissance est de 15 à 30 mW.

Par rapport aux transistors, la tenue en température du nouveau semi-conducteur est supérieure de 20 °C environ à celle des transistors au germanium courants. Le tecnétron peut ainsi fonctionner à une température ambiante de l'ordre de 70 °C.



A noter que la dissipation thermique dans la jonction est nulle... pour la bonne raison qu'il n'y a pas de jonction; de toute façon, le courant qui traverse le contact indium-germanium est très faible.

La puissance maximum dissipée peut atteindre 180 mW.

Autre question d'importance: celle du bruit de fond. De l'aveu même de son inventeur, le tecnétron n'a pas encore été soumis à des essais systématiques permettant de déterminer son bruit de fond avec

Production, perspectives d'avenir et applications

Les tecnétrons réalisés au C.N.E.T. « sortent » à la cadence de 30 unités par jour environ, ce qui ne constitue certes pas une fabrication industrielle, mais n'est déjà pas mal pour une réalisation de laboratoire. D'ailleurs, il convient de souligner que la méthode de fabrication mise au point est entièrement originale, notamment le découpage du goulot (l'opération la plus délicate) qui est obtenu par voie électrolytique et qui se prête facilement à une forte production industrielle, avec possibilité d'automatisation.

En ce qui concerne les performances, on espère améliorer, au cours de l'année 1958, le tecnétron qui pourra fonctionner jusqu'à 1000 MHz. Dans le même temps, on augmentera la puissance.

Des recherches sont actuellement en cours pour étudier le fonctionnement du tecnétron en régime d'impulsions (multivibrateurs, bascules, etc.). Si le tecnétron tient ses promesses dans ce domaine, il pourrait concurrencer dangereusement les tubes à vide dans les machines à calculer électroniques.

D'ores et déjà, sans parler des applications intéressantes la Défense Nationale,

telles que les engins radioguidés et les télémesures, le tecnétron peut permettre le développement de la télévision industrielle, dans tous les cas où l'utilisation d'appareils de faible encombrement constitue une nécessité. Enfin, application pratique immédiate, le tecnétron peut permettre de réaliser des émetteurs portatifs précieux services dans des domaines où fonctionnant sur V.H.F. et rendre ainsi de l'emploi des transistors était pratiquement exclu.

A.C.

PROTECTION

des pièces métalliques de précision

OPTICIL associe deux produits de grande qualité :

- Un support débarrassé de tous corps abrasifs et corrosifs.
- Un polymère fluide de la classe des SILICONES.

OPTICIL donne aux verres d'OPTIQUE un éclat incomparable.

OPTICIL NETTOIE ET PROTÈGE

OPTICIL protège les Pièces Métalliques de HAUTE PRÉCISION des salissures aqueuses, graisseuses ou acides apportées par le contact des doigts au cours des manipulations de montage et de finition.

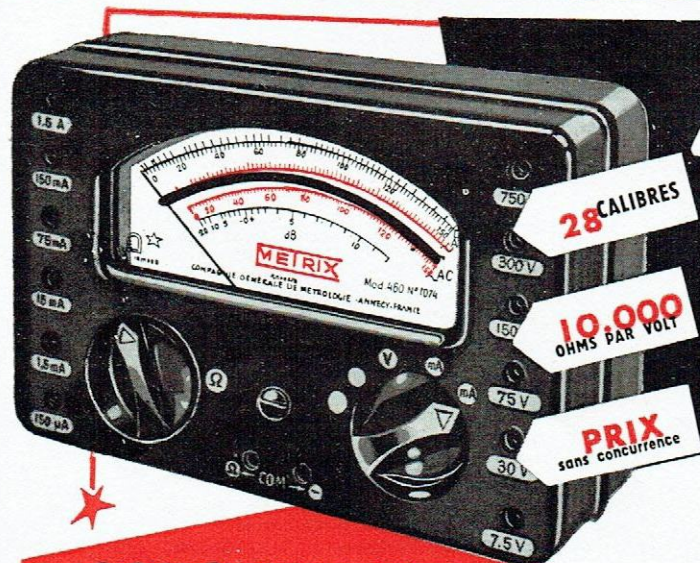
LA PIÈCE " OPTICILÉE " est une PIÈCE PROTÉGÉE



Opticil

Renseignements et échantillons :

Société **JOB**. S. A. Capital 500.000.000.- 89, Boulevard Péreire, PARIS, 17^e.



28 CALIBRES

10.000 OHMS PAR VOLT

PRIX sans concurrence

La plus FORTE PRODUCTION FRANÇAISE

DE RÉPUTATION MONDIALE

- ÉCHELLE à très grande lisibilité.
- TENSIONS : 3 - 7,5 - 30 - 75 - 150 - 300 - 750 V cont. et alt. ;
- INTENSITÉS : 150 A - 1,5 - 15 - 75 - 150 mA - 1,5 Amp. cont. et alt. ; Shunt complémentaire 15 amp. ;
- RÉSISTANCES : 0 à 2 MΩ ;
- PRIX, complet avec cordon, toutes taxes port et emballage compris : 11.250 Fr.

CONTROLEUR DE POCHE UNIVERSEL

MODÈLE

460

Etui cuir n° 1 pour le transport



C^{IE} GÉNÉRALE DE MÉTROLOGIE



METRIX

BOITE POSTALE 30

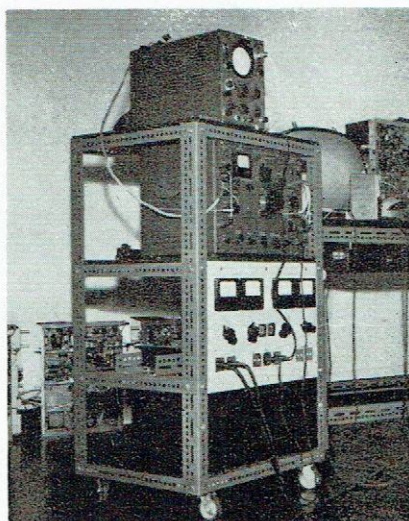
ANNECY - FRANCE

AGENTS : PARIS, 16, rue Fontaine (9^e) TRI, 02-34 • BORDEAUX, 5 bis, Allées de Chartrres, Tél. 48-60-67 • CAEN, 11, Place St-Martin, Tél. 29-55 • LILLE, 8, rue du Barbier Maës, Tél. 54-82-88 • LYON, 8, Cours Lafayette, Tél. Mancey 57-43 • MARSEILLE, 71, rue de la République (2^e), Tél. Calbert 78-60 • NANTES, 4, rue du Bédouin Yves-Guinaudeau, Tél. 140-61 • NICE, 6, rue du Lycée, Tél. 539-30 • STRASBOURG, 15, Place des Halles, Tél. 32-48-32 • TOULOUSE, 10, rue Alexandre-Cabanel, Tél. MA 35-84 • MONTPELLIER, M. Alonso, 32, Cité Industrielle, Tél. 72-73-16 • ALGER, R. Paulus, 13, rue Rovigo • TUNIS, M. Timsit, 11, rue Al-Djazira • ALLEMAGNE : A. Wiegand und Sohn, DUSSELDORF • ANGLETERRE : Solortron, THAMES DITTON • ARGENTINE : Maryland Srl, BUENOS AIRES • AUSTRALIE : Electronic Industries Imports, CARLTON • AUTRICHE : Lipschitz, VIENNE • BELGIQUE : Drua, BRUXELLES • BRÉSIL : Staub, SAO-PAULO • CANADA : Wholesale Radio and Electronics, TORONTO • ESPAGNE : Gaita Electrica, BARCELONE • FINLANDE : O.Y. Nyberg, HELSINGFORS • GRECE : K. Karayannis & Co, ATHÈNES • ITALIE : U. de Lorenzo, MILAN • LIBAN : Anis E. Kehdi, BEYROUTH • NORVÈGE : F. Ulrichsen, OSLO • PORTUGAL : Rualdo Lda, LISBONNE • SUÈDE : E. Ferner, BROMMA • SUISSE : Ed. Bleuel, ZÜRICH • SYRIE : Estéfane & Co, DAMAS • U.S.A. : American Metrix Corp., CAMDEN 3 N.J.

**coupez,
boulonnez,
c'est tout...**

DEXION

matériau moderne, idée nouvelle, s'adapte à toutes les situations industrielles. C'est la seule solution qui permette de résoudre sur-le-champ un problème d'équipement définitif ou provisoire



Cet oscilloscope, incorporé dans une ossature en cornières perforées DEXION, constitue une installation mobile de contrôle.

DEXION

LA CORNIÈRE PERFORÉE

100 millions de mètres vendus dans 90 pays
Documentation F 90 sur demande

FERALCO

9, rue St-Sébastien - PARIS XI^e - VOL. 87-29

Agents et dépôts dans tous les territoires de la France d'outre-mer

QUEL QUE SOIT VOTRE PROBLÈME DE MESURE

(en continu)

EMOUZY

peut probablement le résoudre

grâce à son montage électronique "Tripôle" Bté S.G.D.G.

R. d'entrée $10^{14} \Omega$ en fonction E.

R. d'entrée nulle en fonction I.R.C.S.d;q;

Courant-grille 10^{-13} Ampère

Une de nos réalisations



ISO - R - METRE «MILLIARD DE $M\Omega$ »

à constante de temps nulle (R.C.)

Mesure $0,1 M\Omega$ à $2 \cdot 10^{15} \Omega$ sous tension réglable 12 V à 500 volts

QUELQUES POSSIBILITÉS DE MESURES

Tensions depuis 1 mV à 35 kilovolts

Faibles intensités depuis 10^{-13} ampère

Résistances et isolements jusqu'à $2 \cdot 10^{15} \Omega$

Faibles pertes de charge depuis 10 mV

Faibles variations de tension 100 mV sur 1000 volts

Faibles variations d'intensités 1 μA sur 1 mA

Tensions statiques ou piézo-électriques

Capacités depuis 1 pF à 1000 μF

Convertisseur d'impédance $10^{18} \Omega/1000 \Omega$

Mesures T.B.F. zéro à 2000 périodes 0 — 20 V

Indicateur de zéro à consommation nulle

Mesure de faibles courants de fuite depuis 10^{-13} ampère sous tension quelconque 50 V à 50 kV

Mesures magnétiques

Mesures du pH au centième d'unité (0,058 mV)

Mesure du rH depuis 0,2 mV à 1000 mV

etc... etc...

EMOUZY

63, Rue de Charenton

PARIS-12^e (Bastille)

Téléphone : DIDerot 07-74

Fondée en 1915

Fournisseur de plus de 300 Laboratoires officiels ou privés toutes branches

PUBL. RAPH

l'industrie électronique

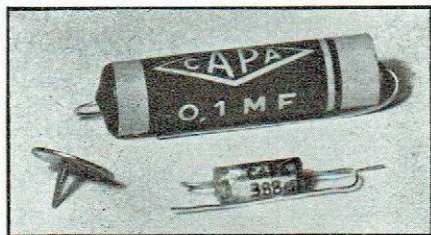
vue par



électronique industrielle

NOUVEAUX CONDENSATEURS AU MYLAR

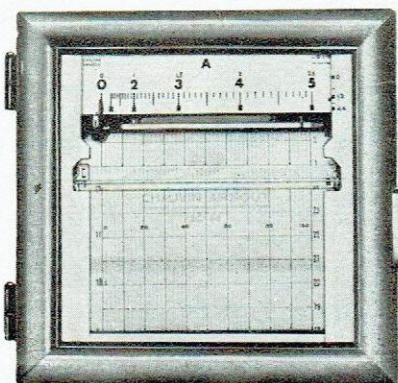
Les nouveaux condensateurs type 150 utilisent un film diélectrique de téréphtalate de polyéthylène-glycol connu aux U.S.A. et en France sous le nom de Mylar et en Allemagne sous celui de Hostaphan. Ils se distinguent par un excellent comportement aux températures élevées. A titre indicatif, la variation de la capacité nominale d'un condensateur de 50 nF est de +2,8 % à 85 °C et atteint +21 % à 150 °C, par rapport à sa valeur à 20 °C. La résistance d'isolement, de l'ordre



de $5 \cdot 10^9 \text{ M}\Omega$ à 20 °C, diminue seulement de 10 fois à 150 °C. La tg δ à 1 kHz est de l'ordre de $6 \cdot 10^{-3}$ à 20 °C et de $8 \cdot 10^{-3}$ à 150 °C. Ils s'exécutent en différentes valeurs de tension de service, celle-ci étant en général la moitié de la tension d'essai. Ce nouveau type de condensateurs est fourni, soit sous enrobage polystyrène jusqu'à 2 nF, soit sous tube verre ou métal à bouchage Araldite. Les valeurs réalisables s'étendent de quelques picofarads à quelques microfarads. Société Parisienne de Condensateurs (Capa), 6 et 8, rue Barbès, Montrouge (Seine). ALE. 17-43.

ENREGISTREUR "SCRIPT"

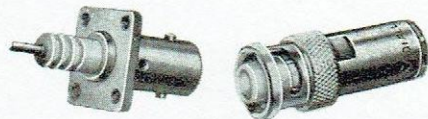
L'enregistreur Script, logé dans un boîtier compact de 240 x 240 mm de façade, possède une échelle de 130 mm. Le tracé continu en coordonnées rectangulaires peut être exécuté, soit par plume réservoir, soit par plume siphon à encrage de longue durée, soit à sec sur papier métallisé. La mise en place du papier diagramme à perforations brevetées est, ainsi que le réglage horaire, très rapide. L'entraînement du papier peut être réalisé par moteur synchrone, par horlogerie à remontage électrique ou par impulsions de pendule-mère, avec des vitesses maxima atteignant 12 - 24 ou 1 440 cm/h suivant les types. Cet enregistreur peut être muni de deux équipages de mesure, disposés côte à côte et utilisant chacun une piste de 64 mm. L'équipage peut être du type magnéto-électrique ou du type ferrodynamique et adapté à toutes mesures



de tensions, intensités, puissances, ainsi qu'à celles de très nombreuses grandeurs physiques. Des modèles spéciaux : voltmètres à échelle étalée (précision 0,5 %), ampèremètres à courant alternatif supportant des surcharges de 30 fois l'intensité maximum en régime permanent ; des modèles portatifs universels, peuvent être fournis. Chauvin Arnoux, 190, rue Championnet, Paris (18^e). MAR. 52-40 et 41-40.

NOUVELLES FICHES

La nouvelle fiche banane de tableau B 4-18, à forte pression de contact, comporte une lame de ressort en acier suédois, traité, à hautes limites d'élasticité et d'endurance. Ses dimensions et caractéristiques répondent à la normalisation récente des cotes de la partie arrière : tige filetée au pas de 0,75, de longueur 18 mm et de diamètre 4 mm. Dans le domaine des hautes tensions, de nouvelles



fiches et prises coaxiales dérivées de celles de la série B.N.C. sont désormais fournies pour une tension de crête de 2,5 kV. La fiche droite est référencée 9 510, la prise de tableau est référencée 9 500. Cette dernière est montée sur platine aux mêmes caractéristiques que le type B.N.C. : entr'axe des trous 12,7 mm — diamètre des trous 2,5 mm taraudage à 56 filets au pouce. Radiall, 17, rue de Crussol, Paris (XI^e). VOL. 71-90.

Le banc de contrôle semi-automatique de micromoteurs LIP



La précision exigée des micromoteurs, dont l'industrie électronique fait un large emploi, implique un sévère contrôle des caractéristiques de fonctionnement de chaque modèle. C'est dans ce dessein que le Service Développement de LIP a tout récemment mis au point un banc de contrôle semi-automatique, qu'il est envisagé de mettre à la disposition des services de contrôle des usines spécialisées dans ce genre de fabrication.

Rappelons qu'avant d'être soumis aux épreuves du banc de contrôle, les micromoteurs doivent faire l'objet de traitements et vérifications préalables :

Rodage pendant un temps variable suivant les roulements ou coussinets utilisés : opération permettant également d'éliminer les bobines

chauffant anormalement malgré la vérification d'isolement et d'absence de court-circuit ;

Contrôles d'aspect et de conformité aux spécifications de la commande, de bruit et d'intensité absorbée.

Chaque micromoteur passe alors sur le banc de contrôle semi-automatique. Il est branché sur sa tension d'utilisation (rappelons que 9 tensions sont normalisées et utilisées par les micromoteurs LIP et que certains peuvent fonctionner sous 2 tensions différentes : 110 et 220 V, 127 et 220 V, 220 et 380 V, par exemple) ; puis la charge d'utilisation lui est appliquée, et la vitesse en fonction du couple appliqué est lue instantanément sur un appareil de mesure. Pour les moteurs asynchrones, la vitesse s'entend sur l'arbre de sortie ; elle peut varier suivant la réduction des engrenages entre 3 000 tr/mn et 1 tr/84 h. Pour les moteurs synchrones, il s'agit du synchronisme ainsi que des couples d'accrochage et de démarrage.

L'appareil est constitué par un banc comportant 5 sections subdivisant la gamme extrêmement étendue des couples des micromoteurs de la marque et qui va de quelques grammes/centimètre à 15 kg/cm, en 5 gammes partielles se recouvrant. Chaque section permet d'appliquer, mécaniquement ou électriquement, au micromoteur la charge voulue, laquelle correspond en général au couple normal d'utilisation, et d'en exécuter constamment le contrôle sur le cadran d'un appareil de mesure gradué en grammes/centimètre ou kilogrammes/centimètre. Un autre appareil indique instantanément la vitesse de l'arbre de

sortie, soit par dispositif électronique, soit par compte-tours (au bout d'un tour de l'arbre pour les vitesses lentes).

Le banc est équipé d'un stroboscope permettant de vérifier le synchronisme des moteurs synchrones et d'un capteur tachymétrique branché sur un tachytron pour la vérification de la vitesse du rotor des moteurs asynchrones. Ces deux dispositifs, fabriqués par la firme, sont surtout utilisés pour le contrôle des moteurs très lents, dont le couple est supérieur à la résistance de leurs engrenages et qui, par conséquent, ne peuvent être vérifiés à un couple tel que la vitesse du rotor en soit affectée. Les deux moyens permettent la vérification de la vitesse du rotor, tandis que les engrenages sont contrôlés par application du couple maximum de 15 kg/cm.

Un groupe de transformateurs et d'Alternostats permet d'obtenir sur chaque section du banc la tension exacte de fonctionnement du moteur, tension qui, rappelons-le, varie entre 6 et 380 V. Les moteurs pouvant fonctionner sous 2 tensions sont contrôlés sur chacune d'elles, un commutateur, dont chaque position est affichée sur un voyant, permettant de passer de l'une à l'autre.

Par sa conception et sa réalisation, ce banc de contrôle semi-automatique permet une vérification qualitative sérieuse, rapide et sans possibilité d'erreur, en raison des dispositifs électroniques et électriques mis en œuvre. Le contrôle des moyennes séries de micromoteurs (pour sa part, LIP dépasse largement 10 000 unités par mois) trouvera en lui l'appareil répondant aux besoins des fabricants.

NOUVEAUX COMPTEURS ÉLECTROMÉCANIQUES

Combien de pièces cette machine délivre-t-elle par jour ? Combien de défaillances a-t-elle eues en un mois ? Combien de fois cet ouvrier a-t-il fait tel geste ?

Quelle que soit la nature de ses fabrications, l'industriel moderne qui désire calculer un prix de revient de façon rationnelle, accélérer l'amortissement de son outillage par la réduction des temps morts, ou seulement contrôler la bonne marche générale de son entreprise, doit sans cesse se poser l'éternelle question : *combien* ? Certes, dans bien des cas, un ouvrier non spécialisé (mais attentif), armé d'un simple papier et d'un crayon, peut fournir la réponse attendue ; mais est-il bien nécessaire d'immobiliser un être humain pour un travail aussi fastidieux, dont la monotonie même peut précisément endormir l'attention et entraîner des erreurs ? Dans d'autres cas, notamment si les phénomènes à dénombrer se produisent plus de deux ou trois fois par seconde, tout comptage humain s'avère impossible, et il faut bien recourir à un dispositif électronique ou électromécanique.

C'est pour répondre à la demande pressante d'un grand nombre d'industriels que la Société *Comptex-France* vient de réaliser et de lancer sur le marché trois types de compteurs électromécaniques, désignés A-1, A-2, et A-2 S, selon qu'il s'agit d'un modèle en saillie, à encastrer, ou d'un appareil à encastrer avec remise à zéro par clef (ce qui le rend inviolable). Dans chaque catégorie ces compteurs sont livrables avec 5, 6 ou 7 chiffres, ce qui

COMPTEX-FRANCE

permet donc de dénombrer $10^8 - 1$ impulsions pour les modèles ayant la plus grande capacité.

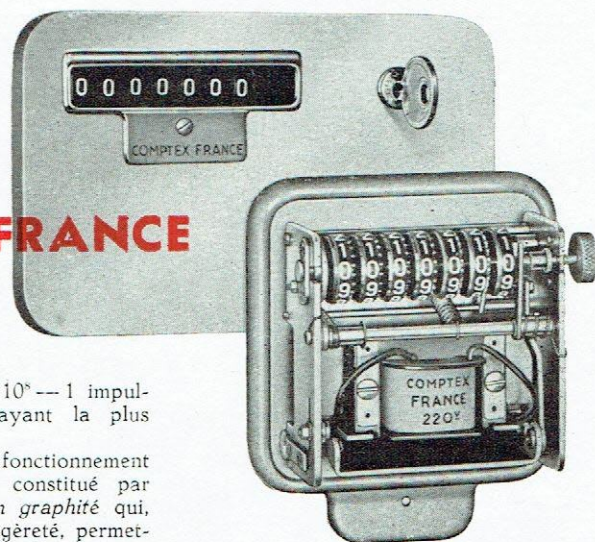
Le mécanisme, d'un fonctionnement absolument silencieux, est constitué par des roues dentées en *ilsan graphité* qui, alliant la robustesse à la légèreté, permettent d'atteindre une fréquence de comptage de 10 à 12 impulsions par seconde. Ces dernières doivent présenter une durée minimum de 40 ms, et être séparées entre elles par un intervalle de 50 ms.

Pour chaque type A-1, A-2 et A-2 S, existent différents modèles selon la source d'alimentation utilisée, alternative ou continue, et la tension disponible : 6, 12, 24, 48, 110 ou 220 V. Des variations de $\pm 15\%$ de la tension d'alimentation, par rapport à la tension nominale, n'altèrent pas les performances des appareils.

La consommation est de l'ordre de 4 VA, en alternatif, et de 3 W environ en courant continu.

Les dimensions, hors tout, sont les suivantes :

- Modèles A-1 (en saillie) :
96 × 109 × 51 mm ;
- Modèles A-2 (encastré) :
105 × 90 × 45 mm ;



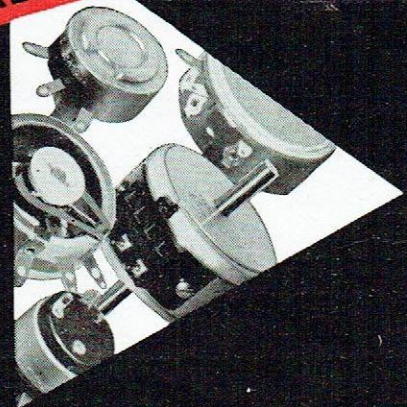
Modèles A-2 S (encastré, remise à zéro par clef) : 140 × 90 × 45 mm.

Précisons encore que *Comptex-France* peut livrer, à la demande, des compteurs sans remise à zéro, ou revenant à un autre chiffre, précisé à la commande. De même il est possible d'obtenir des appareils décomptant.

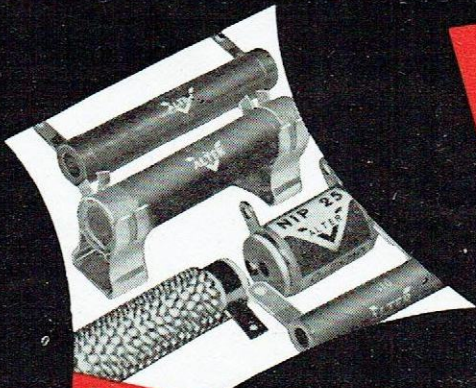
Voilà des compteurs électromécaniques de construction extrêmement soignée, très lisibles (la hauteur des chiffres est de 5 mm), robustes et étanches aux poussières, qui se prêtent à de multiples applications industrielles. Chose plus rare, et qui sera appréciée, tous les modèles peuvent être réalisés sous boîtier hermétique, à la demande.

Signalons enfin que *Comptex-France* étudie en ce moment un compteur à pré-sélection, mais n'anticipons pas... nous aurons sans doute bientôt l'occasion d'en reparler.

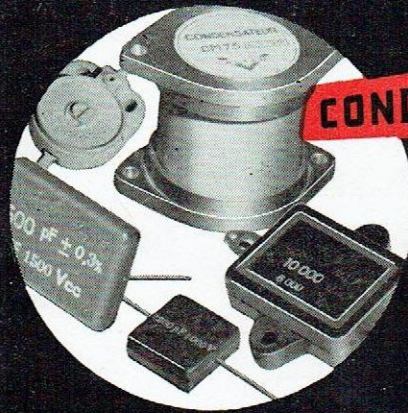
POTENTIOMETRES



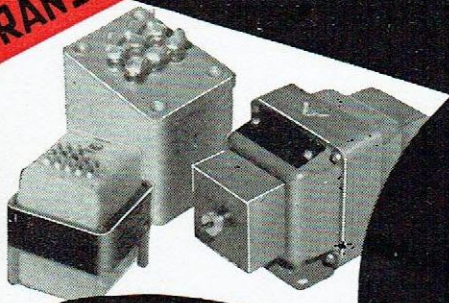
RESISTANCES



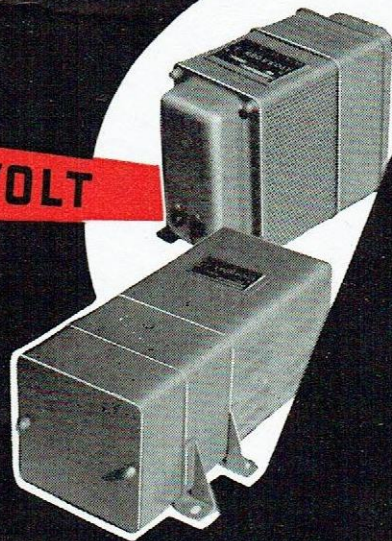
CONDENSATEURS



TRANSFORMATEURS



REGUVOLT



**M.C.B ET
VERITABLE ALTER**

11, Rue Pierre-Lhomme, COURBEVOIE (Seine) - DEF. 20-90

P.B.L. 110

PRATIQUE ELECTRONIQUE, par J.-P. Cehmichen. — Un volume de 304 pages (146 X 242), 162 fig. — Société des Editions Radio, 9, rue Jacob, Paris (6^e). — Prix : 1350 F ; par poste : 1485 F.

Ce nouveau volume constitue le complément pratique et technologique du précédent ouvrage du même auteur : « Circuits Electroniques » dont on connaît le brillant succès. Ce livre de base passait en revue les principaux circuits servant à produire, à transformer et à mesurer les signaux électriques.

Dans son nouvel ouvrage, J.-P. Cehmichen montre comment, en possession des connaissances acquises, concevoir, calculer et réaliser des ensembles électroniques. A cette fin, il en examine les principaux éléments, à commencer par les capteurs : ceux sensibles à l'électricité, à la lumière, aux rayonnements nucléaires, aux forces, à la température, à des actions chimiques, etc.

Puis, il expose les règles d'assemblage des circuits élémentaires et les conditions

BIBLIOGRAPHIE

d'emploi des pièces détachées. Un important chapitre enseigne les méthodes de calcul des éléments de montage, y compris les constructions graphiques.

En possession de toute cette documentation fondamentale, le lecteur peut aborder avec fruit l'étude de la réalisation de l'appareil dans son ensemble : conception du schéma-bloc, passage au schéma détaillé, réalisation mécanique, câblage, disposition des organes de commande, etc.

Plusieurs exemples pratiques illustrent les notions exposées, notamment :

— Lampe flash à déclenchement retardé ;

- Amplificateur vertical d'oscilloscope ;
- Générateur d'hyperfréquences pour applications médicales ;
- Appareil détecteur d'intrus ;
- Servomécanisme suiveur de spot ;
- Système de sécurité d'une centrale nucléaire ;
- Photomètre intégrateur pour étude de lampe-éclair.

Pour terminer, on trouve une série de courbes et caractéristiques de cellules photo-électriques, tubes de Geiger, etc., et une bibliographie d'une ampleur exceptionnelle.

Parmi les nombreux livres dont le titre usurpe souvent indûment le mot « Electronique », l'ouvrage de J.-P. Cehmichen se distingue avantagement par le fait qu'il parle **uniquement et entièrement de l'électronique** et qu'il en parle clairement avec le souci de faciliter à l'électronicien l'accomplissement de ses tâches professionnelles. Voilà qui fait la valeur exceptionnelle de ce bel ouvrage.

Les Ets Driver-Harris ont inauguré récemment leur nouvelle usine de Mantes-la-Jolie (S.-et-O.), inauguration à laquelle étaient conviés les représentants de la presse électronique. Nous avons eu le plaisir de visiter le vaste bâtiment où est effectué le tréfilage de rubans et fils d'alliages à haute teneur en nickel, non sans avoir admiré de loin le bel immeuble de quatre étages où, dans des appartements modernes de trois et quatre pièces, sont logés la maîtrise et le personnel ouvrier de cette firme.

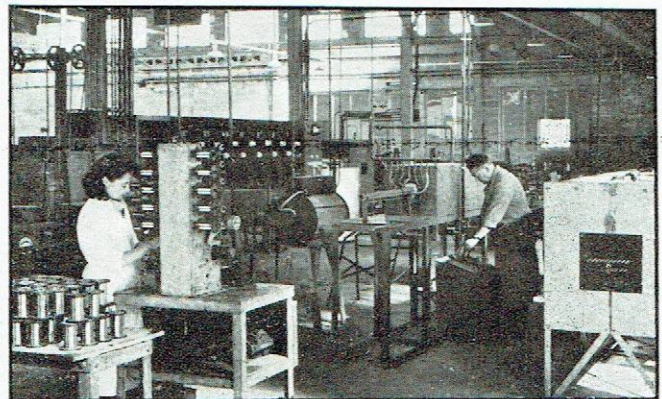
Le tréfilage est fait à partir d'ébauches, fils de 6 à 7 mm de diamètre d'alliages dont la teneur en nickel pur varie entre 95 et 35 %. Ce dernier métal provient du Canada et non, comme nous pouvions le supposer, de certains de nos territoires d'outre-mer qui en sont fort riches ; le nickel français ne pourrait être obtenu actuellement dans un état de pureté suffisant.

Les différents alliages tréfilés sont les Nichromes 80/20 et 65/15, ainsi que le Chromax 35/20, fournis sous forme de rubans et de fils. Ils sont très utilisés dans l'industrie du chauffage électrique ainsi que dans la fabrication de rhéostats de démarrage. Dans le domaine

Nouvelle usine DRIVER-HARRIS




de l'électronique, il convient de citer l'Advance A, connu sous le nom de Constantan, employé aussi bien pour la réalisation de rhéostats et potentiomètres que pour celle de résistances de précision. Le Karma s'en différencie par adjonction d'un faible pourcentage de fer et d'aluminium : son coefficient de température, double de celui de



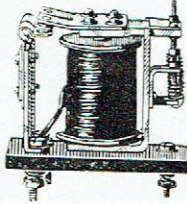
l'Advance A, est de $\pm 2.10^{-5}$ entre -50 et $+150$ °C, d'où son très large emploi dans tous bobinages résistants devant subir de grandes variations de température. Signalons encore les alliages T. 1 (nickel-chrome) et T. 2 (nickel-aluminium) permettant la réalisation de couples thermo-électriques susceptibles de fonctionner jusqu'à 1100 °C ; et n'oublions pas le nickel pur, dont l'industrie des tubes électroniques fait une très grande consommation.

Tous ces produits sont tréfilés sur des machines modernes dont certaines, animées d'une vitesse de 500 tr/mn, reçoivent le fil d'un diamètre de 1,3 mm et abaissent directement ce dernier à 0,11 mm. D'autres, à commandes très souples, permettent d'obtenir un diamètre de 0,015 mm. Des fours à régulation automatique assurent le traitement thermique des alliages, lesquels sont l'objet de contrôles multiples et très soigneux.

Nous remercions les Ets Driver-Harris de nous avoir permis de faire cette visite très instructive ; décidément, l'industrie française poursuit sans relâche son effort d'équipement.



RADIO-RELAIS



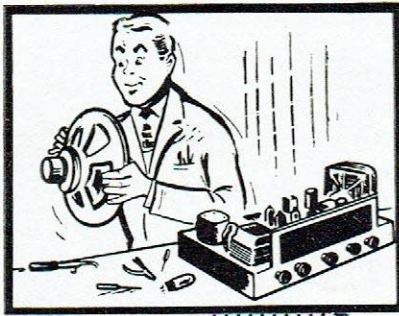
Documentation sur demande

Spécialiste en pièces détachées pour :

AUTOMATION & APPLICATIONS ÉLECTRONIQUES

RADIO-RELAIS 18, RUE CROZATIER, 18
PARIS-12^e — DID. 98-89

PUBL. ROPY



On fait échanger une
pièce coûteuse



mais non un petit condensateur
défectueux

*La renommée de votre
marque en souffre!*

La sécurité des appareils Radio et Télévision dépend autant d'un petit condensateur que d'une pièce importante.

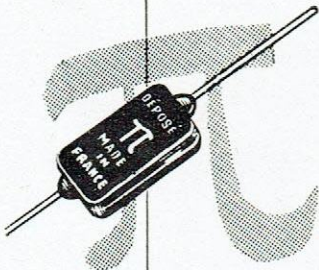
C'est pour cette raison que les condensateurs PI à mica argenté sont tous à lames de contact soudées et à sertissage de sécurité. (Brevets déposés).

La production en augmentation continue et la rationalisation des méthodes de fabrication nous permettent de vendre aujourd'hui nos condensateurs aux mêmes prix que les modèles courants du marché.

Avantage supplémentaire, les dimensions des Condensateurs PI sont les plus réduites à parité de capacité.

Adoptez donc les Condensateurs PI

Documentation sur demande.



LES CONDENSATEURS PI

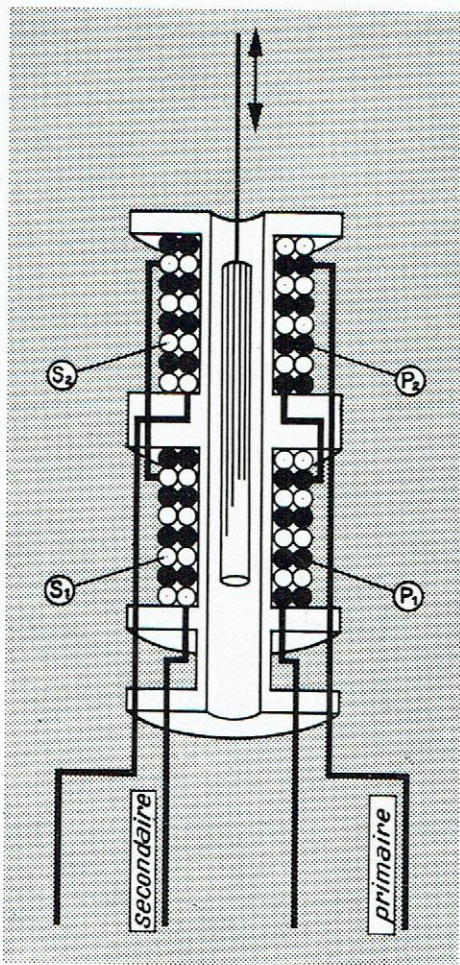
*SPECIALISTE DE CONDENSATEURS MINIATURES
ET TROPICALISÉS AU MICA ARGENTÉ*

12, rue Houdart - PARIS-20°
Téléph. : MEN. 91-40

Fournisseur des P.T.T. et de la DÉFENSE NATIONALE

ATCOTRAN

transformateurs différentiels



CAPTENT LES DÉPLACEMENTS LINÉAIRES

- * course de 100 mm à 0,1 mm
- * linéarité : 0,2 %
- * sensibilité du système équilibré standard : 1/5.000 de la course

APPLICATIONS

Contrôle ou régulation en fonction de : tension ,
pression, épaisseur, débit, dilatation, torsion, etc ...

CIMATIC

DISTRIBUTEURS EXCLUSIFS - CONSEILS TECHNIQUES

46, rue de Provence PARIS (9e) Tél : Pig 71.09



du matériel
électronique

ça se range

LE **PROFIL ACIER IDÉAL**

SERA
L'ÉLÉMENT D'ORDRE
QUI MANQUE DANS VOTRE ATELIER

avec une étonnante simplicité

VOUS RÉALISEREZ AVEC LUI SEUL
TOUS

VOS RAYONNAGES
TABLES DE TRAVAIL
SUPPORTS DE MACHINES
CHARIOTS
CLOISONS
ETC.

le **P. A. I.**
sa **PAI** e

ÉCRIVEZ-NOUS
DEMANDEZ L'INTÉRESSANTE DOCUMENTATION

N° 50

A

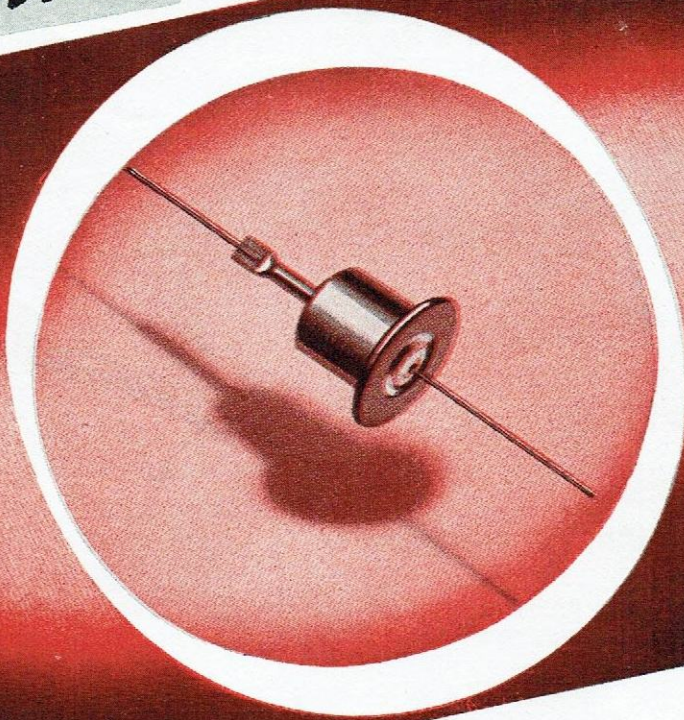


P. A. I.

PROFIL ACIER IDÉAL

MALAKOFF (Seine) 66, Avenue Augustin-Dumont — Tel. Ate 85 20
SAINT-ETIENNE (Loire) Rue de la Michallière — Tel. 33 60-96
ALGER 54, Avenue Poincaré - Kouba Alger — Tel. 717-40
Nombreux dépôts en France.

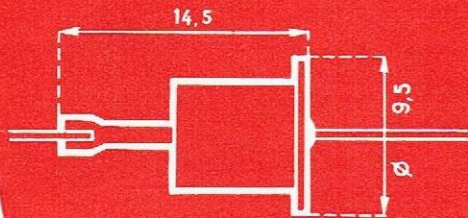
SILICIUM *Nouvelles fabrications*



Ag. PUBLITEC-DOMENACH

DIODES REGULATRICES DE *Tension*

Températures limites de fonctionnement
- 50° c. + 100° c.



	THP 26	THP 27	THP 28	THP 29
Tension de référence V	6 ± 1	8 ± 1	10 ± 1	12 ± 1
Coefficient de température en % par ° c	0,08	0,09	0,09	0,09
Courant de Zener maxi. à 25° c mA	30	30	30	30
Surcharge instantannée pour 1 sec. mA	60	60	60	60
Pente à 5 mA Ω	15	15	15	15

DÉPARTEMENT SEMICONDUCTEURS

THOMSON  HOUSTON

29 bis, RUE DE CRONSTADT - PARIS XV° - TÉLÉPHONE : LEC. 27-29

CONNECTEURS COAXIAUX

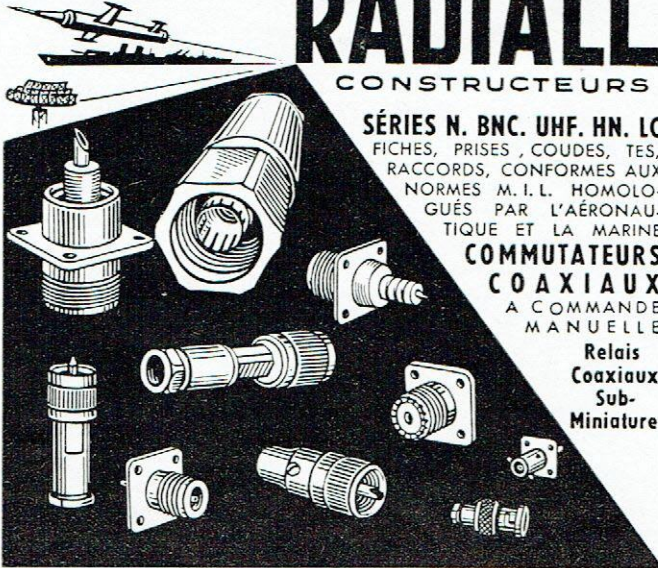
RADIALL

CONSTRUCTEURS

SÉRIES N. BNC. UHF. HN. LC
FICHES, PRISES, COUDES, TES,
RACCORDS, CONFORMES AUX
NORMES M. I. L. HOMOLOGUÉS
PAR L'AÉRONAUTIQUE ET LA MARINE

COMMUTEURS
COAXIAUX
A COMMANDE
MANUELLE

Relais
Coaxiaux
Sub-
Miniature

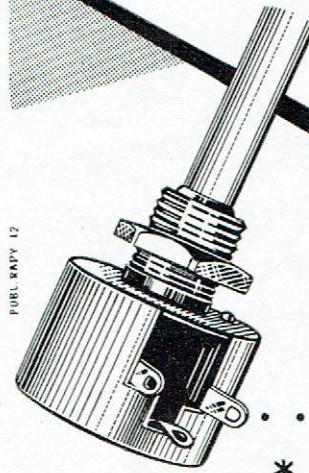


RADIALL 17, RUE DE CRUSSOL . PARIS XI^E . VOL. 71-90

Documentation G sur demande

PUBL. RAPPY

POTENTIOMÈTRES BOBINÉS Standards



Type Baby
0,7 watt à 20°

Potentiomètre bobiné miniature
Ø 20 m/m axe fendu pour ré-
glage de point milieu de fila-
ments de lampes.

* Autres modèles, voir catalogue

Variohm

Rue Charles-Vapereau, RUEIL-MALMAISON (S.-et-O.) Tél. : 967.24-54

Au service de la TÉLÉCOMMANDE et de l'AUTOMATISME



vous propose ses

Relais

pour chaque usage industriel

Pouvoir de coupure : de 1 à 50 A.

Alimentation : à partir de 10 mW

Agréés par les différents départements ministériels.

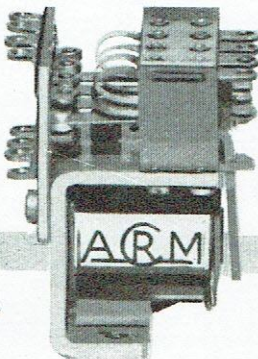
Demandez notre documentation N° 2

Relais nus, hermétiques en atmosphère neutre,
pour courant continu ou alternatif



S. A. cap. 43.000.000 de fr. * 18 rue de Saisset - Montrouge (Seine) ALE 00-76 et 42-43

Automatisme
Commutations
Rapidité
Miniaturisation



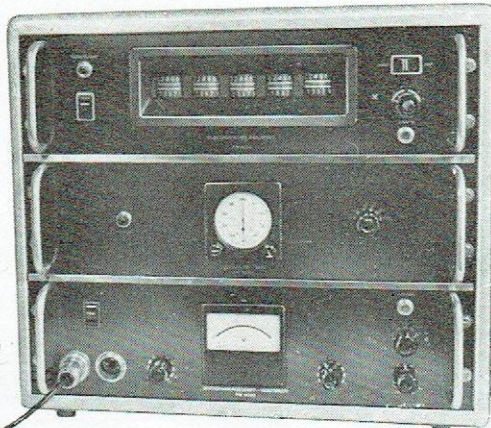
A-MONIS

Pour
**VOS CONTROLES ET
VOS RECHERCHES**

Un nouvel
ensemble universel
PHILIPS
de mesure de
radioactivité

comprenant les éléments suivants
qui peuvent être associés au gré
de l'utilisateur.

- l'alimentation H. T. (2.500 V) avec préamplificateur linéaire (gain 250), type PW 4022
- l'échelle de comptage à 5 tubes décimaux précédés de 2 étages binaires à haute résolution, type PW 4032
- l'intégrateur, type PW 4042
- l'unité de préselection de temps, type PW 4052
- la sonde à scintillation, type PW 4111
- le château de plomb à combinaisons multiples, type PW 4122/3/4, pour sonde à scintillation ou compteur GM.



Pour les nombreux autres appareils
de mesure de radioactivité de la
gamme PHILIPS, consultez-nous.

Demandez notre documentation n° X 330

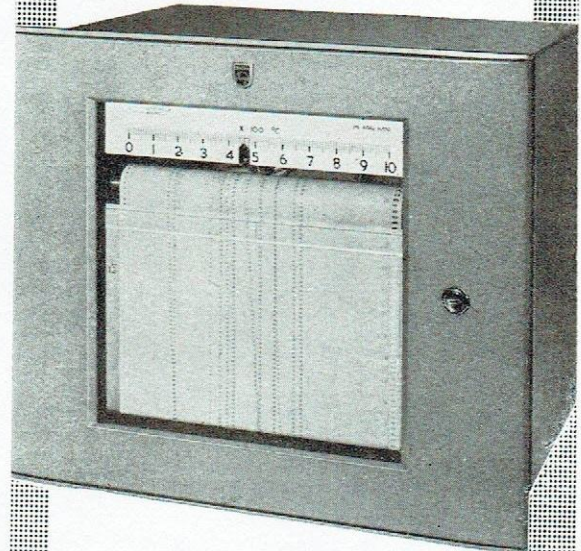
PHILIPS-INDUSTRIE

105, R. DE PARIS, BOBIGNY (Seine) - Tél. VILLETTE 28-55 (lignes groupées)

**POUR CONTROLER
UNE DES GRANDEURS
SUIVANTES :**

- Température
- Humidité
- Faible tension continue
- Contrainte
- Force
- Vibration
etc...

en différents points d'une installa-
tion même si ceux-ci sont éloignés
du lieu de contrôle



**UTILISEZ
LES POTENTIOMÈTRES
AUTOMATIQUES
PHILIPS, PR 3200**

Ces appareils multivoies fournis-
sent un enregistrement par points,
permettant une lecture rapide

- 1 à 12 voies maximum
- grande rapidité de réponse
- grande précision
- grande sensibilité
- grande robustesse

Demandez notre documentation n° 820

PHILIPS INDUSTRIE

105, R. DE PARIS, BOBIGNY (Seine) - Tél. VILLETTE 28-55 (lignes groupées)



AMPLIFICATEURS ÉLECTRONIQUES

UNITRON

- ★ AMPLIFICATEURS A COURANT CONTINU
- ★ AMPLIFICATEURS POUR ENREGISTREURS
- ★ AMPLIFICATEURS DÉMODULATEURS

Résistance d'entrée : 10^5 ohms. — Puissance de sortie : 2 watts. — Limiteur incorporé.
75 ter, rue des Plantes — PARIS-14^e — Téléphone : LECourbe 93-78

PUBL. RAPY

LA RÉCEPTION DE LA TV A LONGUE DISTANCE

La réception de la TV à longue distance pose aux techniciens des régions « à champ faible » d'épineux problèmes d'antennes. En effet, quelle que soit la sensibilité des téléviseurs utilisés, c'est toujours l'antenne qui a le dernier mot dans la recherche du meilleur rapport signal/bruit. Voilà pourquoi l'article consacré aux antennes TV pour « longue distance » sera vivement apprécié de tous les fidèles lecteurs de TELEVISION qui trouveront également dans ce copieux numéro mars-avril 1958 (82) :

- la description d'un oscilloscope sub-miniature pour les dépannages à domicile ;

- une étude sur la mise au point des M.F. « son » dans les téléviseurs bi-standards (son AM ou FM) ;

- le début d'une série d'articles essentiellement pratiques de W. Sorokine sur les bases de temps, bêtes noires de plus d'un service-man TV ! ;

- la suite des « Principes fondamentaux de la TV en couleurs », qui ne manquera pas de passionner ceux qui n'ont pas peur de l'avenir ;

- notre habituelle revue de presse étrangère TELEU...

... et d'autres articles encore dont l'énumération nous ferait empiéter sur la place réservée au sommaire de nos revues-sœurs !

Prix : 150 F

Par poste : 160 F

Satellite français pour 1958 ?

Une exclusivité sensationnelle placée en tête du numéro 224 de TOUTE LA RADIO nous donne les détails techniques d'un appareil électronique, inspiré du célèbre tore « Zeta » anglais, et qui serait capable d'annihiler la pesanteur dans une zone cylindrique de très grande longueur, donc permettrait le lancement facile d'une véritable flotte de satellites artificiels. Mais la forme prévue pour le premier spoutnik français et la date envisagée pour son lancement laisseront rêveurs certains esprits critiques...

Plus terre à terre, mais non moins intéressante, est l'étude de base faite dans le même numéro sur les diodes régulatrices au silicium pour basses tensions (diodes parfois appelées « Zener »). Une autre étude concrète est consacrée au réglage des discriminateurs F.M. Une nouvelle fiche banane à fils-ressorts multiples est présentée, Ch. Guilbert (F3 LG) décrit un modulateur N.B.F.M. pour son émetteur ; M. Bonhomme explique comment réaliser simplement un réticule auto-luminescent pour compléter la chambre photographique pour oscilloscope présentée dans le précédent numéro.

En B.F., un curieux amplificateur Hi-Fi sans condensateurs ; un nouveau déphaseur anodique et un vobulateur audio dont la construction est rendue très simple par adoption d'un disque à lecture photo-électrique. Un autre vobulateur B.F., électronique, est décrit dans la revue de presse, ainsi qu'un récep-

teur reflex à 3 transistors et un oscilloscope de poche, également à transistors.

Bref, un numéro qui s'épuisera vite... mais dont l'intérêt est inépuisable.

Prix : 225 F

Par poste : 235 F

■ **PETITES ANNONCES** La ligne de 44 signes ou espaces : 200 F (demandes d'emploi : 100 F). Domiciliation à la revue : 200 F. **PAIEMENT D'AVANCE.** — Mettre la réponse aux annonces domiciliées sous enveloppe affranchie ne portant que le numéro de l'annonce.

● DEMANDES D'EMPLOI ●

Chef fabric. constr. élect., télécommun., radio bobinage, très gde expér., libre tout de suite éventuel., ch. place similaire. Ecr. Revue n° 101.

Petit atelier d'électronique rech. trav. ou études. Ecrire Revue n° 73.

Techn. électronique, spéc. télé. gde pratique. sér. réf., ch. situation stable et d'avenir, avec logem., âge 29 ans, marié, 1 enf. Ecr. Revue n° 72.

● OFFRES D'EMPLOI ●

Agent technique, connaiss. générales électronique, très soigneux, pour montage et mise au point. Ecr. avec réf. et présent. O.P.L., 102, rue Chaptal, Levallois (Seine).

Constructeur appar. électroniques et électro-acoustiques, recherche :

1° Pour Paris, agent technico-commercial ;
 2° Pour Lyon, technicien pour études (recherche et applications) et contrôle fabrication.

Pour les deux postes, nécess. posséder connaiss. générales étendues physique, chimie, plus notions base sérieuses électronique. Ecr. Revue n° 90.

● PROPOSITIONS COMMERCIALES ●

Gde firme étrangère ch. pour Belgique et Congo Belge firme spécialisée bien introd. comme agent exclusif pour sa gamme compl. d'instruments, électronique ou partie (télécommunication, électronique industrielle, médicale, nucléaire, etc.). Ecr. Revue n° 96.

● DIVERS ●

REPARATION de ts app. de mes. électr. et électron. Délais courts. HADGES, Ing. ESE, 51, rue Geoffroy-St-Hilaire, Paris (5^e), tél. POR. 21-61.

électronique Industrielle

BULLETIN D'ABONNEMENT

à découper et à adresser à la

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob, PARIS-6^e

EL. 19 ★

NOM.....
 (Lettres d'imprime ie S.V.P. !)

ADRESSE.....

souscrit un abonnement de 1 AN (6 numéros) à servir à partir du N°..... (ou du mois de.....) au prix de 1.500 fr. (Etranger 1.800 fr.)

MODE DE REGLEMENT (Biffer les mentions inutiles)

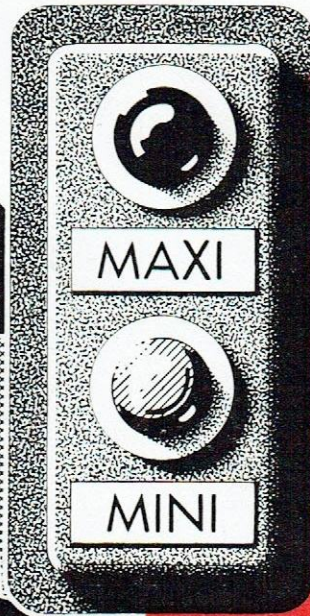
● MANDAT ci-joint ● CHÈQUE ci-joint ● VIREMENT POSTAL de ce jour au C.C.P. Paris 1.164-34

ABONNEMENT | RÉABONNEMENT | DATE :

Pour la BELGIQUE et le Congo Belge, s'adresser à la Sté BELGE DES ÉDITIONS RADIO, 164, Chaussée de Charleroi, Bruxelles ou à votre libraire habituel

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

*pour pulvérulents,
liquides,
solides...*



DÉTECTEUR ÉLECTRONIQUE DE NIVEAU

SIGNALISATION A DISTANCE
PAR PRINCIPE CAPACITIF

-SILOS-TRÉMIES-RÉSERVOIRS DE TOUS TYPES-

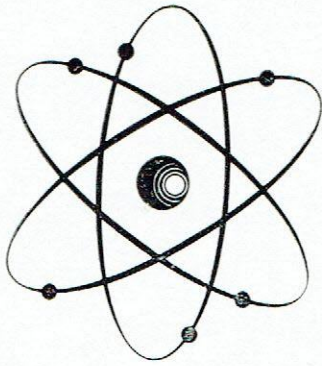
ST CHAMOND

219 Bd St-DENIS
COURBEVOIE
SEINE. DÉF. 22-30

GRANAT

bourgeois

Demandez la notice 1383-E



L'Electronique est *vo*tre avenir
 ...mais
 IL VOUS MANQUE
 peut-être...

d'en avoir fait l'étude méthodique et suffisamment complète.

L'Electronique n'est pas une science difficile; elle ouvre un monde nouveau et captivant d'applications hier encore inconnues. L'Electronique ne fait pas appel à des abstractions; elle repose sur des notions très simples et très concrètes.

Notre Cours d'Electronique et Applications est conçu pour mettre en lumière ces notions fondamentales. En s'appuyant toujours sur celles-ci, il permet à l'élève d'acquérir la connaissance de techniques réputées complexes sans être jamais dépaycé.

Chaque question importante est illustrée d'exemples complètement traités qui entraînent l'élève à **penser en électronicien**. Chaque leçon est suivie de nombreux exercices qui sont de véritables applications choisies dans les problèmes que pose la pratique du métier. Par exemple :

Signalisation par cellules photo-électriques — Reproduction électronique sur les machines-outils — Contrôle des moteurs électriques — Pesage électronique — Jaugeage électronique — Calcul du gain et de la puissance des amplificateurs — Calcul de la fréquence des oscillateurs — Applications des ultra-sons — Servo-mécanismes, etc.

Nous nous sommes donc efforcés de donner à nos élèves une formation à la fois technique et pratique qui leur permettra de **comprendre** et de solutionner rapidement et **correctement** tous les problèmes relevant de l'Electronique.

Nous avons créé deux cours distincts :

- **Formation d'Agent Technique Electronicien (sous-Ingénieur) :**
Programme ELN 11/M.
- **Formation d'Ingénieur Electronicien :**
Programme IEN 11/M.

Programme détaillé sur demande, sans engagement, contre deux timbres à l'INSTITUT TECHNIQUE PROFESSIONNEL, ECOLE DES CADRES DE L'INDUSTRIE, 69, rue de Chabrol, PARIS-X^e, Bâtiment M.

Pour la Belgique: I.T.P., Centre Administratif, 87, rue de l'Ecole, à ERPENT-NAMUR.

SOCIÉTÉ NOUVELLE DES
RELAIS STOMM
 55, RUE HOCHÉ - VANVES (Seine) - MIC. 50-40 +

Toute une gamme de pièces spéciales

Ch. G

COMMUTATION

SIGNALISATION

PETIT APPAREILLAGE ÉLECTRIQUE

OUTILLAGE

RADIO

Demandez Notice 40

Dyna

36, AV. GAMBETTA, PARIS-20^e - ROQ. 03-02



**inoxydable
dans la masse**

- visserie
- barres
- planches

GARANTIES AMAGNÉTIQUES

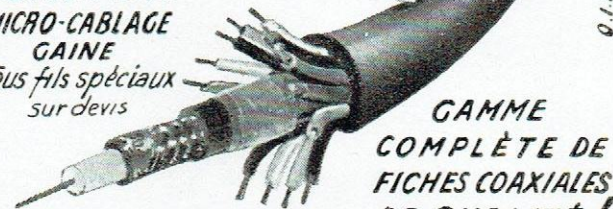


5 RUE ALPHONSE DE NEUVILLE
PARIS 17^e - CARNOT 67-64 - 57-46

D. HENRI, D. B. H.

**LE MATERIEL DE QUALITÉ
CABLES
PERENA**

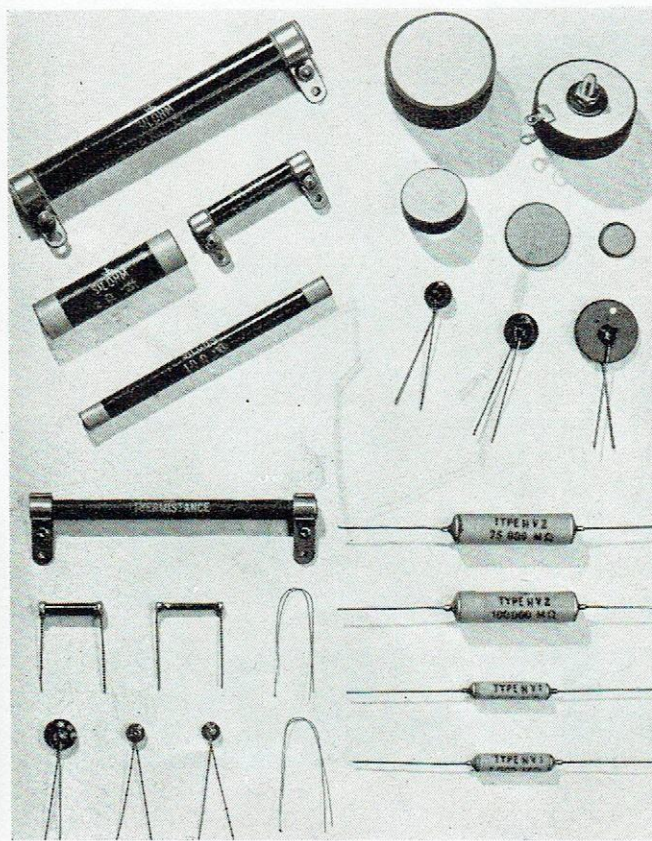
CABLES H.F.-H.T.
COAXIAUX
MICRO-CABLAGE
GAINÉ
*Tous fils spéciaux
sur devis*



**GAMME
COMPLÈTE DE
FICHES COAXIALES
DE QUALITÉ!**

O.I.P.R.

PERENA 48 B^{ld} VOLTAIRE 48
PARIS 11^e - Tel. VOL 48-90+



● **RÉSISTANCES FIXES "SILHOM"**

sans self-impédance.
Grande puissance spécifique instantanée.
5 à 250 watts - 2 à 75.000 ohms.

● **VARISTANCES "CARBOHM"**

à coefficient de tension négatif.
Absorption de surtensions transitoires
Protection de contacts de relais, etc...

● **THERMISTANCES**

à coefficient de température négatif.
Thermométrie. Compensation d'ambiance.
Protection de filaments, etc...

● **RÉSISTANCES DE HAUTES VALEURS**

100 à 200.000 mégohms.

● **RÉSISTANCES HAUTE FRÉQUENCE**

à couche de carbone non spiralisée,
sans self et sans effet de peau,
15 à 450 ohms.

NOTICES TECHNIQUES SUR DEMANDE

SOCIÉTÉ LE CARBONE-LORRAINE

45, RUE DES ACACIAS, PARIS-17^e - GAL. 59-62

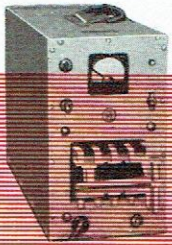


Radio Frequency LABORATORIES, INC. Boonton, New Jersey, USA

Modèle 107 A - Appareil à aimanter, gammes de 12 000 et 24 000 Amp/t - Alimentation 115 V. 50 pps.

Modèle 942 - Permettant la saturation des aimants ALNICO de formes quelconques et d'un poids atteignant 17 kg. De 100 000 à 200 000 Amp/t.

Modèle 1221 - Utilisé pour les aimants de dimensions faibles. La vitesse d'aimantation demande environ 3 sec.



MODÈLE
107 A

QUARTZMÈTRES

Modèle 531 (TS 683/TSM)

Gamme de fréquences : 10-140 Mc/s comprenant des résistances fixes étalonnées de 10 à 120 Ω et une résistance variable pour la mesure de la résistance des quartz.

Modèle 541 A (10-1100 Kcs).

Modèle 459 A (1-15 Mc/s).

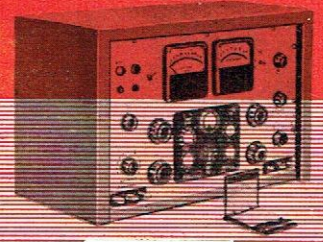


MODÈLE
531

Modèle 829

Permettant l'étalonnage des appareils de mesure en \pm et \dots . Gamme de 0,25 mV à 2 000 V et de 2 μ A à 20 A. - Précision 1% (ou 0,5% avec courbes de correction) - Utilisation de 50 à 400 cps.

Modèle 262 B (0,1% et 0,05%).



MODÈLE
829

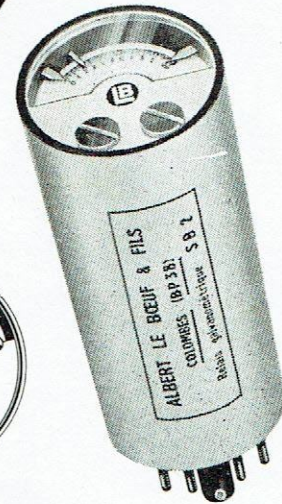
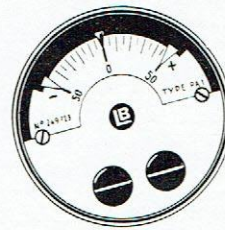
AGENT EXCLUSIF FRANCE ET U. F.
ETS RADIOPHON
50, FAUBOURG POISSONNIERE - PARIS (10^e) * + PRO. 52-03. 04



MESURE - CONTROLE - RÉGULATION

RELAIS GALVANOMÉTRIQUES
S. B. 2
ANTICHOCS - ANTIVIBRATIONS

Sensibilité maximum : 1 μ A ou 1 mV.
Contacts maxi. et mini. réglables de l'extérieur.
Pouvoir de coupure 50 mW, à 1W (selon les puissances de commande)
Dimensions : \varnothing 38 m/m, hauteur 80 m/m.



APPAREILS ÉLECTRIQUES DE MESURE

ALBERT LE BŒUF & FILS

194 RUE DES GROS-GRÈS - COLOMBES - CHA. 56-03 +

PUBLIFIX 1-1770



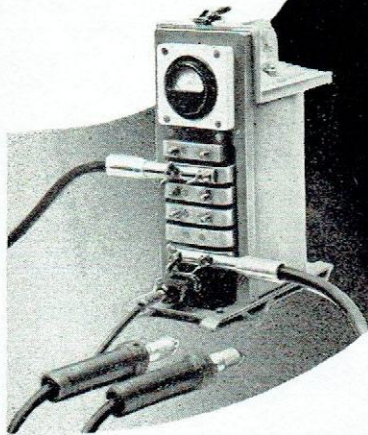
CONTROLE ET MESURE
DES ÉPISSEURS
DE DÉPÔTS
AMAGNÉTIQUES
SUR MÉTAUX
MAGNÉTIQUES

MESURE
D'ÉPISSEURS ET
CONTROLE DE LA
CORROSION de PAROIS
MAGNÉTIQUES
ACCESSIBLES
D'UN SEUL CÔTÉ

**APPAREILS
DE MESURE ET DE CONTROLE
PAR VOIE NON DESTRUCTIVE**

RECHERCHE
DES DÉFAUTS
DE SURFACE
(Criques, Fissures)

CONTROLE
DES
MATÉRIAUX
PAR
ULTRASONS



Demandez la DOCUMENTATION "B" à

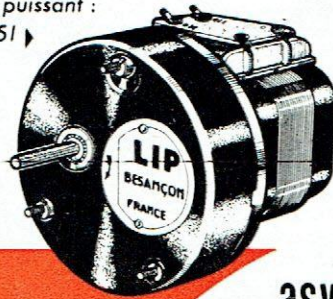
**ELECTRICITE
ET ELECTRONIQUE**

Bien préciser "DEPARTEMENT ELECTRONIQUE"

8, rue Bellini PARIS (16°) Tél.: KLEber 02-50

Micromoteurs LIP

Le plus puissant :
Type 951 ▶



asynchrones
et synchrones
auto-démarrateurs

Réductions :
de 3.000 T/m
à 1 T/84 h.

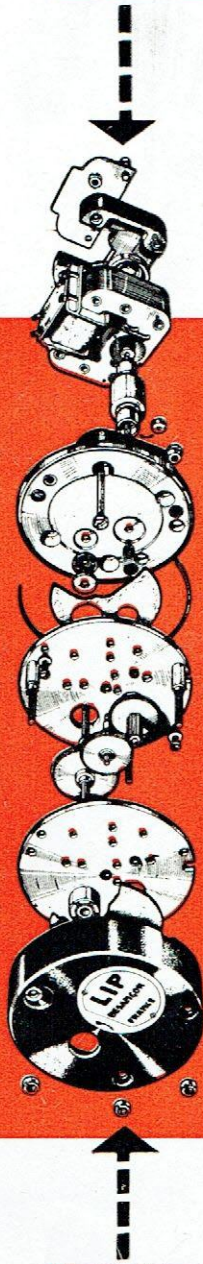
La plus grosse
production française :
plus de
500.000 moteurs
actuellement en service.

Des centaines
d'applications
industrielles,
commerciales
ou domestiques.

(Notice sur demande)

Le plus réduit : Type 901

Long. 63,5 mm
Larg. 54 mm
Epais. 30,5 mm



LIP INDUSTRIE



Usines à BESANÇON, ISSOUDUN, GRENOBLE.

Services Commerciaux : PARIS, 25, Boulevard Maiesherbes - Tél. ANJou 74-45 +
BESANÇON, 7, rue des Chalets - Tél. 59-31 (9 lignes groupées)