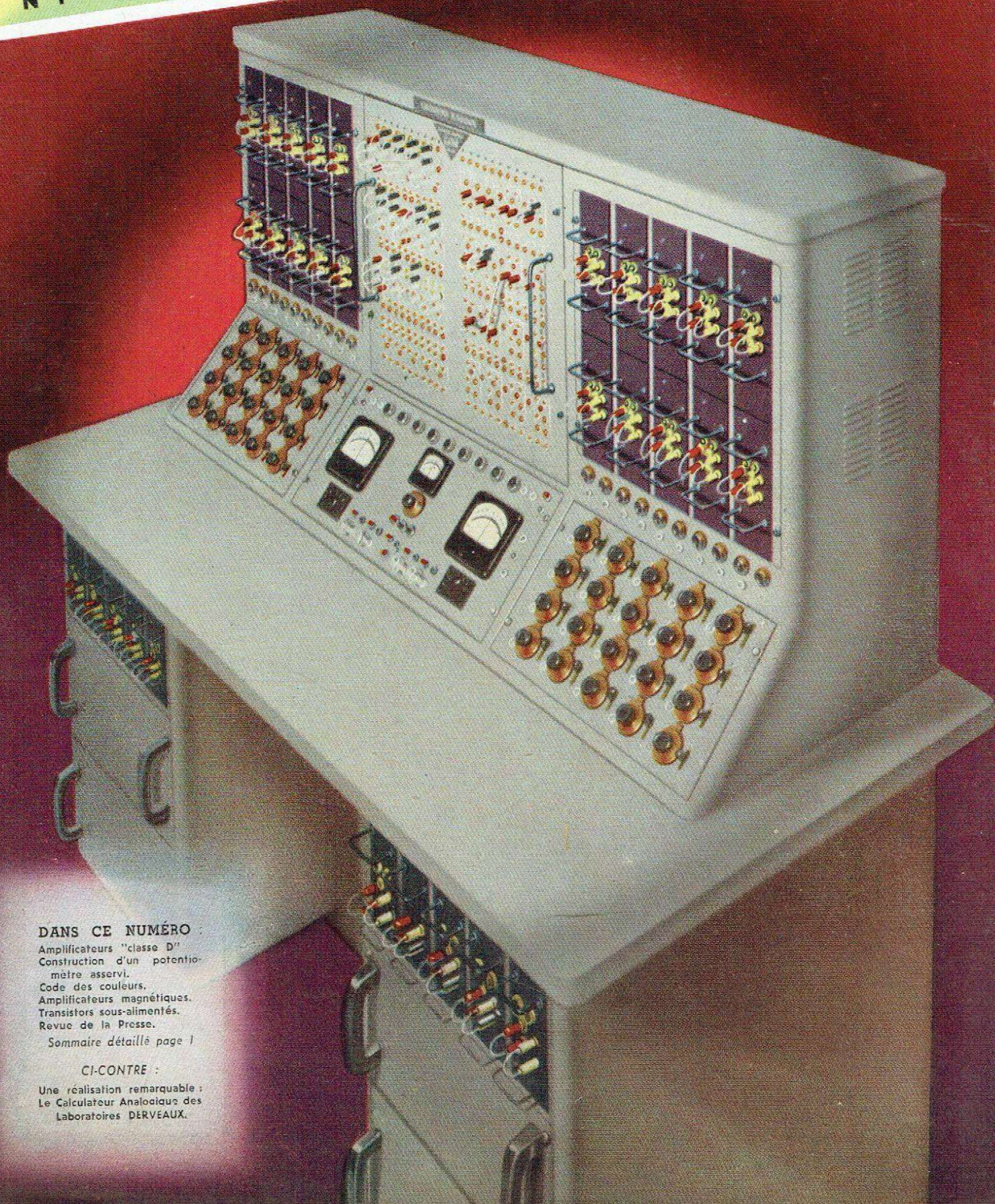


électronique Industrielle

N° 1

MARS-AVRIL 1955

300 Fr.



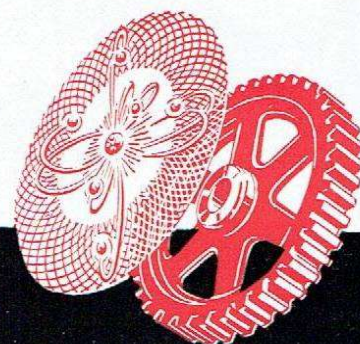
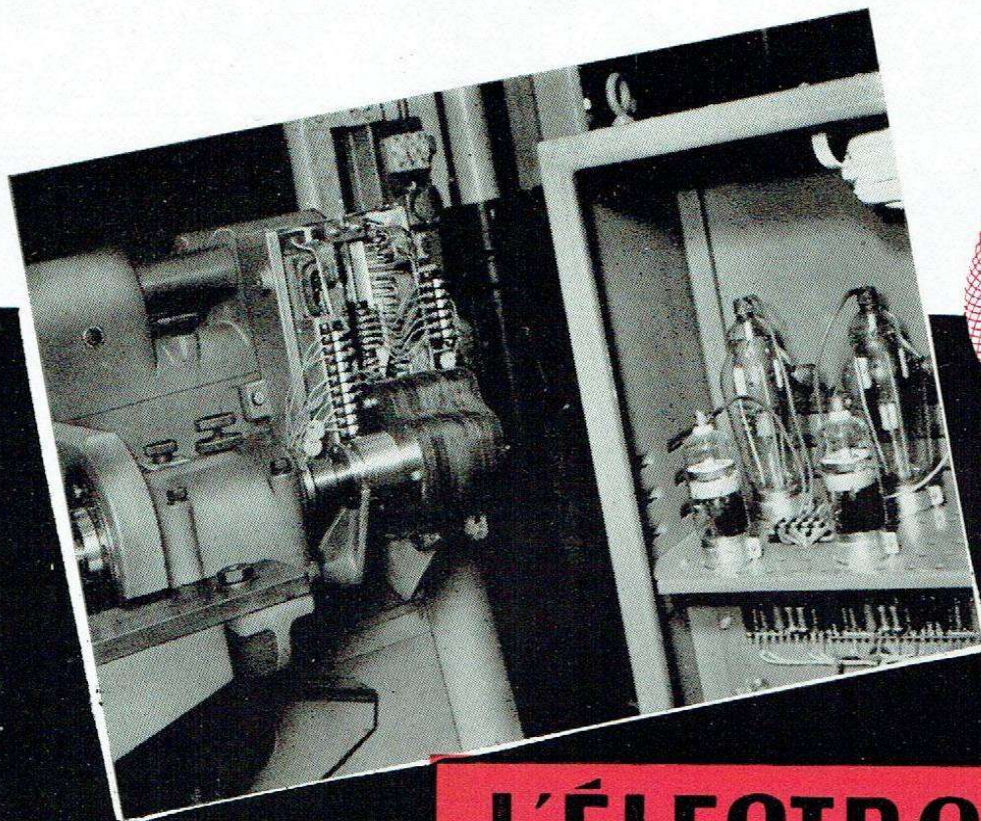
DANS CE NUMÉRO :

Amplificateurs "classe D"
Construction d'un potentiomètre asservi.
Code des couleurs.
Amplificateurs magnétiques.
Transistors sous-alimentés.
Revue de la Presse.

Sommaire détaillé page 1

CI-CONTRE :

Une réalisation remarquable :
Le Calculateur Analogique des
Laboratoires DERVEAUX.



L'ÉLECTRONIQUE *est au service de* L'INDUSTRIE

Tour à recopier ERNAULT-BATIGNOLLES avec varia-
teur électronique SCIAKI équipé de thyristors "DARIO"

LA RADIOTECHNIQUE met à la disposition des Constructeurs d'Équipements Électroniques :

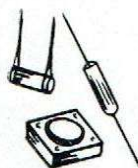


LES TUBES ÉLECTRONIQUES "DARIO" ET "MINIWATT-DARIO"

Thyristors, Cellules photoélectriques,
Redresseurs, Tubes professionnels de la
série "SÉCURITÉ" etc...



UN LABORATOIRE D'APPLICATIONS
pour études de circuits. Mise au point
de prototypes et recherches diverses.



LES PIÈCES DÉTACHÉES "TRANSCO" DE QUALITÉ

Condensateurs, Auto-transformateurs va-
riables, Résistances, Ferroxcube, etc...



UNE DOCUMENTATION TECHNIQUE
très complète et en particulier le Bulle-
tin d'Informations "ÉLECTRONIQUE &
INDUSTRIE".

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

★

REDACTION :

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

★

PUBLICITE :

(Advertising)

S E D I S

1, Avenue Louis-Pasteur, BAGNEUX
(S e i n e)
Tél. : ALE. 38-10

★

DATES DE PUBLICATION :

N° 1. Mars-Avril 1955
N° 2. Mai-Juin 1955
N° 3. Juillet-Août 1955
N° 4. Septembre-Octobre 1955
N° 5. Novembre-Décembre 1955
N° 6. Janvier-Février 1956

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. **1500 Fr.**
Étranger **1800 Fr.**

Sommaire

N° 1

MARS-AVRIL 1955

- 3 Message de Bienvenue de LEE DE FOREST, père de l'Electronique.
- 4 L'électronique au service de la métrologie, par J. HENRY.
- 5 L'amplificateur B.F. « classe D », par J.-P. CÉHMICHEN.
- 11 Réalisation d'un potentiomètre asservi, par F. HAAS.
- 15 Quelques nouveautés électroniques remarquées à l'Exposition de Physique et au Salon de la Chimie, par J.-P. CÉHMICHEN.
- 17 Tubes électroniques auto-chauffants.
- 18 Le code des couleurs
(comment identifier condensateurs et résistances modernes).
- 20 Recherche des défauts dans les lignes électriques
à l'aide d'impulsions.
- 21 Les amplificateurs magnétiques, par W. SOROKINE.
- 25 Le comportement des transistors à jonctions
en régime sous-alimenté, par H. SCHREIBER.
- 35 Le « déport hertzien » des images radar.
- 37 L'Industrie Electronique vue par « Electronique Industrielle ».

A TRAVERS LA PRESSE MONDIALE

- 29 Interrupteur électronique de puissance. — Thermostat électronique. — Mesure du coefficient de température des condensateurs en H.F. — Diodes « micro-jonction » à fil d'or. — Amplificateur magnétique à harmoniques paires. — Voyant indiquant le passage d'un courant. — Exploration des radiations gamma de la haute atmosphère par sonde portée par ballon. — Tube commutateur photo-électrique. — Un transistor détecteur-amplificateur pour l'analyse chimique. — Un multivibrateur à fonctionnement stabilisé. — Minuterie électronique. — Utilisation d'une triode symétrique auto-chauffante pour la stabilisation de tension. — Un transformateur d'images électro-optique. — Indicateur de déplacement longitudinal des axes.

NOTRE COUVERTURE :

Le Calculateur Analogique « DJINN » des Laboratoires
R. DERVEAUX, 6, rue Jules-Simon, Boulogne-sur-Seine. Mol. 37-00

Pour la première fois en Europe, une machine mathématique de grande puissance est mise à la portée de tous les ingénieurs. Sa précision, sa simplicité d'utilisation, sa production en grande série, auront une répercussion profonde sur le rendement des bureaux d'études de toutes les branches de l'industrie : aviation, automobile, balistique, construction navale, électronique, énergie atomique, géologie, sciences économiques, travaux publics, etc...

Autres revues publiées par la

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO :

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

Ce premier Numéro

Il y a bien longtemps que l'idée nous hantait de lancer cette nouvelle Revue. Les équipes rédactionnelles des trois publications des Editions Radio en discutaient avec enthousiasme.

Cependant, j'hésitais, redoutant le surcroît de travail qu'entraîne la création d'un tel périodique. Finalement, c'est le 2 janvier que la décision a été prise. Aussitôt, tout le monde s'est mis au travail avec foi et ardeur.

Et aujourd'hui, en signant le « bon à tirer » de ce premier numéro (très exactement 21 ans après avoir publié le premier numéro de TOUTE LA RADIO), j'ai l'agréable sentiment d'avoir donné le départ à une œuvre utile qui fera du chemin.

Ce premier numéro a un caractère un peu spécial. Publié à la veille du Salon de la Pièce Détachée, il ne reflète pas fidèlement le programme de notre Revue parfaitement défini par son titre même.

ELECTRONIQUE, il l'est 100 0/0. Mais la matière de ce numéro n'est pas suffisamment INDUSTRIELLE. Nous l'avons conçu davantage à l'usage des électroniciens que des techniciens qui, dans les divers domaines de l'industrie, font (ou feront) appel à l'Electronique.

C'est dans cet esprit que trois études inédites sont ici consacrées au problème fondamental de l'**amplification**. Chacune en examine un aspect très différent.

En priorité mondiale, nous révélons le principe et les réalisations possibles du révolutionnaire amplificateur « **classe D** » qui permet de tirer des tubes à vide des rendements surprenants.

Autre étude originale : la « sous-alimentation » des **transistors** ; technique permettant d'augmenter les impédances d'utilisation, souvent trop basses, des triodes à cristal.

Une troisième, négligeant tubes et semi-conducteurs, analyse les principes des **amplificateurs magnétiques** qui, eux aussi, sont utilisés dans certains équipements électroniques.

Poursuivant cet examen essentiel des **éléments constitutifs** des équipements, nous trouvons une étude pratique consacrée à la réalisation des **potentiomètres asservis** qui font partie de tant de servomécanismes.

A titre de documentation pratique, les pages centrales (et détachables) de ce cahier résument avec concision et logique l'état actuel des **codes des couleurs** des résistances et des condensateurs où un besoin de clarté se fait nettement sentir.

Enfin, dans ce numéro débute notre copieuse rubrique de **Presse Mondiale** à laquelle nous attachons une grande importance. Ses analyses doivent présenter au technicien une vue synthétique de tous les progrès accomplis dans le domaine de l'Electronique.

Voilà comment se compose ce premier numéro. Les suivants auront un aspect un peu différent en ce sens qu'ils traiteront davantage des **applications industrielles**, en passant en revue toutes les branches qui utilisent les méthodes électroniques : métallurgie, chimie, papeterie, textile, automobile, etc...

En attendant, je voudrais adresser mes remerciements à tous ceux qui ont aidé à l'établissement de ce numéro : tous les techniciens qui font bénéficier de leur expérience et de leurs idées leurs collègues qui nous lisent et, d'autre part, tous les industriels qui ont fait insérer leurs annonces dans ce premier numéro d'une revue qu'ils n'avaient jamais vue, nous marquant ainsi une confiance qui nous touche vivement.

Merci à tous, et rendez-vous au numéro 2.

E. AISBERG.

INDUSTRIELS, faites-nous connaître vos nouveautés, vos productions intéressantes.

Faites-nous part de vos besoins en matériels ou en idées ; par notre intermédiaire, des solutions seront sans doute trouvées à vos problèmes.

TECHNICIENS, votre collaboration nous intéresse, surtout si vous êtes bien "dans le bain" de l'électronique INDUSTRIELLE. Par quelques articles, vous pouvez faire œuvre très utile... et améliorer vos revenus ! Écrivez-nous donc, en précisant les sujets qui vous tentent, et nous vous donnerons tous les conseils voulus pour la préparation rationnelle des manuscrits, dessins et légendes.

Rochat

électronique

71 Rue Racine, Montrouge - Seine - ALE: 00-07

**TACHYMETRES
FREQUENCEMETRES
CHRONOMETRES**

électroniques à compteurs d'impulsions

100 KHZ

1 MHZ



25 MHZ



10 μ S

1 μ S



1/6 μ S

INDUSTRIE

ET

LABORATOIRE

Aéronautique

Automobile

Radioélectricité

Quartz

Basse fréquence

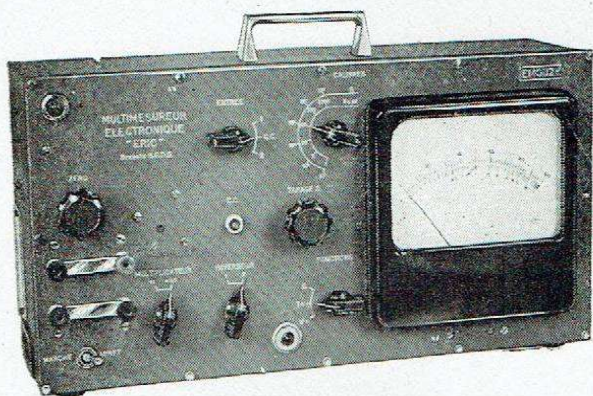
Electromécanique

Balistique

Energie Atomique

Véritable laboratoire LE MULTIMESUREUR E.R.I.C-LEMOUZY

(BREVETÉ S. G. D. G.)



permet d'opérer des mesures
impossibles avec les appareils
classiques

PRINCIPALES CARACTÉRISTIQUES

- Résistance d'entrée en voltmètre : $10^{13} \Omega$.
- Résistance d'entrée en μA nulle.
- Résistance de sortie : nulle.
- Courant grille : $10^{-13} A$.
- Précision 2 à 3 %.
- Mémoire Electronique de longue durée.
- Très grande stabilité.
- Robustesse à toute épreuve.

ADOpte par la plupart des grands laboratoires officiels et privés, tant en France qu'à l'Étranger

LE MULTIMESUREUR ou les appareils spécialisés qui en dérivent : E-METRE, I-METRE, R-METRE, ISO-R-METRE

PERMETTENT DE MESURER :

- Les tensions depuis 50 millivolts à 50 kV.
- Les intensités depuis $10^{-10} A$ à 1 A.
- Les résistances depuis 10Ω à $10^{12} \Omega$ (sous faible tension).
- Les isollements jusqu'à $10^{14} \Omega$ (tension réglable).
- Les capacités de haute valeur.

LE MULTIMESUREUR permet d'opérer des intégrations de longue durée, il peut être utilisé avantageusement : comme indicateur de zéro sans consommation, comme indicateur balistique à plusieurs sensibilités, etc...

MESURE EN ALTERNATIF avec une sonde spéciale à haute impédance

$$Z = \frac{R \ 5000 \ M\Omega}{0,01 \text{ à } 3 \ pF} \text{ selon calibre } F = 20 \text{ Hz à } 300 \text{ MHz} - E = 0 - 1500 \text{ V.}$$

DOCUMENTATION ET DÉMONSTRATION SUR DEMANDE

LEMOUZY.

Spécialisé depuis 40 ans en Radio
Société à resp. limitée Cap. 10 millions
63, rue de Charenton, PARIS-12^e
Tél. : DIDerot 07-74 - 07-75
Métro : Bastille

SALON DE LA PIÈCE DÉTACHÉE du 11 au 14 MARS
Allée F - Stand 20

TECHNOS LA LIBRAIRIE TECHNIQUE

5, Rue Mazet - PARIS-VI^e

(MÉTRO : ODÉON)

Ch. Postaux 5401-56 - Téléphone : DAN. 88-50

TOUS LES OUVRAGES FRANÇAIS ET ÉTRANGERS
SUR LA RADIO - CONSEILS PAR SPÉCIALISTE

Librairie ouverte de 9 à 12 h. et de 14 h. à 18 h. 30

Envoi possible contre remboursement avec supplément de 60 fr.
Frais d'expédition : 10 % avec maxim. de 150 fr. (étranger 20 %)

Librairie de détail, nous ne fournissons pas les libraires

EXTRAIT DU CATALOGUE

ANALOG METHODS IN COMPUTATION AND SIMULATION, par W.W. Soroka (en américain). — Technique du comptage et du calcul mécanique et électronique. 390 pages (1954).

2.975 fr.

ANALYSE MATRICIELLE DES RESEAUX ELECTRIQUES, par P. Le Corbeiller. — Comme une extension des lois de Kirchhoff, cet ouvrage présente la méthode des mailles et nœuds de Korn avec ses applications à l'électronique. Traduit de l'américain. 124 pages

960 fr.

APPLICATIONS INDUSTRIELLES DU CHAUFFAGE HAUTE FREQUENCE, par F.W. Curtis. — Etude très approfondie de cette spécialité, particulièrement du chauffage par induction. 318 pages

1.060 fr.

APPLICATIONS INDUSTRIELLES DES MESURES ELECTRONIQUES, par U. Zeibstein. — La technique des mesures électroniques avec nombreux exemples d'application. 404 pages.

950 fr.

CHAUFFAGE HAUTE FREQUENCE (Le), par G. Henry-Bezy. — Notions théoriques et détails pratiques sur le chauffage par pertes diélectriques et par induction. 130 pages

500 fr.

CIRCUITS DE CONTROLE ELECTRONIQUE DANS L'INDUSTRIE (Les), par W.D. Cockrell. — Traduit de l'américain, cet ouvrage est une véritable encyclopédie de la commande électronique. 336 pages, relié (1953)

2.950 fr.

CIRCUITS ELECTRONIQUES, par J.P. Oehmichen. — Traité détaillé et pratique sur production, transformation, mesure et utilisation des divers signaux électroniques. 256 pages (1954).

1.200 fr.

COMMANDE ELECTROMAGNETIQUE ET ELECTRONIQUE DES MACHINES-OUTILS, par A. Fouillé et J. Cannel. — Traité détaillé et pratique de la technique moderne de l'outillage automatique. 340 pages (1952)

3.120 fr.

CONTROL-SYSTEM DYNAMICS, par W.R. Evans (en américain). — Analyse mathématique des servomécanismes linéaires et non-linéaires accompagnée d'exemples pratiques et de problèmes. 282 pages (1954)

2.750 fr.

CYBERNETIQUE, par L. de Broglie. — Traité de la théorie du signal et de l'information. 320 pages (1951)

1.600 fr.

ELECTRONIC ANALOG COMPUTERS, par G. et T. Korn. — Traité détaillé et pratique des montages de comptage électronique. 380 pages (1952) (en américain)

3.050 fr.

ELECTRONIQUE, par R. Guillien. — Cet ouvrage expose en détail la technique électronique dans ses applications industrielles.

TOME I : Tubes à vide, amplificateurs. 344 pages (1954)

2.000 fr.

TOME II : Oscillations, tubes à gaz, cellules et composants. 304 pages (1954)

1.800 fr.

ELECTRONIQUE GENERALE, par A. Blanc-Lapierre, G. Goudet et P. Lapostolle. — Traité de physique électronique d'un niveau élevé, mais facilement accessible. 396 pages, relié (1953).

3.300 fr.

ELECTRON TUBES IN INDUSTRY, par K. Henney et J. Fahnestock. — Les tubes à vide et à gaz dans leurs applications aux redresseurs, circuits à commande photoélectrique, relais, commande des moteurs, mesures et contrôle, chauffage H.F. 354 pages (1952) (en américain)

2.550 fr.

HANDBOOK OF INDUSTRIAL ELECTRONIC CIRCUITS, par J. Markus et V. Zeluff. — Collection importante de schémas expérimentés : amplificateurs B.F., capacimètres, oscilloscopes, compteurs et commutateurs électroniques, télémètres, etc... 268 pages (1952) (en anglais)

2.560 fr.

Catalogue TECHNOS 1955

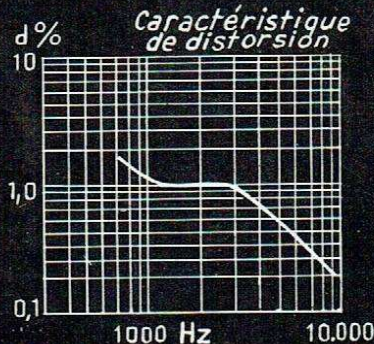
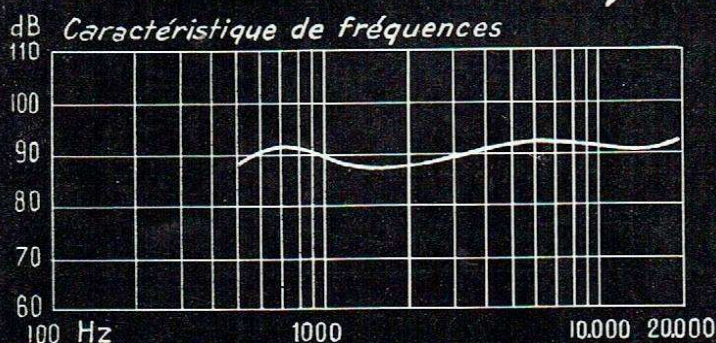
Notre nouveau catalogue donne, sur ses 24 pages, une documentation complète et unique sur l'ensemble de la littérature technique de nos spécialités. Son classement méthodique par matières permet de trouver instantanément toutes les documentations existant, en langue française ou étrangère, sur les sujets radio, électronique, télévision, hyperfréquences, etc... Comme auparavant, ce catalogue est adressé gratuitement sur simple demande.

TRÈS HAUTE FIDÉLITÉ "IONOPHONE"



TYPE G10
600-20000 HERTZ
NIVEAU SONORE
MAXIMUM 110 dB

à utiliser avec un amplificateur B.F. de 3 à 10 W

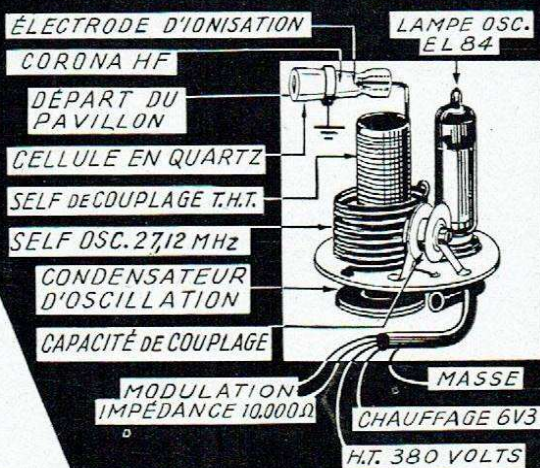


"L'IONOPHONE"
est un générateur de sons et
d'ultrasons à très haut rende-
ment, sans inertie et rigoureu-
sement apériodique. La gamme
de fréquence couverte s'étend
jusqu'à plusieurs MHz.

"L'IONOPHONE"
résout le problème de la
reproduction des ondes à front
raide (régimes transitoires,
signaux carrés).



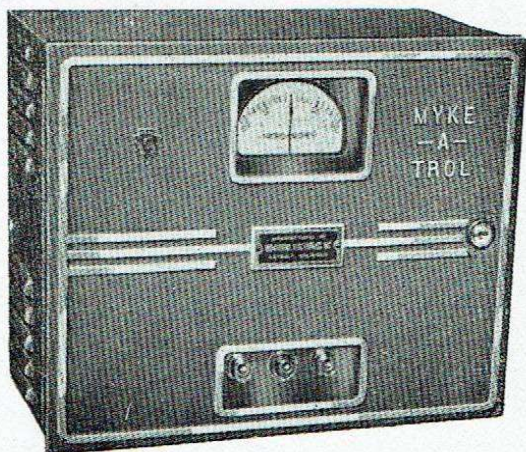
Dép. Exportation:
SIEMAR
62, R. DE ROME
PARIS-8^e
LAB. 00-76



AUDAX

S.A. au capital de 82 millions de francs
45, AV. PASTEUR - MONTREUIL - (SEINE)
TÉL. AVR. 57-03 (5 lignes groupées)

**le contrôle électronique élimine le
facteur humain
d'erreur**



Précision 2 % ou $\pm 2,5$ microns
(en déviation totale)



Accéléromètre

le MYKE-A-TROL

ÉQUIPÉ DE SES ACCESSOIRES COMPLÉMENTAIRES

★ **COMMANDE**

les machines

★ **MESURE**

★ **INSPECTE**

★ **COMPTE**

★ **PÈSE**

★ **TRIE**

vitesses - pressions - température - usinage
essais de fatigue - contraintes - etc...



Capteur de pression

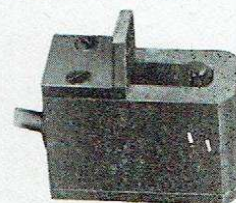
UN APPAREIL : INDUSTRIAL ELECTRONICS INC.

Catalogue E.I. et Tarifs à

BUREAU DE LIAISON

ROCKE INTERNATIONAL

113, rue de l'Université, PARIS-7^e - INV. 99-20



Jauge d'épaisseur

UN LIVRE DE BASE

CIRCUITS ÉLECTRONIQUES

par J.-P. CEHMICHEN

★ Tout l'art de l'ingénieur électronicien consiste à savoir « traduire » en signaux électriques une grandeur variable, à transformer ces signaux d'une manière appropriée et à leur faire accomplir l'action désirée. Produire les signaux, les transformer, les mesurer et les utiliser, tels sont les quatre sujets traités dans ce livre.

★ L'auteur y analyse en détail les divers circuits qui ont été établis en vue d'assumer ces diverses fonctions. Le technicien qui aura assimilé la riche substance de l'ouvrage, qui aura compris tous les « pourquoi » et « comment » des montages décrits, n'aura aucune peine à appliquer les connaissances ainsi acquises dans les cas les plus variés de la pratique.

★ En assemblant les circuits élémentaires qui sont les véritables « briques » de tout édifice électronique, le technicien opérera sans difficulté une vaste synthèse qui permettra de mettre l'électronique au service de toutes les branches de la science, de la technique et de l'industrie.

★ Ce livre, on le conçoit, fait mieux que d'apprendre certaines applications de l'électronique : il offre la solution de tous les problèmes électroniques quelle qu'en soit la nature.

1. — PRODUCTION DES SIGNAUX

Oscillateurs L-C, électromécaniques, R-C. Signaux rectangulaires, Multivibrateurs, Flip-flop, Tops, Dents de scie, signaux variés.

2. — TRANSFORMATION DES SIGNAUX

Amplificateurs. Atténuateurs. Discriminateurs. Différentiateurs. Intégrateurs. Diviseurs et multiplicateurs de fréquence.

3. — MESURE DES SIGNAUX

Mesure de tension efficace et de tension de crête, Mesures de fréquence et de phase. Etude de la forme et analyse des signaux.

4. — UTILISATION DES SIGNAUX

Rotation d'un moteur. Vibrations. Relais. Servomécanismes. Selsyns. Transmission de grandeurs. Action sur la lumière.

Un beau volume de 256 pages (160x240) illustré de 195 schémas et croquis

PRIX : 1.200 Fr. ★ Par poste : 1.320 Fr. ★ Étranger : 1.380 Fr.

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, Rue Jacob, PARIS-VI^e - Ch. P. Paris 1164-34 - Tél. ODÉon 13-65

En Belgique : **Sté Belge des Editions Radio**, 204 a, Chaussée de Waterloo, Bruxelles

1

POURQUOI cette nouvelle Revue ? Telle est la question qui figure traditionnellement en tête du premier numéro de tout périodique nouveau-né.

Est-il besoin de la poser pour ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE ? Le prodigieux essor de l'Electronique ne justifie-t-il pas amplement la naissance d'un organe digne de cette technique, dans le pays qui a apporté à son édification une contribution capitale ?

Tenir tous les intéressés au courant des progrès sans cesse accomplis dans tous les domaines de l'Electronique tant en France qu'à l'étranger, étudier ses nouvelles applications, systématiser les connaissances indispensables, tel est le vaste objectif de notre Revue.

2

POUR QUI est-elle faite ? Elle est destinée à la fois aux promoteurs et aux utilisateurs de l'Electronique. Ceux qui conçoivent les méthodes électroniques et qui réalisent le matériel servant à les mettre en œuvre liront ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE avec autant de profit que ceux qui font appel à ces méthodes et utilisent ce matériel.

Une étroite coopération entre les uns et les autres est le gage le plus sûr du DEVELOPPEMENT fécond de l'Electronique. Que l'Industriel qui en sollicite les services formule clairement ses desiderata ; que l'électronicien trouve la solution optimum du problème ainsi posé et crée l'appareillage correspondant, et voilà un nouveau pas accompli sur la voie du progrès.

Notre Revue a l'ambition de servir de lien entre ceux qui créent et ceux qui utilisent l'Electronique. En établissant entre ces deux catégories de techniciens un contact étroit, nous avons le sentiment de servir efficacement la technique.

3

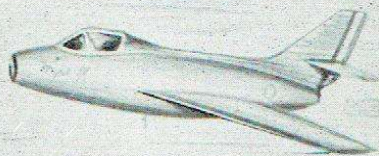
PAR QUI sera rédigée notre Revue ? Par tous ceux qui œuvrent dans l'Electronique et qui consentent à faire bénéficier les autres techniciens de leur expérience, de leurs idées et de leurs connaissances.

D'ores et déjà, nous nous sommes assuré le concours des meilleurs spécialistes des principaux domaines de l'Electronique. De surcroît, notre jeune Revue est solidement épaulée par les équipes rédactionnelles et les services de fabrication de ses sœurs aînées « Toute la Radio », « Radio Constructeur » et « Télévision ». Ce sont là des gages de succès et des garanties de qualité que les bonnes fées ont déposé au berceau de la nouvelle publication à laquelle celui avec qui tout a commencé, le Dr Lee de Forest, adresse un message de bienvenue qui est pour nous le plus émouvant encouragement.

4

PAR QUOI sera-t-elle en mesure d'assumer sa tâche ? En publiant des études documentées, où la théorie restera intimement liée aux applications pratiques, en analysant les procédés spécifiquement électroniques, en présentant le matériel spécial et en offrant au lecteur une vaste synthèse de tout ce qui est publié dans le monde d'intéressant dans le domaine de l'Electronique.

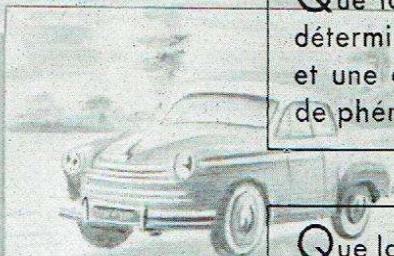
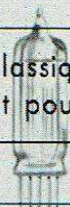
Ce premier numéro ne correspond qu'imparfaitement à ce que nous voulons faire. D'ailleurs, le programme d'une revue se rode à l'usage. Le nôtre sera modifié en fonction des réactions de ceux qui nous liront. Vos avis et suggestions nous seront précieux. Grâce à eux, notre Revue sera faite pour vous « sur mesure ». Et merci par avance de votre agissant concours.



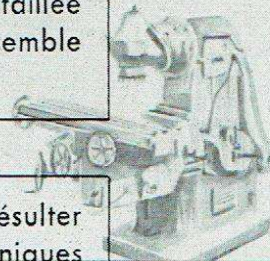
Chaque fois...



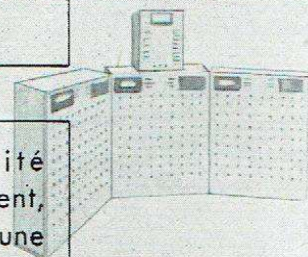
Qu'une solution technique et classique ne répond pas exactement au but poursuivi,



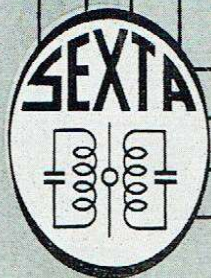
Que la mise en œuvre d'un mode d'action déterminé nécessite une analyse détaillée et une connaissance parfaite d'un ensemble de phénomènes,



Que la solution d'un problème doit résulter de la synthèse rationnelle de techniques différentes,



Que l'on recherche une supériorité technique, un accroissement de rendement, un abaissement de prix de revient et une rentabilité concrète des investissements,



Consultez

SEXTA

SES ÉTUDES - SES MÉTHODES - SES ÉQUIPEMENTS

1, Avenue Louis Pasteur, 1

BAGNEUX (Seine)

ALEsia 38-10

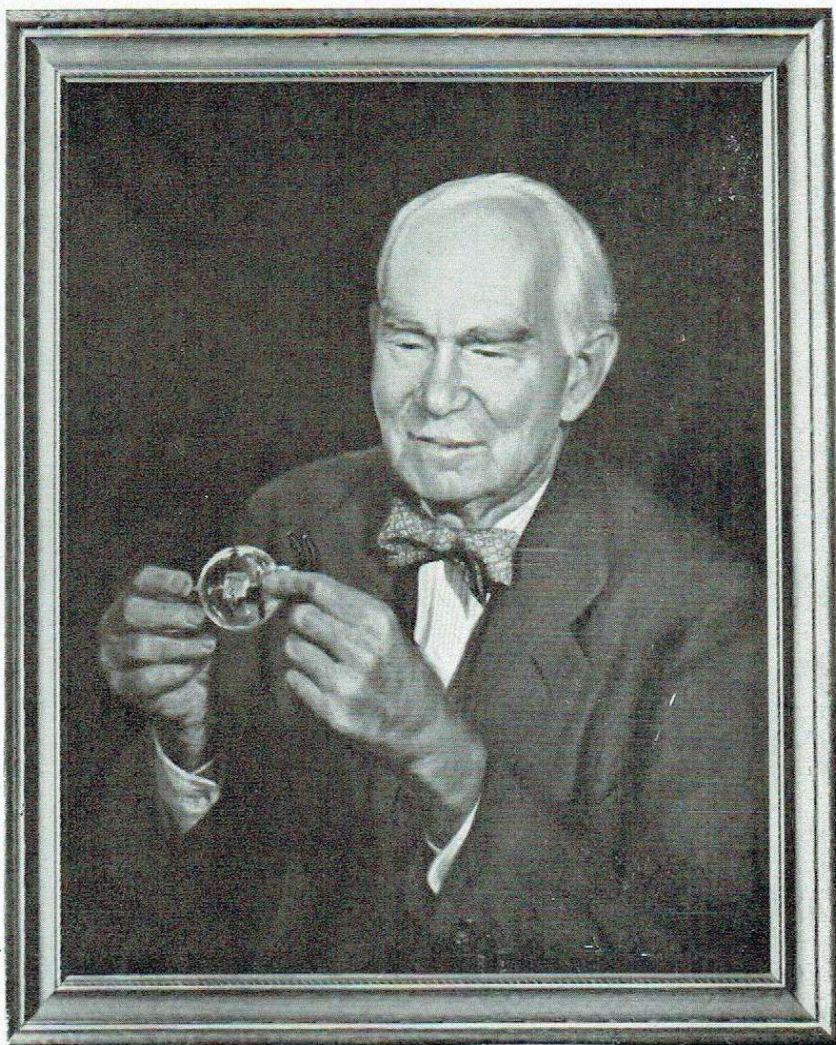
LEE DE FOREST

le Père de l'Électronique

nous adresse un

Message de Bienvenue

Portrait à l'huile du
Dr DE FOREST, dû au
peintre sud-américain
Georges Camarero.
Exécuté en 1952, ce
tableau appartient à
Hugo Gernsback,
directeur de "Radio-
Electronics" (U.S.A.)



LEE DE FOREST
8190 HOLLYWOOD BLVD.
LOS ANGELES 46, CALIF.

January 18, 1955

Mr. Eugene Aisberg, Director
ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE
Paris, France

Dear Mr. Aisberg:

As perhaps the first electronic engineer I have watched with
delighted amazement the rapid expansion of today's electronic
industries into well-nigh every field of human activities.

Industrial Electronics, already a multi-billion dollar economy,
will continue to expand with irresistible acceleration throughout
the future ages.

With my best wishes for the success of "Electronique Industrielle"
and in appreciation of your outstanding efforts in this field,

Sincerely yours,

Lee de Forest

Lee de Forest

LdeF/gm

TRADUCTION :

Étant sans doute le premier ingénieur
électronicien, j'ai observé avec un
délicieux étonnement le rapide essor
des industries électroniques actuelles
dans presque toutes les branches
de l'activité humaine.

L'Électronique Industrielle, un
secteur où se brassent déjà des
milliards de dollars, continuera
à se développer avec une accélé-
ration irrésistible dans les
temps à venir.

Avec mes meilleurs vœux pour
le succès d'ELECTRONIQUE
INDUSTRIELLE et en appréciant vos remarquables
efforts dans ce domaine.

Sincèrement vôtre,

LEE de FOREST

L'électronique

au service de la

métrologie

Sous les auspices de la C.E.G.O.S., M. ZELBSTEIN a fait, le 11 janvier, une remarquable causerie sur les possibilités de l'électronique appliquée aux mesures. Précédée d'un brillant exposé de M. l'Ingénieur principal P. NICOLAU sur le thème : « Recherche expérimentale et Métrologie », suivie d'une communication, riche de vues originales, du père RUSSO sur « L'interprétation des mesures », elle a vivement intéressé un très éclectique auditoire. Nous en donnons ci-dessous un résumé — quelquefois commenté — à l'intention des électroniciens.

Examinant l'univers par rapport à l'homme, M. ZELBSTEIN constate que la recherche scientifique a dilaté à un point incroyable nos connaissances sur cet univers. Que ce soit vers l'infiniment grand ou vers l'infiniment petit que l'esprit inquisiteur de l'homme se soit tourné, il a reculé les limites de ses investigations. Devenu un peu plus accessible à l'homme, l'univers lui a cédé davantage de ses secrets et lui a permis, selon l'expression du conférencier, la compréhension du « comment » de nombre de phénomènes naturels. Il n'en demeure pas moins, selon notre opinion personnelle, que le pourquoi des phénomènes naturels nous échappe à peu près complètement.

Si l'on compare l'évolution de nos connaissances et celle du progrès technique, il apparaît que ce dernier a pris une telle avance qu'il pose à l'homme de nombreuses questions. L'orateur voit dans cette avance technique l'œuvre d'inventeurs, alors que les chercheurs, selon son opinion, « sont seuls susceptibles de fournir à leur création une base solide ». Il est vraisemblable que par inventeur M. ZELBSTEIN entend l'individu qu'une intuition a conduit sur le chemin d'une découverte. Quoi qu'il en soit de cette discrimination, il semble que la science moderne fasse souvent fi de l'imagination des chercheurs et préfère les hommes guidés par une connaissance précise des lois naturelles et pourvus d'un large sens pratique. Pour respecter qu'il soit, ce point de vue, fréquemment émis, correspond à un tour d'esprit du moment. A telle enseigne qu'un mouvement s'amorce, aux U.S.A., contre les excès de l'analyse outrancière et en faveur des « idées », créations de l'humaine imagination.

Il est incontestable que la recherche

appliquée se trouve en face de problèmes concrets. L'homme est dans l'obligation d'observer et de mesurer des « micrograndeurs ». Suivant l'expression de Leconte du Noüy, il doit changer « d'échelle d'observation ». Cela implique une « dilatation du temps » (phénomènes rapidement variables) et de l'espace (étude et mesure des microdimensions).

« La recherche appliquée doit aussi explorer l'inconnu, afin de constituer le stock des matériaux nécessaires à l'élaboration d'une doctrine préalable (sic). » Connaissance des faits concrets, analyse de la matière manufacturée, interrogation de la nature posent des problèmes multiples : méthodes et moyens de recherche, interprétation et exploitation des résultats.

Dans le domaine de la recherche appliquée, l'électronique apporte en premier une méthode de pensée. Les travaux d'analyse des circuits électroniques ont eu pour conséquence de mettre en relief une logique de base. On passe du symbolisme technologique au symbolisme fonctionnel, de la logique de l'art à la logique tout court. Ainsi que l'exprime l'orateur, « des considérations des circuits élémentaires appliquées à des problèmes bien donnés, on atteint une généralisation et, en rationalisant, on déduit les lois de tous les systèmes analysables ». Personnellement, nous estimons que cette méthode de pensée (très ancienne en vérité) est susceptible de conduire, dans certains secteurs de la science, à des résultats dont on ne soupçonne pas encore l'ampleur.

L'électronique, grâce à la possibilité d'une amplification énorme des tensions et intensités, permet l'observation, la mesure directe et l'enregistrement de toute grandeur susceptible d'être convertie en grandeur électri-

que. On peut observer aisément des « micrograndeurs » et, en effectuant des mesures « punctiformes », analyser des phénomènes complexes avec une grande facilité.

Par ailleurs l'électronique permet un emprunt d'énergie étonnamment faible à l'objet analysé. Dès lors, la quantité d'information que la mesure permet d'obtenir s'accroît singulièrement.

L'extension de l'échelle d'observation permise par l'électronique dans le cas de phénomènes à variation rapide a été extrêmement facilitée : soit en transformant la grandeur à observer en une grandeur observable par des moyens électroniques (tubes cathodiques, cellules de KERR, etc...), soit en fournissant l'énergie nécessaire pour vaincre l'inertie des ensembles mécaniques.

D'autre part, l'électronique permet le stockage d'informations, qu'il soit provisoire, intermédiaire ou définitif. Enfin, elle permet la transposition de l'échelle du temps et autorise l'étude de la matière avec une excitation de plus en plus réduite.

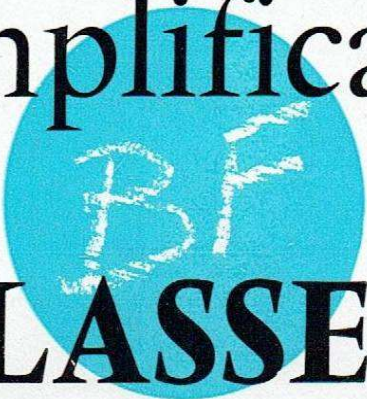
En conclusion, le conférencier affirme, avec une modestie qui l'honore, « qu'il ne suffit pas de mesurer, d'observer, car c'est peut-être le début de la connaissance, mais n'est pas la connaissance. L'interprétation des résultats expérimentaux demeure la clé de voûte de la recherche appliquée ».

Il est à espérer que cette causerie, très volontairement limitée à des généralités qu'il y a intérêt à entendre souvent, sera suivie ultérieurement d'une autre, qui traitera uniquement de l'utilisation de l'électronique, tant dans la recherche scientifique, pure ou appliquée, que dans le domaine industriel.

J. HENRY

Une exclusivité mondiale d'*Electronique Industrielle* :

L'amplificateur



« CLASSE D »

par J.-P. CÉHMICHEN

La « black box »

Commençons par rappeler une devinette technique qu'a posée à ses lecteurs la revue « Electronics » il y a un peu plus de deux ans. Nos lecteurs vont certainement chercher quel est le rapport avec notre sujet, mais ils verront vite que c'est la meilleure introduction que l'on puisse choisir. Voici donc la question :

Considérons le montage de la figure 1 : une source de tension continue, de force électromotrice égale à 20 V, alimente une mystérieuse « black box », ou boîte noire, d'où sortent deux fils. En série avec la boîte, nous avons placé un ampèremètre ; à ses bornes un voltmètre V ; enfin, un wattmètre classique à deux bobines mesure la puissance consommée par la « black box ».

L'ampèremètre indique 1 A, le voltmètre indique 10 V : très bien ; M. Ohm

est content, pas d'infraction à sa loi ! Dès lors, on pourrait s'attendre à ce que le wattmètre indique 10 W. Oh ! Horreur ! Il reste obstinément au zéro.

Voilà qui est grave : on soupçonne évidemment le wattmètre d'être détraqué, et il n'en est rien : si l'on remplace la boîte par une résistance de 10 Ω , l'ampèremètre indique toujours 1 A, le voltmètre 10 V, mais le wattmètre marque sagement 10 W !

Qu'y a-t-il donc dans la bizarre « black box » ? On peut le découvrir par le raisonnement. En effet, si le wattmètre reste au zéro, c'est que le produit de la tension aux bornes de la boîte par le courant qui la traverse est nul. « Impossible — vont rétorquer nos lecteurs — vous oubliez les indications du voltmètre et de l'ampèremètre ! ».

Certes pas, mais il n'y a qu'une solution : il y a *par moments* de la tension aux bornes de la boîte, mais alors le courant qui

la traverse est nul ; l'instant d'après, la boîte constitue un court-circuit, et il y passe du courant sous une tension nulle !

La « black box » contient donc un vibreur dont le contact est fermé la moitié du temps et ouvert pendant l'autre moitié. Pendant la demi-période de l'oscillation du vibreur où ce dernier est en court-circuit, le courant est de 2 A et la tension aux bornes nulle. Pendant la demi-période suivante, le courant est nul et la tension aux bornes vaut 20 V. Le voltmètre mesure la tension *moyenne* aux bornes de la boîte. En raison de son inertie, il indique cette valeur comme s'il s'agissait d'une tension continue. Pour la même raison, l'ampèremètre indique 1 A. Les courbes de la figure 2 montrent les variations au cours du temps de l'intensité et de la tension.

En réalité, cela est un peu théorique : d'abord, il y a une puissance effectivement con-

● **175 watts** modulés avec 2 tubes MINIATURE
Rendement minimum **90 %** ●

● **15 000 Hz** avec 3 dB seulement d'atténuation
Distorsion maximum **5 %** ●

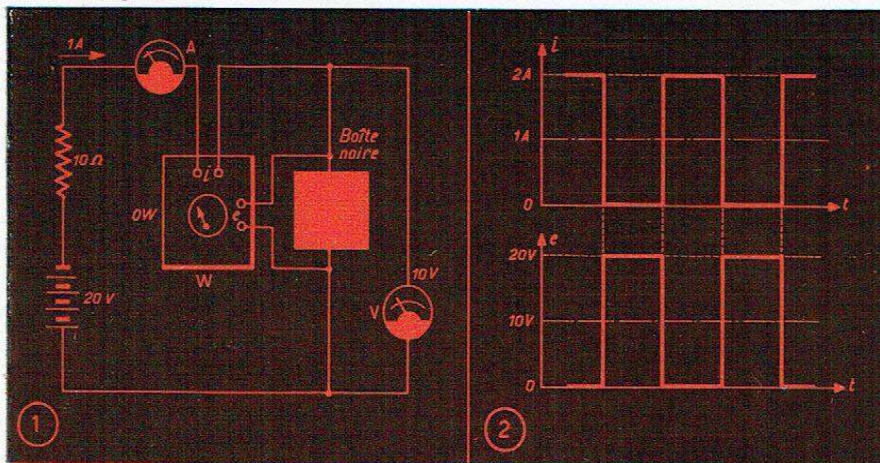


Fig. 1. — Que peut contenir cette mystérieuse « black box » ? Elle est parcourue par un courant de 1 A, la tension à ses bornes est de 10 V et le wattmètre indique que la puissance qui y est envoyée est nulle ?

Fig. 2. — Le mystère est éclairci : la « black box » contient un vibreur. Pendant les courts-circuits, le courant est de 2 A et la tension nulle ; pendant que le circuit est ouvert, c'est le courant qui est nul, la tension étant de 20 V. La moyenne correspond à 10 V et 1 A, mais la puissance est toujours nulle.

sommée par le vibreur pour entretenir l'oscillation (à la rigueur, on peut supposer que celle-ci est entretenue par un mouvement d'horlogerie). D'autre part, ce contact de vibreur qui passe brusquement d'une résistance infinie à une résistance nulle au moment où il colle, et inversement au moment où il décolle, fera certainement rêver ceux qui ont utilisé des vibreurs... Mais on pourrait cependant obtenir une déviation quasi nulle du wattmètre.

Vers la classe D

Imaginons maintenant que nous ayons mis en série avec la boîte noire le primaire d'un transformateur : sur le secondaire, nous recueillerons une certaine puissance, puissance qui sera intégralement fournie par la source de courant continu, au rendement du transformateur près. La puissance dissipée dans le vibreur sera d'autant plus négligeable que la résistance de contact de ce dernier sera plus voisine de zéro.

Supposons ensuite que nous ayons remplacé le vibreur par une penthode : on sait en effet que, dans une penthode, on peut faire passer un courant anodique important sous une tension presque nulle (nous l'avons indiqué dans notre article sur les « Emplois originaux des tubes », *Toute la Radio*, n° 173, février 1953, pp. 43 à 46).

Si nous envoyons sur la grille de cette penthode un signal rectangulaire qui, pendant une moitié du temps, la bloque et, pendant l'autre moitié, la porte au potentiel de la cathode, nous aurons réalisé quelque chose qui ressemble à un vibreur. Plus la tension continue d'alimentation de l'ensemble sera élevée par rapport à la différence de potentiel minimum aux bornes de la penthode (différence de potentiel qui se maintient pendant les instants où la penthode est conductrice), et plus le rendement sera élevé.

Supposons que nous ayons réalisé le montage de la figure 3 en nous arran-

geant pour que la tension aux bornes de la lampe pendant qu'elle est conductrice soit de 30 V, l'intensité dans le tube pouvant alors atteindre 100 mA. Si le transformateur T, chargé au secondaire par la résistance R, se comporte dans une importante gamme de fréquences comme une résistance pure de valeur 19 700 Ω insérée dans le circuit anodique (supposition un peu hardie), pendant les instants de conductibilité, la source de haute tension débitera 100 mA. Elle fournira donc une puissance de 200 W dont 98,5 0/0 (soit 197 W) seront dissipés dans la charge anodique (ou, plus exactement, dans la résistance R par l'intermédiaire du transformateur) et 1,5 0/0 (soit 3 W) sur l'anode.

Pendant les instants où le tube est bloqué, la tension anodique monte à environ 3970 V (la tension moyenne de cette anode, reliée au + 2000 V par un primaire de transformateur, c'est-à-dire un enroulement entièrement inductif et sans résistance ohmique, doit être égale à 2000 V) ; le courant étant nul, la puissance débitée par la source l'est aussi. Nous supposons ici que l'inductance primaire du transformateur est presque infinie, ce qui est un peu incompatible avec l'énoncé, puisque, quand il y a du courant continu dans ce primaire, le fer du transformateur ne doit pas être saturé.

Mais théoriquement, le courant moyen débité par la source de haute tension est de 50 mA, et la puissance débitée dans la résistance R de 98,5 W, cela pour une puissance dissipée de 1,5 W sur l'anode, soit un rendement de 98,5 0/0 !

La vraie classe D

Nous avons donc constitué un amplificateur qui délivre près de 100 W modulés avec un seul tube, à condition que ce tube puisse débiter 100 mA de crête, ce qui est

à la portée de la moindre penthode de sortie fonctionnant avec plus de 50 mA moyens en classe A, à condition encore que cette penthode puisse supporter 4 kV sur son anode.

Nous utiliserons par conséquent une penthode prévue pour supporter des tensions élevées sur l'anode, avec sortie de cette électrode au sommet de l'ampoule. Il faudra d'autre part que ce tube soit capable de débiter un courant anodique élevé sous une tension anodique faible, en un mot qu'il puisse travailler dans des conditions voisines de celles que rencontrent les penthodes de balayage lignes dans les téléviseurs. Nous verrons d'ailleurs plus loin que l'analogie est encore plus forte : nous allons rencontrer la diode de récupération.

Nous attendons certainement l'objection de nos lecteurs : « Très joli, tout cela, mais il s'agit d'amplifier des tensions B.F. de forme quelconque ; ce système de « tout ou rien » n'est valable que pour les signaux carrés. Dans les tensions à amplifier, il y aura sûrement des moments où la grille ne bloquera qu'à moitié la penthode ; il en résultera un courant de l'ordre de 50 mA sous environ 1000 V et la penthode connaîtra, sous l'influence d'une dissipation anodique de 50 W, une mort glorieuse mais prématurée... ».

Parfaitement exact, et c'est pourquoi nous allons toujours nous limiter aux signaux rectangulaires. Tout le secret est le suivant : supposons que les signaux rectangulaires que nous appliquons sur la grille du tube ne soient plus symétriques. Admettons, par exemple, que cette grille soit bloquée pendant 90 0/0 du temps : la puissance maximum fournie dans l'impédance de charge du circuit anodique sera les 10/100 de la puissance de crête, soit 19,7 W.

Appliquons à la grille de V_1 des signaux rectangulaires dont l'alternance positive vaut x 0/0 de la période de ces signaux.

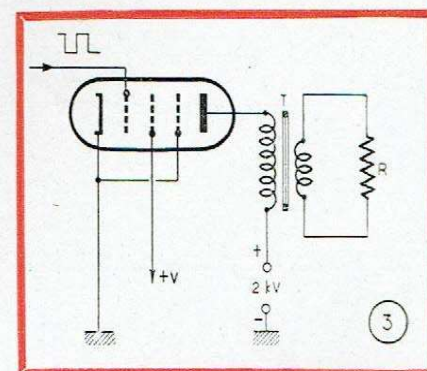


Fig. 3. — Une penthode sert de vibreur : comme elle permet le passage de 100 mA sous une tension anodique de 30 V seulement pendant qu'elle est conductrice, la puissance dissipée sur son anode n'est que de 3 W crête, soit 1,5 W moyen, tandis que la puissance dissipée dans R peut atteindre 98,5 W moyens.

La puissance débitée dans la résistance de charge R aura pour valeur moyenne, en watts :

$$197 \times \frac{x}{100} ;$$

autrement dit, elle pourra varier de 0 à 197 W. En même temps, la puissance dissipée sur l'anode du tube variera de 0 à 3 W (le rendement restant constant et égal à 98,5 0/0).

Si la fréquence de nos signaux rectangulaires est suffisamment élevée, nous pourrions, en modulant ces signaux en largeur, obtenir une puissance de sortie qui varierait au rythme que nous voulons, à condition que ce rythme soit inférieur à la fréquence des signaux rectangulaires. Pour l'emploi en amplificateur B.F. classique, il faudra que la fréquence de ceux-ci soit de l'ordre de plusieurs dizaines de kilohertz.

Voilà l'essentiel du principe de cet amplificateur (nous allons voir que sa réalisation est nettement plus complexe). Nos lecteurs verront sans doute l'analogie de cet emploi des tubes et de la super-réaction, et nous regrettons beaucoup que le sympathique inventeur de ce type de ré-

Arrivons à la pratique

Prévenons tout de suite nos lecteurs que le type d'amplificateur classe D représenté par la figure 3 est quasi irréalisable pratiquement, l'exposé qui précède étant surtout destiné à nous « mettre dans l'ambiance ». Nous allons maintenant étudier le fonctionnement d'un push-pull classe D plus proche de la réalisation pratique.

Nous examinerons plus loin la transformation de la tension B.F. à amplifier en signaux rectangulaires modulés en largeur (cette transformation est d'ailleurs très simple, deux doubles triodes suffisent pour y arriver). Pour le moment, nous ne nous préoccupons que de l'étage final. Une version simplifiée d'un tel étage est schématisée par la figure 4. Précisons que, dans ce montage, les condensateurs C_1 et C_2 sont supposés pour le moment d'une capacité assez grande pour que leur impédance puisse être considérée comme négligeable à la fréquence de découpage des signaux appliqués sur les grilles des penthodes V_1 et V_2 .

Les deux self-inductions L_1 et L_2 sont égales et très fortement couplées : les deux résistances R_1 et R_2 sont égales. Mais nous voyons

en sorte que la tension positive du point B_1 reste aussi voisine que possible de zéro, pour réduire la dissipation anodique de V_1 . Autrement dit, nous aurons entre le point A_1 et le point B_1 une différence de potentiel fixe.

On sait que, quand une différence de potentiel fixe est appliquée à une inductance, le courant dans cette inductance croît linéairement en fonction du temps, puisque cette différence de potentiel est donnée par la formule

$$e = L \frac{di}{dt}$$

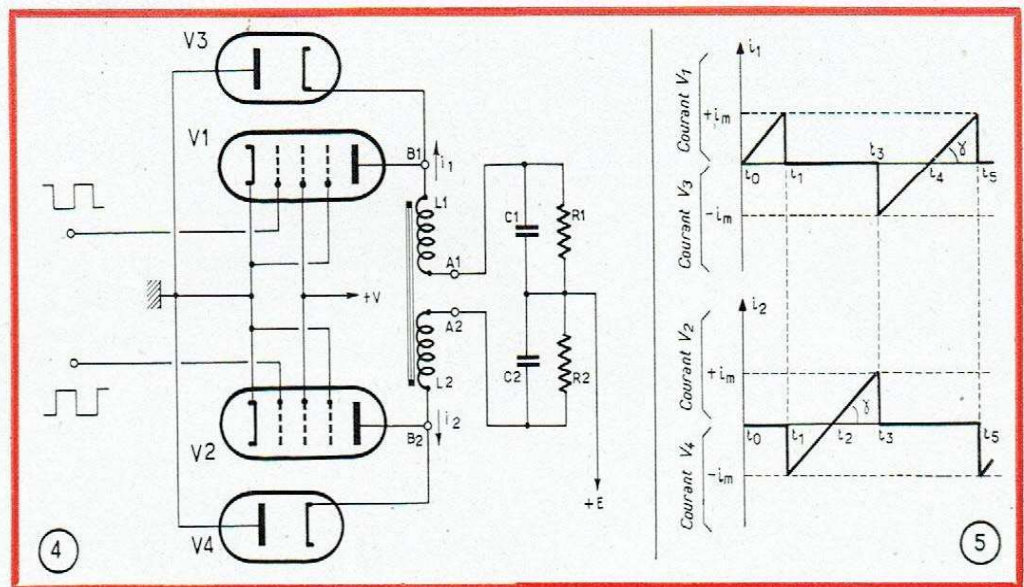
L étant le coefficient de self-induction du bobinage, di/dt la dérivée du courant par rapport au temps, et e la différence de potentiel aux bornes du bobinage.

Le courant croît jusqu'à une certaine valeur i_m qu'il atteint à l'instant t_3 , cet instant étant celui où l'on bloque la grille de V_1 . On s'arrange pour que i_m soit voisin du courant maximum que l'on puisse tirer de la penthode.

Voici maintenant V_1 bloquée : l'énergie emmagasinée sous forme magnétique dans la bobine L_1 se retrouve aussi dans L_2 : pour qu'il y ait le moins de variation possible de flux dans le noyau de L_1 et L_2 , il faut qu'un courant passe dans L_2 en sens inverse de la flèche, autrement dit qu'un courant sensiblement égal à i_m passe dans la diode V_4 , ce qui suppose que le potentiel du point B_2 a été porté brusquement à une valeur légèrement négative pour que la diode V_4 soit devenue conductrice.

Fig. 4. — Montage pratique d'un push-pull classe D : les diodes V_3 et V_4 permettent le passage du courant inverse pendant que le potentiel de l'anode de la penthode associée est légèrement négatif.

Fig. 5. — En raison des self-inductions L_1 et L_2 du montage de la figure 4, les courants i_1 et i_2 croissent à tour de rôle suivant des lois linéaires identiques : ici, les signaux rectangulaires de découpage appliqués aux grilles des penthodes sont symétriques, et la puissance fournie par l'amplificateur est nulle.



cepteur (le regretté FLEWELLING) soit mort depuis peu : il aurait certainement apprécié cette invention parallèle à la sienne et il aurait mieux que tout autre admiré l'ingéniosité de son collègue français (2) inventeur de la classe D. La particularité de cet emploi des tubes résidant dans un découpage du courant anodique, il était logique d'appeler ce nouveau type d'amplificateur : « classe D », avec un D comme découpage. Quelle chance que l'on n'ait pas inventé plus de trois types d'amplification avant celui-là...

(2) Bien qu'il nous l'ait interdit, nous citons tout de même son nom : il s'agit de notre ami Roger Charbonnier. Le brevet a été déposé le 6 janvier 1954 par Rochar-Electronique.

aussi apparaître des diodes : V_3 en parallèle avec la penthode V_1 , et V_4 en parallèle avec la penthode V_2 . Ces diodes entreront en action quand leurs cathodes seront négatives, c'est-à-dire quand les anodes de V_1 et V_2 le seront. Ainsi, le courant i_1 , par exemple, pourra être positif (dans le sens de la flèche) quand V_1 débitera, et négatif quand ce sera V_2 qui débitera, l'anode de V_1 étant négative par rapport à la masse.

Nous allons tout d'abord supposer que les signaux rectangulaires appliqués aux grilles des penthodes soient symétriques, et nous allons étudier les variations au cours du temps des courants des différents tubes.

En raison de la présence de C_1 et C_2 , les potentiels des points A_1 et A_2 sont constants. Envisageons d'abord le moment où le courant commence à passer dans V_1 (instant t_0) : fidèles à la technique de la classe D, nous allons faire

Il était d'ailleurs logique que ce point devienne négatif : la coupure du courant anodique de V_1 dans L_1 a engendré en B_1 une surtension qui a rendu ce point fortement positif : le couplage entre L_1 et L_2 devait donc rendre B_2 négatif.

En même temps, nous avons débloqué le tube V_2 , ce qui, au début, est sans effet, puisque l'anode de ce tube est à un potentiel légèrement négatif. Mais, la différence de potentiel entre A_2 et B_2 étant sensiblement constante (le potentiel de B_2 va rester toujours très voisin de zéro, et celui de A_2 est fixe à cause de C_2), le courant i_2 va croître linéairement. Il a d'abord pour valeur $-i_m$ à l'instant t_1 , puis il arrive sensiblement à zéro à l'instant t_2 (fig. 5) : à ce moment, automatiquement, le potentiel de B_2 va remonter de quelques volts, juste ce qu'il faut pour que du courant puisse commencer à passer dans la penthode V_2 .

Pendant ce temps, le courant i_1 est toujours nul : il ne peut passer ni dans V_1 (la grille est bloquée) ni dans V_3 (sa cathode est fortement positive). Le courant i_2 , nul à l'instant t_2 , va continuer à croître jusqu'à l'instant t_3 où l'on va bloquer la penthode V_2 : à ce moment, comme à l'instant t_1 le point B_2 va devenir fortement positif, le point B_1 va voir son potentiel baisser jusqu'à ce que le courant i_m se mette à passer dans la diode V_3 . En effet, le courant total dans les deux enroulements L_1 et L_2 doit rester constant, et, à l'instant t_3 , le courant dans L_2 , juste avant le blocage de V_2 , était égal à i_m .

Le courant i_1 va donc croître de $-i_m$ en suivant une loi linéaire jusqu'à zéro au temps t_4 et jusqu'à $+i_m$ au temps t_5 .

On voit donc que chaque penthode conduit pendant le quart de la période, c'est-à-dire pendant la moitié du temps où elle est débloquée, la diode associée étant conductrice pendant l'autre moitié de ce temps.

Nous avons dû nous étendre assez longuement sur le détail du passage des courants, mais cela est assez complexe, et il importe d'avoir bien vu comment les courants se répartissent avant d'aborder le cas suivant, c'est-à-dire celui où notre amplificateur va nous délivrer de la puissance.

En effet, dans tout ce que nous avons vu jusqu'à présent, l'amplificateur ne délivre aucune puissance : les durées de conduction et de non-conduction de V_1 et de V_2 étant égales, il n'y a pratiquement aucun courant emprunté à la haute tension.

Les pentes $tg \gamma$ des courbes de la figure 5, donnant la variation de i_1 et de i_2 en fonction du temps, étant les mêmes, on en déduit que les différences de potentiel aux bornes de L_1 pendant que i_1 n'est pas nul et de L_2 pendant que i_2 n'est pas nul, sont égales.

On voit facilement qu'il s'ensuit que les potentiels des points A_1 et A_2 sont égaux : aucun courant ne traverse les résistances R_1 et R_2 . Les courants i_1 et i_2 dont les valeurs moyennes algébriques sont nulles sont fournis puis consommés par les condensateurs C_1 et C_2 , l'alimentation n'intervenant que pour compenser les pertes du système.

Nos lecteurs auront reconnu dans ce fonctionnement un régime très analogue à celui d'un dispositif de balayage lignes de télévision.

Voici enfin la puissance

Nous ne serions pas surpris que nos lecteurs soient un peu exaspérés : leur avoir fait suivre tout ce fonctionnement complexe qui a requis leur attention pour leur révéler brusquement que la puissance de sortie de l'amplificateur est nulle, semble une mauvaise plaisanterie ! Qu'ils se rassurent : ils sont presque au bout de leurs peines, et les explications qui vont suivre seront beaucoup moins ardues, en raison de celles qui ont précédé.

Supposons maintenant que les signaux rectangulaires appliqués aux grilles ne soient plus symétriques. Nous allons par exemple débloquent V_1 pendant des temps courts, et V_2 pendant des temps longs. Les courbes de la figure 5 deviennent alors celles de la figure 6, dont l'aspect appelle quelques commentaires.

Pour la même raison que précédemment (quand les signaux rectangulaires étaient symétriques), le courant i_1 varie de $-i_p$ à $+i_p$, et c'est entre les mêmes valeurs $+i_p$ et $-i_p$ que varie le courant i_2 .

Mais le courant i_2 met plus de temps à passer de $-i_p$ à $+i_p$ que n'en met le courant i_1 : par conséquent la pente $tg \alpha$ de la courbe a est plus élevée que la pente $tg \beta$ de la courbe b .

La tension aux bornes de l'enroulement L_1 pendant que V_1 est débloquée est donc supérieure à la tension aux bornes de L_2 pendant le déblocage de V_2 , autrement dit le potentiel de A_1 est plus élevé que celui de A_2 , et un courant continu traverse R_1 et R_2 , y dissipant de la puissance, et cela d'autant plus que la dissymétrie des signaux rectangulaires appliqués aux grilles de V_1 et V_2 est plus grande. Si la dissymétrie était en sens inverse, c'est-à-dire si V_1 était débloquée pendant des temps longs et V_2 pendant des temps courts, ce serait alors le contraire : ce serait le potentiel de A_2 qui serait supérieur à celui de A_1 .

Maintenant, nous allons passer à une forme plus pratique d'amplificateur, directement utilisable, dont le schéma est indiqué en figure 7.

Ici, à gauche de la partie encadrée en pointillé est le système transformant la B.F. à amplifier en signaux rectangulaires modulés en largeur. Il se compose essentiellement d'un générateur de dents de scie à 25 kHz et d'un « trigger de Schmitt », mais nous y reviendrons après.

La partie à droite du pointillé est la partie amplificatrice proprement dite ; on y retrouve une bonne partie des éléments

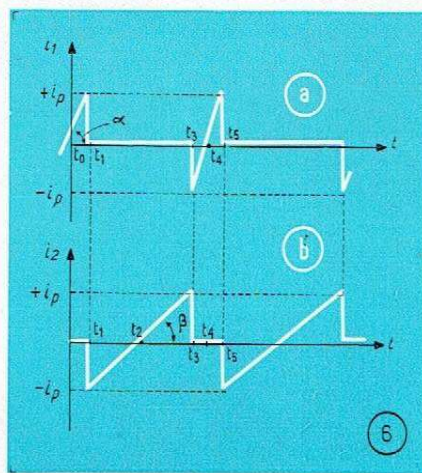


Fig. 6. — Aux instants où les signaux rectangulaires appliqués aux grilles sont dissymétriques, les pentes ne sont plus égales ; il en résulte une différence de potentiel entre les points A_1 et A_2 de la figure 4 et une dissipation de puissance dans les résistances de charge R_1 et R_2 .

de la figure 4, à ceci près toutefois que les résistances R_1 et R_2 ont disparu, remplacées par les deux moitiés du transformateur T_1 dont le secondaire envoie la puissance de sortie à l'organe à entraîner (haut-parleur ou autre).

Nous remarquons aussi que les deux condensateurs C_1 et C_2 sont remplacés par

un seul condensateur C , dont la valeur est choisie pour que son impédance soit faible pour la fréquence de découpage, mais élevée pour la plus haute fréquence B.F. à transmettre. Ce seul condensateur suffit à fixer les potentiels des points A_1 et A_2 du point de vue H.F. (dans tout ce qui suit, nous emploierons le terme H.F. pour désigner la fréquence de découpage), car les deux extrémités du primaire de T_1 sont toujours à des potentiels symétriques par rapport au point milieu, tant du point de vue H.F. que du point de vue B.F. Il suffit donc de court-circuiter ce primaire du point de vue H.F. par C pour fixer les potentiels de ses deux extrémités du point de vue H.F.

Le fonctionnement est tel que nous l'avons décrit : au rythme des variations de durée des signaux rectangulaires appliqués sur les grilles des penthodes, la tension entre A_1 et A_2 décroît, s'annule, s'inverse et croît dans l'autre sens, exactement comme aux bornes du primaire d'un transformateur de sortie push-pull classique, avec cette différence toutefois que, dans un tel transformateur, une moitié du primaire seulement sert pendant chaque alternance à fournir la puissance ; ici, comme on l'a vu plus haut, les deux moitiés contribuent à fournir la puissance, exactement comme dans un transformateur de liaison de lignes.

Raffinements et détails

Nous constatons également quelque chose de nouveau : la présence des résistances R_1 à R_4 et l'attaque des grilles des penthodes à travers des diodes (D_1 et D_2).

Le but de ce dispositif est le suivant : quand la penthode se trouve dans la partie de son cycle de fonctionnement où elle est débloquée, mais avec une tension anodique légèrement négative (la période de conduction de la diode parallèle), alors le courant écran risque de devenir très élevé et de détériorer le tube.

C'est pourquoi une chaîne de contre-réaction est branchée sur la grille : par exemple pour V_1 , on voit que sa grille est connectée à son anode par la résistance R_1 et à une source de potentiel $-V$ par la résistance R_4 . Ainsi, lorsque l'anode est légèrement négative, en raison du choix des valeurs des résistances, la grille l'est aussi, et l'écran n'est pas surmené.

Comme il faut pouvoir rendre très rapidement cette grille négative à la fin de la période de conduction de V_1 , le signal rectangulaire de découpage lui est appliqué à travers la diode D_1 qui laisse passer immédiatement le front négatif du signal de découpage. Cette contre-réaction joue aussi pendant que le tube V_1 débute : elle maintient la grille de V_1 à une valeur suffisamment négative pour que le courant écran de la penthode ne soit pas exagéré, le courant anodique étant cependant considérable.

Le choix du condensateur C est évidemment assez délicat : il doit présenter une impédance négligeable pour la H.F. mais très élevée pour la B.F. : or la H.F. n'est pas tellement plus élevée que les

plus hautes B.F. à transmettre (on n'a pas intérêt à choisir une fréquence de découpage trop élevée, en raison de la difficulté de réalisation de la bobine double L_1 - L_2). Si l'on est trop gêné, on peut mettre, au lieu de C, un filtre en double π symétrique dont la fréquence de coupure est située légèrement au-dessous de la H.F.

L'ensemble des quatre tubes V_1 à V_4 et des deux inductances L_1 et L_2 se comporte comme une source de tension de résistance interne très faible aux bornes de C. On peut le montrer par le calcul (signalons que ce calcul est très compliqué) et on le sent physiquement ainsi : dans le montage de la figure 4, si nous essayons de changer les valeurs des potentiels des points A_1 et A_2 , l'ensemble des tubes et des inductances réagira en sens

de C_2 au moment où le tube V_3 entre en oscillations, l'amplitude de celles-ci devenant très grande au terme de quelques périodes, suffisante pour bloquer complètement l'oscillateur par courant grille.

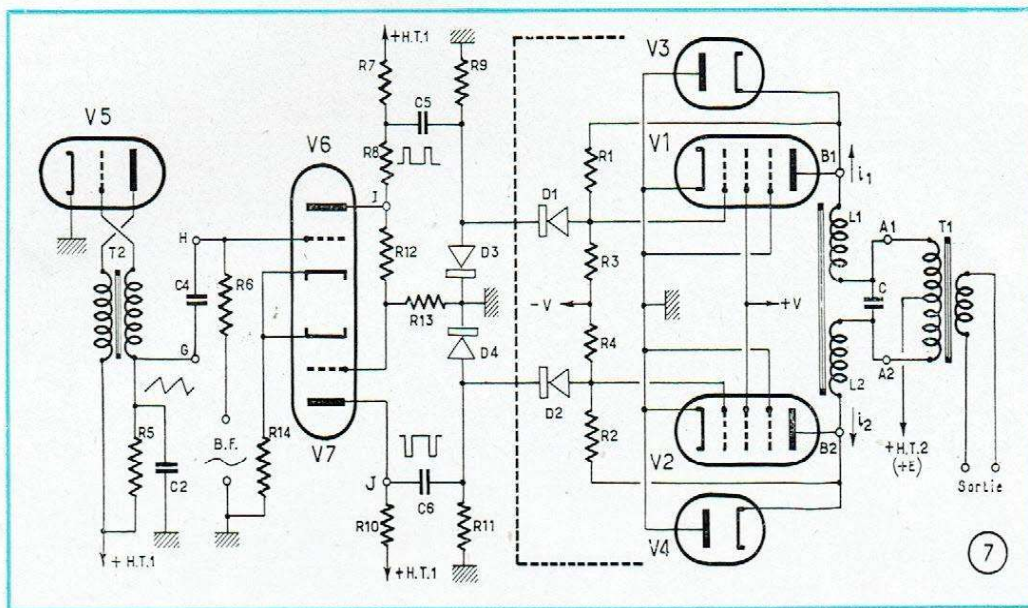
Les dents de scie qui apparaissent au point C sont transmises par le condensateur C_4 au point H, où on leur ajoute la tension B.F. à travers la résistance R_6 . Ces dents de scie superposées à la tension B.F. sont appliquées au montage constitué par V_6 et V_7 qui est ce que l'on appelle un « trigger de Schmitt » (3).

Rappelons brièvement comment il fonctionne : Il s'agit d'un multivibrateur bistable ayant deux étages amplificateurs liés l'un à l'autre par des liaisons continues : l'anode de V_6 est liée à la grille de V_7 par le pont de résistan-

cessaires pour niveler les sommets des signaux au potentiel zéro ; ce sont des diodes de niveau, bien connues dans les amplificateurs vidéo des téléviseurs.

Pour préciser encore mieux le fonctionnement du push-pull classe D final, nous reproduisons sur la figure 8 les oscillogrammes des tensions des anodes des deux penthodes en fonction du temps, cette figure correspondant au cas où la tension B.F. d'entrée est nulle, les signaux rectangulaires symétriques, et la puissance de sortie de l'amplificateur nulle. La figure 9 reproduit les mêmes courbes, mais à un moment où la tension B.F. n'est pas nulle, les signaux rectangulaires sont alors dissymétriques, et l'amplificateur fournit de la puissance.

Fig. 7. — Réalisation pratique complète d'un amplificateur classe D : la partie du montage à gauche du pointillé correspond au dispositif de transformation du signal B.F. en signaux rectangulaires modulés en largeur, par un générateur de dents de scie, V_5 , suivi d'un « trigger de Schmitt », V_6 - V_7 . Le transformateur de sortie est T_1 , shunté par C dont l'impédance est négligeable à la fréquence de découpage, mais forte à la plus haute B.F. devant être transmise.



inverse, pour ramener le tout à un état d'équilibre qui est tel que les différences de potentiel aux bornes de L_1 pendant que V_1 conduit et aux bornes de L_2 pendant que V_2 conduit soient dans le rapport des pentes ($\tan \alpha$ et $\tan \beta$ de la figure 6) des courbes courant/temps. Autrement dit, le système réagit contre le déséquilibre, comme une alimentation régulée ; donc il se comporte comme un générateur de résistance interne très faible.

Mais cela ne l'empêche pas d'avoir une impédance optimum de charge, tout comme un vulgaire push-pull, et le calcul montre que cette impédance est élevée : on se trouve donc dans le cas d'un générateur ayant une résistance interne faible par rapport à son impédance de charge, ce qui est l'idéal en ce qui concerne la distorsion : le push-pull classe D est à ce point de vue analogue au push-pull de triodes.

Venons-en au système de production des signaux rectangulaires modulés en largeur. On y voit un oscillateur bloqué V_5 qui engendre sur le condensateur C_2 des dents de scie par décharge périodique

ces R_{12} - R_{13} tandis que V_7 est couplée à V_6 par leur résistance commune de cathode R_{14} . Ce montage a deux états d'équilibre stables, et il passe de l'un à l'autre quand le potentiel de la grille de V_6 franchit une valeur critique (en réalité, cette valeur critique n'est pas tout à fait la même pour un potentiel croissant en H ou pour un potentiel décroissant, mais cela ne nous gêne nullement).

Le montage passe toujours d'un de ses états d'équilibre à l'autre au moment de la descente brusque de la dent de scie, mais le passage inverse a lieu plus ou moins tôt suivant la valeur de la polarisation de la grille de V_6 , cette polarisation variant au rythme de la B.F.

On recueille donc sur les anodes de V_1 et V_2 des signaux rectangulaires en opposition de phase, modulés en largeur par la B.F. (comme ceux que l'on récolterait sur l'anode de V_6 seraient d'une trop grande amplitude, et fournis sous une impédance trop élevée qui serait susceptible d'arrondir leurs flancs, on n'en prend qu'une partie, sur une prise intermédiaire de la résistance de charge anodique de V_6 , constituée de deux résistances R_7 et R_8).

Ces signaux sont envoyés aux grilles des penthodes classe D à travers les condensateurs de liaison C_5 et C_6 . Les diodes D_3 et D_4 sont né-

cessaires pour niveler les sommets des signaux à l'instant t_1 , le tube V_2 est bloqué, le potentiel de son anode monte, celui de l'anode de V_1 descend d'autant (par suite du couplage entre L_1 et L_2) et arrive légèrement en dessous de zéro.

Jusqu'à l'instant t_2 , le courant i_2 est négatif ; il passe donc par la diode V_4 . À l'instant t_2 , le courant i_2 s'annule pour devenir positif (fig. 5) ; l'anode de V_2 doit donc devenir légèrement positive, et même, pour que le courant i_2 (qui passe maintenant dans V_2) puisse croître linéairement, il faut que le potentiel de cette anode croisse légèrement jusqu'à une valeur a , car la résistance interne apparente de la penthode V_2 n'est pas tout à fait nulle. Mais (et cette remarque est très importante) la valeur de a est très petite par rapport à E — le dessin n'est pas à l'échelle car E peut facilement être de l'ordre de 1 000 V et a de 20 ou 30 V —.

À l'instant t_3 , V_2 est bloqué. Le potentiel de son anode remonte et c'est le courant i_1 qui va commencer à passer, d'abord négatif (dans V_3) jusqu'à l'instant t_4 , puis positif (dans V_1) jusqu'à l'instant t_5 . La courbe donnant la tension de l'anode de V_1 en fonction du temps entre t_3 et t_5 sera identique à celle qui donnait la variation de la tension de l'anode de V_2 entre

(3) L'auteur a déjà décrit ce montage et ses propriétés dans « Toute la Radio », n° 183 (p. 49 à 53) et dans le volume « Circuits Electroniques » (p. 62 à 67).

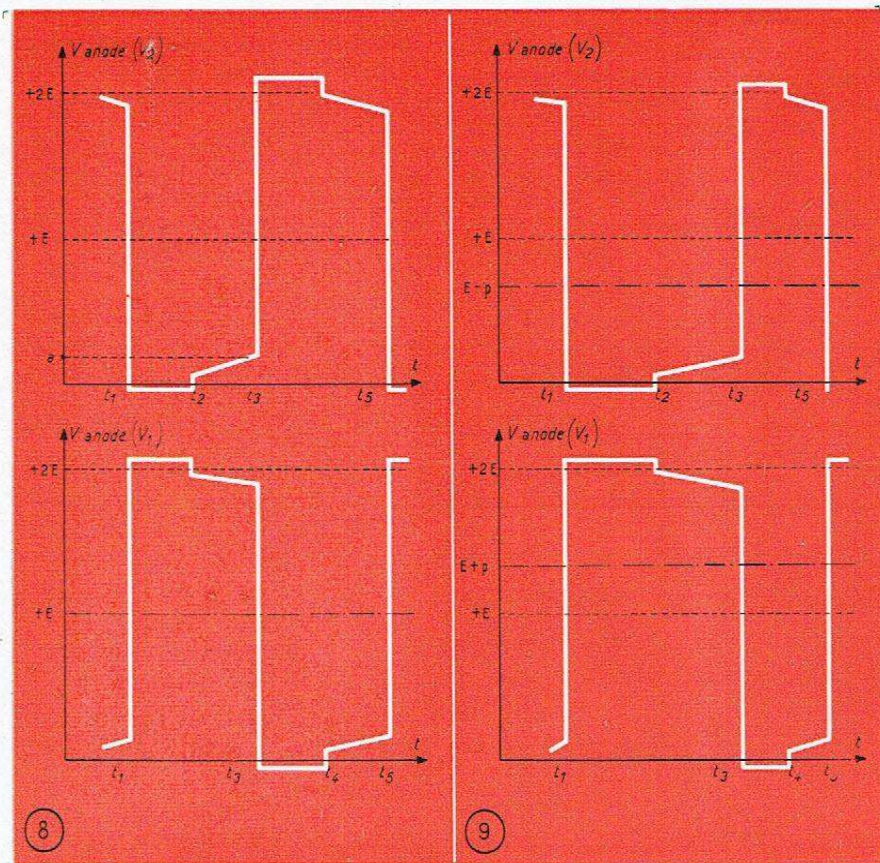


Fig. 8. — Variations au cours du temps de potentiel de l'anode de V_2 (en haut) et de V_1 (en bas) : à part les petits écarts dus aux résistances internes des penthodes et diodes (très exagérés sur le dessin), on voit que l'on a affaire à des tensions sensiblement rectangulaires : les dissipations anodiques des tubes sont presque nulles.

Fig. 9. — Mêmes courbes qu'en figure 8, mais dans le cas où les signaux rectangulaires ne sont plus symétriques, comme sur la figure 6. L'amplificateur délivre alors de la puissance, puisque les potentiels des points A_2 et A_1 ne sont plus égaux tous deux à E , mais à $E - p$ et à $E + p$: il y a une différence de potentiel $2p$ à cet instant aux bornes du primaire de T_1 .

t_1 et t_3 . La même forme (petit palier suivi d'une variation linéaire) se retrouvera symétriquement sur l'anode du tube bloqué en raison du couplage des enroulements L_1 et L_2 .

La valeur E est précisément la différence de potentiel aux bornes d'une de ces deux bobines quand elle est parcourue par un courant, par exemple la différence de potentiel entre les points A_2 et B_2 (aux bornes de L_2) entre les instants t_1 et t_3 . On sait que la valeur moyenne de la différence de potentiel aux bornes d'une self-induction est nulle ; il faut donc que la valeur moyenne du potentiel des deux anodes soit $+E$, autrement dit, les signaux carrés d'excitation étant symétriques, que le potentiel de l'anode de celle des deux penthodes qui est bloquée soit voisin de $2E$.

Si maintenant nous examinons les courbes de la figure 9, qui correspondent à des signaux dissymétriques, ($t_3 - t_1$) étant sensiblement double de ($t_5 - t_4$), on voit que le principe est le même ; mais, comme nous l'avons vu sur la figure 6 qui correspond au même cas, la différence de potentiel aux bornes de L_2 par exemple, pendant l'intervalle de temps $t_1 - t_3$ est inférieure à E , puisque la pente de la courbe qui donne le courant i_2 en fonction du temps est plus faible que celle de la courbe donnant i_1 en fonction du temps.

La différence de potentiel aux bornes de L_2 pendant l'intervalle de temps qui va de t_1 à t_3 est donc :

$$E - p = L \frac{d(i_2)}{dt} = L \operatorname{tg} \beta,$$

tandis que la différence de potentiel aux bornes de L_1 pendant l'intervalle de temps qui va de t_3 à t_5 est :

$$E + p = L \frac{d(i_1)}{dt} = L \operatorname{tg} \alpha$$

Ces deux différences de potentiel doivent être symétriques par rapport à E , puisque les deux extrémités du primaire de T_1 ont des potentiels symétriques par suite de la présence de T_2 . (On peut d'ailleurs démontrer que $\operatorname{tg} \alpha + \operatorname{tg} \beta = 2 \operatorname{tg} \gamma$, γ désignant les pentes des deux courbes i_1/t et i_2/t de la figure 5).

Les potentiels de A_1 et A_2 seront donc, dans le cas de la figure 9, $E + p$ et $E - p$. Autrement dit, à l'instant considéré, une différence de potentiel de $2p$ sera appliquée au primaire de T_1 .

Ceux de nos lecteurs qui ont eu l'occasion de faire l'étude détaillée des variations de tension et de courant en fonction du temps dans un système de balayage lignes de télévision muni d'une

diode de récupération verront la forte analogie qu'il y a entre ce système et le push-pull classe D.

En matière de conclusion

Au cours de cet exposé, long et complexe, nous avons dû requérir un grand effort de la part de nos lecteurs, mais nous avons préféré le faire que de donner quelques vagues indications en laissant dans l'ombre les points délicats : n'oublions pas qu'il s'agit là d'une technique tout à fait nouvelle dans le domaine de l'amplification basse fréquence, et que nous n'avons pas décrit un vague schéma purement théorique destiné à faire entrevoir un principe, mais un montage effectivement réalisé.

Le fonctionnement d'un push-pull classe D est très complexe, difficile à analyser, mais nos lecteurs seront vraiment payés de leurs peines : ils connaissent maintenant, les premiers dans le monde (avant notre revue, aucun détail sur cette nouveauté révolutionnaire n'a été publié en France ni à l'étranger) un système d'amplification capable de donner avec une excellente qualité une puissance modulée dix fois supérieure à celle que l'on aurait obtenue avec les mêmes tubes finaux travaillant en classe B !

Un push-pull de deux EL 81 en classe AB 2 ou B donne 17 W ; si on le monte en classe D avec deux EY 81 comme valves on en obtient 175 W, et ce avec un rendement très élevé, la puissance d'alimentation de l'amplificateur en courant continu étant inférieure à 195 W. Or les « watts », en continu bien filtré, coûtent cher, surtout s'il s'agit de « public address » ou d'applications analogues.

La bande passante est de 15 kHz à 3 dB, ou même mieux... si le transformateur de sortie le permet, car c'est uniquement lui qui détermine cette bande passante.

Ajoutons pour couronner le tout que ce transformateur doit être conçu comme un transformateur « de lignes » pour télévision, c'est-à-dire que la puissance primaire est fournie à chaque instant par la totalité du primaire, et non par une moitié de l'enroulement comme dans le cas du push-pull classe B classique. On peut donc se contenter d'un transformateur nettement plus petit à puissance égale.

Du côté des puissances très élevées, qui intéresseront sans doute davantage les électroniciens, alors que deux tubes 813, travaillant en classe AB 2, permettent de donner 200 W modulés B.F., ces mêmes tubes en classe D procureront une puissance B.F. de près de 2 kW (mais oui, nous disons bien : deux kilowatts, autrement dit 2 000 W) !

Le tout est, comme on le voit, vraiment inédit ; aussi tenions-nous à préciser à nos lecteurs les détails de cette réalisation sensationnelle (qu'ils reconnaissent que nous n'abusons pas de ce qualificatif).

D'ailleurs l'histoire n'est pas close, et nous comptons reparler bientôt d'autres applications de la classe D, en particulier d'un certain oscillateur qui... mais n'anticipons pas.

J.-P. CHEMICHEN

Electronique Industrielle

Notre époque est placée sous le signe de l'automatisme et de la commande électronique. Les servomécanismes sont à la base de tous les dispositifs correspondants, et leur étude constitue le pain quotidien de l'électronicien. C'est dire que, dès notre premier numéro, nous avons tenu à publier une étude d'un caractère à la fois théorique et pratique qui expose le problème des servomécanismes et dont les indications concrètes seront vivement appréciées dans nombre de laboratoires électroniques.

Réalisation d'un potentiomètre asservi

par F. HAAS

Pour se documenter sur des sciences nouvelles, on se penche tout naturellement sur la littérature. Or, en matière de servomécanismes, que trouve-t-on ? D'une part des articles « de vulgarisation » écrits trop souvent par des non-techniciens pour d'autres profanes, où des mots tels que « feed-back » sont servis à toutes les sauces par un auteur qui n'y a rien compris et croit présenter une invention formidable, évidemment américaine. Si de tels journalistes traitent de la cybernétique, on assiste à toute une floraison de stupidités entourées d'une mystique anthropomorphique. Il est évident que de tels articles ne nous appren-

nent rien et risquent de nous donner des idées fausses par surcroît.

D'un autre côté il y a les livres scientifiques et les articles techniques sérieux dont plus d'une dizaine sont publiés chaque mois. Ces études sont presque toutes hautement mathématiques et parlent de la distribution de Tchébycheff, du théorème de Bode et du diagramme de Nyquist comme de choses classiques supposées connues. De tels articles sont incompréhensibles pour le technicien non spécialisé, sans bagage mathématique important, et cachent souvent la réalité physique sous des équations compliquées.

Entre ces deux extrêmes, il semble bien qu'il n'y ait rien. Nous nous proposons donc de combler cette lacune en montrant d'une manière simple, mais technique ce qu'est un servomécanisme. Comme application pratique, nous décrirons ensuite un servomécanisme type, le potentiomètre asservi, dont nous montrerons le champ d'application extrêmement étendu dans le domaine de l'électronique industrielle, malgré sa simplicité. Bien qu'elle puisse résoudre de nombreux problèmes pratiques, la réalisation décrite vise donc en premier lieu un but éducatif : l'étude d'un servomécanisme.

Qu'appelle-t-on système asservi ?

Un système est dit asservi si ses variations engendrent une action en vue de rétablir l'équilibre initial. Cette définition ressemble beaucoup à celle de la contre-réaction, et nous verrons dans un instant que ce principe est effectivement à sa base.

Lorsque James Watt inventa, il y a plus d'un siècle, le régulateur à boules pour sa machine à vapeur, il créa effectivement un excellent exemple d'un servomécanisme, bien que le mot ne fût encore pas inventé. Abandonnons un instant l'électronique pour le régulateur à boules, dessiné sur la figure 1. Nous savons que l'arbre moteur de la machine à vapeur entraîne le régulateur en un mouvement de rotation, et que les boules B s'écartent, sous

l'action de la force centrifuge, d'autant plus que la vitesse de rotation est plus grande. En s'écartant, les boules font remonter le manchon M sur l'axe A, actionnant de ce fait une fourche F qui commande la vanne d'admission de vapeur V de manière à réduire son débit. La vitesse de rotation de la machine est donc ainsi maintenue constante.

Si nous voulons établir un schéma général de ce principe de régulation, nous arrivons au schéma de la figure 2. Le phénomène (Ph) est ici la vitesse de rotation de la machine. Il est comparé à une référence (Réf) constituée par l'écartement des boules sous l'action de la force

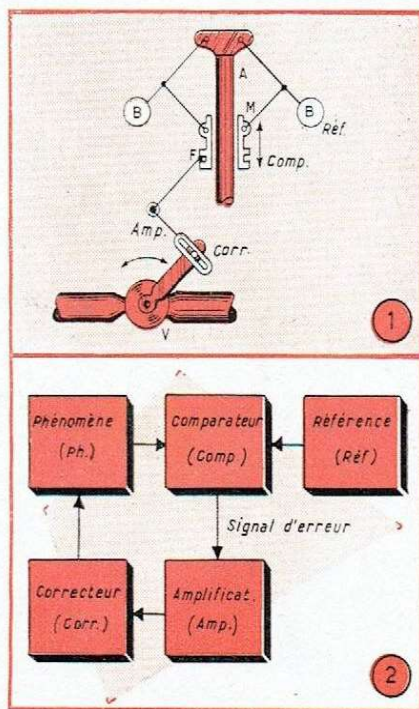


Fig. — 1. — Le régulateur de Watt, exemple bien connu d'un système asservi.

Fig. 2. — Schéma de principe d'un système asservi.

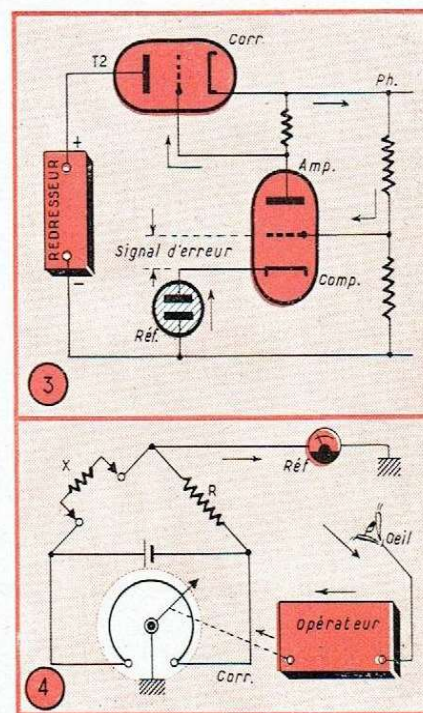


Fig. 3. — L'alimentation stabilisée constitue un système asservi électrique illustrant bien le principe.

Fig. 4. — Dans une mesure au pont c'est l'opérateur qui ferme la boucle.

centrifuge dans un comparateur (Comp), qui est le manchon coulissant M. L'écart de M de sa position normale constitue l'analogie du signal d'erreur, appliqué à un amplificateur (Amp) figuré ici par un système de leviers. A son tour, l'amplificateur commande l'organe correcteur (Corr) modifiant l'allure du phénomène: c'est la vanne V qui dose l'admission de vapeur.

Cette idée une fois comprise, on parvient vite à voir partout des systèmes asservis. Ainsi, l'alimentation stabilisée (fig. 3) en est un. Le phénomène est ici la tension à stabiliser. Une fraction de cette tension est prélevée sur le diviseur de tension et comparée avec la référence qui est la tension aux bornes du tube au néon. L'écart entre les deux constitue le signal d'erreur que le tube T_1 reçoit et amplifie. Le signal d'erreur ainsi amplifié est appliqué dans le sens convenable au tube T_2 , dont la résistance interne, variable en fonction de la tension grille, constitue l'organe correcteur. Comme nos habitudes nous permettent de raisonner plus facilement sur des circuits électriques, soulignons ici l'évidence de la réinjection à l'entrée d'une tension prélevée à la sortie. Il y a donc réaction ou contre-réaction. Comme le système s'oppose aux variations, c'est une contre-réaction.

Pour qu'il y ait système asservi, la chaîne des éléments indiqués sur la figure 2 doit être fermée. De plus, certains éléments peuvent être confondus ou même manquer. Ainsi, par exemple, le système de référence procure une valeur fixe pour la comparaison, cette valeur pouvant être nulle. C'est le cas des circuits en pont illustrés par la figure 4. Le phénomène se manifeste ici sous la forme d'une résistance X déséquilibrant un pont de Wheatstone. Le galvanomètre est bien un organe de comparaison, car il compare le courant de déséquilibre à la référence zéro, donc à l'absence de courant. La chaîne du servomécanisme se ferme ici par la personne de l'opérateur dont l'œil décèle la déviation de l'aiguille ou du spot (le signal d'erreur) et dont la main rétablit l'équilibre du pont en agissant d'une manière convenable sur le potentiomètre du pont jusqu'à ce que le courant de déséquilibre soit égal à la référence zéro.

Bien que constituant un système asservi, ce n'est cependant pas un vrai servomécanisme, l'homme n'étant pas une mécanique. Nous nous proposons donc de rendre ce système automatique en remplaçant l'opérateur par des circuits électromécaniques et électroniques.

Le choix de la méthode

On trouve dans le commerce des éléments spéciaux pour la réalisation de servomécanismes. Le prix de ces pièces a peu d'importance lorsqu'il s'agit de réaliser une commande d'opérations industrielles facilitant et même rendant possible une production économique; il est prohibitif pour un appareil d'étude dont on n'attend pas de bénéfices. Pour que nos lecteurs soient à même de construire

cet appareil, il faut donc que son prix de revient soit réduit au minimum. C'était là une difficulté importante qui nous a fait étudier de nombreux procédés.

Tout d'abord il y a l'organe correcteur faisant tourner le potentiomètre. C'est un moteur fortement démultiplié. En effet, la vitesse de rotation du curseur du potentiomètre doit être de quelques tours par minute, et les petits moteurs tournent généralement à plusieurs milliers de tours par minute. Un train réducteur d'un rapport de 1000:1 au moins est coûteux et difficile à réaliser sans un atelier de mécanique de précision. Nous avons découvert chez un revendeur de surplus un micromoteur 24 V tout à fait conforme à nos désirs. Ce moteur comporte un train réducteur à deux systèmes de vis sans fin et engrenage en cascade. A pleine vitesse, l'axe de commande effectue un tour complet en 20 s environ, ce qui convient parfaitement.

Nous avons également trouvé chez le même fournisseur un relais polarisé Siemens (type RS 6) très sensible. Ce relais comporte deux enroulements de 6300 Ω chacun. En les montant en série, nous avons constaté qu'une intensité de 100 μ A suffisait pour fermer le contact dans un sens ou dans l'autre. Il est évident qu'un tel relais est facile à attaquer avec un amplificateur à faible puissance.

Avec ces pièces maîtresses, nous pouvons dessiner le schéma de principe de notre servomécanisme (fig. 5). La tension de déséquilibre du pont est branchée sur l'amplificateur qui commande le relais polarisé. Celui-ci relie le moteur à l'un ou l'autre de deux redresseurs (25 V, 400 mA environ) et permet ainsi sa rotation dans

quelques problèmes de réalisation mécanique que nous allons examiner maintenant.

L'accouplement du potentiomètre

Un potentiomètre présente en général un axe de commande accessible sur un seul côté, et ce côté doit rester réservé au cadran. Nous sommes donc obligés de l'attaquer par l'arrière. Le potentiomètre de précision Alter type 1515 permet facilement cette attaque, mais nous n'en avons pas sous la main. Toutefois, de nombreux potentiomètres présentent sur l'arrière un téton isolé excentré, destiné à la manœuvre de l'interrupteur. En plus du téton indispensable, le potentiomètre doit être bobiné à variation bien douce et progressive, sans bonds ni coupures. La résistance importe peu; on « taillera » le pont en conséquence. Cependant, 10 000 Ω est une bonne valeur.

La figure 6 montre une vue « explosée » de l'accouplement. La pièce médiane retirée d'un flecteur a reçu sur l'une des languettes un trou du diamètre du téton. Avec une « queue de rat » fine, nous avons réalisé une boutonnière dans le sens radial pour absorber les défauts d'alignement faibles des axes. Il est évident qu'il ne doit y avoir dans le sens de la rotation que le jeu strictement indispensable; aucune précision ne serait possible autrement. La languette sera recoupée en longueur si nécessaire pour ne pas venir toucher le bobinage.

La figure montre aussi l'autre côté de la languette, qui est relevé à angle droit, percé d'un trou et muni d'une rondelle isolante en stéatite ou en bakélite fixée

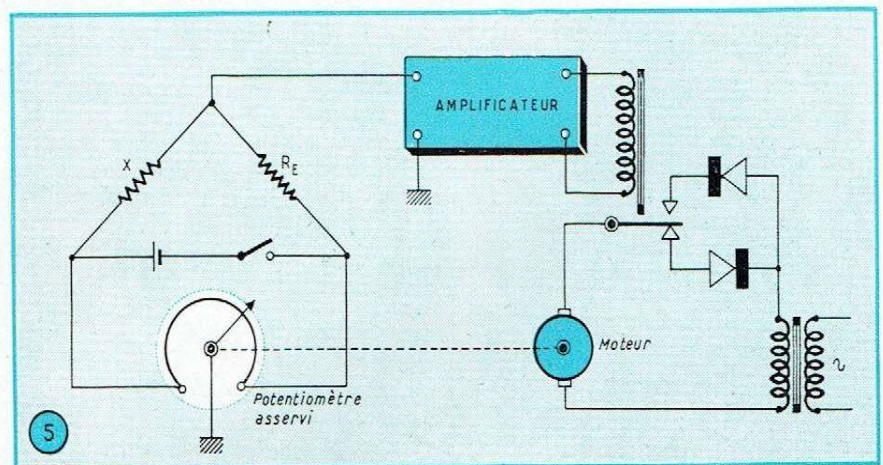


Fig. 5. — Schéma de principe du pont asservi par un servomécanisme.

un sens ou dans l'autre. (Il est bien évident que notre moteur doit être un modèle aimant permanent. Un moteur à rotor bobiné demanderait un relais à deux circuits.) En l'absence de tension de déséquilibre, l'armature du relais ne touche aucun contact et le moteur s'arrête. L'accouplement entre moteur et potentiomètre ferme la chaîne. Il présente d'ailleurs,

par une vis. Cette rondelle actionne l'interrupteur de fin de course dont nous parlerons plus loin. Insistons sur la nécessité d'un bon alignement des axes afin que l'entraînement ne soit pas trop dur. Le petit moteur est parfaitement suffisant pour faire tourner l'axe du potentiomètre, mais une friction exagérée le freine fortement, et peut même le bloquer.

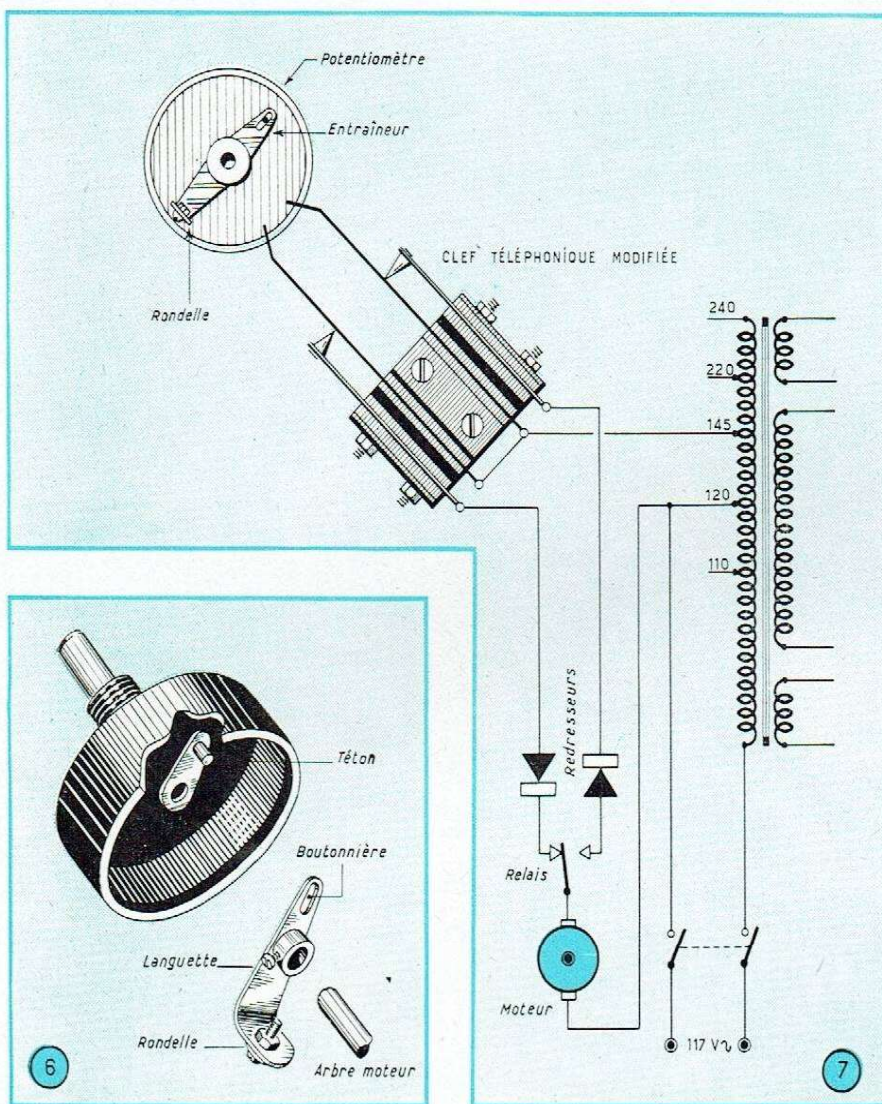


Fig. 6. — Détail mécanique du système d'entraînement du potentiomètre.

Fig. 7. — Détails électrique et mécanique de l'interrupteur de fin de course du moteur et de son circuit d'alimentation.

Interrupteur de fin de course

Si le courant n'est pas coupé ou inversé lorsque le potentiomètre arrive en fin de course, le moteur développe un couple considérable, et le système se bloque. Le mécanisme peut ainsi être endommagé, et en tout cas le moteur ne pourra pas repartir dans l'autre sens. Pour éviter cet inconvénient, il faut réaliser un interrupteur de fin de course qui coupe à temps le courant du moteur sans toutefois l'empêcher de repartir en arrière.

Nous avons réalisé ce double interrupteur à partir d'une vieille clef téléphonique, comme on peut le voir sur la figure 7. Les contacts sont du type « repos ». Lorsque le curseur du potentiomètre s'approche de la fin de course, la rondelle isolante montée sur l'entraîneur pousse l'une des lames longues et coupe ainsi l'alimentation du redresseur correspondant. Comme l'autre redresseur est toujours alimenté, le

moteur repartira dans l'autre sens si le relais ferme l'autre contact. L'interrupteur est monté sur la platine supportant le potentiomètre et en bonne position par rapport à lui. L'ajustage n'est pas trop délicat. Mieux vaut perdre quelques degrés sur la rotation que de risquer le blocage en fin de course.

Pour l'alimentation des redresseurs, nous nous sommes dispensé d'un transformateur spécial 25 V, difficile à trouver. Le primaire du transformateur d'alimentation constitue un excellent autotransformateur, et nous avons obtenu à peu près 20 V en nous branchant entre les positions 125 et 145 V du fusible. Comme le circuit du moteur est indépendant du circuit de mesure et de la masse, cette méthode économique est sans inconvénients. On peut toutefois prévoir un interrupteur bipolaire pour le secteur pour être sûr de ne pas prendre de secousses en travaillant sur le châssis.

L'amplificateur à courant continu

Nous en arrivons maintenant à la partie électronique du montage : l'amplificateur d'attaque du relais. Le signal étant une faible tension continue, c'est un amplificateur à liaison directe qui est nécessaire.

On sait que de tels amplificateurs présentent une certaine dérive, autrement dit, la tension de sortie varie même en l'absence de signal à l'entrée. Un tel défaut serait très grave dans notre cas, car le moteur commandé par le relais tournerait de temps à autre dans un sens ou dans l'autre sans aucune raison, en faussant l'équilibre, et l'ajustage du pont serait faussé. Il faut donc choisir un montage très stable. Un amplificateur symétrique répond le mieux à cette exigence, et nous avons mis au point le montage de la figure 8, qui est en même temps le schéma complet de l'appareil.

Une première double triode 12AX7/ECC83 sert de préamplificatrice et de déphaseuse. Elle constitue ce que les Anglo-Saxons appellent « une paire à longue queue » ; la résistance cathodique commune, de valeur élevée, est ramenée à un potentiel négatif d'une centaine de volts. Grâce à la chute de tension dans cette résistance, le potentiel des cathodes est d'environ $+0.7$ V ; le tube a donc une polarisation à peu près normale. Le déphasage obtenu est bon, les tensions amplifiées sur les plaques sont à peu près égales et en opposition de phase. Le gain total obtenu est pratiquement égal à celui d'une seule section de tube dont la cathode serait convenablement découplée. En quelque sorte, ce que l'on perd par le manque de découplage de la cathode du tube d'entrée se retrouve dans la plaque de la section dont la grille est à la masse. Comme les variations de la haute tension et de la tension de chauffage agissent de la même manière sur les deux sections, leurs effets tendent à s'annuler. Un potentiomètre placé entre cathodes permet d'agir en sens contraires sur les polarisations des deux tubes et constitue notre remise à zéro.

La deuxième double triode 12AT7/ECC81 sert d'amplificateur de sortie à liaison directe. C'est également une « paire à longue queue » parfaitement symétrique. Entre plaques nous avons un galvanomètre, un potentiomètre et le relais polarisé. L'instrument de mesure n'est pas indispensable, mais bien commode. On prendra un instrument quelconque de 2 à 5 mA de déviation totale dont on cale le zéro au centre du cadran, ce qui est généralement facile à faire. De cette façon, le sens et la grandeur d'un déséquilibre seront facilement décelés. Le relais est branché sur un potentiomètre qui permet le réglage progressif de la sensibilité entre zéro et la sensibilité presque totale.

L'alimentation haute tension est classique. Ce qui l'est moins, c'est l'alimentation stabilisée en tension négative par rapport à la masse comportant une double diode 6H6 comme valve et un tube stabilisateur 7475. Le schéma du redresseur rappelle celui de la détection d'un volt-

mètre électronique ; la résistance en série avec le condensateur a pour objet de réduire la tension qui lui est appliquée. En effet, en l'absence de cette résistance, les crêtes de tension sur ce condensateur atteignent (et peuvent dépasser) 2,8 fois la tension alternative, soit 840 V pour le transformateur 2×300 V utilisé, ce qui amène rapidement le claquage d'un condensateur du type 1500 V essai.

La mise au point et les mesures de sensibilité de l'amplificateur sont facilitées par le petit montage de la figure 9 qui procure de très faibles tensions continues étalonnées. En effet, en ajustant le potentiomètre jusqu'à ce que l'instrument de mesure indique une intensité de 1 mA, nous avons aux bornes de la résistance de 10Ω , en série avec lui, une chute de tension de 10 mV. L'inverseur permet de changer la polarité de la tension étalon. Au moyen de cette tension et de l'instrument de contrôle dans l'amplificateur, nous avons relevé une sensibilité de 0,1 mA/mV, autrement dit, pour une tension de 1 mV à l'entrée, l'enroulement du relais était parcouru par un courant de 0,1 mA. Comme c'est là justement la valeur qui le fait enclencher dans un sens ou dans l'autre, la sensibilité totale amplificateur + relais est de 1 mV.

Exemple d'un pont asservi

Nous avons dit au début de cette étude que le potentiomètre asservi est à la base de très nombreux servomécanismes, et ses applications dépassent de beaucoup l'électricité. De nombreuses commandes industrielles utilisent ce principe. A titre d'exemple, indiquons un circuit simple de pont bien adapté à ce montage. Ce sera un pont de « pour cent » pour vérifications de pièces en série. Il sera également le bienvenu du technicien paresseux qui voudrait lire directement l'écart d'une résistance par rapport à un étalon sans avoir à tourner un bouton à cet effet. L'asservissement sera alors le robot fidèle qui tournera le bouton à sa place.

Comme nous avons laissé au lecteur toute liberté dans le choix de la valeur P du potentiomètre, nous ne pouvons que donner ici des formules pour les résistances qui l'encadrent. Si nous appelons M l'écart maximum mesuré par le potentiomètre, on obtient avec les notations de la figure 8 pour les résistances série r :

$$r = \frac{PR}{P+R} \cdot \frac{M}{M-1}$$

Comme nous avons $P = 50\,000 \Omega$ que nous shuntons par $R = 1\,000 \Omega$, et pour

un écart maximum de $+10\,0/0$ ($M = 1,1$), nous obtenons $r = 11\,000 \Omega$ environ. La résistance R est nécessaire pour ne pas avoir une résistance inutilement élevée des bras intérieurs ; il est facile de voir qu'en l'absence de R , on aurait obtenu pour la

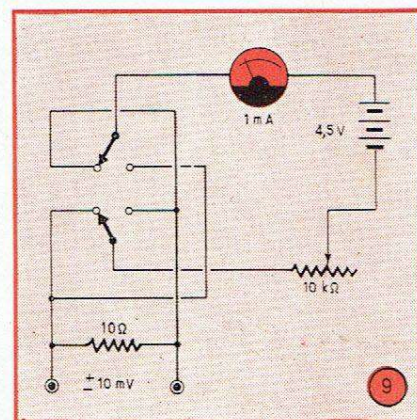


Fig. 9. — Montage auxiliaire procurant une faible tension pour l'étalonnage et la mise au point.

même échelle $r = 550\,000 \Omega$. D'autre part, si P n'est que de $1\,000 \Omega$ par exemple, R devient superflu, et la formule donnée plus haut devient

$$r = P \frac{M}{M-1}$$

Avec des résistances r égales, la gamme couverte sera de M à $1/M$. Ainsi par exemple, avec $M = 1,25$, on a $1/M = 0,8$, et la gamme couverte sera de -20 à $+25\,0/0$.

Mise au point

La mise au point de l'appareil est relativement facile grâce à l'instrument de contrôle incorporé (tout au moins provisoirement) et à la tension « étalon » décrite. Il y aura lieu, d'autre part, de rétablir le sens correct de plusieurs branchements que l'on ignore à priori, afin que tout agisse dans le sens convenable. Avec un peu de calme et de bon sens, tout rentre dans l'ordre.

Pour utiliser l'appareil, on commence toujours par réduire la sensibilité au minimum. Laisser chauffer l'appareil le temps de fumer une cigarette et retoucher la remise à zéro ensuite. L'appareil est alors prêt, et on augmente la sensibilité sans aller plus loin que nécessaire. On pourrait alors brancher sur les bornes un potentiomètre extérieur monté pour constituer un autre bras de rapport, faire tourner son axe et voir tourner celui du potentiomètre asservi, qui sera muni à cet effet d'un cadran à étalonner.

F. HAAS

Ingénieur E.E.M.I.

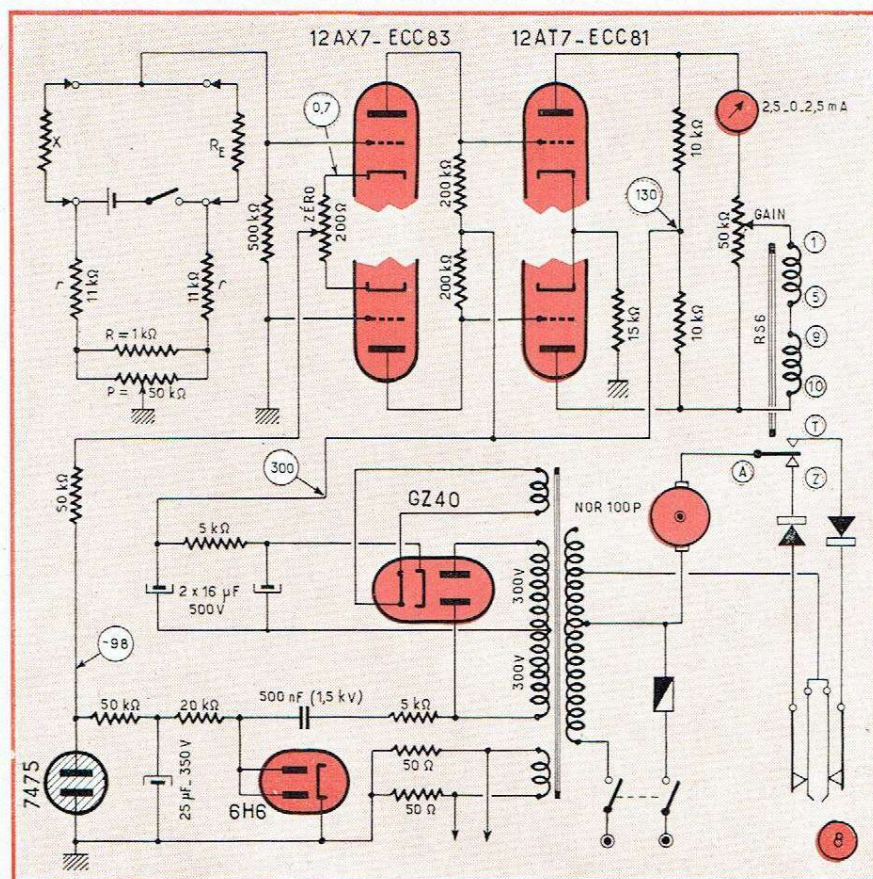
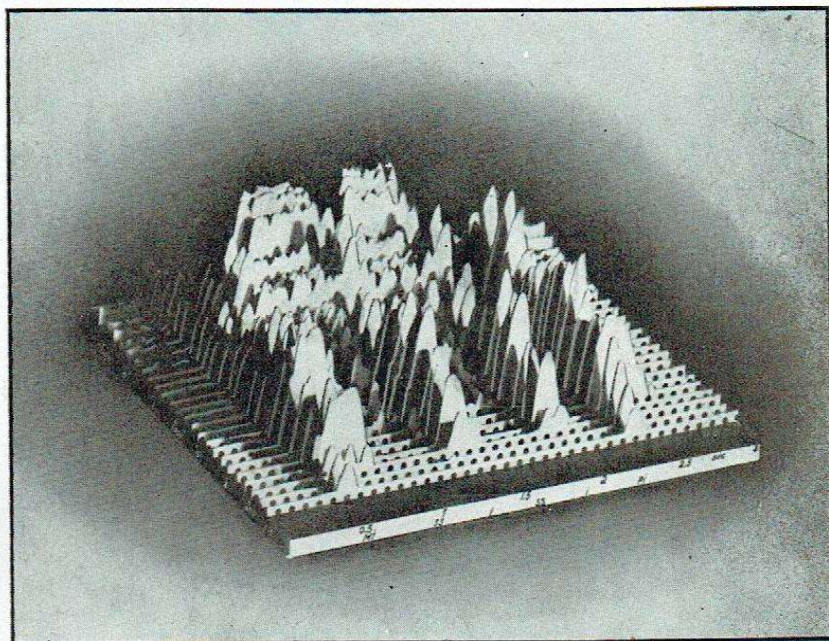


Fig. 8. — Schéma complet de l'appareil montrant en particulier l'amplificateur à courant continu.

Cette étrange construction est l'analyse en trois dimensions du mot « Mississippi » : en cote (hauteur) : les amplitudes ; en abscisses : le temps ; en ordonnées : les fréquences. On voit qu'au moment des « ss », il y a abondance de fréquences aiguës.



Quelques nouveautés électroniques remarquées à l'Exposition de Physique et au Salon de la Chimie

Le rôle de l'électronique dans l'industrie moderne va sans cesse croissant ; aussi, même dans une exposition apparemment sans rapport avec cette technique, comme le Salon de la Chimie, on découvre une gamme d'appareils électroniques d'un très grand intérêt. Bien entendu, la diversité est encore plus grande à l'Exposition de Physique, où plus de 60 % des appareils exposés sont électroniques.

Nous ne pouvons pas, faute de place, donner un compte-rendu complet, ni même abrégé, de ces deux expositions ; aussi nous bornerons-nous à citer les nouveautés qui nous ont paru les plus aptes à intéresser nos lecteurs.

Notre choix est évidemment très arbitraire et un peu subjectif ; nous nous en excusons à l'avance auprès des exposants dont nous ne citons pas les réalisations nouvelles : notre point de vue sera comparable à celui d'un visiteur qui aurait parcouru ces deux expositions en disposant d'une demi-heure pour tout (?) voir et aurait préféré regarder quelques appareils en détail, faute de pouvoir les examiner tous.

LES APPAREILS DE CONTROLE INDUSTRIEL

Tout d'abord, dans le domaine de la métrologie, deux nouveautés assez inattendues : les **balances électroniques**. Il peut sembler curieux que les tubes aillent se loger dans les balances, ces instruments qui semblaient devoir rester immuables.

L'une de ces balances est présentée par la S.E.C.A.M.P. Elle comporte un plateau spécial dans lequel on verse lentement le produit dont on veut peser une masse prédéterminée. Au moment où l'équilibre est atteint, le fléau reprend sa position horizontale et, ce faisant, déclenche l'ionisation d'un thyatron qui, par relais, ouvre une vanne dans le plateau et provoque le déversement du produit pesé dans le récipient ad hoc. Le système existait déjà sous la forme de balance à contact, mais l'emploi du thyatron permet de s'affranchir des ennuis des contacts.

L'autre balance est d'un type tout à fait différent : elle est présentée par l'A.O.I.P.

Dans ce modèle, ce ne sont pas des poids que l'on place sur le plateau de la balance pour équilibrer le produit à peser : on fait agir sur ce plateau la force magnétique d'un électro-aimant plongeur. Le déplacement du fléau provoque l'occultation d'un faisceau de lumière qui tombe sur une cellule ; la tension de la cellule, amplifiée, agit sur la grille d'un thyatron, alimenté en courant alternatif dans son anode.

Le courant anodique du thyatron sert précisément, après filtrage, à exciter l'électro-aimant plongeur : l'ensemble est un véritable servo-mécanisme qui s'équilibre automatiquement.

La mesure du poids du produit se ramène donc à la mesure de l'intensité qui traverse l'électro-aimant au moment de l'équilibre, mesure se prêtant facilement à la télé-indication et à l'enregistrement.

Signalons une nouveauté qui nous a paru passionnante : la **télémesure acoustique** (il paraît que la maison **Telemac**, qui réalise les appareils, s'en occupe depuis plus de 20 ans). Le principe en est le suivant : L'effort que l'on veut mesurer est appliqué à un fil métal-

lique ; mais, au lieu de mesurer la variation de résistance du fil, comme dans le système des jauges de contrainte, on mesure la variation de la fréquence de vibration acoustique du fil. Celui-ci est excité par choc ou par un système d'entretien continu des oscillations, et la fréquence de sa vibration est comparée à celle d'un étalon.

La méthode est fidèle ; la transmission à distance n'est nullement affectée par la longueur des câbles (avantage sérieux sur les jauges de contrainte) et les applications sont très variées, allant de la mesure des efforts à celle des températures, en passant par celle des pressions. Le public pouvait même admirer une expérience très spectaculaire sur le contrôle des contraintes d'un pont sur lequel passe une charge : nous aurions aimé montrer à nos lecteurs la photographie de cette réalisation, mais la maison qui s'en occupe ayant jugé inutile de nous envoyer la photographie que nous lui avions demandée, nous regrettons de ne pouvoir le faire.

Dans un tout autre domaine, signalons l'équipement de télévision industrielle de Philips-Industrie, équipé d'un super-iconoscope, utilisant le balayage 625 lignes, de très bonne qualité.

Les pH-mètres foisonnent littéralement ; ceux qui nous ont le plus frappé sont les modèles de Bruel & Kjaer (à double compensation de température, agissant sur le zéro et l'étalonnage), de Brewer (mesure du pH du sang), de A.O.I.P. (électrostatique), de Elektronest (modèle en forme de canne, monobloc), de Peres (type canne également), et de Paris-Labo (modèle U.S.A. portatif minuscule).

Egalement intéressant était le viscosimètre de Jobin & Yvon, basé sur l'amortissement apporté par le liquide à étudier à un barreau de nickel qui vibre en ultra-sons.

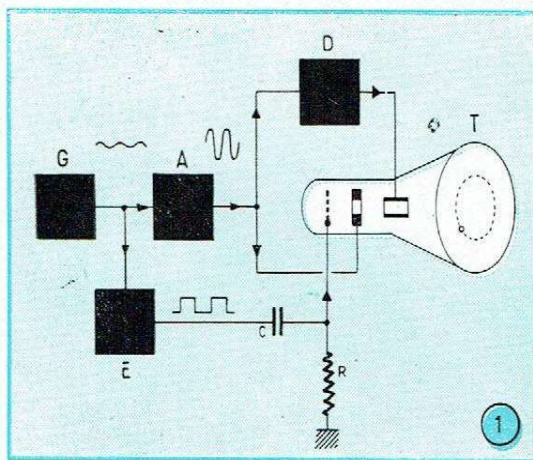


Fig. 1. — Ce remarquable ensemble permet de tracer, sur le tube cathodique rémanent T, la courbe gain/déphasage en coordonnées polaires (courbe de Nyquist) de l'amplificateur A, rendant ainsi possible l'étude immédiate des corrections de cet amplificateur.

verticaux parallèles à l'axe des temps donnent des courbes de variation de l'amplitude d'une fréquence déterminée en fonction du temps ; les coupes suivant des plans verticaux perpendiculaires aux précédents donnent des analyses harmoniques des sons à des instants déterminés.

Il y a certainement beaucoup d'avenir dans les études d'acoustique en employant ce système. Nous tenons à remercier ici la Sté Bruel & Kjaer de nous avoir envoyé cette photographie.

Très remarquable aussi est le traceur de courbes de Nyquist présenté par le laboratoire de l'Ecole Supérieure d'Electricité : rappelons que la courbe de Nyquist est un diagramme en coordonnées polaires (gain/déphasage) qui renseigne sur la stabilité d'un amplificateur à contre-réaction ou d'un servomécanisme.

Le principe de ce traceur est indiqué par le schéma bloc de la figure 1 : G est un générateur B.F. wobblé à amplitude de sortie constante, A l'amplificateur à étudier. A la sortie de cet amplificateur, on obtient une tension toujours sinusoïdale, dont l'amplitude est proportionnelle au gain de A et déphasée par rapport à la tension de sortie de G. Le déphaseur D décale la tension de sortie A de 90° et les tensions de sortie de A et de D, appliquées aux plaques déflectrices du tube cathodique rémanent T, font décrire au spot un cercle dont le rayon est à chaque instant proportionnel au gain de A.

D'autre part, la tension de G, écrêtée par E et transformée en tops par le circuit différentiateur R-C, est appliquée au Wehnelt de T, et provoque l'allumage du spot de celui-ci en un point du cercle qui dépend du déphasage de l'amplificateur A.

Au cours de la variation de la fréquence de G, les différents points ainsi tracés, cor-

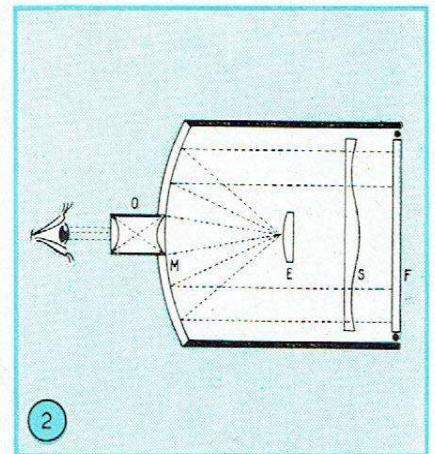


Fig. 2. — Traducteur de rayons infrarouges, utilisant la propriété qu'ont ces rayons de provoquer l'extinction de la phosphorescence au point qu'ils touchent. Le rayonnement incident est filtré par l'écran F et focalisé par le miroir M et la lame de Schmitt S sur le produit phosphorescent E.

miner et filtrés par l'écran F, forment une image de l'objet sur l'écran E grâce au système optique constitué par le miroir sphérique M et la lame correctrice asphérique de Schmitt S. L'arrivée de ces rayons éteint la phosphorescence de l'écran que l'observateur examine à travers l'oculaire redresseur O à deux lentilles.

Il suffit d'irradier de temps en temps l'écran E à l'aide d'une lampe à ultra-violet pour qu'il reprenne sa phosphorescence, laquelle dure près de 20 minutes.

Citons enfin une démonstration spectaculaire de l'O.N.E.R.A. : la transmission à distance de puissance par ondes V.H.F. : un petit émetteur équipé d'une simple 832 A (soit une dizaine de watts) envoyait ses ondes à un modèle réduit d'avion, monté sur un manège, et dont l'hélice tournait sous la seule force motrice d'un petit moteur actionné par le courant continu obtenu en détectant avec des diodes au germanium l'émission H.F. non dirigée qu'il recevait : l'hélice entraînait fort gaillardement l'avion, un peu plus vite quand celui-ci, au cours de sa rotation, se rapprochait de l'émetteur, mais avec une belle régularité. Avec un peu plus de puissance et une émission dirigée, l'avion aurait peut-être pu voler sans support. Dans ce cas, l'émission V.H.F. aurait vraiment mérité son nom d'onde... porteuse !

Redevenons sérieux pour signaler aux lecteurs d'« Electronique Industrielle » tout l'intérêt que présentent les Expositions de Physique et de Chimie annuelles et leur recommander de ne pas manquer celles de 1955 (Physique en mai-juin à la Sorbonne et Chimie en octobre-novembre à la Porte de Versailles), même s'ils ne s'intéressent pas aux méthodes de détermination de la constante de Planck ni aux distillations fractionnées des produits organiques...

J.-P. CHEMICHEN

EXPERIENCES REMARQUABLES

Nous citerons en premier la très curieuse étude de Bruel & Kjaer sur l'analyse d'un son en fréquences en fonction du temps, représentée sur un diagramme en trois dimensions, dont la photographie illustre le titre du présent article : il s'agit d'une décomposition en spectre de fréquences, prise à chaque instant, du mot « Mississippi ».

Au moment de l'émission des « ss », il y a beaucoup plus de siffantes dans la voix, donc plus d'aiguës, ce qui se voit sur la photographie ; le diagramme représente donc les amplitudes dans le sens vertical, les fréquences et les temps étant repérés le long des deux axes horizontaux. Les coupes de ce diagramme tri-dimensionnel par des plans

respondant à différentes fréquences, constituent la courbe polaire gain/déphasage de A, soit sa courbe de Nyquist ; on peut tracer sur le tube, à l'aide d'un dispositif d'étalonnage, le point qui correspond au gain 1 et au déphasage 180°, et voir immédiatement s'il est à l'intérieur de la courbe (l'amplificateur A est alors instable) ou à l'extérieur. Quel merveilleux instrument pour étudier très rapidement les réseaux correcteurs des servomécanismes.

Pour terminer, nous dirons quelques mots d'une curieuse réalisation de la Radio-Industrie : le système de vision de l'infrarouge sans télescope électronique. Le schéma en est donné par la figure 2.

Cet appareil utilise la propriété qu'ont les rayons infra-rouges d'éteindre la phosphorescence de certains corps : les rayons infra-rouges émis par le corps à exa-

UN LIVRE INDISPENSABLE :

CIRCUITS ÉLECTRONIQUES

(Société des Editions Radio)

Electronique Industrielle

Tubes électroniques auto-chauffants

Nos lecteurs savent que certains tubes électroniques ont un courant anodique si voisin du courant de chauffage du filament qu'il est possible de déconnecter celui-ci dès que la tension anodique est appliquée.

D'autres tubes, comme les magnétrons, sont construits de telle sorte que des électrons issus de la cathode retombent sur elle et l'échauffent : sur certains magnétrons de radar, il est prévu un interrupteur qui coupe automatiquement la tension de chauffage de la cathode une fois l'émission obtenue.

Le principe dont il est question dans l'article analysé ci-après est tout à fait différent : on utilise pour chauffer la cathode la dissipation anodique du tube, ce qui peut sembler un peu curieux, mais est dû, en fait, à ce que l'on utilise une électrode tantôt comme cathode, tantôt comme anode. En un mot, il s'agit d'un tube symétrique, à deux cathodes et deux anodes, qui n'est utilisé qu'en courant alternatif.

LE TUBE ÉLECTRONIQUE POUR ALTERNATIF

Voici donc un tube qui sort entièrement des types classiques : il utilise une tension d'alimentation alternative. Pendant une alternance, l'électrode qui sert d'anode s'échauffe par dissipation thermique de l'énergie cinétique des électrons qui l'atteignent ; pendant l'alternance suivante, cette électrode, encore chaude, joue le rôle de cathode, et ainsi de suite.

Nos lecteurs connaissent quelque chose d'analogue : les tubes fluorescents à basse tension, dans lesquels la décharge jaillit en courant alternatif entre deux filaments chauds (mais ici ce sont surtout les ions qui chauffent les filaments). Il y a d'autre part une analogie supplémentaire entre ces nouveaux tubes et les tubes fluorescents basse tension : la nécessité de chauffer au début du fonctionnement les deux cathodes pour que le fonctionnement puisse s'amorcer.

Ici, pas question de « starter ». On procède, soit par filament chauffant du type classique, soit par chauffage à induction H.F. Dans ce dernier cas, il est même possible de ne chauffer qu'une partie de chaque cathode ; pendant le fonctionnement normal, la zone chaude s'étendra par conduction à la totalité des surfaces.

Nous voici donc en possession d'un tube électronique utilisable en courant alternatif, alors que, en utilisant les tubes classiques dissymétriques, il aurait fallu en placer deux en parallèle pour obtenir le même résultat.

LE RHEOSTAT ÉLECTRONIQUE À DEUX CATHODES-ANODES

Il faudrait créer un nom nouveau pour ces deux électrodes autochauffantes (pourquoi pas des « cathanodes » ?) ; en attendant, on a déjà trouvé des applications pratiques pour la simple diode autochauffante symétrique : on l'emploie pour constituer un rhéostat électronique.

Si nous insérons notre diode dans un circuit parcouru par du courant alternatif, la valeur du courant qui passera, toutes choses égales d'ailleurs, dans le circuit, dépendra de la distance entre les deux électrodes de la diode. En faisant varier cette distance, nous aurons donc réalisé un rhéostat électronique.

Nous prévoyons d'ici les objections : « Mais comment faire varier la distance de ces deux électrodes dans une enceinte où l'on doit maintenir le vide le plus parfait possible ? » Il ne s'agit pas d'un problème nouveau : tous les klystrons à cavité interne sont déformables. On peut faire appel à un soufflet souple et étanche, ou bien agir de l'extérieur par un champ magnétique sur une pièce intérieure mobile alimentée par une connexion souple. Il est aussi possible de déplacer une des électrodes à l'intérieur de l'enceinte en faisant dilater une pièce métallique sous l'influence d'un chauffage par résistance, ou encore en soumettant le tube entier à des vibrations ou à des accélérations.

Un tel système présente les avantages suivants : il ne comporte pas, contrairement aux rhéostats classiques, de partie frottant sur

nickel et une notable érosion du dépôt émissif, mais les caractéristiques n'étaient que peu altérées.

VOICI LA TRIODE

En disposant une grille entre les deux électrodes de la diode ci-dessus, on obtient une sorte de triode symétrique, mais dont l'emploi est assez particulier : il faut inverser le branchement de la grille à chaque cycle du fonctionnement, puisque la tension de commande doit être appliquée entre la grille et la cathode ; or, à chaque alternance, les rôles de la cathode et de l'anode se trouvent respectivement permutés !

On résout ce problème par l'emploi d'un interrupteur synchrone qui, à chaque alternance, branche la tension de commande entre la grille et celle des électrodes qui sert alors de cathode.

La figure 1 illustre ce fonctionnement : la tension de grille est appliquée à travers l'inverseur K, celui-ci étant synchrone avec la tension d'alimentation anodique alternative

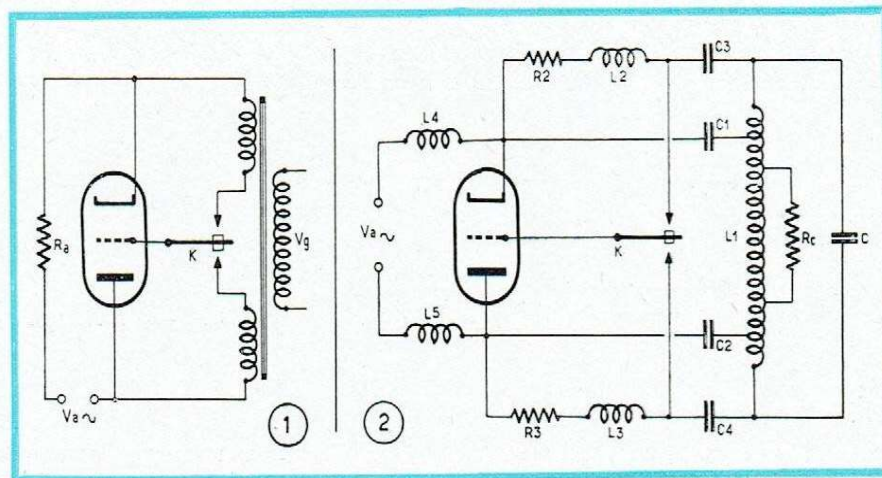


Fig. 1. — Les deux électrodes de ce tube sont alternativement anode et cathode. Il faut donc commuter la tension appliquée à la grille pour qu'elle se trouve toujours entre cette électrode et celle qui est cathode à l'instant considéré.

Fig. 2. — Le même principe permet de réaliser un oscillateur qui est une sorte d'E.C.O. symétrique.

une autre ; il permet une variation considérable de la résistance pour un faible déplacement de l'électrode ; il dissipe sa chaleur à haute température (ce qui facilite l'évacuation) et ce sont toujours les mêmes surfaces qui sont utilisées à tous les réglages.

Les cathodes sont en nickel, recouvertes d'un dépôt très fin de carbonate double de baryum et de strontium (qui donne des oxydes au préchauffage). L'épaisseur du nickel est de 0,25 mm et le dépôt ne pèse que 0,5 à 1 mg par cm².

Un essai prolongé a été pratiqué sur une diode dont les cathodes mesuraient 7 × 1 cm et dans laquelle on a fait passer 0,5 A sous 60 V pendant 6200 heures : on a observé dans cette diode une forte évaporation de

V_a ; la valeur de la tension de grille commande le courant alternatif fourni par V_a, donc la puissance dissipée dans la charge d'anode R_a. L'utilisation de l'interrupteur mécanique K limiterait les possibilités de l'ensemble à une fréquence de tension d'alimentation V_a très basse ; aussi des montages utilisant des tubes pour remplacer l'inverseur K ont-ils été étudiés et utilisés. Dans une telle triode, on peut obtenir des courants relativement importants sous des tensions d'alimentation basses, un peu comme dans un thyatron, mais avec, de plus, l'avantage de la symétrie du montage, et de l'alimentation de la triode en courant alternatif.

(Cet article se termine page 20)

LE CODE DE

Comment identifier

Le code américain des couleurs, adopté depuis bien des années pour déterminer rapidement les valeurs et tolérances des résistances et condensateurs, a perdu sa simplicité originelle au fur et à mesure qu'on l'adaptait à des pièces de nature et de forme différentes. On a voulu, dans un louable souci de précision, lui faire indiquer des caractéristiques complémentaires : tension de service, coefficient de température. Et les modes de marquage se sont multipliés. Nous croyons rendre service aux électroniciens en condensant toutes indications susceptibles de leur être utiles. Afin de simplifier la lecture des figures illustrant cet exposé, nous emploierons les abréviations suivantes :

- 1-2-3 : 1^{er}, 2^e et 3^e chiffres significatifs de la valeur ;
- m : Multiplicateur ou nombre de zéros ajoutés à droite du nombre ci-dessus ;
- to : Tolérance exprimée en % de la valeur, sauf indication spéciale ;
- kt : Coefficient de température (en 10⁻⁶ par degré C) ;
- mt : Multiplicateur de ce coefficient ;
- TS : Tension de service (chiffre ou nombre à multiplier par 100).

RESISTANCES

Deux modèles de résistances sont le plus fréquemment employés : le premier à sorties radiales (fig. 1), le second à sorties axiales (fig. 2). La couleur du corps du premier indique le 1^{er} chiffre significatif, celle de l'un des bouts le 2^e chiffre. La couleur du point central définit le nombre de zéros à affecter au nombre formé, ou multiplicateur *m*. Le bout opposé, coloré seulement sur le plat, spécifie la tolérance *to*.

La lisibilité du deuxième type — auquel appartiennent les résistances miniatures — est bien meilleure que celle du premier. A partir de la bande située en bout, indiquant le 1^{er} chiffre, le trois bandes suivantes représentent 2^e chiffre, multiplicateur *m* et tolérance *to*.

On notera que les couleurs or et argent sont utilisées pour la tolérance et, très rarement, pour le multiplicateur.

Généralement, tous les anneaux de couleur ont une largeur égale. Le premier anneau de largeur double indique qu'il s'agit d'une résistance bobinée.

CONDENSATEURS CERAMIQUE

Ceux-ci se présentent, soit sous forme cylindrique comme les résistances, et avec sorties axiales (fig. 2) ou radiales (fig. 3), le marquage étant fait par points ou bandes, soit sous forme de disques (fig. 6 et 7).

Le modèle à sorties axiales se lit comme les résistances et comporte généralement 4 bandes.

Le type à sorties radiales possède 6 ou 7 points. Le premier point en bout (fig. 3) exprime le coefficient de température *Kt*, les trois suivants indiquent la valeur en pF, le dernier la tolérance *to*. Le point du bout opposé spécifie la tension *TS*. Sur le modèle à 7 points, le premier est toujours indicateur de *Kt*, mais le deuxième affecte celui-ci d'un coefficient multiplicateur *Km* suivant le code des couleurs. Les points suivants donnent les indications du type 6 points.

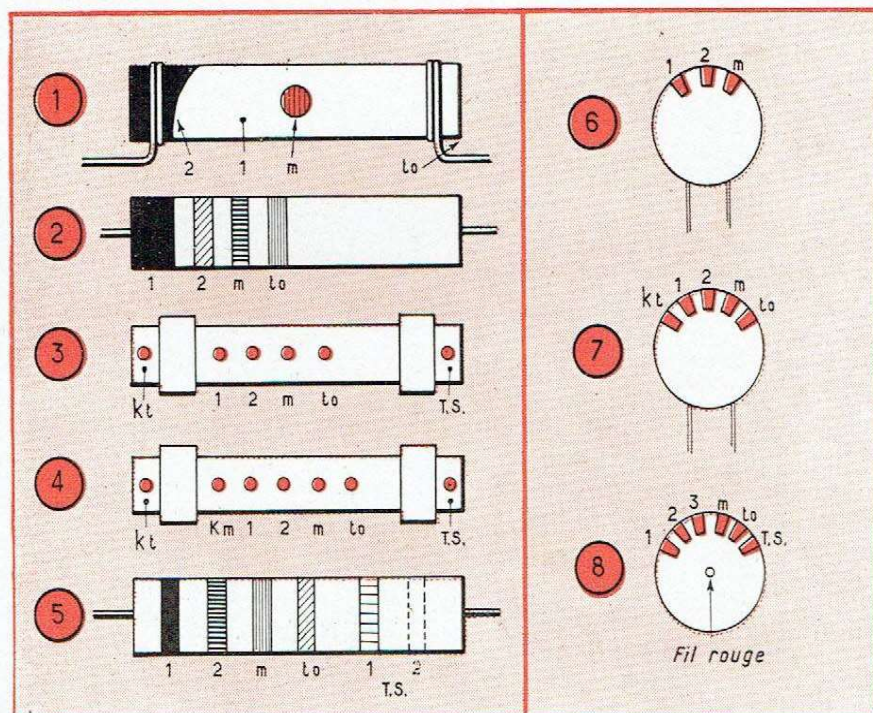
Les condensateurs céramique disques portent 3 ou 5 bandes. La lecture s'effectue avec les bandes opposées à l'opérateur. La valeur du modèle 3 bandes (fig. 6) se déduit comme s'il s'agissait d'une résistance. Le type 5 bandes (fig. 7) se lit de la même façon que le céramique cylindrique de la fig. 3. Une bande supplémentaire, à droite, indiquerait la tension de service *TS*.

CONDENSATEURS PAPIER

Alors qu'en Europe, la valeur et la tension de service *TS* sont imprimées clairement sur le corps des condensateurs cylindriques, les U.S.A. emploient fréquemment le code des couleurs. Dans ce cas, le marquage comporte 6 bandes en deux groupes (fig. 5) : l'un de 4 et l'autre de 2 bandes. Le premier groupe se lit comme les résistances, la quatrième bande indiquant la tolérance *to*. La première bande du deuxième groupe spécifie le premier chiffre de la tension de service *TS*, la deuxième précise le second chiffre si la tension est supérieure à 1 000 volts.

CONDENSATEURS MICA

L'un des modèles le plus fréquemment employé, surtout aux fréquences élevées, est le bouton (fig. 8). L'un des deux fils de sortie est rouge et doit être dessus pour la lecture. Les 6 bandes sont vues



Résistances, condensateurs céramique et papier (à gauche)
Condensateurs disques céramique et mica

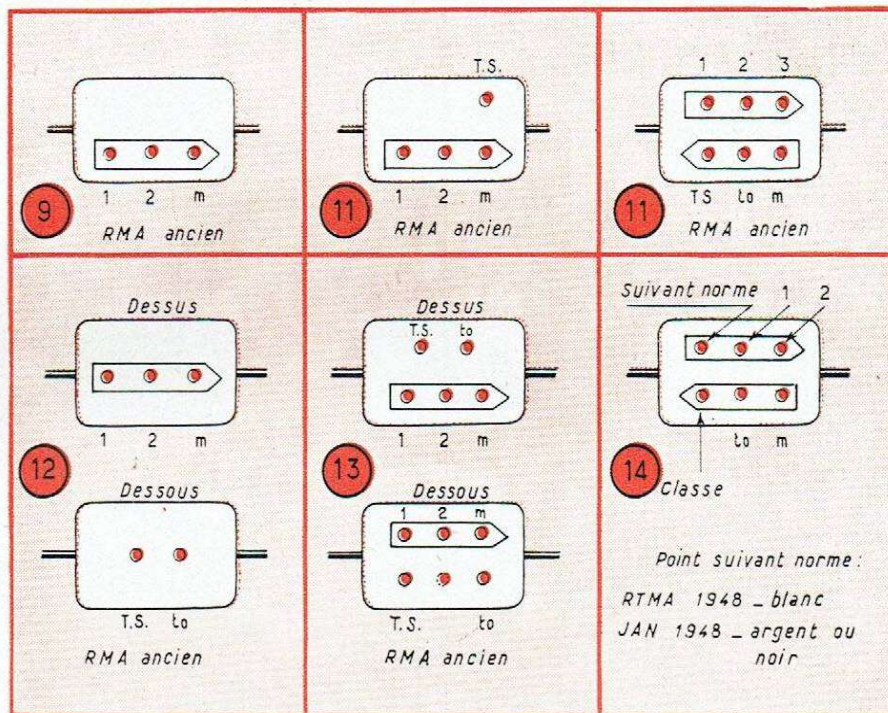
S COULEURS

condensateurs et résistances modernes

opposées à l'opérateur et indiquent : les trois premières, 3 chiffres significatifs et les suivantes multiplicateur *m*, tolérance *to* et tension de service *TS*. La tolérance est traduite, soit par le code, soit par certaines couleurs correspondant aux normes RMA ou JAN (tableau).

Pour l'usage général, le type domino sous boîtier moulé est le plus répandu. Les figures 9 à 14 représentent les principales dispositions de marquage, celui-ci étant exécuté sur une ou deux faces. On notera que chaque série de 3 points est encadrée par une flèche venue en creux dans le boîtier et dont la pointe indique le sens dans lequel doivent être lus les points de couleur. Les condensateurs répondant aux normes RTMA et JAN 1948 possèdent un point permettant d'identifier celle-ci.

Ainsi que nos lecteurs le constateront, la lecture des condensateurs est malaisée à cause de la multiplicité des modes de marquage. Alors que, dans de très nombreux domaines, on tend vers l'interchangeabilité des pièces, il y aurait intérêt à ce qu'une judicieuse normalisation facilite le travail des techniciens et des praticiens. En attendant que celle-ci soit établie, nous espérons que, dans les conditions actuelles, la présente étude sera utile aux électroniciens.



Condensateurs mica sous boîtier moulé

Couleur	Chiffre sign. (1-2-3)	RÉSISTANCES		CONDENSATEURS					
		Multipl. (m.)	Tolérance % (to)	Tolérance (to) en ‰				Coeff. temp. (kt)	Tension serv. (TS)
				Mica	Papier	Céramique			
						< 10 pF	> 10 pF		
Noir.	0	1		20	20	2 pF	20	0	
Marron	1	10 ¹				0.1 pF	1	- 30	100
Rouge	2	10 ²		2			2	- 80	200
Orange	3	10 ³		RMA-3			2.5	- 150	300
Jaune	4	10 ⁴			5			- 220	400
Vert	5	10 ⁵		RMA-5			5	- 330	500
Bleu	6	10 ⁶						- 470	600
Violet	7	10 ⁷						- 750	700
Gris	8							+ 30	800
Blanc	9				10	0.25 pF	10	JAN-330 ± 500	900
Or		10 ⁻¹	5	JAN-5	5	1 pF		RMA-750+120	1000
Argent		10 ⁻²	10	10	10				2000
Sans couleur. .			20		20				500

(Suite de la page 17)

ENFIN L'OSCILLATEUR

On peut également réaliser un oscillateur : celui de la figure 2 est dérivé du montage E.C.O. ; l'analyse de son fonctionnement est assez délicate, surtout en raison de l'aspect déroutant de ces nouveaux tubes où l'on ne peut plus discerner la cathode et l'anode.

Le circuit oscillant est constitué par la bobine L_1 et le condensateur C . L'alimentation de la triode est assurée, à partir de la tension alternative V_a , à travers les deux bobines d'arrêt L_4 et L_5 qui ont pour but d'empêcher la faible impédance de la source d'alimentation V_a de court-circuiter la triode. Les condensateurs C_3 et C_4 sont les condensateurs de liaison qui transmettent la tension de réaction à la grille, par l'intermédiaire de l'inverseur K , battant en synchronisme avec la tension V_a ; les résistances R_1 et R_2 sont des résistances de fuite de grille, en série avec lesquelles on a placé des bobines d'arrêt pour accroître leur impédance. La puissance de l'étage est recueillie par la résistance de charge R_c .

On suppose ici que la fréquence de l'oscillateur est très supérieure à celle de la tension d'alimentation V_a ; évidemment, la tension de sortie sera modulée à 100 % à une fréquence double de celle de V_a , mais cela n'a pas d'importance dans de nombreuses applications, comme la production d'ultrasons, pour laquelle on utilise déjà des oscillateurs alimentés en alternatif brut (mais en n'utilisant évidemment qu'une seule alternance de la tension d'alimentation).

Les avantages de ce nouveau système sont :

Suppression du redresseur d'alimentation ;
Puissances élevées malgré des tensions d'alimentation faibles ;

Robustesse et faible encombrement du système.

Certes, la nécessité de commuter la grille à la cadence de la tension d'alimentation présente quelques inconvénients, mais il apparaît déjà que ces nouveaux tubes ont un champ d'application très étendu dans le domaine de l'électronique industrielle. La naissance d'un nouveau type de tube électronique est toujours une chose intéressante ; celui-ci est d'une conception tout à fait révolutionnaire et promet beaucoup. — J.-P. C.

(D'après E.G. Hopkins, The Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, Part 3, p. 77 à 83. Londres, mars 1954.)

On trouvera en page 34 la description d'un stabilisateur de tension utilisant un de ces tubes auto-chauffants.

Notre mise en pages a été faite pour vous permettre de détacher les tableaux des pages précédentes (CODE DES COULEURS) sans que la revue soit sérieusement mutilée...

Recherche des défauts dans les lignes électriques à l'aide d'impulsions

L'appareil, décrit d'une façon très détaillée, est conçu suivant le schéma synoptique de la figure 1, et comporte, en gros, un générateur d'impulsions, un oscilloscope et les circuits connexes (base de temps, amplificateurs, etc.). Il permet d'envoyer, dans la ligne à examiner, une impulsion dont on connaît la période et la vitesse de propagation. Un court-circuit ou une coupure provoquent la réflexion de cette impulsion qui revient vers l'appareil et s'inscrit sur l'écran de l'oscilloscope avec un certain décalage par rapport à l'impulsion initiale.

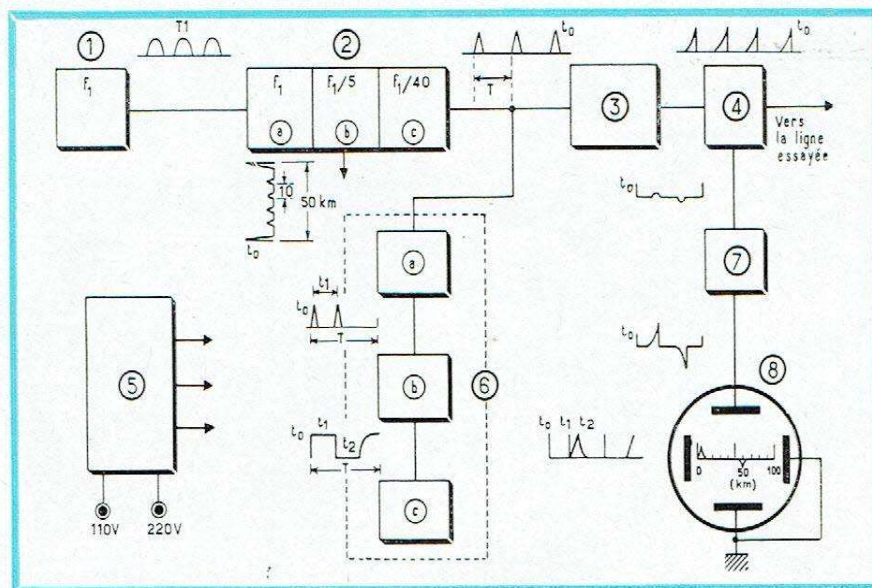
L'écran de l'oscilloscope comporte une échelle graduée en unités de longueur, échelle qui peut être modifiée et « étalée » par un

fréquence des impulsions du générateur 3. La période de ces impulsions définit également la portée maximum de l'appareil (de l'ordre de 350-400 km), qui dépend aussi de l'affaiblissement caractéristique de la ligne examinée.

3. — Générateur (à thyatron) d'impulsions envoyées dans la ligne à essayer.

4. — Transformateur de sortie différentiel spécial, équilibré de façon que les impulsions envoyées dans la ligne examinée ne soient pas dérivées vers l'amplificateur (7), mais qu'au contraire les impulsions réfléchies passent directement vers (7).

5. — Alimentation générale sur secteur alternatif, fournissant la haute tension des géné-



Le défaut dans la ligne est détecté et repéré par la réflexion d'impulsions de récurrence et de vitesse de propagation connues.

réglage approprié des bases de temps, de sorte que la localisation du défaut peut se faire, d'après l'affirmation de l'auteur, avec une précision de l'ordre de 1/10 pour une ligne de 100 à 150 km de longueur.

Voici maintenant quelques indications générales sur la constitution de l'appareil (voir la figure).

1. — Générateur-pilote, commandant le déclenchement de tous les générateurs secondaires et celui de la base de temps. Il fournit des impulsions ayant la forme de demi-sinusoïdes, à la fréquence $f_1 = 14,5$ kHz (période $T_1 = 67,5$ μ s).

2. — Trois générateurs secondaires, du type « blocking », dont le rôle se répartit comme suit :

a. — Déclenché par le générateur (1), il fournit une courte impulsion (2 à 3 μ s) pendant chaque intervalle de 67,5 μ s. Ces impulsions, appliquées aux plaques verticales de l'oscilloscope, fournissent les « marques » tous les 10 km ;

b. — Fonctionnement identique au précédent, mais impulsions se produisant pendant chaque intervalle de $5 \times 67,5$ μ s, donc fournissant les « marques » tous les 50 km ;

c. — Produit des impulsions se déclenchant toutes les 1 500-3 000 μ s, qui commandent la

rateurs, amplificateurs et bases de temps (450 volts environ), ainsi que la H.T. du tube cathodique (suivant le tube).

6. — Base de temps déclenchée se composant de trois blocs :

a. — Commande du décalage de l'impulsion de déclenchement par rapport à l'impulsion fournie par le générateur 3. L'opération s'effectue par « allongement » (réglable) de l'impulsion, sa différentiation et atténuation de l'élément indésirable.

b. — Commande de la durée de l'impulsion de déclenchement, entre 100 et 1 000 μ s.

c. — Générateur de « dents de scie » et son amplificateur.

7. — Amplificateur à large bande (300 Hz à 300 kHz), dont le gain est de l'ordre de 50.

Ajoutons que l'appareil possède une zone « morte », déterminée par la longueur de l'impulsion envoyée. Si cette longueur est de 20 à 45 μ s, cette zone va de 3 à 7 km. Il est possible de la réduire à moins d'un km en réduisant la longueur des impulsions. — B.S.

D'après

Technique des hautes tensions, par L.I. Sirovinski, tome II, pages 223 à 231. (Gosenergoizdat, U.R.S.S., 1953).

LES AMPLIFICATEURS MAGNÉTIQUES

L'emploi des amplificateurs magnétiques, pour résoudre des problèmes très variés de servocommandes, prend de nos jours une extension toujours croissante. Après avoir rappelé les bases de cette technique, l'auteur s'efforcera d'illustrer la théorie par la description de quelques réalisations françaises remarquables.

Généralités

Dans les systèmes automatiques et de télémechanique, de même que dans d'autres domaines de la technique, on s'efforce généralement de créer des dispositifs présentant le maximum de sécurité.

Or, les éléments électromécaniques (moteurs et relais) possèdent des pièces mobiles, donc de l'inertie et du frottement, ce qui peut créer des inconvénients en fonctionnement. De plus, il faut tenir compte de leur usure et de la nécessité d'un entretien plus ou moins compliqué.

L'accroissement de la sécurité et de la durée des installations automatiques et télémechaniques s'obtient par l'emploi des éléments sans pièces mobiles. Ces éléments comprennent, en particulier, des dispositifs ferromagnétiques que nous allons étudier : inductances et transformateurs à noyau ferromagnétique.

Le coefficient de self-induction et la mutuelle induction d'un élément ferromagnétique dépendent de l'induction magnétique dans son noyau. Cette dépendance est utilisée dans les systèmes automatiques et télémechaniques pour réaliser des dispositifs très divers : amplificateurs magnétiques, générateurs magnétiques d'oscillations, multiplicateurs de fréquence, transformateurs spectraux, stabilisateurs de tension, etc...

Nous allons également étudier les principaux types de ces dispositifs.

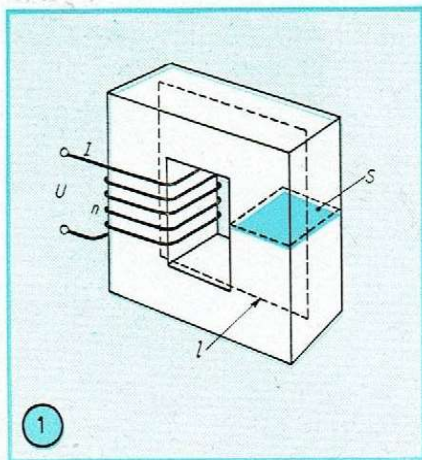


Fig. 1. — Différentes grandeurs prises en considération lors du calcul d'un circuit magnétique.

La sécurité de fonctionnement des éléments ferromagnétiques s'explique, répétons-le, par l'absence de pièces mobiles, puisqu'un tel élément contient uniquement des noyaux en matériau magnétique, des enroulements et, souvent, des condensateurs et des redresseurs secs. Il ne demande donc aucun entretien et sa durée est pratiquement illimitée, ce qui constitue un avantage marqué non seulement par rapport aux systèmes électromécaniques, mais aussi par rapport aux dispositifs électroniques.

Tout cela justifie les applications de plus en plus nombreuses que les éléments ferromagnétiques trouvent dans les dispositifs automatiques et télémechaniques.

Il faut noter cependant que l'inertie de ces éléments est supérieure à celle des systèmes électroniques.

Caractéristiques des inductances à noyau ferromagnétique

Prenons une inductance à noyau ferromagnétique (fig. 1) et connectons son enroulement à une source de tension alternative. Si nous négligeons la résistance ohmique de la bobine, la tension instantanée u (en volts) au bornes de l'enroulement sera égale à la f.e.m. de self-induction :

$$u = n \frac{d\Phi}{dt} \cdot 10^{-8} = nS \frac{dB}{dt} \cdot 10^{-8}, \quad (1)$$

où Φ est la valeur instantanée du flux magnétique en **maxwells** ;

B est la valeur instantanée de l'induction magnétique en **gauss** ;

n est le nombre de spires de la bobine ;

S est la section du noyau en cm^2 .

De la relation ci-dessus il résulte que si la tension u est sinusoïdale, l'induction B dans le noyau varie également suivant une loi sinusoïdale, indépendamment de la nature du matériau magnétique et de la dimension du noyau, mais se trouve déphasée de 90° par rapport à la tension.

La relation entre la valeur efficace de la tension U_{eff} et la valeur maximum de l'induction B_m est

$$U_{\text{eff}} = 4,44 f n B_m S \cdot 10^{-8} \quad (2)$$

où f est la fréquence du courant en Hz.

Par conséquent, si nous connaissons la tension U_{eff} appliquée à l'inductance, le



Un transducteur (élément d'amplificateur magnétique) de fabrication française.

nombre de spires n , la section du noyau S et la fréquence de la tension d'alimentation f , nous pouvons, en tenant compte de ce que

$$B_m = \sqrt{2} B_{\text{eff}},$$

calculer la valeur efficace de l'induction dans le noyau :

$$B_{\text{eff}} = \frac{U_{\text{eff}} \cdot 10^8}{4,44 \sqrt{2} f n S} \quad (3)$$

Déterminons la valeur du courant dans l'enroulement de l'inductance. Pour cela, construisons graphiquement la courbe du courant en négligeant l'hystérésis, c'est-à-dire en partant de la courbe de première aimantation. Comme nous le voyons d'après la figure 2, pour que l'induction B varie suivant une loi sinusoïdale, la courbe de l'intensité du champ magnétique H doit être très nettement non-sinusoïdale. Cette courbe présente des maxima pointus, car pour avoir la valeur nécessaire de l'induction B , nous avons besoin, à la saturation, d'une valeur élevée de l'intensité du champ H .

L'intensité du champ est déterminée par l'intensité i du courant traversant l'enroulement, les deux valeurs étant liées par la

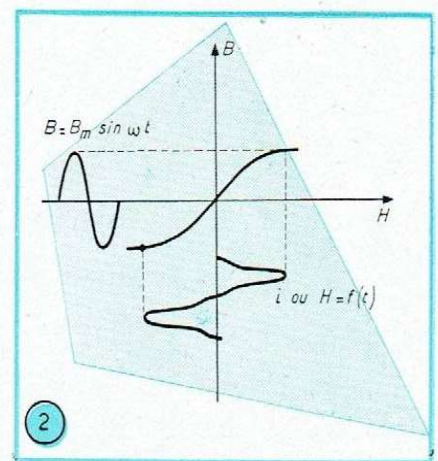


Fig. 2. — Construction de la courbe du courant lorsque la tension d'alimentation est sinusoïdale

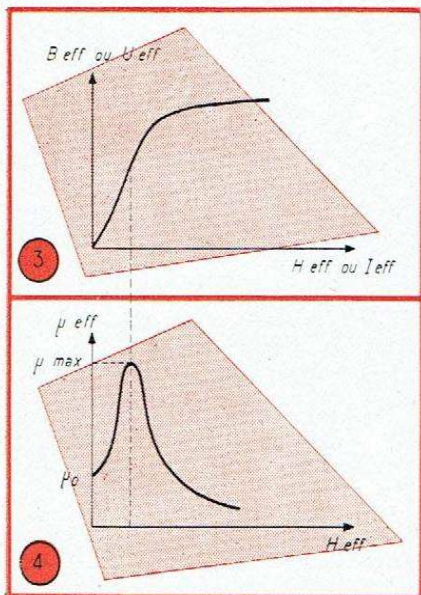


Fig. 3. — Variation de la valeur efficace de l'induction en fonction de l'intensité du champ.

Fig. 4. — Variation de la perméabilité efficace en fonction de l'intensité du champ.

Fig. 5 (ci-contre). — Inductance comportant un enroulement à courant continu pour la commande de l'induction.

relation suivante (si l'on néglige la dispersion du flux magnétique) :

$$H = \frac{0,4 \pi n i}{l} \quad (4)$$

où H est la valeur instantanée de l'intensité du champ magnétique, en **oersteds** ;
 i est la valeur instantanée du courant, en **ampères** ;

l est la longueur moyenne du circuit magnétique en **centimètres**.

Il en résulte que le courant i présente la même forme, non-sinusoidale, que H , et contient, en particulier, un fort pourcentage d'harmonique 3 et des harmoniques 5 et 7 à un taux moindre.

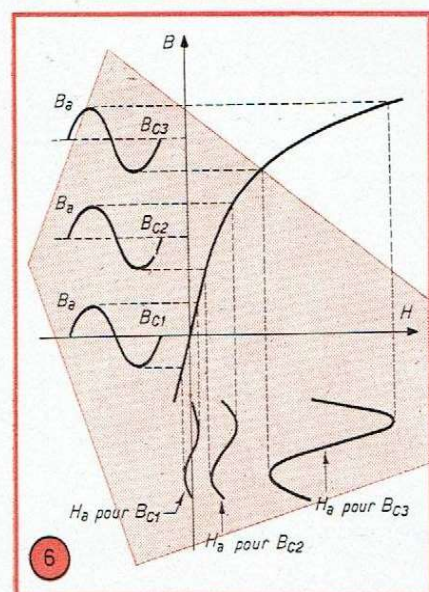


Fig. 6. — Courbes du champ magnétique (ou de l'intensité) pour les différentes valeurs de l'induction.

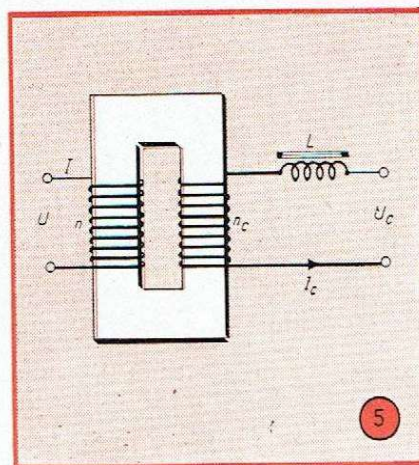
Bien entendu, si nous connaissons la valeur efficace I_{eff} du courant, la valeur efficace de l'intensité du champ magnétique sera

$$H_{eff} = \frac{0,4 \pi n I_{eff}}{l} \quad (5)$$

La relation entre la tension U_{eff} et le courant I_{eff} (fig. 3), que l'on détermine le plus souvent expérimentalement, est une relation non-linéaire qui dépend des propriétés particulières du matériau ferromagnétique utilisé, des dimensions du noyau et du nombre de spires.

Pour le calcul des éléments ferromagnétiques il est commode de connaître la relation traduisant les propriétés du matériau donné en courant alternatif. Une telle relation, c'est-à-dire $B_{eff} = f(H_{eff})$ peut être déduite des formules (3) et (5), en essayant un échantillon de l'inductance étudiée.

L'allure de la courbe $B_{eff} = f(H_{eff})$ de la figure 3 ressemble à celle de la courbe de première aimantation, mais ne s'y superpose pas. Cette courbe peut nous donner la valeur, utile pour le calcul, de la perméabilité efficace du matériau consi-



déré, que nous définissons par la relation suivante :

$$\mu_{eff} = \frac{B_{eff}}{H_{eff}} \quad (6)$$

La perméabilité μ_{eff} dépend de l'intensité du champ magnétique H_{eff} . Etant donné que la courbe $B_{eff} = f(H_{eff})$ croît plus rapidement pour les valeurs moyennes de H_{eff} que pour les valeurs faibles ou élevées, la fonction $\mu_{eff} = f(H_{eff})$ présente un maximum (fig. 4).

Très souvent, la valeur de μ_{eff} est exprimée non pas en fonction de H_{eff} , mais en fonction de l'induction maximum B_m . L'allure de la courbe $\mu_{eff} = f(B_m)$ est, évidemment, la même que celle de la figure 4. La perméabilité μ_{eff} croît d'abord, à partir de la valeur initiale μ_0 , passe par un maximum μ_{max} et décroît ensuite.

Les grandeurs μ_0 et μ_{max} ont la valeur approximative suivante pour quelques matériaux magnétiques courants :

Anhyser D

$\mu_0 = 1\,800$ à $3\,000$;

$\mu_{max} = 18\,000$ à $40\,000$

pour un champ de 0,2 à 0,3 oersteds, corres-

pondant à une induction de 4 000 à 12 000 gauss.

Mumétal

$\mu_0 = 12\,000$ à $20\,000$;

$\mu_{max} = 70\,000$ à $130\,000$

pour un champ de 0,02 à 0,04 oersteds, correspondant à une induction de 1 500 à 5 000 gauss.

Permalloy (78 % de nickel)

$\mu_0 = 8\,000$;

$\mu_{max} = 30\,000$

pour un champ de 0,07 oersteds correspondant à une induction de 2 000 gauss environ.

Alliage HPM (4 % de silicium)

$\mu_0 = 5\,000$;

$\mu_{max} = 5\,500$

pour un champ de 2 oersteds environ, correspondant à une induction de l'ordre de 11 000 gauss.

Tôles à transformateur (qualité moyenne)

$\mu_0 = 400$;

$\mu_{max} = 4\,000$

pour un champ de 2 oersteds environ, correspondant à une induction de 4 000 gauss environ.

Les chiffres ci-dessus ne constituent qu'une indication d'ordre de grandeur, et peuvent varier suivant la fréquence de mesure et autres facteurs qu'il est nécessaire de préciser dans chaque cas particulier.

Lorsque l'on connaît la perméabilité d'un certain matériau en courant alternatif (μ_{eff}), il est facile de déterminer le coefficient de self-induction (L) du bobinage, en **henrys** (sans entrefer)

$$L = \frac{0,4 \pi n^2 S \mu_{eff} \cdot 10^{-8}}{l} \quad (7)$$

La réactance ωL du bobinage varie en fonction de l'induction B_{eff} et, par conséquent, en fonction de la tension U_{eff} . C'est pour cela que la caractéristique volts/ampères d'une inductance n'est pas linéaire.

Les caractéristiques que nous avons examinées plus haut (figures 3 et 4) dépendent des conditions d'emploi de l'inductance. Si, par exemple, cette inductance est connectée en série avec une résistance de valeur élevée, le courant dans l'enroulement sera pratiquement sinusoïdal, mais la tension aux bornes de l'inductance ne sera plus sinusoïdale.

La dépendance de la valeur efficace de la tension aux bornes de l'inductance de la valeur efficace du courant et, par conséquent, la fonction $B_{eff} = f(H_{eff})$, sera, dans une certaine mesure, différente de celle où la tension est sinusoïdale, l'écart atteignant 15 à 20 %. Dans les montages réels nous n'avons, en général, ni tension ni intensité sinusoïdales, mais un certain régime intermédiaire, avec tension et intensité non sinusoïdales. C'est pourquoi le calcul des schémas comportant des éléments ferromagnétiques est toujours plus ou moins approché.

Il faut remarquer qu'en toute rigueur la formule (2) n'est pas utilisable en régime non-sinusoïdal. Cependant, si nous connaissons la valeur efficace U_{eff} de la tension

non-sinusoidale, il est commode d'utiliser pour les calculs la valeur conventionnelle B_{eff} que l'on détermine par la formule (3).

Si nous réalisons sur le noyau d'une inductance un deuxième enroulement n_c (fig. 5) et y faisons circuler un courant continu I_c fourni par une source de tension continue U_c , la réactance de cette inductance va se modifier. Nous le voyons sur la figure 6, où, pour simplifier, on a supprimé la courbure inférieure (dans le voisinage de l'origine des coordonnées) de la courbe d'aimantation.

En régime de tension sinusoïdale l'induction résultante B sera la somme de la composante continue B_c et de la composante alternative sinusoïdale B_a .

Pour une valeur donnée de la tension sinusoïdale appliquée U , le régime de fonctionnement de l'inductance se déplacera vers la région de saturation au fur et à mesure de l'augmentation de la composante continue de l'induction ($B_{cs} > B_c$), ce qui entraînera la modification de l'intensité du champ magnétique H .

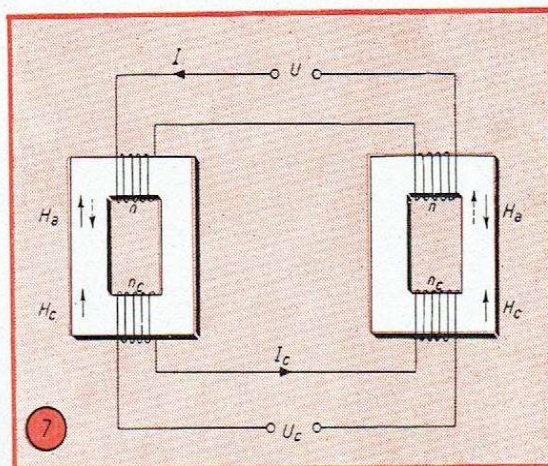
L'amplitude de la courbe traduisant les variations de cette intensité croît brusquement aussitôt que l'induction atteint la zone de saturation (H_a pour B_{cs} de la figure 6).

Le courant alternatif I traversant l'enroulement n de l'inductance variera suivant la même courbe, de sorte qu'en modifiant le courant continu I_c nous pouvons commander l'intensité I du courant alternatif.

La courbe traduisant les variations du courant alternatif I (et, par conséquent, les variations de l'intensité du champ magnétique alternatif H_a) présente une allure très différente avec ou sans composante continue d'aimantation. Dans le premier cas (avec composante continue) cette courbe est nettement asymétrique par rapport à l'axe des temps, ce qui montre qu'elle contient non seulement l'harmonique 3 et les harmoniques impaires supérieures, mais aussi l'harmonique 2 et les harmoniques paires supérieures.

On peut considérer l'enroulement n_c de la figure 5 comme le secondaire d'un transformateur et il est alors évident que cet

Fig. 7. — Couplage de deux inductances élémentaires avec enroulement commun à courant continu.



enroulement peut devenir le siège de tensions induites importantes, ce qui entraînera l'apparition d'un courant alternatif qui traversera la source de tension continue U_c . Pour diminuer l'importance de ce courant on peut intercaler dans le circuit correspondant une inductance L de valeur suffisamment élevée.

Il faut noter cependant que le système simplifié de la figure 5 n'est pratiquement jamais utilisé à cause justement de la tension induite dans l'enroulement n_c et de la courbe très déformée du courant I_a , à fort pourcentage d'harmoniques paires.

Les deux inconvénients ci-dessus sont éliminés en connectant deux inductances identiques suivant le schéma de la figure 7. Les enroulements alternatifs n des deux inductances sont connectés en série, tandis que les enroulements pour continu n_c sont réunis de façon que les tensions alternatives qui s'y trouvent induites soient en opposition et, par conséquent, s'annulent.

Plus exactement, comme peut le montrer l'analyse de ce schéma, la compensation rigoureuse des tensions induites ne peut avoir lieu qu'en absence de toute composante continue d'aimantation ($I_c = 0$). Lorsque cette composante continue existe, seules sont éliminées la fondamentale et les harmoniques impaires des tensions induites, tandis que les harmoniques paires subsistent et déterminent un certain courant à travers la source continue.

Cependant, l'amplitude des harmoniques paires est généralement très inférieure à l'amplitude de la fondamentale de la tension induite.

En raison de la symétrie du montage la courbe du courant I_a (et aussi celle de l'intensité du champ magnétique H_a) se trouve symétrique par rapport à l'axe des temps et, par conséquent, ne contient pas d'harmoniques paires.

Les tensions induites dans chacun des enroulements n_c de la figure 7 peuvent être assez importantes, ce qui oblige à prévoir un isolement en conséquence. Pour cette raison on réunit généralement les deux circuits magnétiques de façon à pouvoir réaliser un seul enroulement pour continu n_c (fig. 8). Il en résulte que les tensions induites dans cet enroulement sont relativement faibles et ne contiennent que des harmoniques paires.

Les deux circuits magnétiques de la figure 8 sont généralement séparés par un certain espace non magnétique, de sorte que dans chacune des branches traversant l'enroulement n_c il existe toujours un flux magnétique alternatif qui désaimante les noyaux (supprime l'induction résiduelle) lorsque le courant continu varie, et diminue par là l'influence de l'hystérésis du matériau ferromagnétique.

Le mécanisme de l'apparition des harmoniques paires dans l'enroulement n_c , que nous appellerons enroulement de suraiman-

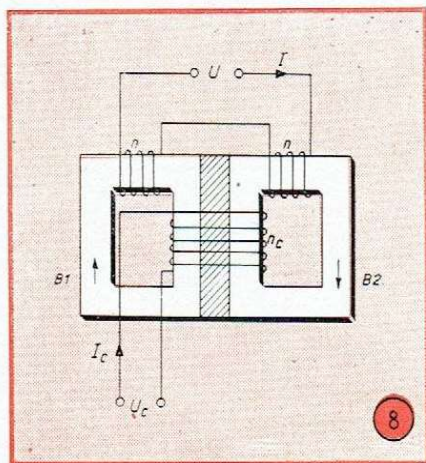


Fig. 8. — Façon différente de réaliser le couplage de la figure 7.

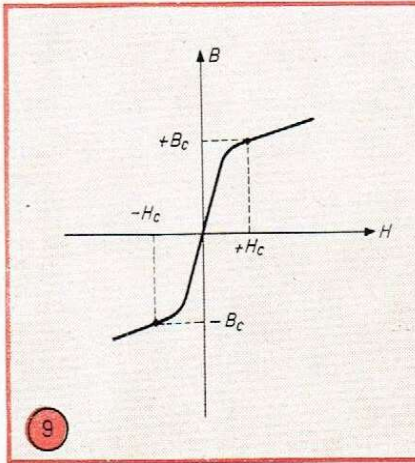


Fig. 9. — Allure d'une courbe de magnétisation.

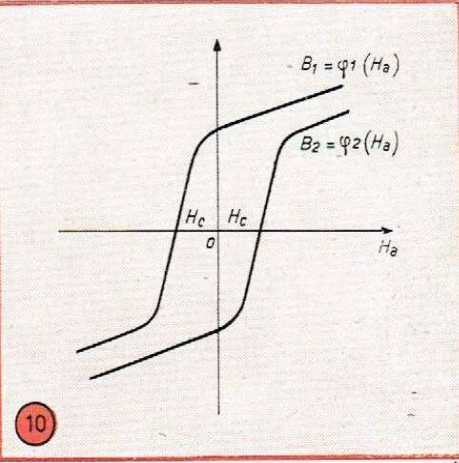
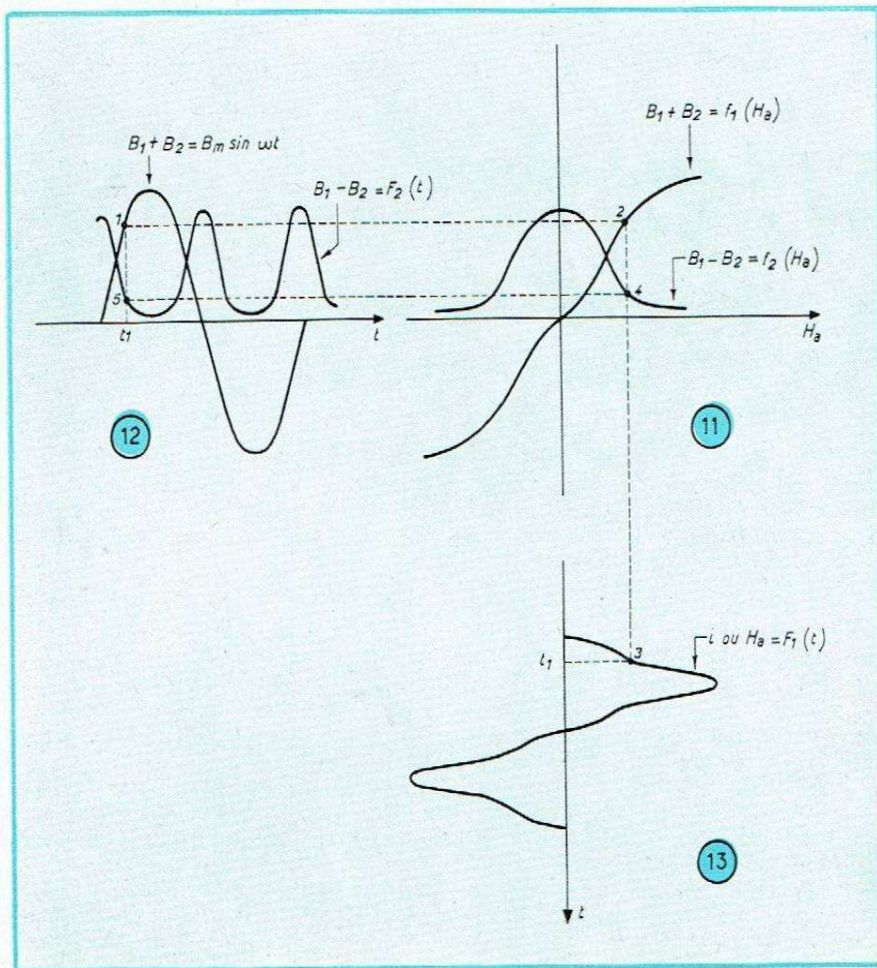


Fig. 10. — Variations des inductions B_1 et B_2 dans les noyaux en fonction des variations du champ.



tation, de même que la formation de la courbe du courant i_a ne contenant pas d'harmoniques paires, peuvent être expliqués graphiquement.

En admettant que pendant une demi-période le champ continu de suraimantation (H_c) s'ajoute au champ H_a , créé par le courant alternatif, dans l'un des noyaux, et se retranche de ce champ alternatif dans l'autre noyau (fig. 7), nous pouvons exprimer de la façon suivante l'induction résultante dans chaque noyau (fig. 8)

$$B_1 = F(H_a + H_c);$$

$$B_2 = F(H_a - H_c).$$

Voyons maintenant comment varient B_1 et B_2 en fonction de H_a . Pour $H_a = 0$ nous obtenons, en partant de la courbe d'aimantation de la figure 9 (la courbe inférieure, au voisinage de l'origine des coordonnées, n'est pas indiquée, pour simplifier) :

$$B_1 = +B_c \text{ et } B_2 = -B_c.$$

Par conséquent, les courbes

$$B_1 = \varphi_1(H_a) \text{ et } B_2 = \varphi_2(H_a)$$

ne se superposent pas et ne passent pas par l'origine des coordonnées (fig. 10). La courbe $B_1 = \varphi_1(H_a)$ est décalée vers la gauche de l'origine de la quantité H_c , tandis que la courbe $B_2 = \varphi_2(H_a)$ est décalée vers la droite de l'origine de la même quantité.

La tension alternative u appliquée à l'ensemble est égale à la somme des f.e.m. de

Fig. 11 (en haut, à droite). — Variation de $B_1 + B_2$ et de $B_1 - B_2$ en fonction des variations du champ.

Fig. 12 (en haut, à gauche). — Variation de $B_1 + B_2$ et de $B_1 - B_2$ en fonction du temps.

Fig. 13 (en bas, à droite). — Variation du champ (ou du courant) en fonction du temps.

self-induction prenant naissance dans les deux enroulements n :

$$u = nS \frac{dB_1}{dt} + nS \frac{dB_2}{dt} = nS \frac{d(B_1 + B_2)}{dt}.$$

Si la tension u est sinusoïdale, la somme des inductions $B_1 + B_2$ aura également une allure sinusoïdale. Quant à l'allure de la courbe du courant, nous devons, pour la déterminer, construire les fonctions $B_1 + B_2 = f_1(H_a)$ et $H_a = F_1(t)$.

Dans les noyaux entourés par l'enroulement de suraimantation n_c nous obtenons la différence des inductions $B_1 - B_2$, tandis que la f.e.m. induite dans cet enroulement sera

$$E = n_c S \frac{d(B_1 - B_2)}{dt}.$$

Par conséquent, pour trouver E , nous devons construire les fonctions $B_1 - B_2 = f_2(H_a)$ et $B_1 - B_2 = F_2(t)$.

Les courbes de la figure 11 représentent

les fonctions $B_1 + B_2 = f_1(H_a)$ et $B_1 - B_2 = f_2(H_a)$, l'échelle adoptée étant moitié de celle utilisée pour la figure 10.

La variation sinusoïdale de $B_1 + B_2 = B_m \sin \omega t$ est représentée dans la figure 12. D'après la courbe $B_1 + B_2 = f_1(H_a)$ de la figure 11 on construit la courbe de variation de l'intensité du champ H_a en fonction du temps : $H_a = F_1(t)$ (fig. 13).

La marche à suivre pour ces différentes constructions est la suivante : pour un certain temps t_1 (point 1) nous trouvons le point 2, puis, d'après ce dernier, le point 3. La courbe H_a (et, par conséquent, i) obtenue est symétrique, c'est-à-dire ne contient pas d'harmoniques paires.

D'après la courbe $B_1 - B_2 = f_2(H_a)$ de la figure 11 on construit la courbe représentant la variation de la différence des inductions en fonction du temps : $B_1 - B_2 = F_2(t)$ de la figure 12. La marche à suivre pour cette construction est la suivante : pour un certain temps t_1 le point 2 nous donne le point 4, et ce dernier nous donne le point 5.

Comme nous le voyons d'après la figure 12, la différence des inductions $B_1 - B_2$ varie à une fréquence deux fois plus élevée que la somme de ces inductions $B_1 + B_2$, c'est-à-dire que la fréquence du courant d'alimentation.

Donc, la fréquence de la f.e.m. induite dans l'enroulement n_c représente également le double de la fréquence d'alimentation.

Lorsque l'inductance ne subit aucune suraimantation, c'est-à-dire lorsque $H_c = 0$, il est évident que les courbes B_1 et B_2 se confondent et représentent, chacune, la courbe de la figure 9. Dans ces conditions ($B_1 - B_2 = 0$) aucune f.e.m. n'est induite dans l'enroulement n_c .

En utilisant la méthode graphique de construction de $B_a = B_1 + B_2$ (B_a représentant l'induction totale) en fonction de l'intensité du champ magnétique H_a , suivant les figures 10 et 11, nous pouvons obtenir une famille de courbes semblables pour les différentes valeurs du champ de suraimantation H_c , c'est-à-dire pour les différents décalages des courbes B_1 et B_2 par rapport à l'origine des coordonnées.

(A suivre)

W. SOROKINE

BIBLIOGRAPHIE

Magnetic-Amplifier Circuits, par W.A. Geyger (U.S.A., 1954).

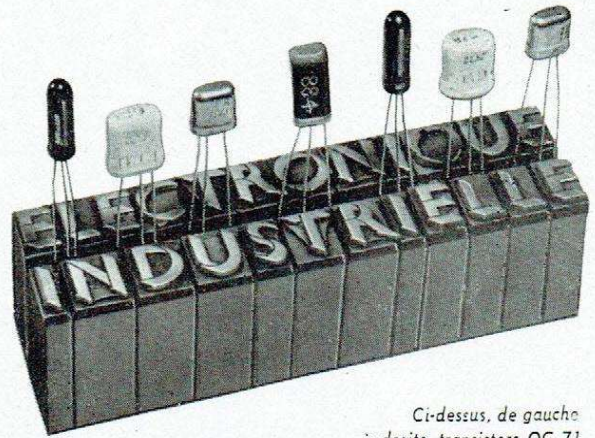
Théorie des circuits à courant alternatif, par P.L. Kalantaroff et L.R. Neimann (U.R.S.S., 1953).

Éléments des commandes automatiques et de la Télémécanique, par S.A. Guinsbourg, I.A. Lechtman et V.S. Malov (U.R.S.S., 1953).

Transducteurs et amplificateurs magnétiques (notice technique Brion-Leroux, France).

Transmissions synchrones et servo-commandes, par I.A. Vérébrussov (U.R.S.S., 1954).

Les premières triodes à cristal virent le jour en 1948 et déjà, des milliers d'entre elles sont prêtes à assurer un service industriel. H. Schreiber, dont on appréciera bientôt un ouvrage spécialement consacré à la technique des transistors, a eu l'idée de considérer isolément le cas des transistors utilisés avec de très faibles courants d'alimentation, et acceptant de ce fait une impédance de charge relativement élevée. Il expose ici ce qu'on savait de la question, ajoute le fruit de ses mesures et réflexions personnelles, et n'oublie pas d'examiner les conséquences des variations de température des transistors et des fluctuations des tensions d'alimentation.



Ci-dessus, de gauche à droite, transistors OC 71 (Radiotechnique); TJN1 (C.S.F.); Radio Receptor Co (Importation Roche International) et CK 722 Raytheon (Importation Radiophon). L'échelle est donnée par les caractères typographiques dont la hauteur est d'environ 24 mm.

Le comportement des transistors à jonctions en régime sous-alimenté

par H. SCHREIBER

Les transistors sont-ils au point ?

Les transistors ne font en France qu'une apparition plutôt timide sur le marché; et malgré cela, la demande est actuellement inférieure à l'offre! Certainement, le transistor n'est pas encore près de remplacer le tube électronique dans une proportion notable dans le domaine de la radio; en revanche, il donne lieu à certaines applications spéciales en électronique, où il se montre supérieur au tube à vide classique.

Si le transistor est si rarement utilisé, cela provient simplement du fait que de nombreux techniciens ignorent ses propriétés; et sous prétexte qu'il n'est pas encore « au point », ils croient pouvoir s'épargner le temps nécessaire à son étude. Aujourd'hui, le transistor est beaucoup plus au point que le tube à vide ne l'était huit ans après la découverte de son principe. Le transistor continue certes à se développer avec une rapidité prodigieuse; mais chacun sera bientôt devant un choix décisif: se laisser dominer par la nouvelle technique, ou la dominer soi-même. Pour un technicien digne de ce nom, c'est, bien entendu, la dernière solution qu'il convient d'adopter.

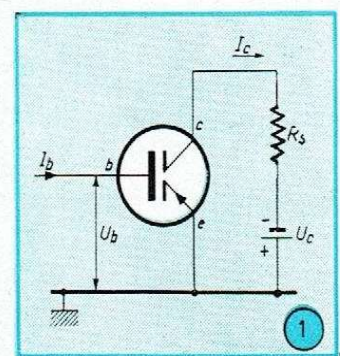
Il nous est impossible d'exposer en détail la technique du transistor dans le cadre de cette étude; nous conseillons à nos lecteurs d'étudier la littérature spéciale. Dans ces pages, nous viserons principalement ses applications à l'électronique; mais, avant de nous y consacrer, il nous paraît indispensable d'exposer un raccourci de la pratique des montages à transistors et de leurs principales propriétés. C'est dans cet esprit que nous décrirons ici un montage non seulement très souvent utilisé, mais permettant aussi de mettre particulièrement bien en évidence les phénomènes qui apparaissent si la tension d'alimentation d'un transistor varie ou s'il est soumis à des variations thermiques.

Principe de fonctionnement d'un transistor à jonctions

Sans entrer dans les détails physiques, rappelons que le transistor à jonctions possède les trois électrodes: émetteur, base et collecteur, désignées par les lettres *e*, *b* et *c* (figure 1). Nous utilisons ici un nouveau symbole [1] pour le transistor à jonctions, symbole qui exprime la jonction par deux faces en regard.

Le transistor de la figure 1 est utilisé en montage « émetteur commun » (abréviation E.C.). En effet, l'émetteur connecté à la masse constitue une électrode commune pour les circuits d'entrée

Fig. 1. — Symbole proposé pour la représentation du transistor jonction, supposé ici fonctionnant avec « émetteur commun ».



et de sortie. Avec une approximation assez vague, ce montage correspond à celui d'une triode qu'on connecte avec la cathode à la masse en appliquant le signal à la grille et en le prélevant, amplifié, sur la plaque. On peut encore monter le transistor en « base commune » et « collecteur commun », comme on peut utiliser un tube en grille ou plaque commune, mais le montage E.C. est le plus fréquemment utilisé pour le transistor à jonctions, car il permet l'amplification de puissance la plus élevée.

Un tube attaqué par la grille ne nécessite qu'une tension de commande; son impédance d'entrée peut être considérée comme

infinie le plus souvent. Le transistor demande, par contre, à la fois une tension et un courant de commande. Son impédance d'entrée est de l'ordre de 1000Ω . En attaquant la base par une source à forte résistance interne, on réalise une commande en **courant**; et on mesure alors une **amplification de courant** donnée par le rapport entre la variation du courant de collecteur (I_c) et la variation du courant de base (I_b) correspondant. Cette amplification varie entre 10 et 100 suivant le transistor utilisé.

On obtient une commande en **tension** en attaquant la base par une source à faible impédance interne. On peut alors exprimer le gain du transistor comme une « pente » (rapport de la variation du courant de sortie à la variation de la tension d'entrée). La pente d'un transistor à jonctions est de **plusieurs dizaines de milliampères par volt**; des valeurs voisines de 50 mA/V sont courantes. Il est encore assez fréquent en électronique qu'on ait à amplifier une tension issue d'une source à faible impédance; le transistor peut alors se montrer supérieur au tube électronique.

L'amplification de courant du transistor a lieu avec une excellente linéarité. Cela n'est pas le cas pour l'amplification en tension, où la pente varie avec la valeur absolue de la tension de commande. Pour obtenir un maximum de rendement, on doit rendre l'impédance de la source d'attaque égale à la résistance d'entrée du transistor et sa résistance de charge égale à sa résistance de sortie. On doit alors parler d'une amplification en **puissance**. Ce cas particulier est assez important en général, mais ne nous intéresse pas directement pour cet article.

Caractéristique de sortie d'un transistor

La tension d'alimentation (U_c , fig. 1) peut varier, suivant le transistor utilisé et l'application visée, entre 1 et 50 V. Pour le transistor **p-n-p**, le collecteur doit être négatif par rapport à l'émetteur; une polarité inverse est à utiliser pour le transistor **n-p-n**.

Si on réalise le montage de la figure 1 avec $R_s = 0$ et sans connecter, pour l'instant, la base, on observe un courant de collecteur de l'ordre de $100 \mu\text{A}$ à une température ambiante de 20° . Ce « courant de repos » (I_{c0}) est assez indépendant de la tension d'alimentation; il varie, par contre, avec la température, comme nous le verrons plus loin. Entre base et émetteur, on mesure une tension de -100 mV environ.

Pour modifier le courant de collecteur, il suffit d'appliquer un courant de commande à la base. On peut représenter par une série de courbes ce qui se passe (fig. 2). Ces caractéristiques sont relevées en variant le courant de base par bonds de $2 \mu\text{A}$ et en mesurant le courant de collecteur correspondant (I_c) avec une tension de collecteur variable ($R_s = 0$). Les courbes de la figure 2 correspondent ainsi au réseau I_c/U_c d'un tube penthode.

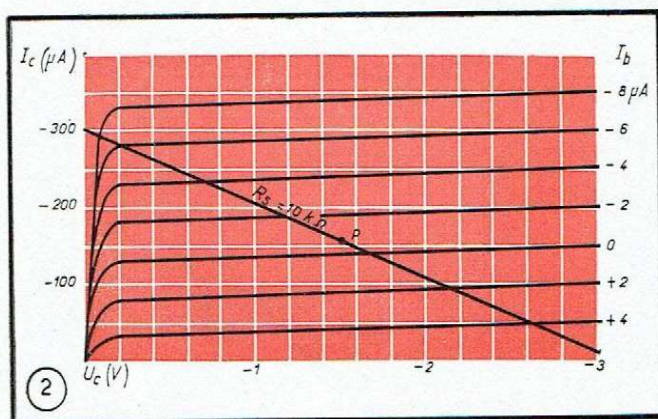


Fig. 2. — Caractéristique de sortie d'un transistor à jonctions monté en « émetteur commun ».

Toutefois, le paramètre est un **courant**, et non pas une tension de commande, et la linéarité est bien meilleure.

Le collecteur admet, normalement, un courant d'une dizaine de milliampères; si nous avons arrêté notre relevé à $350 \mu\text{A}$, c'est parce que nous parlons précisément du régime sous-alimenté. Pour un tube électronique, cela voudrait dire qu'on travaille avec de très faibles valeurs de courant de plaque, c'est-à-dire très près du « cut-off ». On sait que c'est là le régime le moins linéaire de la caractéristique d'un tube.

La figure 2 montre que le courant de collecteur augmente en valeur absolue quand on applique un courant de base négatif; ce courant diminue pour des courants de base positifs. Même dans ce dernier cas, la caractéristique reste très linéaire jusqu'à des courants de collecteur d'une dizaine de microampères. La tension de base n'étant pas proportionnelle au courant de base, on obtient une caractéristique beaucoup moins linéaire en utilisant ce paramètre.

La droite de charge

Pour étudier le fonctionnement du transistor en présence d'une résistance de charge R_s , il suffit de tracer une droite de charge dans le réseau des caractéristiques. Le procédé est le même que pour les tubes électroniques; dans la figure 2, on a :

$$R_s = 3 \text{ V} / 0,3 \text{ mA} = 10 \text{ k}\Omega.$$

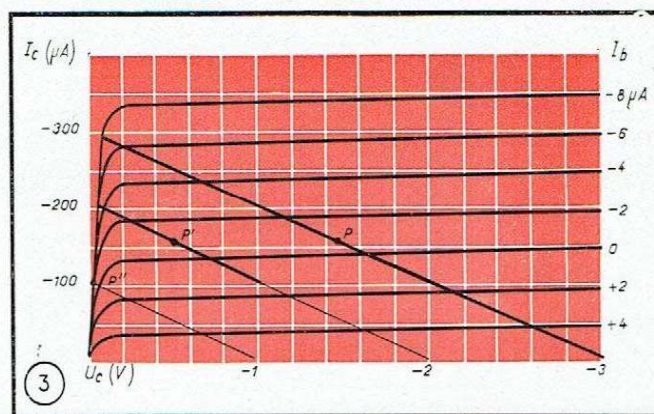


Fig. 3. — Influence d'une variation de la tension d'alimentation.

Le point de repos est à choisir de façon qu'il occupe le milieu de la droite de charge, soit pour $U_c = 1,5 \text{ V}$, ou $1,55 \text{ V}$ en tenant compte de la chute des courbes I_b pour les faibles valeurs de la tension de collecteur.

Le courant de polarisation de base doit être inférieur à $1 \mu\text{A}$ dans ce cas. Pratiquement, on pourrait même travailler sans aucune polarisation et conduire le signal à amplifier simplement par un condensateur sur la base qui ne comporterait alors aucune autre connexion. Toutefois, nous verrons plus loin qu'une telle solution n'est possible que si on travaille à température ambiante constante.

Dans la pratique du tube électronique, une résistance de charge de $10 \text{ k}\Omega$ est considérée comme faible; et on ne parlera jamais de sous-alimentation dans un tel cas. Mais, puisque le transistor se contente d'une tension d'alimentation de quelques volts, il travaille, pour une résistance de $10 \text{ k}\Omega$, avec un courant de collecteur moyen anormalement faible ($150 \mu\text{A}$, fig. 2).

Certains transistors supportent jusqu'à 50 volts sur le collecteur; pour travailler en régime sous-alimenté, il faut donc utiliser des résistances de charge plus élevées, et dont la valeur peut atteindre celle de la résistance de sortie du transistor. Dans le cas d'un tube

électronique, on désigne ce paramètre par « résistance interne » ; mais comme le transistor possède, outre ses résistances d'entrée et de sortie, les résistances internes de base, d'émetteur et de collecteur, nous préférons appeler chacune par son nom.

La résistance de sortie est calculée, comme on le sait, en partant de l'inclinaison des courbes du réseau. Ces dernières étant presque horizontales figure 2, on conclut que la résistance interne est très élevée ; 100 k Ω est un chiffre courant pour le montage E.C.

Variation de la tension d'alimentation

Une diminution de la tension d'alimentation à résistance de charge et polarisation constantes entraîne (fig. 3) un décalage de la droite de charge vers la gauche. Pour $U_c = -2$ V, le point de repos P' se trouve vers l'extrémité gauche de la droite ; et une amplification linéaire n'est possible que sur la partie dessinée en trait fort. Un signal de commande supérieur à 4 μ A pointe à pointe donne lieu à une distorsion par écrêtage. Avec une tension d'alimentation de 3 V, le transistor supportait, par contre, un courant de commande de 10 μ A pointe à pointe.

Si la tension d'alimentation tombe à -1 V, le point de repos se situe dans une partie non linéaire de la caractéristique ; on ne peut plus obtenir une amplification qu'en classe C.

Ce phénomène est d'autant plus accentué que la résistance ohmique de charge est plus grande. Si on travaille avec une

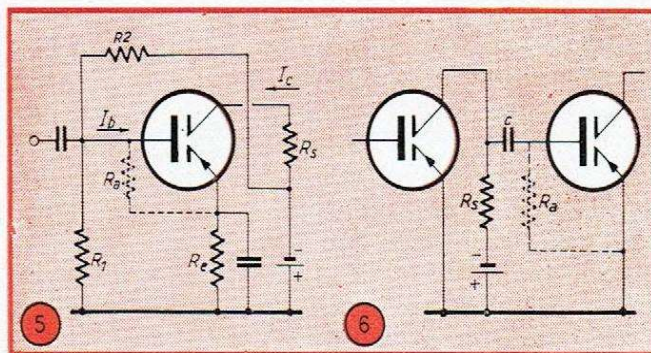


Fig. 5. — Ce montage de stabilisation très simple corrige presque entièrement les modifications des performances sous l'effet des changements de température du germanium.

Fig. 6. — Amplificateur R-C utilisant des transistors à jonctions.

pour un courant de base supérieur à 8 μ A. La polarisation étant restée la même, le point de repos se trouve encore décalé vers la gauche ; et la partie de la droite de charge utilisable sans distorsion est assez réduite. Il suffira d'un échauffement supplémentaire de quelques degrés pour voir le point de repos parvenir sur une partie non linéaire de la caractéristique.

On conclut d'après les remarques faites à propos de la variation de la tension d'alimentation que l'influence de la température est d'autant plus réduite que la résistance ohmique de la charge est faible, et qu'elle devient négligeable si on insère une self-induction pure dans le circuit collecteur. Un fonctionnement en régime sous-alimenté n'est donc possible qu'avec une compensation particulièrement soignée de l'effet de température.

L'échauffement donne également lieu à une diminution de la résistance de sortie du transistor. On voit, en effet, que les courbes I_b montrent une inclinaison plus forte dans la figure 4 qu'en 2 et 3. Toutefois, ce phénomène ne possède pas une influence très sensible sur l'amplification tant que la résistance de charge reste faible par rapport à la résistance de sortie. De plus, il se trouve compensé du fait que l'amplification de courant augmente avec la température.

Stabilisation du fonctionnement

Avec l'exposé qui précède, nous ne semblons que confirmer l'opinion très répandue qui veut que le transistor soit un élément instable, capricieux et « pas encore au point ». Quiconque ignorerait la contre-réaction et le montage en pont pourrait en dire autant de l'amplificateur électronique à courant continu. Toutefois, personne n'ignore cela ; on doit donc s'étonner que l'existence d'un montage de stabilisation pour le transistor soit si peu connue.

La figure 5 montre que ce circuit est extrêmement simple. Un diviseur de tension $R_1 - R_2$ maintient le potentiel de base à peu près constant. Une résistance R_e est insérée dans l'émetteur ; pour qu'elle n'introduise pas de contre-réaction sur le signal à amplifier, on la monte par un condensateur dont la capacitance à la fréquence la plus basse à transmettre, est faible par rapport à R_e et à la résistance d'entrée du transistor.

La résistance d'émetteur R_e est traversée à la fois par le courant de base I_b et par le courant de collecteur I_c . Le premier étant négligeable devant le second, la chute de tension sur R_e dépend principalement de I_c .

Si, par suite d'un échauffement, I_c augmente, la différence de potentiel entre émetteur et base diminue, ce qui tend à réduire I_b , qui se trouve ainsi stabilisé.

Le procédé équivaut à une contre-réaction en courant continu ; et on peut calculer, avec une approximation suffisante pour la pratique, le coefficient de stabilisation obtenu par l'égalité :

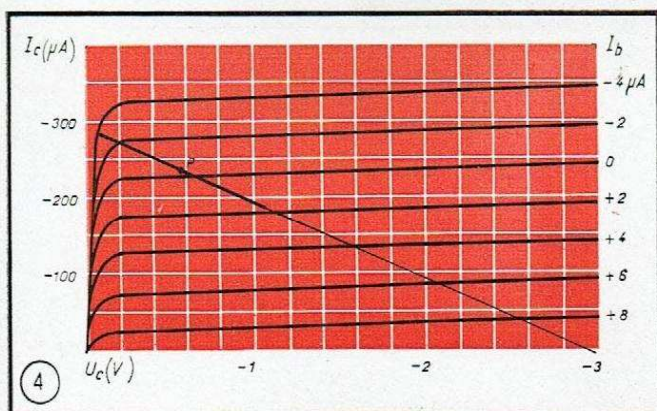


Fig. 4. — Une variation de la température ambiante se traduit par une augmentation du courant de repos.

charge inductive de résistance négligeable (transformateur de sortie), le point de repos se trouve toujours situé, dans le réseau de caractéristiques, au-dessus de la tension d'alimentation ; il faudrait donc que cette tension s'abaisse à 0,2 V pour qu'il tombe dans une région non linéaire.

Comme la résistance interne du transistor ne montre des variations sensibles que pour des tensions d'alimentation très faibles, son gain en puissance est à peu près indépendant de cette résistance. Bien entendu, il n'en est pas de même pour la puissance de sortie disponible.

La variation de la température

Une variation de la température affecte principalement le courant de repos du transistor, c'est-à-dire le courant qu'on mesure quand la base est « en l'air ». Ce courant est une fonction exponentielle de la température ; grosso modo, on peut dire qu'il double chaque fois qu'on chauffe le transistor de 10° C.

La caractéristique de la figure 4 a été tracée avec le transistor OC 70 utilisé précédemment (fig. 2 et 3), mais sa température a été portée à 30°. Le courant de collecteur ne s'annule maintenant que

$$S = \frac{1}{1 + \frac{A \cdot R_e \cdot (R_1 + R_2)}{R_1 \cdot R_2 + r_a (R_1 + R_2)}}$$

dans laquelle r_a est la résistance d'entrée et A l'amplification de courant du transistor. Les résistances R_1 et R_2 sont à ajuster de façon qu'on obtienne le courant de polarisation prévu.

Avec $A = 20$, $r_a = 1000 \Omega$, et en rendant, dans la formule précédente, le rapport $R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$ égal à $2 R_e$, on obtient $S = 1/10$. Cela veut dire qu'une variation initiale du courant de repos de $100 \mu A$ (entre 20° et 30° , figures 3 et 4), se trouve ramenée à $10 \mu A$. Dans ces conditions, on ne constate plus de déplacement sensible du point de repos.

On pourrait encore montrer que ce montage de stabilisation compense également les variations de la tension d'alimentation ainsi que certaines différences de caractéristiques qu'on peut constater entre deux échantillons d'un même type de transistor. Toutefois, il n'agit pas sur l'amplification de courant, paramètre pouvant varier du simple au triple d'un échantillon à l'autre. Une mesure de l'amplification de courant [2] s'impose donc avant le montage.

La formule montre que la stabilisation est d'autant meilleure que R_e est plus grande et R_1 et R_2 plus faibles. Or, R_e dissipe une puissance « morte », ce qui conduit à augmenter la tension d'alimentation. D'autre part, si on choisit R_1 et R_2 trop faibles, on dérive une partie trop importante du signal d'attaque vers la masse.

Pour obtenir une stabilisation au dixième, comme dans notre exemple précédent, on peut prendre $R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2) = 10 k\Omega$ et $R_e = 5 k\Omega$. Dans ces conditions et pour $R_e = 10 k\Omega$, la puissance dissipée passe de $0,45 mW$ pour le montage non compensé à $1,8 mW$ avec stabilisation. La tension d'alimentation doit être augmentée de $3 V$ à $4,5 V$ pour compenser la chute sur R_e , et le gain se trouve diminué de 10% . La puissance dissipée serait de $6 mW$ si on travaillait, sans stabilisation, dans des conditions normales d'alimentation.

Utilisation du montage sous-alimenté

Nous venons de montrer que l'utilisation des fortes résistances de charge permet une économie sur la source d'alimentation. Elle n'est peut-être pas très sensible du point de vue pécuniaire, bien qu'un transistor puisse consommer, pendant toute sa vie, une quantité de piles dont le prix dépasse largement le sien... L'avantage apparaît surtout, quand le rapport poids/durée de fonctionnement joue un rôle important.

Le montage sous-alimenté montre également des propriétés favorables, quand on l'utilise dans un amplificateur à liaison résistance-capacité. Bien entendu, un tel amplificateur ne permet pas d'obtenir l'optimum en gain de puissance; un transformateur adaptant la forte impédance de sortie du premier transistor à la faible résistance d'entrée du second est plus avantageux dans ce sens. Or, si on veut amplifier un signal d'une fréquence assez basse ou une impulsion dont on désire retrouver la forme originale à la sortie, il faut un transformateur 50 ou 100 fois plus lourd que le transistor. La liaison R-C est donc souvent préférable, même si elle donne un gain plus réduit pour un même nombre de transistors.

Le transistor étant essentiellement à utiliser en amplificateur de courant, il est évident (fig. 6) qu'une partie aussi grande que possible de la composante alternative du courant collecteur doit circuler dans la base du second transistor. Cela n'est possible que si R_e (fig. 6) est grande par rapport à la résistance d'entrée r_a . Bien entendu, la capacitance du condensateur de liaison (C) doit être négligeable à la plus basse fréquence à transmettre, et cela conduit à des valeurs de plusieurs microfarads en B.F.

Il peut arriver aussi qu'on ait à connecter, à la sortie d'un transistor, un circuit d'une impédance très élevée comme, par exemple, un indicateur cathodique. Dans ce cas, on a avantage à rendre

aussi élevée que possible l'amplification en tension du transistor et à utiliser une résistance de charge très forte. Si on veut rester dans la limite des tensions admises pour les transistors actuels, cela n'est permis qu'en travaillant en régime sous-alimenté.

Exemple d'application

Le schéma de la figure 7 [3] est celui d'un amplificateur B.F. dont le premier étage travaille en régime sous-alimenté. Pour obtenir un souffle particulièrement faible, on a choisi le point de repos de façon que la différence de potentiel entre émetteur et collecteur soit de $0,4 V$ seulement. Le bruit de fond est, dans ces conditions, de $5 dB$ plus réduit qu'avec un tube électronique.

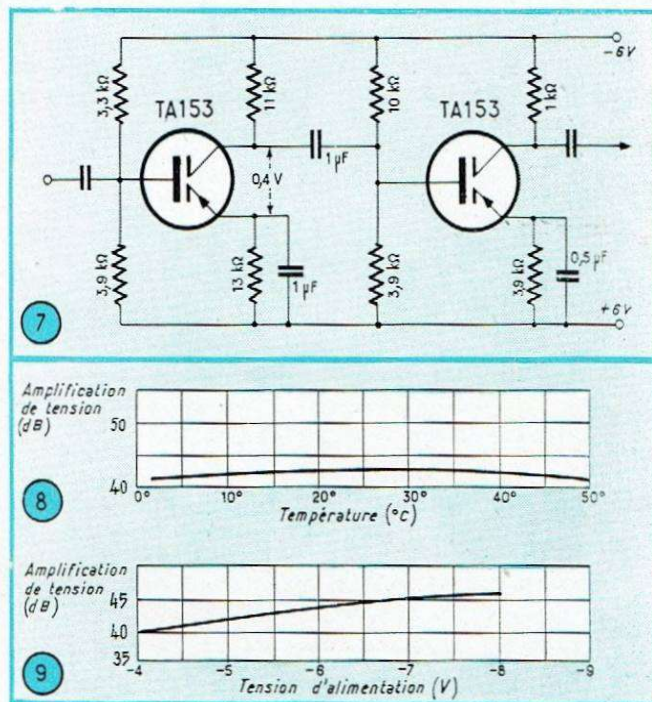


Fig. 7. — Le premier étage de cet amplificateur travaille en régime sous-alimenté.

Fig. 8 et 9. — Ces courbes traduisent l'influence des variations de température et de la tension d'alimentation sur le gain de l'amplificateur de la figure 6.

Pour qu'une tension de collecteur aussi faible se maintienne malgré les variations dues à l'échauffement, on doit fortement stabiliser. Une résistance de valeur élevée s'impose pour le circuit émetteur et une tension d'alimentation de $6 V$ est nécessaire.

La figure 8 montre que les variations de température n'ont plus qu'une influence très réduite sur l'amplification obtenue. Une variation de la tension d'alimentation possède, par contre, une influence plus sensible (fig. 9). La consommation totale de l'amplificateur de la figure 7 est environ 200 fois plus réduite que celle d'un amplificateur à tubes correspondant.

H. SCHREIBER

BIBLIOGRAPHIE

- (1) Une étude sur la normalisation possible des symboles des transistors doit paraître dans le numéro 194 (mars-avril 1955) de *Toute la Radio*.
- (2) Une description d'un pont pour le contrôle des transistors, construit par l'auteur, doit également figurer au sommaire du numéro 194 de *Toute la Radio*.
- (3) D'après Roger V. Fournier et Harry Terkanian : « Designing a Transistor Sonar Preamplifier », *Tele-Tech and Electronic Industries*, New-York, novembre 1954, pages 78 à 80 et 128 à 132.

PRESSE A TRAVERS MONDIALE

INTERRUPTEUR ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

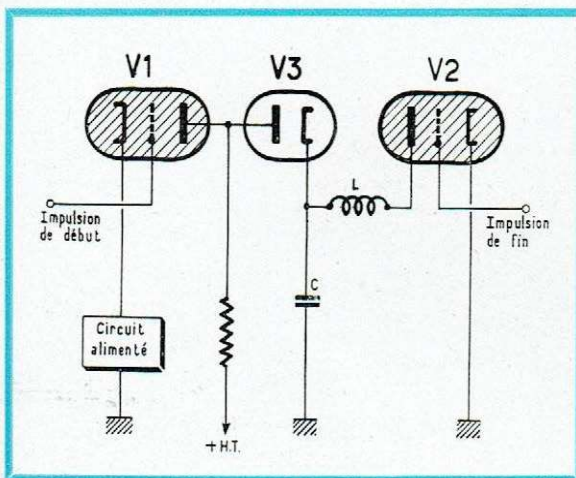
J. Sargent

National Bureau of Standards Technical
News Bulletin
Washington, mai 1954
(p. 67)

Il existe des interrupteurs électroniques de puissance utilisant deux thyratrons, dans un montage qui ressemble à un multivibrateur : l'allumage d'un des thyratrons éteint l'autre, leurs anodes étant couplées par un condensateur. Dans le circuit cathodique de l'un des thyratrons se trouve le montage à alimenter : une impulsion envoyée sur ce thyatron, ini-

sur la grille de V_1 ionise celui-ci et provoque l'application de courant au montage à alimenter. Quand une impulsion arrive sur la grille de V_2 , ce tube s'ionise et décharge le condensateur C à travers la bobine L : la décharge est oscillante, mais le courant est élevé et le condensateur se trouve entièrement déchargé en un quart de période.

Il apparaît alors un front négatif important au début de la décharge sur le condensateur C ; la diode V_3 transmet ce front négatif au thyatron V_1 qui se désionise, coupant l'alimentation du circuit qui se trouve dans sa cathode. A la fin de la décharge de C, l'oscillation du circuit L-C se poursuivant, l'anode du thyatron V_2 devient négative à son tour et provoque sa désionisation.



Interrupteur électronique de puissance : l'impulsion de début ionise V_1 et alimente le montage situé dans son circuit de cathode ; l'impulsion de fin ionise V_2 , provoquant la désionisation de V_1 , puis V_2 se désionise à son tour, d'où économie de courant par rapport au basculeur classique à thyratrons.

tialement bloqué, le débloquent, envoyant la puissance sur le circuit à alimenter, et une autre impulsion, envoyée à la grille de l'autre thyatron débloquent celui-ci, rebloquant le premier.

Ce système a l'énorme inconvénient d'être un gaspilleur de puissance, puisqu'il y a toujours un des thyratrons qui débite ; de plus il fait intervenir des phénomènes transitoires importants qui en rendraient l'emploi délicat pour l'étude de l'excitation des transformateurs en impulsions. C'est en cela que l'interrupteur présenté dans la figure ci-dessus est intéressant. Le thyatron V_2 d'extinction est autodésionisant ; aussi l'interrupteur ne consomme-t-il de courant que tant qu'il est ouvert.

On comprend facilement le fonctionnement de cet interrupteur : une impulsion arrivant

Un modèle expérimental réalisé au N.B.S., prévu pour délivrer une puissance de 50 W dans une charge non inductive de 200 Ω permet de réaliser des temps d'ouverture allant de la microseconde à 95 0/0 de la période de répétition, avec des durées de transitoires inférieures à 0,25 microseconde. — P. J.

THERMOSTAT ELECTRONIQUE

R. Kretzmann

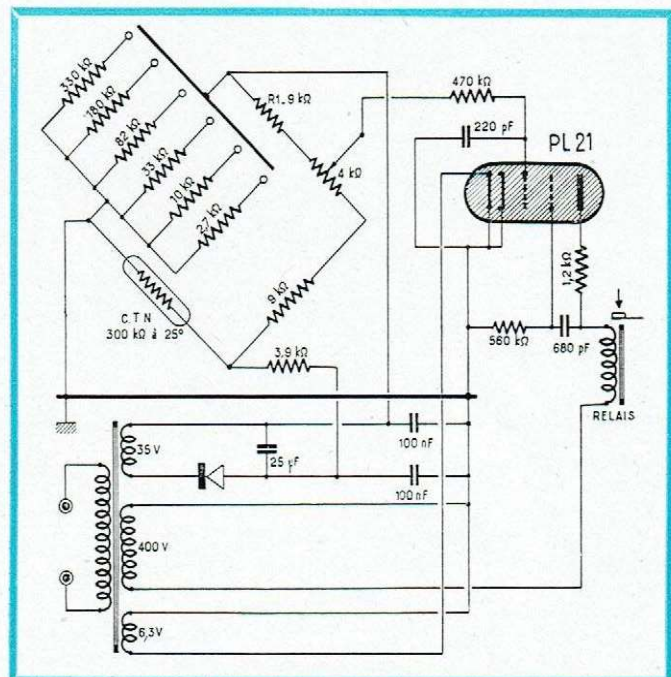
Elektronische Rundschau

Berlin, janvier 1955

(p. 18)

Pour maintenir la température d'un appareil à souder la matière plastique, on a mis au point un dispositif très simple permettant une stabilisation pour toute valeur choisie entre 90 et 200°.

La figure reproduite ci-dessous laisse voir un montage en pont dont une branche est constituée par une résistance à coefficient de température négatif. Un commutateur permet de choisir les gammes de fonctionnement par la mise en service de six résistances étalons dans l'autre branche du pont. Le réglage pré-



Ce montage en pont, utilisant une thermistance, permet une stabilisation de température à moins de 1 % près.

cis de la température se fait par un potentiomètre de 4 kΩ.

Le pont est alimenté en courant continu et de façon que sa tension de sortie devienne positive quand la température choisie est dépassée. Le thyatron devient conducteur à ce moment, car sa grille 1 reçoit une tension alternative déphasée de façon que la grille 2 bloque le tube pour toute tension négative et le rende conducteur pour un potentiel positif. Le circuit de plaque du thyatron, alimenté en alternatif brut, comporte un relais coupant le courant dans la résistance chauffant l'outil.

Il est possible de doubler la sensibilité de l'appareil en utilisant également une résistance C.T.N. dans la branche de mesure du pont (R_1). Dans ces conditions, il est parfaitement possible de stabiliser la température à quelques dixièmes de degré près. — H.S.

MESURE DU COEFFICIENT DE TEMPERATURE DES CONDENSATEURS EN H.F.

Essais industriels des matériaux et pièces détachées radio, par D.M. Kazarnovski, pages 93 à 97. (Gosenergoisdat, U.R.S.S., 1953).

Le schéma ci-contre représente la partie électronique de l'appareil utilisé pour cette mesure, qui se compose d'un oscillateur à fréquence fixe (L_1), piloté par quartz et délivrant une fréquence de 1 000 kHz, d'un oscillateur à fréquence variable (L_2), d'un mélangeur (L_3), d'un système stabilisateur (L_4 , L_5 et L_6) et d'un redresseur L_7 . Le circuit oscillant de L_2 est accordé par deux condensateurs variables :

CV1 — pour l'accord principal, en résonance avec L_2 , et pour la mesure initiale de la capacité du condensateur à essayer. Son cadran est gradué en pF ;

CV2 — condensateur-vernier, linéaire de capacité, dont le cadran est gradué en degrés sur $\pm 90^\circ$.

Le circuit anodique du mélangeur L_3 contient un milliampèremètre pour l'observation du battement zéro, mais peut recevoir également un casque pour le contrôle auditif.

Le condensateur à essayer C_x est connecté aux bornes du circuit oscillant de L_2 , en parallèle sur CV1 et CV2, et enfermé dans une thermoenceinte, munie d'un réchauffeur électrique, d'un thermomètre, d'un rhéostat et d'un ventilateur. Il est recommandé de disposer l'appareil loin des portes, fenêtres et radiateurs de chauffage central, afin d'éviter l'influence des variations de la température ambiante.

La mesure se conduit de la façon suivante :

a. — Laisser chauffer l'appareil pendant 2-3 heures, élément chauffant et ventilateur arrêtés ;

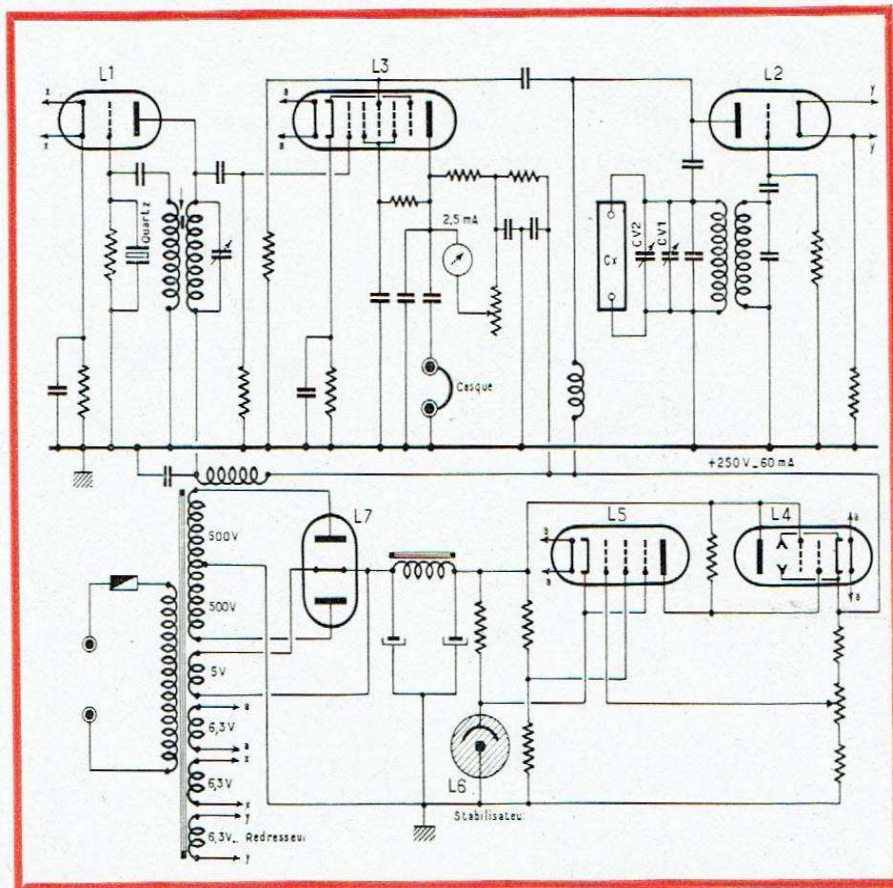
b. — Mettre CV2 à zéro (milieu de l'échelle) et obtenir la résonance par CV1. Soit C_1 le réglage de CV1 ;

c. — Placer C_x dans la thermo-enceinte et régler à nouveau CV1 pour obtenir la résonance. Soit C_2 le nouveau réglage. Il est évident que $C_x = C_2 - C_1$;

d. — S'accorder avec CV2 sur le battement zéro et noter le réglage (a_1) et la température (t_1) ;

e. — Mettre en fonctionnement l'élément chauffant et le ventilateur et attendre l'établissement d'un régime stable à t_2 degrés.

f. — Refaire le zéro par CV2 et noter la nouvelle graduation a_2 .



La mesure du coefficient de température est effectuée en plaçant le condensateur dans une enceinte à température connue et en mesurant sa capacité, à différentes températures, avec ce montage à deux oscillateurs.

Comme la capacité de CV2 est proportionnelle à l'angle de rotation, on a

$$\Delta C_x = k (a_2 - a_1),$$

où k est une constante propre à l'appareil et égale à 0,02. Le coefficient de température est alors

$$\frac{k (a_2 - a_1)}{C_x (t_2 - t_1)}$$

et son signe est celui de la différence $a_2 - a_1$. Pour plus de sûreté on répète souvent la mesure en laissant refroidir le condensateur de t_2 à t_1 .

L'appareil décrit permet de mesurer les coefficients de température entre $+110.10^{-6}$, et -600.10^{-6} , avec un minimum de l'ordre de 5.10^{-6} , pour des variations de température comprises entre 20° et 80° . — B.S.

DIODES « MICRO-JONCTION » A FIL D'OR

Publicité dans
Proceedings of the I.R.E.
New-York, novembre 1954
(p. 8 A à 9 A)

Une nouvelle diode au germanium aux propriétés fort intéressantes vient d'apparaître : la diode à « microjonction » germanium-or.

Il s'agit d'une diode au germanium d'apparence classique, mais dont le chercheur (la « moustache de chat », disent les auteurs Anglo-Saxons) au lieu d'être en tungstène ou en platine comme dans les diodes classiques, est un fil d'or dont on provoque la fusion

de la pointe au contact du cristal de germanium.

Le premier avantage de la soudure que l'on réalise ainsi est d'assurer une meilleure tenue mécanique du contact : la nouvelle diode résiste mieux que les précédentes aux chocs et aux vibrations, ce qui n'est déjà pas négligeable.

Mais, là où cette diode devient beaucoup plus intéressante, c'est lorsque l'on regarde ses propriétés électriques : la fusion simultanée de l'or et du germanium au point de contact entraîne l'apparition d'une zone de jonction de très petite surface, qui donne à la diode les avantages des diodes de jonction p-n classiques (très faible résistance directe, très grande résistance inverse) sans lui en donner l'inconvénient majeur : la forte capacité.

Citons en exemple les caractéristiques d'une de ces nouvelles diodes, le type T8 G (Transitron Electronic Corporation) : courant direct : 100 (cent !) mA sous 1 V ; courant inverse : $5 \mu A$ sous 10 V ; $20 \mu A$ sous 100 V ; température de fonctionnement : de $-78^\circ C$ à $+90^\circ C$; capacité shunt : 0,5 pF.

Il existe même un modèle dont le courant direct atteint 200 mA sous 1 V, le courant inverse étant de $50 \mu A$ à 100 V.

Voilà qui laisse loin derrière les antiques diodes classiques à contact, avec leur résistance directe au moins cinq fois plus forte, et leur résistance inverse inférieure au quart de celle de la T8 G.

Signalons pour terminer que le problème est étudié en France, en particulier par la Compagnie Française Thomson-Houston, qui a commencé la fabrication de telles diodes.

J.-P. É.

AMPLIFICATEUR MAGNETIQUE A HARMONIQUES PAIRS

P.D. Atkinson et A.V. Hemingway

Electronic Engineering
Londres, novembre 1954
(p. 482 à 485)

Les amplificateurs magnétiques sont très utilisés dans l'industrie pour obtenir de fortes puissances à partir de puissances très faibles fournies par des capteurs appropriés (cellules photo-électriques, jauges de contrainte, etc.).

En général, la limite de sensibilité d'un ensemble utilisant un amplificateur magnétique est fixée par la dérive de zéro de celui-ci : en effet, cette dérive de zéro, dans les types usuels d'amplificateurs magnétiques, donne la même variation de puissance de sortie que donnerait une variation de la puissance d'entrée de 10^{-8} à 10^{-9} W, soit bien au-dessus de l'instabilité du système sensible, cellule ou autre, qui actionne l'amplificateur.

Il est donc possible de gagner en sensibilité en réduisant la dérive de zéro de l'amplificateur lui-même, et c'est ce que l'on a obtenu dans l'amplificateur à harmoniques pairs décrit ci-après.

Nous représentons le schéma du montage de base : on voit qu'il est symétrique. Une tension alternative, fournie par un transformateur à travers une résistance R destinée à limiter le courant, excite deux noyaux par les enroulements a et a', en série.

Le courant de commande, ou courant d'entrée, traverse les deux enroulements en série b et b', disposés de telle sorte que la tension induite par a dans b soit en opposition de phase avec la tension induite par a' dans b' : les deux noyaux étant identiques, la tension globale aux bornes d'entrée est nulle.

Les enroulements de sortie, c et c', sont disposés comme les enroulements b et b' (on peut même confondre les enroulements c et les

pacité shuntant le circuit d'entrée de court-circuiter la tension correspondante, et la tension apparaissant aux bornes X X' est redressée et filtrée : c'est elle qui fournira la puissance de sortie. En fait, la tension aux bornes de X X' n'apparaît que pendant les instants où la tension appliquée en a s'inverse ; tout le reste du temps, il y a saturation des noyaux. Cette tension se présente sous la forme d'impulsions dont la polarité dépend du sens du courant dans les enroulements b.

On augmente la stabilité en plaçant aux bornes des enroulements b un condensateur qui les accorde sur une période d'oscillations correspondant à la durée des impulsions développées dans ces enroulements au moment de l'inversion de la tension d'alimentation.

La dérive de zéro de l'ensemble ainsi monté équivaut à une puissance d'entrée de 10^{-12} W sans qu'il y ait à prendre plus de précautions que s'il s'agissait de réaliser un amplificateur magnétique simple ayant une puissance équivalente à la dérive de 10^{-8} W. Autrement dit, par l'emploi de la technique décrite ci-dessus, on gagne en stabilité un coefficient 1000.

Cet amplificateur a cependant deux inconvénients :

1° La polarité de la sortie ne s'inverse pas quand celle de l'entrée s'inverse ;

2° Pour les très faibles niveaux de sortie, comme le redresseur final a une très forte résistance directe, la sensibilité de l'amplificateur est notablement diminuée.

Mais ces deux inconvénients peuvent être éliminés par un léger déséquilibre des deux noyaux, qui s'obtient en shuntant l'un des enroulements a par une résistance appropriée : ainsi la tension de sortie, entre X et X', contient toujours un peu de la fondamentale et des harmoniques impairs de la tension appliquée aux enroulements a. On se trouve alors, même avec un courant d'entrée nul, dans une zone de la caractéristique du redresseur de sortie où la résistance directe

La saturation des deux noyaux magnétiques par le courant passant par les enroulements b provoque l'apparition dans les enroulements c d'une tension en harmoniques pairs de celle qui alimente les enroulements a. L'amplificateur montre une dérive de zéro bien inférieure à celle des modèles classiques.

de ce dernier est relativement basse ; de plus, la tension de sortie est susceptible de diminuer si un courant d'entrée dans le sens adéquat est appliqué aux enroulements b, un courant appliqué dans l'autre sens ayant pour effet de faire augmenter la tension aux bornes de X et X'.

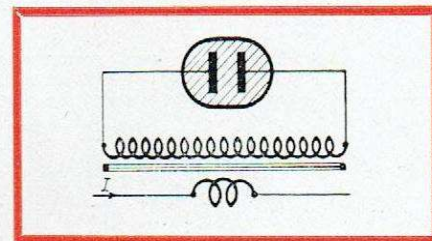
L'article décrit deux ensembles utilisant cet amplificateur magnétique amélioré : un système qui déclenche l'allumage de l'éclairage des rues (à partir d'une cellule à couche d'arrêt) et un système d'amplificateur pour thermocouple. — O.P.L.

VOYANT INDICANT LE PASSAGE D'UN COURANT

Radio Mentor
Berlin, janvier 1955
(p. 18)

Pour obtenir un signal lumineux indiquant le passage d'un courant, il existe un moyen qui semble, a priori, très simple et efficace, et qui consiste à insérer une ampoule dans le circuit. Or, les ampoules courantes nécessitent au moins une tension de l'ordre du volt à leurs bornes. De plus, il suffit d'une augmentation de 50 0/0 du courant pour que l'ampoule passe de l'état difficilement visible à celui où sa vie est en danger.

Un nouveau procédé utilise une ampoule au néon comme indicateur et admet des variations d'intensité dans un rapport de 100. La figure ci-dessous indique que l'ampoule au néon est connectée au secondaire d'un transformateur dont le primaire ne comporte que



Une unique ampoule au néon indique le passage d'un courant dont l'intensité peut varier du simple au centuple.

quelques spires en fil fort. Le courant le traversant ne provoque, en moyenne, qu'une chute de tension de 0,3 V pour une gamme d'indication s'étendant de 0,1 à 10 A. Un courant primaire de 100 mA est suffisant pour donner naissance, à une tension secondaire capable de provoquer l'ionisation de l'indicateur. Pour des courants plus forts, la saturation du transformateur et la résistance de l'enroulement secondaire s'opposent à une intensité dangereuse pour le tube indicateur.

H.S.

EXPLORATION DES RADIATIONS GAMMA DE LA HAUTE ATMOSPHERE PAR SONDE PORTEE PAR BALLON

G.M. Burgwald et L. Reiffel

Electronics
New-York, mai 1954
(p. 138 à 141)

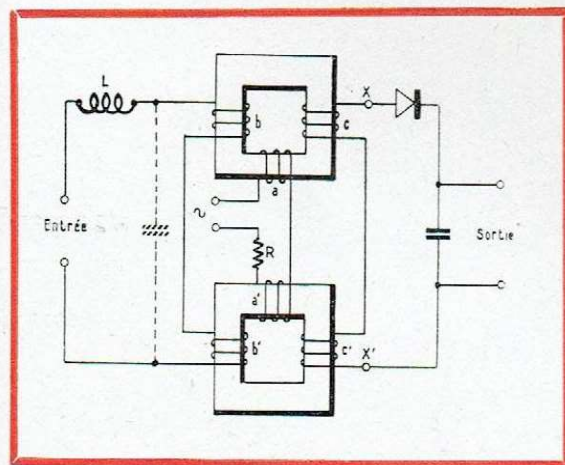
On a beaucoup décrit les différents systèmes d'exploration de la haute atmosphère par fusées, mais moins ceux qui font appel à des ballons pour porter l'équipement.

L'ensemble décrit ci-après est intéressant à de nombreux points de vue : le système de détection des radiations, le discriminateur d'amplitude et le diviseur de fréquence qui suivent ce détecteur sont originaux, ainsi que la méthode de télémétrie.

Dans le cas des équipements portés par ballon, le poids et surtout le volume important beaucoup moins que s'il faut loger l'ensemble dans une fusée, où l'on économise chaque gramme et chaque centimètre cube.

La détection des radiations

Il s'agit de mesurer la composante en rayons gamma de faible énergie des rayons cosmiques. Pour cela, on a fait usage du



enroulements a, mais il y a des applications pour lesquelles il est préférable qu'ils soient indépendants ; autrement dit, en l'absence de courant dans les enroulements b, il n'y a aucune tension entre les bornes X et X'. Mais si un courant continu traverse les enroulements b, la saturation magnétique des noyaux fait apparaître des harmoniques pairs de la tension alternative appliquée aux enroulements a, et ces harmoniques apparaissent dans les enroulements b comme dans les enroulements c.

L'inductance L empêche une éventuelle ca-

compteur à scintillation : chaque rayon gamma provoque un éclair lumineux en touchant un cristal d'iodure de sodium activé au thallium, et une cellule photomultiplicatrice détecte cet éclair.

La cellule est une 5819, à laquelle la lumière produite par les impacts de rayons est amenée par un bâtonnet de lucite (plexiglas) jouant le rôle de conduit à lumière.

La haute tension de la cellule est fournie par 4 piles de 300 V en série ; mais, comme la sensibilité d'une telle cellule varie énormément avec la tension d'alimentation, on a stabilisé cette tension au moyen du tube Corona CK 1038, dont la tension aux bornes ne varie que de quelques volts lorsque le courant qui le traverse passe de 1 à 50 microampères (ces tubes, assez courants aux U.S.A., sont l'équivalent des OA2 ou analogues pour les T.H.T. ; on en trouve de taille minuscule, et ils sont couramment employés).

La hauteur d'un top obtenu sur l'anode de la cellule dépend de l'énergie du rayon qui l'a provoqué ; comme on ne veut détec-

Comme la fréquence d'arrivée de ces rayons d'énergie moyenne est relativement élevée, on commence par diviser le nombre d'impulsions sortant de V par une valeur fixe dans un diviseur semi-apériodique d'un type relativement nouveau : c'est un accumulateur à double diode à décharge par multivibrateur dont le schéma est reproduit en figure 2.

Le diviseur

Chaque impulsion sortant du discriminateur d'amplitude arrive sur les diodes V_1 et V_2 (fig. 2) et provoque la descente du potentiel de la cathode de V_3 , car, à chaque impulsion, une certaine quantité d'électricité est soustraite au condensateur C_1 par le jeu des diodes V_1 et V_2 .

Après un certain nombre d'impulsions qui dépend du potentiel de la grille de V_3 , c'est-à-dire de la position du curseur du potentiomètre P, la triode V_3 devient conductrice, et le multivibrateur constitué par les triodes V_3

déclencher un thyatron qui coupe pendant un petit intervalle de temps l'émission de la partie H.F. de l'ensemble.

Les émetteurs

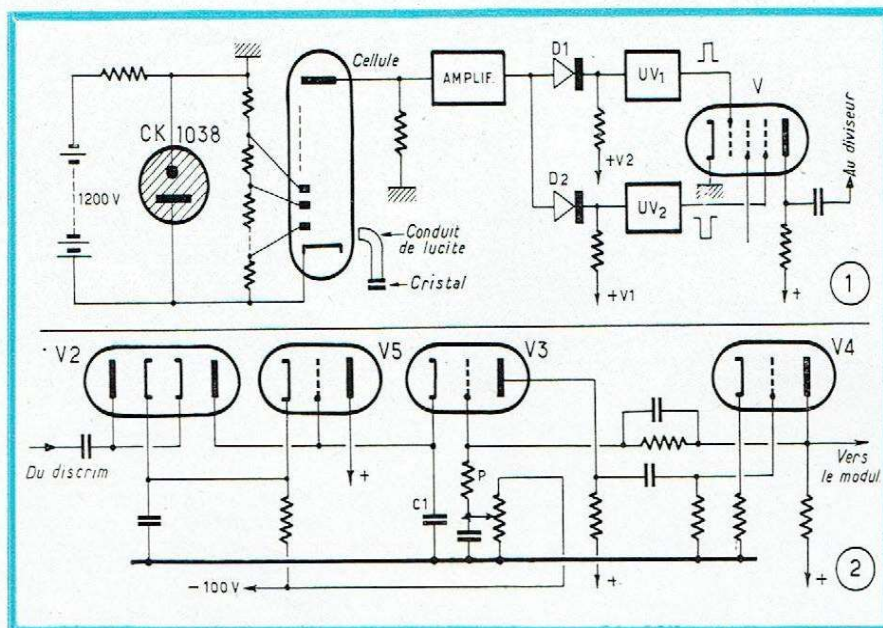
L'ensemble comporte deux émetteurs, le premier pour la transmission des impulsions sortant du diviseur, l'autre pour la transmission de l'altitude.

Ces émetteurs sont par eux-mêmes classés : pilote à quartz équipé d'une 3 A 4, modulé par la grille en tout ou rien dans le cas de l'émetteur de tops de compteur, et suivi d'un étage amplificateur équipé également d'une 3 A 4 délivrant une puissance de l'ordre de 1,25 W.

L'émetteur de tops fonctionne sur une fréquence de l'ordre de 6 MHz ; on le reçoit à plus de 15 dB au-dessus du bruit de fond lorsque l'engin est à une altitude de 40 km. L'antenne d'émission est un doublet qui pend au dessous de l'ensemble.

L'émetteur d'altitude fonctionne sur la bande de 1,75 MHz ; il est également piloté par quartz. Mais périodiquement, un contacteur vient brancher aux bornes du quartz un condensateur variable, déformé par une capsule altimétrique, qui a pour effet de modifier la fréquence de l'émetteur selon une loi connue grâce à un étalonnage préalable.

Le tout est attaché au ballon par un système qui se coupe tout seul après un temps donné et tombe alors en parachute. Le ballon utilisé est en plastique, d'un diamètre de 28 m ; il monte à une vitesse d'environ 200 m par minute. Lorsque l'ensemble tombe en parachute (celui-ci a 10 m de diamètre), la chute est presque libre jusqu'à l'altitude de 20 km à laquelle le parachute commence à agir. — Ch. A. J.



Mesure des rayons gamma cosmiques de faible énergie ; les impulsions issues de la cellule provoquent, suivant leur amplitude, le déclenchement de UV_1 , ou de UV_1 et UV_2 simultanément (fig. 1) : dans le premier cas seulement elles sont transmises. A chaque impulsion, le condensateur C_1 (fig. 2) est un peu déchargé à travers les diodes ; après un certain nombre d'impulsions, le multivibrateur constitué par V_3 et V_4 bascule et tout recommence.

ter que les rayons d'énergie moyenne, on a dû faire suivre la cellule d'un discriminateur d'amplitude dont le schéma-bloc est reproduit par la figure 1.

On voit que la cellule, suivie d'un amplificateur (constitué par une 6 AK 5 et une 6 AK 6) attaque deux univibrateurs UV_1 et UV_2 à travers deux diodes polarisées D_1 et D_2 . Pour les signaux inférieurs à une certaine amplitude, aucun des univibrateurs n'est déclenché ; si l'amplitude d'un signal est très élevée, il déclenchera simultanément UV_1 et UV_2 et, dans ce cas, le signal négatif engendré par l'anode adéquate de UV_2 viendra bloquer le suppressor de la penthode V dont aucun signal ne sortira. Par contre, si le signal fourni par la cellule est compris entre deux niveaux, correspondants aux deux polarisations des diodes D_1 et D_2 , seul l'univibrateur UV_1 sera déclenché, et on retrouvera sur l'anode de V un signal qui sera transmis au reste de l'équipement.

et V_1 peut basculer, ce qu'il fait en rendant positive la cathode de V_3 et en rechargeant le condensateur C_1 à sa valeur initiale, en même temps qu'une impulsion est envoyée par l'anode de V_4 au modulateur.

La triode V_3 est un étage à liaison cathodique qui permet à toutes les variations de potentiel de la cathode de V_3 d'être égales (autrement dit, la présence de cette triode V_3 rend égales les marches de la tension en « escalier » qui apparaît entre les armatures de C_1) et autorise par ce fait un rapport de division plus élevée avec une meilleure stabilité (1).

Les impulsions sortant de ce diviseur vont

(1) Les lecteurs que ce type de diviseur intéresse trouveront la description détaillée de son fonctionnement dans « Circuits électroniques » de J.-P. Ehmichen (Sté des Editions Radio) p. 157 et suivantes.

TUBE COMMUTATEUR PHOTO-ELECTRIQUE

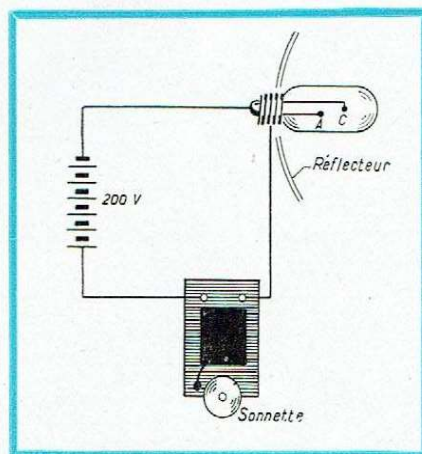
Funkschau

Munich, décembre 1954

(p. 510)

On sait que l'éclairement possède une certaine influence sur la tension d'allumage d'un tube à décharge ionique. C'est ainsi qu'une lumière intense permet de modifier la fréquence d'un relaxateur à tube au néon.

Les Ets Elektro-Röhren GmbH (Göttingen) viennent d'annoncer un tube à décharge dont l'effet photoélectrique est particulièrement



Hybride entre l'ampoule au néon et la cellule photo-électrique à gaz, ce photo-commutateur admet une intensité de pointe de 20 mA.

élevé. Avec une tension d'alimentation de 200 V, l'illumination se manifeste pour un éclairage de 40 à 50 Lux. Plus précisément, cet éclairage abaisse la tension d'allumage de 30 V. Le tube est un véritable photo-commutateur ; il peut dissiper 0,5 W en fonctionnement continu ; le courant ionique peut atteindre 20 mA en pointe.

La figure (p. 32) montre comment le tube peut être connecté en série avec une pile de 200 V et une sonnette conçue pour cette tension. Utilisé sans réflecteur, le tube se trouve déclenché quand on approche une ampoule de 60 W à moins d'un mètre. On peut augmenter sa sensibilité en le plaçant à l'intérieur d'un miroir parabolique de façon que sa cathode se trouve au foyer. Si le réflecteur possède un diamètre de 15 cm, la conduction ionique peut être provoquée par les phares d'une voiture distants de 30 mètres, ou, à 5 mètres, par une lampe de poche. — H.S.

UN TRANSISTOR DETECTEUR-AMPLIFICATEUR POUR L'ANALYSE CHIMIQUE

G.G. Blake
Electronic Engineering
Londres, novembre 1954
(p. 504)

L'analyse conductimétrique est souvent employée pour déterminer la teneur en eau de l'alcool, l'acidité des sols, des bains de tannerie, du vin, de la bière, des jus de fruits ou la concentration d'une solution par comparaison avec des étalons.

En général, on procède ainsi : Le liquide à étudier est aspiré par une poire dans un tube de verre entouré extérieurement de deux cylindres métalliques isolés entre lesquels la capacité dépend de la composition du liquide.

Ce dernier est monté en « base commune », car on désire que l'impédance d'entrée soit aussi faible que possible.

Le schéma du montage est reproduit ci-contre. L'emploi du transistor permet d'avoir un courant huit fois plus intense dans l'appareil de mesure, toutes choses égales par ailleurs, que celui que l'on aurait obtenu sans amplification. On voit sur la figure que l'appareil de mesure M est branché en appareil de zéro de courant (montage en opposition de courant) : la pile P_1 fournit le courant d'opposition, tandis que la pile P_2 fournit le courant d'alimentation du transistor (des valeurs allant de 1,5 V à 24 V ont été essayées pour cette seconde pile). — J.P. OE.

UN MULTIVIBRATEUR STABLE

J.H. Mc Guire
Electronic Engineering
Londres, novembre 1954
(p. 504 à 505)

Les multivibrateurs classiques sont sujets à l'instabilité, surtout lorsqu'on leur fait actionner un relais dont les étincelles de coupure et les surtensions inductives de bobines peuvent perturber le fonctionnement du multivibrateur, en provoquant son rebascullement prématuré.

Ce rebascullement se produit surtout lorsque celle des deux grilles qui est au potentiel de la cathode correspondante reçoit une impulsion négative : c'est à ce moment que le tube est le plus sensible ; aussi le but du montage ci-après est-il de réduire la sensibilité de la grille du tube qui débite aux impulsions parasites négatives.

Le montage est schématisé dans la figure ci-dessous : on voit qu'il diffère d'un multi-

visite au début) de telle sorte que la moindre impulsion négative arrivant sur cette grille provoquerait le rebascullement prématuré du multivibrateur.

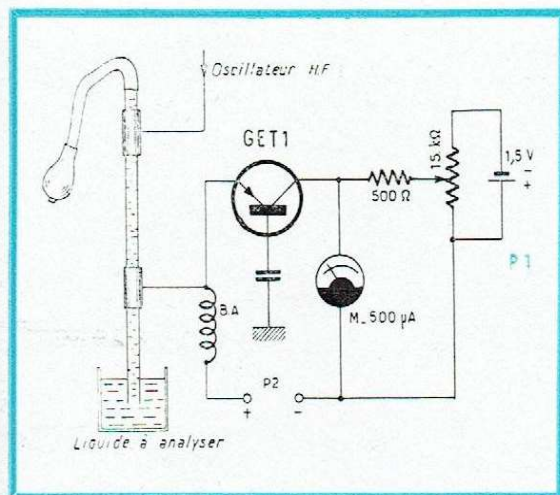
Mais la présence de R_2 ralentit beaucoup la décharge de C' et le potentiel de A reste fortement positif pendant une partie importante de la demi-période qui correspond à V_1 débloquée ; aussi la grille de V_1 est-elle maintenue au potentiel zéro (celui de la cathode) par la présence de cette tension positive, dont l'action est aidée par la présence de la résistance R'_1 qui retourne au + H.T., et il est plus difficile de porter cette grille à un potentiel négatif.

De plus, au moment du basculement, le condensateur C' garde la même différence de potentiel aux bornes ; il ne se décharge que lentement, à travers R_2 et l'espace cathode-grille de V_1 , et cela pendant la demi-période qui suit le basculement, contrairement au cas du multivibrateur classique, dans lequel ce condensateur doit se décharger en grande partie pendant le basculement, ce qui ralentit ce dernier d'autant. Ce type de multivibrateur donne donc des transitions plus rapides (ce qui est déjà classique ; par contre, l'augmentation de la stabilité apportée par la présence des résistances R_2 et R'_2 est un fait nouveau. — E.O.

MINUTERIE ELECTRONIQUE

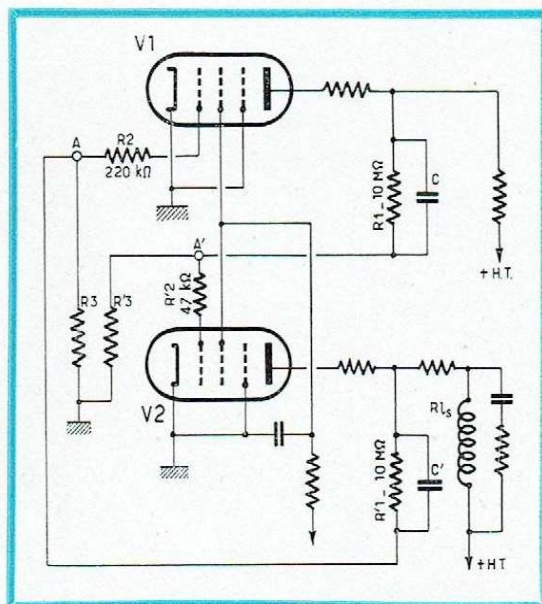
The Proceedings of the Institution
of Electrical Engineers
Part 3, publicité page XXXII
Londres, mars 1954

La minuterie électronique de la British Thomson-Houston semble intéressante en raison de la grande étendue de ses échelles : en huit gammes, elle permet de réaliser des durées allant de 0,3 à 180 s, le rapport en-



Le courant H.F. qui traverse la cellule d'analyse, variable selon la conductibilité du liquide qu'elle contient, est redressé par le circuit émetteur du transistor, puis amplifié par ce dernier avant d'être opposé à un courant étalon.

La présence des résistances R_2 et R'_2 en série dans les grilles de ce multivibrateur permet de diminuer la sensibilité de celles-ci aux tops négatifs parasites pendant le fonctionnement.



Une tension alternative est appliquée à cette cellule d'analyse. Le courant qui la traverse est détecté par une diode, puis opposé au courant d'une source étalon.

Le dispositif utilisé ici emploie un transistor du type GET 1 pour assurer à la fois la détection du courant H.F. (175 kHz) ayant traversé la cellule d'analyse et l'amplification de ce courant pour en rendre la lecture plus aisée. Ce procédé a l'avantage de réduire la résistance en série dans le circuit de détection de la H.F. (puisque le milliampèremètre ne se trouve plus dans ce circuit) et d'augmenter d'autant la sensibilité du système, indépendamment de l'amplification apportée par le transistor.

vibrateur classique par la présence du relais dans le circuit anodique de V_2 mais surtout par la présence de R_1 , R'_1 , R'_2 et R_2 .

Etudions ce qui se passe au moment où V_2 se bloque : le condensateur C' envoie une impulsion positive en A ; s'il n'y avait pas de résistance R_2 , C' se déchargerait très vite dans l'espace grille cathode de V_1 , et la grille de celle-ci demeurerait au potentiel de la cathode pendant presque tout le temps où V_1 serait débloquée (à part une brève pointe po-

tre les durées correspondant au début et à la fin de chaque gamme étant de l'ordre de 15 à 20, ce qui fait que les échelles se recouvrent largement.

N'utilisant qu'un tube classique (en Angleterre !) cette minuterie, alimentée sous 220 V, 40 à 60 Hz, est de petites dimensions ; elle établit un contact de 4 A sous 250 V et a ceci de remarquable qu'elle permet un démontage de son capot sans enlèvement d'une seule vis. — C.J.

UTILISATION D'UNE TRIODE SYMETRIQUE AUTO-CHAUFFANTE POUR LA STABILISATION DE TENSION

E.G. Hopkins

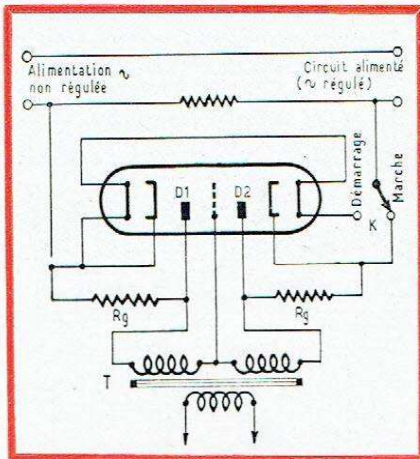
Wireless Engineer
Londres, juillet 1954
(p. 169 à 171)

Nos lecteurs connaissent le principe des triodes auto-chauffantes symétriques (voir ce numéro, p. 17).

Ici, l'auteur nous donne une application intéressante de cette triode à un problème de régulation en courant alternatif, en même temps qu'une solution élégante à la commutation de la grille en synchronisme avec la tension d'alimentation anodique.

Le tube symétrique présenté comporte au voisinage de chaque cathode-anode une petite anode (seulement anode, celle-là) qui servira à la commutation de la grille. Les filaments, qui servent à chauffer les cathodes au début du fonctionnement, sont chauffés au début par la chute de tension existant aux bornes d'une résistance car, le tube étant froid, cette chute est importante.

Une fois les filaments chauds, on bascule le contacteur K (voir figure ci-dessous) en position « marche », et la triode symétrique



Par le jeu des diodes D_1 et D_2 , la tension de commande de la triode symétrique auto-chauffante stabilisatrice (jouant le rôle de résistance chutrice variable) est appliquée entre la grille et celle des électrodes qui est cathode au moment considéré.

est mise en parallèle avec ladite résistance. La tension de commande est appliquée au primaire du transformateur T ; elle est obtenue en un point adéquat du circuit alimenté, et elle présente la relation de phase correcte avec la tension d'alimentation anodique de la triode symétrique.

C'est maintenant que vont intervenir les anodes auxiliaires : les résistances R_g sont de forte valeur, et par rapport à elles, les résistances des diodes auxiliaires D_1 et D_2 sont négligeables (dans le sens où elles conduisent, parce que ces diodes sont du type classique, non symétriques, à anodes froides). Supposons, par exemple, que la polarité de la tension d'alimentation soit telle, à l'instant considéré, que l'électrode de gauche soit positive ; c'est donc la diode D_2 qui va être conductrice, et son anode sera au potentiel de l'électrode de droite, qui est précisément la cathode de la triode symétrique au moment considéré. La diode D_2 étant conductrice, elle constitue donc un court-circuit, ce qui signifie que la tension de la moitié droite

du transformateur T est appliquée entre l'électrode de droite (qui est à ce moment la cathode) et la grille, ainsi que cela doit être fait.

Pendant l'alternance suivante, tout se renversera, et la tension de la moitié gauche du secondaire de T se trouvera appliquée entre l'électrode de gauche (qui sera la cathode) et la grille, à travers la diode D_1 qui sera alors conductrice, tandis que la diode D_2 sera bloquée. Si la tension appliquée au primaire T a été judicieusement choisie, l'ensemble réglera efficacement la tension appliquée à la charge, même lorsque la tension alternative d'alimentation non stabilisée variera.

Ce montage, intéressante application des triodes symétriques auto-chauffantes, peut être utilisé pour stabiliser la tension de chauffage de 40 tubes de réception classique avec une seule triode symétrique. — J.P. C.

UN TRANSFORMATEUR D'IMAGES ELECTRO-OPTIQUE

H.M. Joseph et L.S.G. Kovasnay

National Bureau of Standards Technical
News Bulletin
Washington, mai 1954
(p. 65 à 67)

Le dispositif décrit, qui tient de la retransmission de télévision après analyse par la méthode du « flying spot », a pour but de faire apparaître certains détails peu visibles sur des photographies diverses.

Le dispositif est schématisé sur la figure ci-dessous : on voit qu'un générateur de tension de balayage G attaque simultanément les déflectrices des deux tubes cathodiques V_1 et V_2 .

Le premier sert de « flying spot » : l'image du spot, formée par l'objectif O, arrive sur la diapositive D, la traverse plus ou moins suivant le degré de transparence du point touché, et la lumière du spot est reprise par le condenseur C qui la dirige vers une cellule à multiplication d'électrons M.

Si l'on se contentait d'appliquer la tension de sortie de cette cellule, préalablement amplifiée, au Wehnelt du tube cathodique V_2 , on obtiendrait sur ce tube la reproduction (en positif ou en négatif suivant le signe de l'amplification de A_2) de la diapositive D.

Mais, en fait, on commence par appliquer une certaine contre-réaction au tube « flying spot » avec l'amplificateur A_1 , ce qui fait que la luminosité du spot varie en fonction de la transparence du point de D où se forme son image. Ensuite, on modifie la courbe de ré-

ponse de l'amplificateur A_2 , par exemple en le faisant suivre d'un étage dérivateur, qui reproduit les variations rapides d'intensité de la lumière reçue par la cellule M.

On peut donc modifier à volonté et immédiatement l'aspect de l'image qui apparaît sur le tube cathodique V_2 ; en particulier, on peut faire en sorte que les teintes plates ou les dégradés en soient éliminés, seuls étant reproduits sous forme de traits les passages du noir au blanc ou inversement.

Ainsi, à partir d'un cliché en demi-teintes, on obtient un dessin au trait. On peut superposer celui-ci à la reproduction normale d'un cliché flou, ce qui, en une certaine mesure, le transforme en un cliché plus net.

Mais les applications les plus intéressantes du système sont l'examen des documents aux contours peu nets par eux-mêmes, comme les radiographies ou les empreintes digitales : des anomalies présentes sur des radiographies et que seul le médecin entraîné pouvait voir deviennent clairement visibles.

Il existe une méthode photographique permettant d'arriver à un résultat semblable : elle consiste à tirer de la diapositive un négatif par contact, à la superposer avec la diapositive primitive, à le décaler très légèrement par rapport à elle et à tirer le tout de nouveau ; cette méthode, moins souple que le transformateur électro-optique du N.B.S., a de plus l'inconvénient de n'être pas rapide et de nécessiter de nombreux tâtonnements.

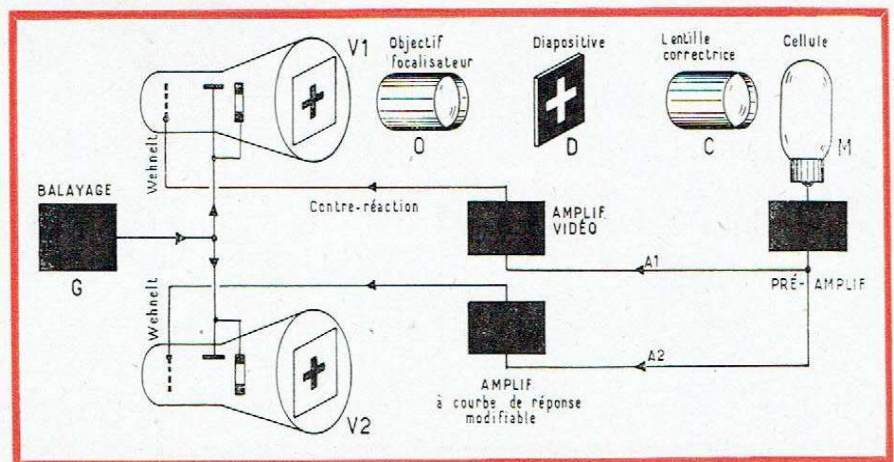
J. P.

INDICATEUR DE DEPLACEMENT LONGITUDINAL DES AXES

National Bureau of Standards Technical
News Bulletin
Washington, mai 1954
(p. 70)

Le système employé consiste à munir l'arbre d'un disque en laiton qui est placé entre deux bobines dont il modifie le coefficient de couplage. Les deux bobines sont coaxiales et situées dans le même plan. L'une est alimentée en courant H.F. par une source stabilisée. La tension induite dans l'autre est détectée et envoyée dans un appareil de mesure, gradué en centièmes de millimètres.

Pour toute la déviation de l'appareil, on mesure un déplacement allant de 1 mm à une dizaine de centimètres avec une précision de 3 0/0. L'emploi de ce dispositif permet d'utiliser les roulements à billes jusqu'à ce que leur usure soit dangereuse et d'éviter ainsi de les remplacer inutilement tôt. — P. J.



Ce transformateur d'images permet en particulier de préciser les contours d'une image floue (en radioscopie par exemple), ou d'obtenir une épreuve « au trait » de photographies ou dessins en demi-teintes.

LE « DÉPORT HERTZIEN »

utilisant

UN TUBE A MÉMOIRE

*permet
d'obtenir*

DES IMAGES RADAR

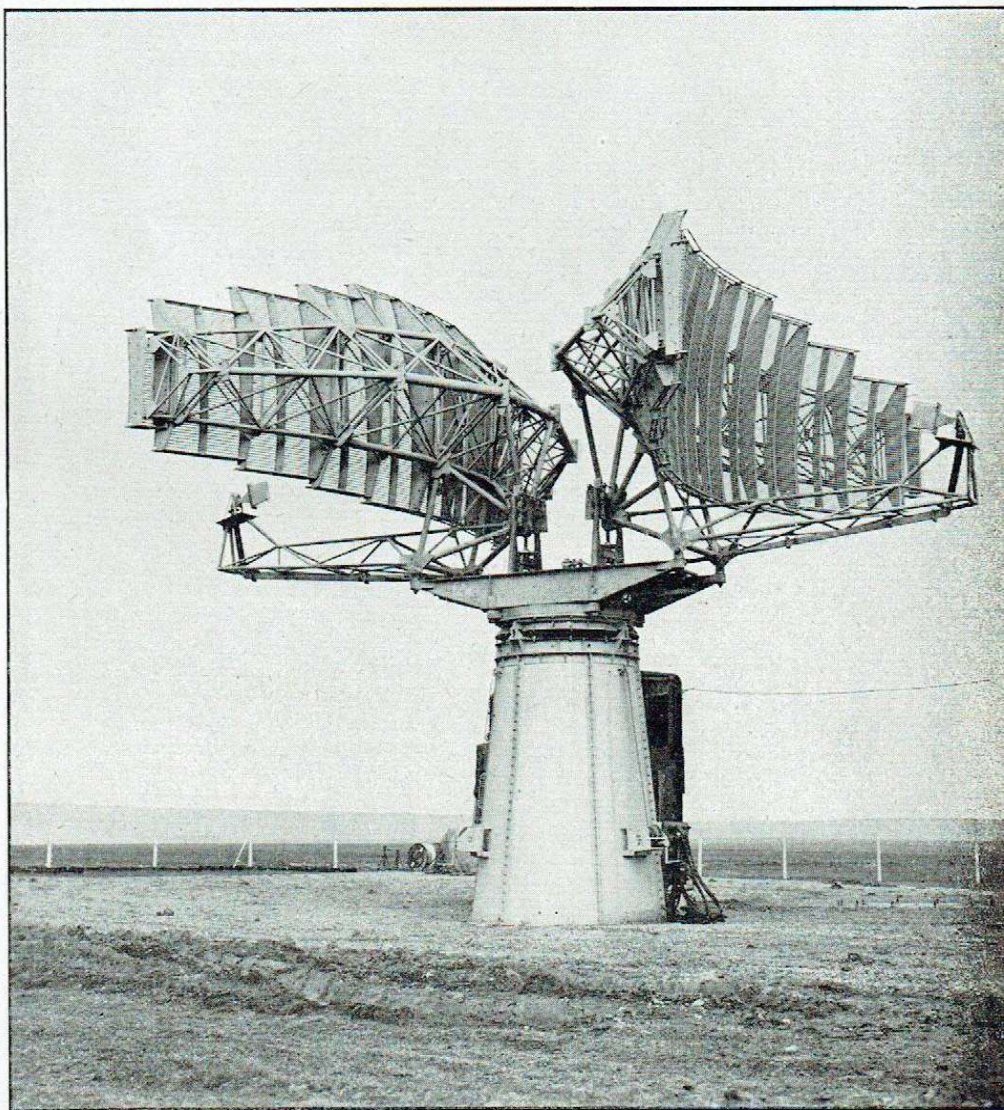
MULTIPLÉS ET DYNAMIQUES

La portée des radars étant limitée — quelques centaines de kilomètres — les appareils doivent obligatoirement être placés le plus près possible de la zone à surveiller. Dès lors leur emplacement ne coïncide pas forcément avec le poste où peuvent être exploités au mieux les renseignements qu'ils fournissent : il faut donc pouvoir décentraliser ces renseignements en ramenant en arrière l'image de l'écran radar.

Pour y parvenir, la première idée qui vient consiste à braquer tout simplement une caméra de télévision sur l'écran où apparaît l'image du radar. Or, cette image est obtenue, comme en télévision, à partir de signaux électriques qui par le truchement d'un faisceau d'électrons très fin provoquent l'éclairement d'une couche fluorescente déposée sur l'écran de l'indicateur radar. Il était donc tentant d'utiliser directement les signaux électriques issus du radar pour les injecter dans un système de télévision qui se chargerait de les acheminer aussi loin qu'il serait nécessaire. Mais le processus de formation des images radar et des images télévision est tout de même assez différent : le radar utilise le « balayage circulaire » qui engendre l'image à l'aide d'un « rayon », tournant comme la trotteuse d'un chronomètre. Ce rayon est maintenu en synchronisme rigoureux avec l'antenne du radar qui explore l'espace et reçoit les échos des obstacles. Les impulsions électriques correspondant à ces échos apparaissent sur le rayon comme une tache lumineuse au point exact où se trouve l'obstacle dans « la nature »... Ainsi la carte panoramique est tracée rayon par rayon sur l'écran du radar.

En télévision, il en va autrement et l'on procède au « balayage » de l'écran par lignes horizontales successives. (La télévision française utilise, on le sait, 819 lignes.) Chaque point de l'image recueillie par la caméra est ainsi restitué à sa vraie place sur l'écran récepteur.

Transporter, par les moyens les plus directs, les images de radar partout où elles doivent être observées, en les multipliant à volonté, substituer à l'image statique (où l'avion n'est qu'un point blanc parmi tant d'autres) une image dynamique (où l'avion laisse une trace indiquant sa direction et sa vitesse), telle est la nouvelle conquête de l'Electronique française analysée ci-dessous.



LE TUBE A MEMOIRE

Il s'agit donc de concilier les deux méthodes si l'on veut traduire directement l'image électronique du radar en une image électronique de télévision, sans passer deux fois par une traduction en image optique. Un système électronique intermédiaire est donc nécessaire, d'autant plus qu'il est indispensable d'augmenter la durée de présence de l'image radar, assez fugitive, pour en permettre la lecture efficace par le système de balayage de télévision. On s'est ainsi orienté vers un système de « tube à mémoire » dont le principe est assez simple. Les charges électriques correspondant aux signaux élémentaires sont accumulés sur une cible. Elles peuvent y rester quelques secondes ou quelques heures. Plusieurs signaux élémentaires peuvent être additionnés de la sorte avant d'être recueillis par le système de lecture. Il s'agit donc d'une véritable mémoire, qui restitue au moment opportun ce qu'elle a emmagasiné.

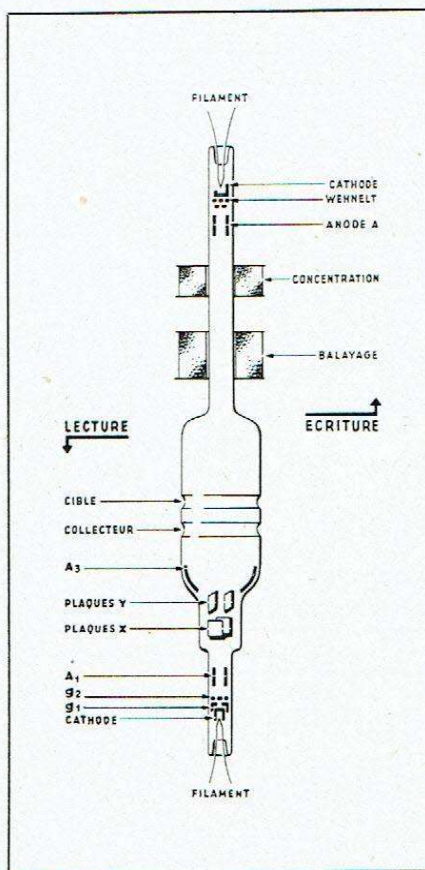
Le dispositif employé par la Compagnie Générale de T.S.F. et la Société Française Radioélectrique est de ce type : le tube transformateur d'image (TI 440) qui effectue le passage radar/télévision, comporte, dans un vide poussé, une cible extrêmement mince (moins d'un millième de millimètre) en forme de mosaïque très finement divisée, et représentant un fourmillement de minuscules cellules photoélectriques.

Cette cible est montée entre le système électronique formant l'image radar et le système électronique d'une caméra de télévision. Le tube transformateur d'image peut donc être considéré comme un tube indicateur de radar et une caméra de télévision mis bout à bout et face à face, après en avoir enlevé les écrans photosensibles.

Le mécanisme apparaît alors facilement : l'image radar s'imprime électriquement d'un côté de la cible, les charges électriques s'y accumulent, cependant que, de l'autre côté, le faisceau électronique de la caméra, poursuivant son balayage en lignes horizontales, les recueille au passage et les expédie vers les récepteurs de télévision où apparaîtra l'image radar plus lumineuse et plus contrastée que l'image initiale, grâce à la « mémoire » du tube transformateur. Cette image peut alors être observée facilement en plein jour, sur un grand nombre de récepteurs simples et bon marché.

LE FAISCEAU HERTZIEN

Ainsi transposée en télévision classique, l'image radar peut aussi être transmise aussi loin qu'il est nécessaire grâce à un autre dispositif de l'arsenal électronique, le faisceau hertzien, d'usage courant chez les exploitants de la télévision, pour les reportages. Un faisceau hertzien n'est autre qu'un système de liaison par ondes ultra-courtes fortement dirigées de relais en relais. Les ondes ultra-courtes qui, comme la lumière, se propagent en ligne droite, exigent que leurs re-



Pièce maîtresse de l'ensemble de transformation d'image, le tube à mémoire se compose d'un élément « écriture » et d'un élément « lecture ».

lais successifs soient en visibilité optique : d'où la nécessité de prévoir des tours et des points hauts. Mais en contrepartie de cet inconvénient plus apparent que réel — on verra pourquoi — ces ondes ultra-courtes, de quelques centimètres de longueur, ont l'excellente propriété de pouvoir transmettre une gamme de signaux, un registre de valeurs, si l'on préfère, incomparablement plus étendu que les ondes longues qui, elles, se propagent facilement le long de la terre, en épousant tous les contours, et conviennent si bien à la radiodiffusion. L'image de télévision est électriquement très compliquée, très dense : pour fixer les idées, elle comporte 1000 fois plus de détails, sous forme de vibrations électriques, qu'un programme musical normal.

L'emploi des ondes ultra-courtes s'impose donc pour véhiculer commodément la télévision quand il s'agit d'aller d'un

point à un autre. C'est justement ce que l'on cherche à faire avec les images radar, et c'est pourquoi les relais à ondes ultra-courtes sont tout désignés, malgré leur servitude de propagation rectiligne en visibilité optique, caractéristique utile et indispensable à cette application. En outre, la taille des équipements, les dimensions des antennes étant sensiblement proportionnelles à la longueur d'onde, ces engins deviendront beaucoup plus petits avec les ondes ultra-courtes qu'une station de radiodiffusion à ondes longues, avec ses pylônes hauts comme la Tour Eiffel et ses bâtiments vastes comme des palais. Les relais normalement utilisés par la Télévision Française, le type TM 110, étudié et construit par la Compagnie Générale de T.S.F., ont des antennes de 1 mètre de diamètre, et l'équipement d'émission tient dans un coffret de la taille d'un valise.

LA DEMONSTRATION DE PONTOISE A PARIS

C'est avec cet ensemble d'appareils radars, tubes transformateurs d'images, relais mobiles de faisceau hertzien, tous étudiés et construits en France par la Compagnie Générale de T.S.F. et sa filiale la Société Française Radioélectrique qu'a été montée la démonstration de « déport hertzien » suivant son nom technique, qui rappelle que le déport vers l'arrière de l'image radar se fait par faisceau hertzien, démonstration à laquelle nous avons assisté avec nos confrères de la presse aéronautique, le 11 février dernier.

Un radar de type courant, installé au Centre d'Essais de Pontoise des Compagnies, alimentait le système transformateur, qui transmettait, par faisceau hertzien, avec relais au deuxième étage de la Tour Eiffel, l'image radar au siège des Compagnies, Boulevard Haussmann, où nous étions réunis.

Le soir même, la Radiodiffusion Télévision Française diffusait les mêmes images des antennes de la Tour Eiffel, de Lille, de Lyon, de Marseille, de Metz et de Strasbourg. De la sorte, des milliers de téléviseurs se sont, pour quelques instants, transformés en récepteurs de radar. Et ce fut, pour les téléspectateurs, une soirée bien émouvante.

L'aspect de l'image obtenue sur l'écran diffère grandement de celui des radars classiques où l'on distingue malaisément les traces des objets mobiles des réflexions dues aux obstacles fixes. Ici, grâce à la persistance de l'image assurée par la « mémoire » électronique, et qui peut atteindre plusieurs minutes, on voit la trace laissée par l'avion. L'image est donc essentiellement *dynamique*. Et, avec un peu d'expérience, on parvient à distinguer non seulement la *direction* de l'avion, mais encore sa *vitesse* en vol.

Félicitons sans réserve les techniciens C.S.F.-S.F.R. qui ont réussi à mettre au point ce remarquable équipement qui fait appel à toutes les possibilités de l'Électronique.

Le prochain numéro
D'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE
sera celui de
M A I - J U I N

L'INDUSTRIE ÉLECTRONIQUE

vue par

électronique industrielle

PHASEMÈTRE ÉLECTRONIQUE

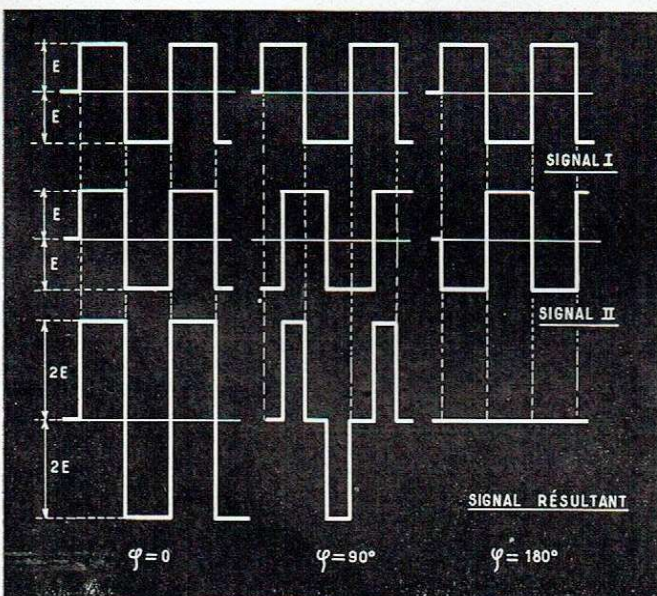
(Éts SEXTA)

Il serait superflu de souligner l'importance des relations de phase en électricité en général, et en électronique en particulier, où nous nous heurtons constamment aux dispositifs que l'on pourrait appeler « phasosensibles ». Par ailleurs, toute étude sérieuse de circuits complexes, de filtres B.F. en particulier, exige la connaissance de la relation de phase entre l'entrée et la sortie, connaissance souvent très difficilement obtenue par le calcul.

Tout le monde connaît les méthodes oscillographiques de mesure des déphasages, théoriquement simples, mais pratiquement peu commodes et incertaines à cause de l'incertitude sur la valeur de l'angle mesuré.



Aspect extérieur du Phasemètre Electronique.



Formation du signal résultant suivant le déphasage des signaux étudiés.

Nous sommes donc persuadés que le Phasemètre Electronique Sexta, permettant des mesures rapides, par lecture directe de l'angle de phase et de son cosinus, trouvera sa place dans tout laboratoire d'études.

Le principe, très simple, de cet appareil consiste tout d'abord à transformer, après amplification, les signaux à comparer en signaux rectangulaires. La superposition de ces derniers nous donne, suivant le déphasage des premiers, soit un signal rectangulaire, soit un signal composé d'impulsions positives et négatives d'autant plus courtes que le déphasage est plus important. Lorsque le déphasage atteint 180°, le signal résultant est nul. Les courbes de la figure ci-contre montrent d'une façon suffisamment claire le mécanisme de formation du signal résultant, qui peut être utilisé de plusieurs façons pour actionner un indicateur.

L'intérêt principal de ce système est que l'échelle de ce dernier est linéaire en fonction de l'angle de phase et que ses indications sont indépendantes de la forme d'onde.

Les tensions d'entrée de l'appareil ci-dessus peuvent varier (pour chaque voie) entre 27 mV et 200 V, et la fréquence entre 50 et 3 000 Hz. La précision de mesure atteint 1 à 2 degrés, suivant l'amplitude.

RELAIS ÉLECTROMAGNÉTIQUES ADAPTÉS A L'ÉLECTRONIQUE (Éts A. C. R. M.)



Un relais miniature dont le timbre-poste nous donne l'échelle.

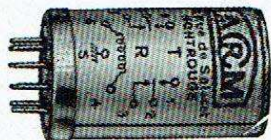
Les premiers relais miniatures adaptés à l'électronique, ont vu le jour en France il y a plus de dix ans et, depuis ces lointaines années, le relais électromagnétique n'a cessé de se perfectionner. Comme son frère le relais électronique, dont il est l'auxiliaire indispensable, le complément, dirons-nous, il a su s'adapter aux techniques nouvelles, à la miniaturisation, et même à la « subminiaturisation ».

Comme le tube électronique, il est interchangeable, il a adopté le même brochage, il utilise le même support, comme lui il est étanche et il fonctionne en atmosphère raréfiée.

Cette nécessaire évolution a fait faire d'énormes progrès au relais électromagnétique. C'était un engin fragile et capricieux. Il est devenu pratiquement indestructible. Il peut subir sans dommage des chocs correspondant à des accélérations de 50 à 100 g, il résiste indéfiniment à des vibrations d'amplitude correspondant à des accélérations du même ordre et cela jusqu'à des fréquences de plusieurs milliers de périodes par seconde. Les variations de température le laissent prati-

quement indifférent, que ce soit le froid à -40° ou la chaleur à $+90^{\circ}$.

Toutes ces qualités ont été acquises à force d'expériences et après de longues et patientes recherches. Etude approfondie du circuit magnétique, réduction des frottements, équilibre des masses en mouvement, recherche des fréquences de résonance, traitement thermique, chimique et électrochimique, choix des alliages entrant dans la composition des contacts, etc., etc...



Relais RRE, à deux inverseurs (étanche).



Relais RRA, modèle aviation, à accélération élevée.

Comme les tubes de Radio, le relais électromagnétique est spécialisé. On comprendra aisément qu'un relais destiné à couper des courants de haute fréquence ou de très haute fréquence de l'ordre de 150 MHz, avec des puissances de l'ordre du micro-microwatt aux bornes d'impédances de quelques dizaines d'ohm, ne ressemblera pas au relais devant couper un courant de plusieurs ampères aux bornes d'une bobine de plusieurs henrys. De même, à puissance égale, les contacts seront d'un alliage différent selon qu'il s'agit de courant continu ou de courant alternatif à basse ou à haute tension.

On voit, par ce qui précède, que l'utilisateur aura à se préoccuper de plusieurs facteurs avant de choisir un relais. Toujours par analogie avec le tube électronique, le relais électromagnétique exige qu'on se préoccupe de son courant d'excitation, de sa résistance interne, de sa dissipation calorifique et de son coefficient d'amplification. Il faut également bien connaître la nature de la charge, la forme, l'intensité et l'amplitude du courant à couper, ainsi que la température ambiante de l'atmosphère dans laquelle le relais doit fonctionner.

A. HUSSON,

Directeur technique des Ets A.C.R.M.

BALAYAGE EN SPIRALE

(Éts DERVEAUX)

La radio dite domestique ne constitue, actuellement, qu'un aspect particulier de l'électronique, dont les applications industrielles se développent à un rythme de plus en plus rapide. Il en est de même de la télévision, dont le côté « spectacle » s'éclipse devant des réalisations, existantes ou possibles, appelées à bouleverser plus d'un domaine de la technique par l'introduction de la « vision sans visibilité ».

Il serait parfaitement vain de vouloir énumérer les solutions possibles, dont l'étendue dépasse largement la plus débordante des imaginations et nous transporte dans un monde fantastique où l'homme devient sinon omniprésent, du moins « omni-voyant ».

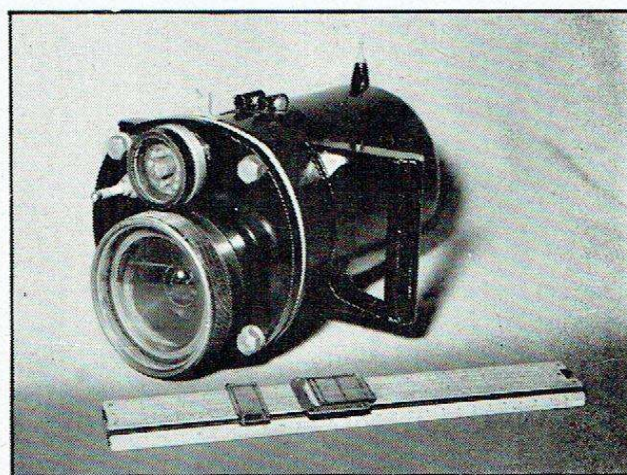
Les besoins de la télévision industrielle, on le conçoit bien, se situent sur un plan tout à fait différent par rapport à la TV-spectacle, et orientent les chercheurs vers les solutions tendant d'une part à simplifier les procédés connus d'exploration et de reconstitution d'image, et d'autre part à alléger le matériel de prises de vues et de réception.

Dans ce domaine, un pas en avant, un pas de géant, serions-nous tentés de dire, a été réalisé par les Ets Derveaux, qui ont mis au point le balayage en spirale du tube, le substituant au balayage classique par lignes horizontales avec toutes les servitudes que ce système comporte : bases de temps plus ou moins compliquées, synchronisées par le signal vidéo ; « temps morts » dans ce dernier sous forme de paliers de « blanking » et de « tops » de synchronisation, etc.

La spirale étant engendrée par deux tensions sinusoïdales, déphasées de 90° et linéairement croissantes, on comprend sans peine que la définition possible est d'une infinie souplesse, puisqu'elle est fonction de la fréquence et de la vitesse avec laquelle croît l'amplitude des tensions en présence.

Dans les applications de l'électronique aux mesures industrielles, lorsqu'il s'agit d'évaluer les vitesses dans un sens très général ou les temps d'action très courts, on a constamment recours à la transformation des mouvements mécaniques en impulsions électriques, dont on mesure soit la durée, soit la fréquence de récurrence.

Il est donc évident qu'un fréquencesmètre-chronomètre électronique à compteur d'impulsions, comme ceux fabriqués par les Ets Rochar-Electronique, est un appareil de mesure aux possibilités pratiquement illi-



La règle à calcul au premier plan permet de juger des dimensions exceptionnellement réduites de la camera sous-marine.

Il faut souligner le fait que le balayage en spirale n'est pas une spectaculaire expérience de laboratoire, mais qu'il a déjà reçu de nombreuses applications industrielles et a permis, notamment, de réaliser des caméras de prises de vues pour télévision sous-marine, pesant quelque 3,5 kg.

FRÉQUENCESMÈTRES - CHRONOMÈTRES ÉLECTRONIQUES A COMPTEURS D'IMPULSIONS

(Éts ROCHAR ÉLECTRONIQUE)

mitées, puisqu'il permet d'analyser, en fréquence et en temps, n'importe quel phénomène, soit par mesure directe, soit par mesure indirecte, après transformation par capteur approprié.

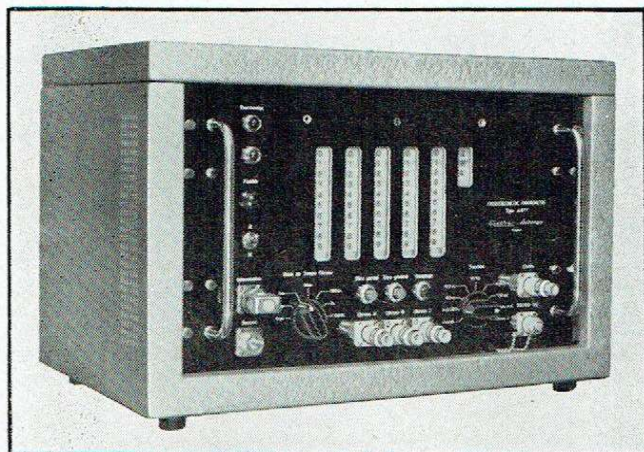
La maison que nous venons de citer fabrique trois modèles de fréquencesmètres-chronomètres, qui ne diffèrent que par l'étendue de leurs possibilités et répondent, chacun, à des besoins bien déterminés.

Indiquons, pour fixer les idées, que les fréquences mesurables s'étendent de 0 à 1 MHz, et les intervalles de temps de 10^{-6} s à 10^{-5} s, soit, en langage clair de 1 μ s à 28 h.

La précision obtenue peut être telle qu'il est possible de mesurer une fréquence de 10 Hz à $\pm 0,00002$ Hz près, la précision moyenne, sur les autres fréquences et sur les intervalles de temps, variant de $\pm 1,10^{-4}$ à $\pm 2,10^{-5}$.

Parmi les exemples pratiques d'application de ces appareils on peut mentionner :

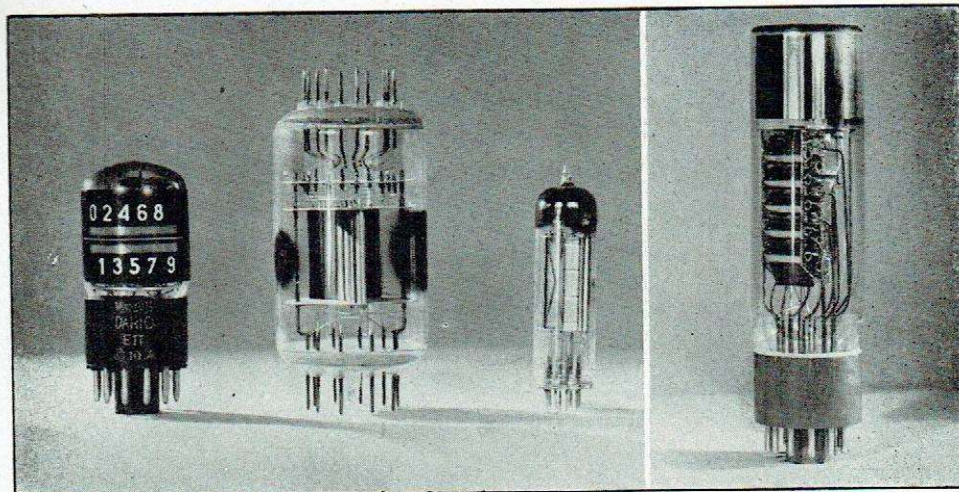
- Etalonnage des générateurs et fréquencesmètres B.F. ;
- Contrôle des temps d'ouverture et de fermeture des contacteurs, relais, etc.
- Mesure directe des fréquences (courbes de réponse des filtres, amplificateurs, etc.) ;
- Mesure des vitesses de rotation de toutes machines.



NOUVEAUX TUBES PROFESSIONNELS

(LA RADIOTECHNIQUE)

Ci-contre, de gauche à droite : tube E1T ; tube commutateur à 10 voies ; tube R 152 ; photomultiplicateur 50 AVP.



Au cours d'une conférence de présentation des nouveautés de la prochaine saison, organisée par le Département « Tubes Electroniques » de La Radiotechnique, nous avons pu noter plusieurs tubes très intéressants, destinés à faciliter la solution de différents problèmes d'électronique industrielle.

La penthode R 150 (culot noval, chauffage 6,3 V - 0,3 A) est particulièrement indiquée pour réaliser des amplificateurs à large bande. Sa pente, dans les conditions normales d'utilisation, atteint 16 mA/V et sa capacité de sortie est de l'ordre de 2 pF seulement.

Les deux triodes à disques scellés (EC 56 et EC 57) sont prévues pour équiper des amplificateurs, à large bande également, travaillant à des fréquences de l'ordre de 4 000 MHz. La largeur de bande obtenue varie, suivant le gain demandé, entre 50 et 100 MHz.

Dans la série subminiature dite à « haute sécurité », sept tubes nouveaux vont faire leur apparition :

- 5636. — Penthode H.F. à deux grilles de commande ;
- 5639. — Penthode vidéo à pente de 9 mA/V ;
- 5718. — Triode oscillatrice U.H.F. (500 MHz) ;

- 5719. — Triode amplificatrice de tension ($\mu = 70$) ;
- 5840. — Penthode H.F. à pente de 5 mA/V ;
- 5899. — Penthode à pente réglable ;
- 5902. — Penthode de puissance ($P_s = 0,75$ W).

Dans le domaine des tubes spéciaux, on peut noter :

R 152, tube détecteur de coïncidence permettant de mettre en évidence, à chaque instant, l'égalité des potentiels de deux points (culot noval, chauffage 6,3 V - 0,3 A) ;

K 50 A, diode pour l'équipement des générateurs de bruit sur guides d'ondes (bande des 3 cm, soit 1 000 MHz) ;

E 1 T, tube compteur décimal à lecture directe (jusqu'à 30 000 Hz), pour machines à calculer électroniques ;

Tube commutateur à 10 voies, sélecteur de niveau ;

50 AVP, photomultiplicateur pour compteurs à scintillations.

Notons encore deux nouveaux tubes cathodiques : le DG7-32, qui fonctionne maintenant avec une haute tension de 500 volts seulement, et le DG7-36, tube long (295 mm) à écran plat et sensibilité élevée.

POTENTIOMÈTRE AU CARBONE MOULÉ AGGLOMÉRÉ (Éts VARIOHM)

Ce type de potentiomètre, fruit de longs mois d'études, est le premier potentiomètre à piste au carbone moulé fabriqué en France.

Il permet, sous un faible volume, une dissipation beaucoup plus élevée que celle des potentiomètres au graphite à couche superficielle, de dimensions correspondantes et, par suite, une plus grande sécurité dans son emploi.

Ses faibles dimensions permettent son emploi dans les postes émetteurs-récepteurs de radio, d'encombrement réduit, ce qui répond très souvent aux problèmes posés dans la construction de ce genre d'appareils.

Le curseur des potentiomètres type M12 comporte un contact en carbone aggloméré, et toutes ses parties métalliques sont en laiton argenté, étamé ou nickelé.

La variante étanche de ce potentiomètre (type M12 E) possède la même présentation et le même encombrement.

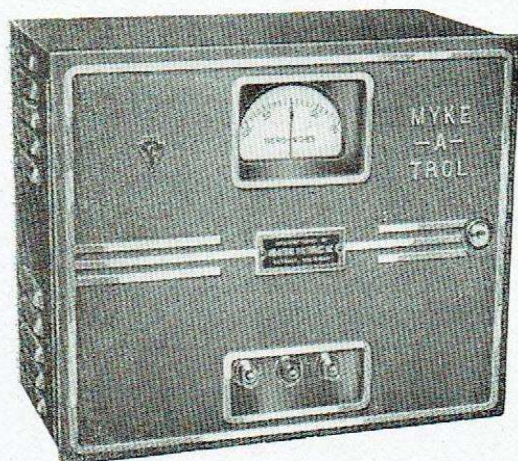
En ce qui concerne les caractéristiques électriques et mécaniques, quelques chiffres sont intéressants à noter :

la dissipation maximum va de 1 watt pour le modèle linéaire à 0,7 watt pour le logarithmique ;

la résistance nominale peut varier de 50 ohms à 10 M Ω . On remarquera la possibilité de descendre aux très faibles valeurs ohmiques, valeurs qui, jusqu'ici, n'étaient pratiquement réalisables qu'en bobiné ;

l'angle de rotation est de 300°, tandis que la course utile est de 280°.

La capacité par rapport à la masse est de l'ordre de 15 pF, tandis que la résistance de contact est toujours inférieure à 0,04 de la résistance nominale.



"MYKE-A-TROL", APPAREIL PERMETTANT DE RÉALISER TOUTES LES COMMANDES AUTOMATIQUES (ROCKE INTERNATIONAL)

Le
MIKE
A
TROL
type
137

Pour réaliser une commande ou une régulation automatique il nous faut d'une part un « capteur » quelconque, surveillant le déroulement de l'opération contrôlée ou, simplement, traduisant électriquement des mouvements mécaniques, et d'autre part un système « correcteur », ramenant constamment dans le droit chemin le mécanisme surveillé.

Entre les deux, il nous faut un « Myke - A - Trol », petite boîte sur le principe de laquelle la notice de son fabricant (Industrial Electronics Inc, U.S.A.) est d'une rare discrétion. Tout ce que l'on sait c'est qu'il y a des lampes de type courant, et on peut supposer qu'il s'agit d'un montage amplificateur-intégrateur.

Un « Myke - A - Trol », associé à des capteurs appropriés, peut contrôler automatiquement la marche d'une machine, une pesée, un triage, un comptage, etc.

Cet appareil est importé en France par Rocke International.

APPAREILS DE MESURE POUR L'ÉLECTRONIQUE (METRIX)

En dehors des appareils de mesure très spéciaux, réalisés généralement en vue de la mise au point d'ensembles également spéciaux, tout laboratoire d'études électroniques a besoin, à chaque instant, d'appareils dits universels.

La Compagnie Générale de Métrologie (Metrix) fabrique une gamme très complète de ces appareils, parmi lesquels nous pouvons signaler, à l'attention des électroniciens :

Le contrôleur universel type 430, à 20 000 Ω/V en alternatif et en continu, mesurant les tensions jusqu'à 5 000 volts, les intensités de 50 μA à 10 A et les résistances de 0 à 20 M Ω ;

L'oscilloscope cathodique type 217, équipé d'un tube DG 10-2 (dia-

mètre 97 mm), dont l'amplificateur vertical est pratiquement linéaire jusqu'à 500 kHz et dont la base de temps couvre, en cinq gammes, les fréquences de 10 Hz à 160 kHz ;

Le générateur V.H.F. type 936, couvrant, en 6 gammes, la plage de 8 à 220 MHz, muni d'un atténuateur à piston et permettant de doser (et de connaître) la tension de sortie entre 1 μV et 0,25 V ;

Le générateur de laboratoire type 931, à 6 gammes, de 50 kHz à 50 MHz et à six fréquences sinusoïdales de modulation : 50, 150, 400, 800, 1 500 et 3 000 Hz.

Le voltmètre électronique type 742, permettant, en dehors des mesures normales propres à ce genre d'appareil, la mesure des V.H.F. jusqu'à 250 MHz et de la T.H.T. jusqu'à 30 000 volts.

Il faut y ajouter le nouvel oscilloscope cathodique type 222, spécialement prévu pour l'examen des signaux vidéo et des impulsions en général, muni d'un tube DG 10 orientable à volonté. Sa courbe de réponse, en vertical, est pratiquement linéaire, à ± 3 dB, jusqu'à 500 kHz.

PRESSE ÉLECTRONIQUE

Signe des temps : le rapide essor de l'électronique détermine la naissance de nouvelles publications consacrées à cette technique.

C'est ainsi que, depuis janvier, deux revues spécialisées ont simultanément paru en Allemagne sous les titres « *Elektronik* » et « *Elektronische Rundschau* ».

Aux deux grandes revues américaines « *Electronics* » et « *Radio Electronics* » est venu se joindre un « *Electronics Digest* » paraissant à Hollywood.

Rien à signaler en Angleterre où « *Electronic Engineering* », paru au lendemain de la guerre, poursuit sa tâche, pas plus qu'en Italie où « *Elettronica* » semble suffire aux besoins de la péninsule.

En France, notre ami, M. Lorach, prépare un brillant numéro 100 d'*Electronique*. Meilleurs vœux au jeune centenaire. Et notre excellent confrère G. Dufour introduit de substantielles rubriques électroniques dans ses publications professionnelles.

EXPOSITION DE LA PIÈCE DÉTACHÉE RADIO

Cette manifestation se tiendra du 11 au 15 mars prochain, au Parc des Expositions (Porte de Versailles, Paris). Le matériel spécifiquement électronique y sera présenté en abondance. « *Electronique Industrielle* » aura un stand à cette exposition dont l'accès est ouvert à tous les professionnels de la radio et de l'électronique.

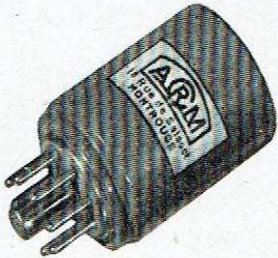
NOTRE SERVICE PUBLICITÉ

On sait que, depuis des années, c'est Rapy (P. et J. Rodet) qui dirige la publicité des trois premières revues de la Société des Éditions Radio. En raison de la surcharge du travail, la *Publicité Rapy* n'a pu assurer les mêmes fonctions pour la nouvelle Revue.

C'est donc la Société SEDIS (1, av. Louis-Pasteur, à Bagneux, Seine, tél. ALE. 38-10) qui dirigera la publicité d'ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE. Nous espérons que tous les industriels voudront bien réserver leur meilleur accueil à M. Yves Kéraval, gérant de la SEDIS, et à ses collaborateurs. Nous les en remercions par avance.

Recherchons AGENTS TECHNIQUES ELECTRONICIENS tous échelons, 2 à 3 ans prat. ind., dégagés oblig. mil. Cantine. — Tél. : M. Maas, ALE. 38.10.

Pour votre matériel professionnel un seul relais... ACRM



Type BR 2/8
2 inverseurs
(étanche)

ACRM NOMBREUX MODÈLES MINIATURES, SUBMINIATURES ET INDUSTRIELS.

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 21.500.000 frs

18, rue de Saisset. MONTROUGE (Seine)

TÉL : ALÉ. 00-76

Toute une gamme de pièces spéciales

Ch. G

COMMUTATION

SIGNALISATION

PETIT APPAREILLAGE ÉLECTRIQUE

OUTILLAGE

RADIO

Demandez Notice 40

Dyna

36, AV. GAMBETTA, PARIS-20* - ROQ. 03-02

SPECTROPHOTOMÈTRE ENREGISTREUR

205 m μ à 2,9 μ

Tracé direct en densité à l'encre sur papier



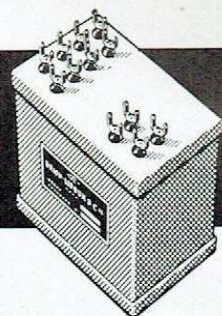
AUTRES FABRICATIONS

Selfmètre — Oscilloscope — Commutateur électronique
Microcapacimètre — Générateur H.F.B.F.
Microélectrophorèse sur papier avec enregistreur automatique



9, Cité Canrobert — PARIS-XV^e

SUF. 21-52



AMPLIFICATEURS MAGNÉTIQUES TRANSDUCTEURS

- Pour signaux courant continu ou très basse fréquence.
 - Fonctionnement entièrement statique, étudiés spécialement pour assurer une totale sécurité de service et une absolue stabilité
 - Modèles standards, couvrant une gamme de puissance allant de 20 mW à 500 W et possédant plusieurs circuits de commande isolés permettant le mélange de signaux différents.
- Applications : ● ASSERVISSEMENT,
● TÉLÉCOMMANDE,
● RÉGULATION, etc...
- Fascicule technique adressé sur demande.



MESURES ÉLECTRIQUES
RELAIS • MICROMOTEURS
AMPLIFICATEURS MAGNÉTIQUES
CONTRÔLE THERMIQUE ET INDUSTRIEL

BRION, LEROUX & C^{IE}

40, QUAI DE JEMMAPES - PARIS (X^e)
TÉLÉPHONE : NORD 81-48 et 81-49 - BOTZARIS 85-88

LA MAÎTRISE PUBLICITAIRE - PARIS

Nouveaux TYPES DE RELAIS

Réalisés spécialement pour
l'Industrie de l'Électronique

- ★ type B2, culot "Miniature" 1 RT
 - ★ type B3, culot "Noval" 2 RT
 - ★ type B7, culot "Octal" 2 RT 5 Amp.
- hermétiques, atmosphère d'Azote.

Agence Publiatrec-Domenach



- ★ Relais d'Antenne
 - ★ Relais Coaxiaux
 - ★ Relais de protection
 - ★ Relais à enclenchement etc...
- 400 modèles de relais différents

FABRIQUE D'APPAREILLAGES
S. GAILLARD

12 bis, Rue des Pavillons, Chatillon/s Bagneux (Seine)
Téléphone ALésia : 33-96

**SALON NATIONAL
DE LA
PIÈCE DÉTACHÉE
Radio-Télévision**

Le Salon est organisé par :

Le S.I.P.A.R.E. (Syndicat des Industries de Pièces détachées et Accessoires Radioélectriques et Electroniques) avec la collaboration de
La Chambre Syndicale des Constructeurs de Compteurs, Transformateurs de Mesure et Appareils Electriques et Electroniques de Mesure et de Contrôle.

Le S.C.A.R.T. (Syndicat des Constructeurs d'Appareils Radio Récepteurs et Téléviseurs)

Le S.I.T.E.L. (Syndicat des Industries de Tubes Electroniques).

Le Syndicat des Constructeurs français de Condensateurs électriques fixes.

Invitation

Nous invitons nos lecteurs de la Métropole, de l'Union Française et de l'Etranger à visiter le **SALON NATIONAL DE LA PIÈCE DÉTACHÉE RADIO-TÉLÉVISION** qui aura lieu à Paris au Parc des Expositions Porte de Versailles, du 11 au 15 Mars inclus. "Electronique Industrielle"

SALON RÉSERVÉ AUX PROFESSIONNELS

Découpez cette invitation; elle sera valable pour votre entrée gratuite au **SALON**

V.P.

POTENTIOMÈTRES ÉTANCHES OU STANDARDS

- ★ au graphite
- ★ au carbone moulé aggloméré
- ★ bobinés

Variohm

Rue Charles-Vapereau
RUEIL (S.-et-O.) - MAL. 24-54

SALON DE LA PIÈCE DÉTACHÉE - Allée B - Stand 19

**électronique
Industrielle**

BULLETIN D'ABONNEMENT

à découper et à adresser à la

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

Pour être au courant de tous les progrès de l'Électronique, pour accroître leur valeur professionnelle, tous les techniciens doivent souscrire un abonnement à leur Revue.

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

Pour la BELGIQUE et le Congo Belge, s'adresser à la Sté BELGE DES ÉDITIONS RADIO, 204 a, chaussée de Waterloo, Bruxelles ou à votre librairie habituelle.

NOM
(Lettres d'imprimerie 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.)

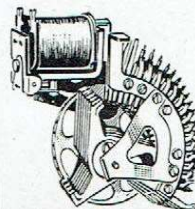
MODE DE RÈGLEMENT (Bifurquer les mentions inutiles)

● MANDAT ci-joint ● CHÈQUE ci-joint ● VIREMENT POSTAL de ce jour

au C.C.P. Paris 1.164-34

DATE : SIGNATURE :

LE PLUS GRAND CHOIX DE RELAIS EN FRANCE !



QUELQUES EXEMPLES :

R.C. 1 : Relais Sélecteur « Strowger » 24 V ; 4 bras à 25 points.

R.C. 2 : Relais Sélecteur « Siemens » 4 bras à 11 points + 1 repos et 1 bras plein.

R.S. 13 : Relais polarisé allemand sous capot pieux à cadre mobile et à double potentiomètre, muni d'une embase à 12 contacts latéraux. Ces potentiomètres à 700 ohms, sont à une intensité max. de 0,3 Amp. Tension variable de moins 24 V. à plus 24 V.

Un cadre de commande de 500 ohms, déviant sous 2,2 mA. (max. 50 mA).

R.S. 14 : Mêmes modèle et principe que le « R.S. 13 » mais comportant deux cadres de commande, l'un de 300 ohms déviant pour 1 mA, l'autre de 3000 ohms, déviant pour 10 mA.

(Notice technique avec schéma pour « R.S. 13 » et « R.S. 14 » sur demande ou fournie avec l'appareil.) (Socle spécial gratuit).

R.B. 42 : Relais « SBIK » blindé 24 V. - 120 ohms - 6 Amp. 5 contacts inverseurs (principe à noyau plongeant).

R.B. 43 : Relais « SBIK » (même modèle que le « R.B. 42 ») 100 ohms - 10 Amp. 3 inverseurs.

E.A. 56 : Micromoteurs « Siemens » 24 V c.c. 0,8 A 10 W. 5000 tr/mn, Ø 30 mm, long. 65 mm. Fonctionne à partir de 4,5 V.

Pour télécommande, modèle réduit, etc...
Équipé d'un réducteur démontable : 3 tr/mn.



IMPORTATION et EXPORTATION
de matériels de télécommunication

VENTE DE TOUS MATÉRIELS
Professionnels

Magasins de Vente et Service Province :

18, rue Crozatier, PARIS-12^e - Tél. : DIDerot 98-89

Métro : Gare de Lyon, Reuilly-Diderot - Autobus : 20, 61, 63, 65, 66 et 91

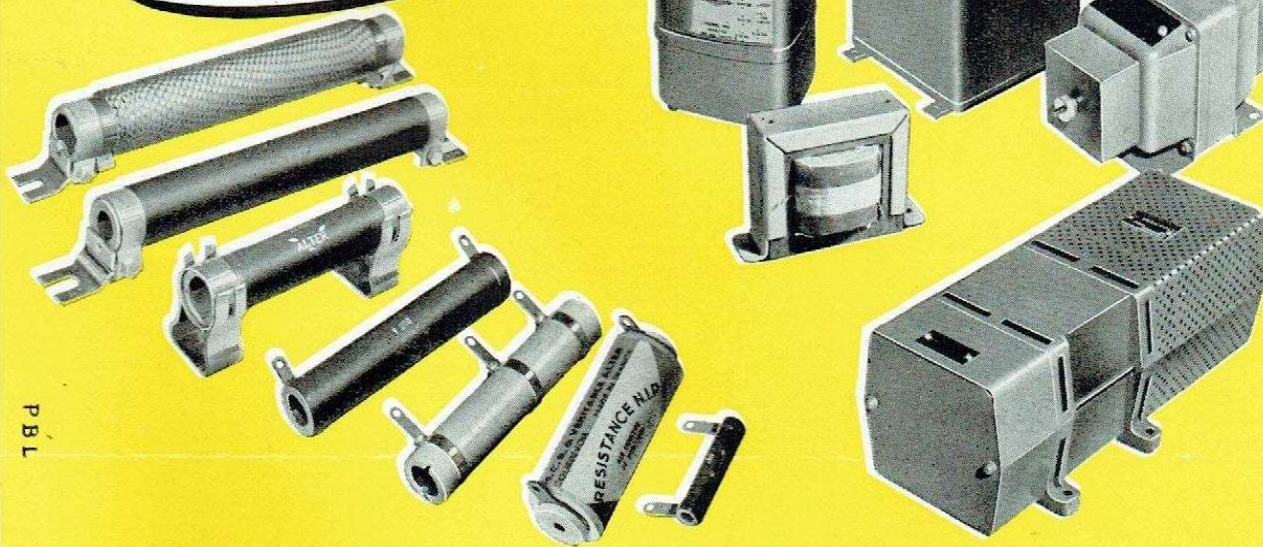


Potentiomètres et Condensateurs

M.C.B. & VERITABLE ALTER

11, rue Pierre Lhomme — COURBEVOIE — Tél. : Défense 20-90

Résistances • Transformateurs • REGUVOLT



UNE RÉUSSITE
INDUSTRIELLE

Unique au monde...



Agence PUBLITEC-DOMENACH



type
430
MULTIMÈTRE
International

* **PROTECTION
AUTOMATIQUE**

contre toutes surcharges
ou fausses manœuvres.
(Breveté tous pays).

* **TRÈS GRANDE
SENSIBILITÉ**
20.000 Ω PAR VOLT
alternatif et continu

* **29 CALIBRES**
3 à 5.000 V. alt. et continu
50 μ A à 10 A = 0-20 M Ω

* **HAUTE PRÉCISION**
Tolérances conformes aux
normes U.T.E.
c.c. : 1,5 % — c.a. : 2,5 %

* **PRIX**
sans concurrence.

COMPAGNIE GÉNÉRALE DE MÉTROLOGIE



ANNECY

FRANCE

LEADER DE LA MÉTROLOGIE INTERNATIONALE