

# L'ONDE

35<sup>e</sup> ANNÉE - N° 338

MARS 1955

*International*

PRIX 600 FR\$

# ÉLECTRIQUE

REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS  
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS - 6<sup>e</sup>

Library  
Boulder Laboratories  
National Bureau of Standards  
Boulder, Colorado

LES  
TRANSISTORS



à l'avant garde  
de l'électronique  
Cie GÉNÉRALE DE T.S.F.

LA PIÈCE DÉTACHÉE  
ÉLECTRONIQUE

*professionnelle*  
FRANÇAISE

# QUARTZ • FILTRES A QUARTZ • PILOTES A QUARTZ ÉTALONS DE FRÉQUENCE



## *Le Quartz*

FOURNIT LA SOLUTION DE TOUS  
LES PROBLÈMES DE STABILITÉ ET  
DE PRÉCISION DE FRÉQUENCE

DÉPARTEMENT DE  
**SOCIÉTÉ FRANÇAISE**  
6, RUE ADOLPHE-LA-LYRE



PIÉZO-ÉLECTRICITÉ  
**RADIOÉLECTRIQUE**  
COURBEVOIE - TÉL. : DÉF. 47-80

## RÉSUMÉS DES ARTICLES

**SUR QUELQUES ASPECTS DU PROBLÈME DE PIÈCES DÉTACHÉES EN ÉLECTRONIQUE**, par A. DANZIN, Directeur général de la Société Le Condensateur Céramique. Onde Electrique de Mars-Avril 1955 (pages 181 à 188).

Une première partie de l'exposé est consacrée à l'étude des tendances que présente actuellement la technique des pièces détachées du matériel radioélectrique. L'introduction d'éléments fonctionnels nouveaux dont le plus célèbre est le transistor précipite encore la rapidité d'évolution qui est une des caractéristiques de cette industrie. Sécurité de service, bas prix et réduction des dimensions conduisent à consacrer d'importants efforts à la recherche et au développement technique.

Les conditions dans lesquelles peuvent être menées les études de laboratoire et l'importance qu'il faut attacher à l'introduction et à la mise au point de matériaux nouveaux, sont ensuite examinées.

Puis l'auteur indique les principes qui doivent animer l'effort de développement pour parvenir à la fabrication de grande série. Le contrôle qualité joue un rôle essentiel et nécessite de puissants moyens en appareils d'essais.

Mais qualité et prix de revient sont également liés à l'existence de cahiers des charges à l'échelon national et international. La situation actuelle en matière de spécifications est résumée.

Beaucoup d'efforts restent à faire, mais le marché français et la qualité de nos techniciens justifient les plus larges espoirs.

**RÉSISTANCE DE HAUTE VALEUR A COUCHE ORGANIQUE**, par P. BRISTEAU, Service des constructions électriques Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay. Onde Electrique de Mars-Avril 1955 (pages 220 à 221).

On décrit le principe et le procédé de fabrication d'un type de résistances dont les valeurs s'échelonnent entre  $10^7$  et  $10^{14}$  ohms. Ces résistances sont précises et de haute stabilité. Les facteurs physiques, susceptibles de modifier quantitativement la valeur de ces résistances, sont indiqués. On cite en conclusion les différents domaines d'utilisation de ces résistances.

**LES RÉSISTANCES A USAGE RADIO ÉLECTRIQUE. LEURS CARACTÉRISTIQUES, LEURS LIMITES D'EMPLOI**, par J. BELLUGUE, Chef du laboratoire « Résistances » de la Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil. Onde Electrique de Mars-Avril 1955 (pages 189 à 202).

Les résistances introduites dans les câblages radio électriques présentent un certain nombre d'anomalies par rapport à la loi d'Ohm. Ces anomalies sont étudiées en fonction des différents types de résistances miniatures et subminiatures disponibles.

Suit un examen critique du comportement des résistances lorsqu'elles subissent des épreuves thermiques, climatiques et électriques. Un certain nombre d'essais rapides sont décrits permettant de classer diverses qualités de résistances.

Enfin, il est fait une étude des conditions d'emploi possibles des résistances en fonction des résultats des essais que celles-ci ont subis.

**LES RÉSISTANCES NON LINÉAIRES. RÉALISATION, CARACTÉRISTIQUES**, par Nguyen THIEN-CHI et Jean VERGNOLLE, Centre de Recherches Techniques de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil. Onde Electrique de Mars-Avril 1955 (pages 222 à 236).

Dans une première partie sont exposées des généralités sur les résistances non-linéaires (historique, mécanisme de la non-linéarité, caractéristiques des résistances non-linéaires, etc...) ainsi que des résultats obtenus dans ce domaine aux Laboratoires C. S. F.

La seconde partie traite des circuits renfermant des résistances non-linéaires et du comportement de ces dernières, soit en courant continu ou en régime transitoire, soit en courant alternatif. Certaines applications sont passées en revue : protection contre les surtensions, régulateurs de tension, diviseurs de tension, etc...

**L'ÉVOLUTION D'UNE SPÉCIALISATION INDUSTRIELLE — RÉSISTANCES ET RHÉOSTATS BOBINÉS VITRIFIÉS — POTENTIOMÈTRES AU GRAPHITE**, par J. OZOUX, Ingénieur ESE à la société Sfernice. Onde Electrique de Mars-Avril 1955 (pages 203 à 219).

La spécialisation industrielle s'impose de plus en plus pour atteindre les objectifs essentiels : qualité, prix.

Il peut paraître aisé de fabriquer une résistance. En fait, une foule de problèmes surgissent, qui ne peuvent être résolus dans les meilleures conditions que par des entreprises spécialisées.

Le but de cet article est de présenter aux techniciens électriciens et électroniciens utilisant des résistances bobinées vitrifiées, des rhéostats ou des potentiomètres, un tableau d'actualité de cette branche particulière de la fabrication des pièces détachées.

Les caractéristiques essentielles et les difficultés de ces fabrications ont fait l'objet d'un parallèle avec les exigences des documents de normalisation.

**DIODES A JONCTION**, par B. DREYFUS-ALAIN, Ingénieur E.S.P.C.I. à la Compagnie Française Thomson-Houston. Onde Electrique de Mars-Avril 1955 (pages 237 à 242).

C'est en mettant en relief les principaux inconvénients présentés par les tubes à vide, que l'auteur introduit cet article sur les diodes à jonction. Puis sans donner de développement théorique trop important, ni insister sur la technologie, mais en mêlant les deux aspects, il nous fait faire connaissance avec ces éléments semi-conducteurs. Ensuite sont données les caractéristiques de redresseurs fabriqués par la Compagnie Française Thomson-Houston. L'intérêt de ces éléments et les espoirs qu'ils font naître conduisent encore l'auteur à mentionner quelques-unes de leurs applications.

# SUMMARIES OF THE PAPERS

---

HIGH VALUE ORGANIC FILM RESISTORS, by P. BRISTEAU, *Service des Constructions Electriques, Centre d'Études Nucléaires de Saclay*. *Onde Electrique*, March-April 1955 (pages 220 to 221).

The principle and manufacturing process of a type of resistor whose values are in steps between  $10^7$  and  $10^{14}$  ohms is described. These are close-limit high-stability resistors. Physical factors which might affect the value of these resistors are given. The different fields of use are finally discussed.

NON LINEAR RESISTORS (REALISATION - CHARACTERISTICS), by Nguyen THIEN CHI, and Jean VERGNOLLE, *Technical Research centre, Compagnie Générale de Télégraphie sans fil*. *Onde Electrique*, March-April 1955 (pages 222 to 236).

The first part is a general account of non-linear resistors (historic, nature of non-linearity, characteristic of non-linear resistors) as well as results obtained in this field by the C.S.F. Laboratories.

The second part deals with circuits which contain non-linear resistors and the behaviour of these for direct current, under transient conditions and for alternating current. Some applications are reviewed: protection against excess voltage, voltage regulators, voltage dividers, etc.

JUNCTION DIODES, by B. DREYFUS-ALAIN, *Ingénieur ESPCI à la Compagnie Française Thomson-Houston*. *Onde Electrique*, March-April 1955 (pages 237 to 242).

The author introduces this article on junction diodes by emphasising the main disadvantages of thermionic valves. Then, without dwelling too much on the theoretical or on the technological side but by blending the two aspects, he introduces us to these semi-conductor elements. Characteristics of rectifiers made by the French Thomson-Houston Company are then given. The advantages of these elements, and the expectations to which they give rise, lead to the mention of a few applications.

SOME ASPECTS OF THE ELECTRONIC COMPONENTS PROBLEM, by A. DANZIN, *Director General of the Société Le Condensateur Céramique*. *Onde Electrique*, March-April 1955 (pages 181 to 188).

The first part deals with present trends in the components used in radio. The introduction of new functional components, the most celebrated of which is the transistor, increases still further the speed of evolution characteristic of this industry. Reliability, low cost, reduction in size, call for great effort on the part of research and development techniques.

The conditions controlling laboratory studies and the importance which must be attached to the introduction and development of new materials, are then considered.

Next the author describes the principles which must govern development effort to ensure the success of mass production. Quality checks play an essential part and demand adequate test apparatus.

Quality and manufacturing cost are equally tied to the existence of specifications on the national and international scale. The position regarding specifications is summarised.

Much remains to be done but the french market and the quality of our technicians justify the highest hopes.

CHARACTERISTICS AND PRACTICAL LIMITATIONS OF RADIO RESISTORS, by J. BELLUGUE, *Head of Resistor Laboratory, Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil*. *Onde Electrique*, March-April 1955 (pages 189 to 202).

Resistors in radio equipment exhibit certain anomalies in respect of Ohm's law. These anomalies are studied for the different types of miniature and sub-miniature resistors available.

A critical examination is then made of the behaviour of resistors when subjected to temperature, climatic and electrical tests. A number of rapid tests are described, which enable the various characteristics of resistors to be classified.

Finally, the possible working conditions for resistors are studied in the light of their behaviour under test conditions.

THE EVOLUTION OF AN INDUSTRIAL SPECIALITY — RESISTORS AND RHEOSTATS, VITREOUS RESISTORS, CARBON POTENTIOMETERS, by J. OZOUX, *Ingénieur E.S.E. à la Société Sfernice*. *Onde Electrique*, March-April 1955 (pages 203 to 219).

Industrial specialisation becomes more and more necessary in order to attain the essential objectives: quality and price.

It may seem easy to make a resistor. In fact a host of problems arise which can only be solved, even under the best conditions, by specialised undertakings.

The aim has been to present to electrical and electronic technicians who use vitreous wire-wound resistors, rheostats or potentiometers, a modern picture of this specialised branch of component manufacture.

The essential characteristics and the difficulties of manufacture have been compared with the requirements of standard specifications.

## RÉSUMÉS DES ARTICLES (Suite)

**PROPRIÉTÉS ESSENTIELLES DES TRANSISTRONS**, par J. MOULON, *Ingénieur des Télécommunications au Centre National d'Etudes des Télécommunications*. Onde Electrique de Mars-Avril 1955 (pages 243 à 263).

L'article commence par un rapide rappel des propriétés des semi-conducteurs et par des généralités sur les propriétés essentielles des quadripôles servant de base à la technique d'utilisation des transistrons. Le chapitre sur le transistron jonction contient un résumé des possibilités et des modes de montage des transistrons. Le chapitre suivant aborde le problème des schémas équivalents en HF des montages et performances dans ce domaine. Les propriétés des transistrons à pointes sont ensuite passées en revue : stabilité et utilisation en basculeur. L'histoire et l'évolution des transistrons permet à l'auteur de décrire les divers types de transistrons et de comparer leurs performances, en prévoyant l'évolution prochaine. Des méthodes de mesures et les appareils correspondants sont enfin rapidement passés en revue.

**ÉVOLUTION DE LA TECHNIQUE DES CONDENSATEURS AU PAPIER DURANT LES DIX DERNIÈRES ANNÉES**, par J. P. MAYEUR ancien élève de l'Ecole Polytechnique, *Ingénieur à la Compagnie Industrielle des Téléphones*. Onde Electrique de Mars-Avril 1955 (pages 284 à 287).

L'auteur étudie dans cet article l'état de la technique française des condensateurs au papier en 1945-1946, et remarque particulièrement que la plupart des incidents relevés provenaient d'une étanchéité insuffisante des enrobages ou boîtiers.

Il indique ensuite quelles furent les principales études entreprises par la Compagnie Industrielle des Téléphones et sa filiale la S.I.R.E., pour améliorer la qualité et diminuer le volume des condensateurs au papier.

En conclusion, il essaye de dégager la leçon de l'évolution ainsi mise en évidence.

**AMPLIFICATEUR A TRANSISTRONS A FAIBLE CONSOMMATION. ÉTUDE DE LA COMPENSATION DES EFFETS DES VARIATIONS DE TEMPÉRATURE**, par C. HANNIGSBERG, *Lignes Télégraphiques et Téléphoniques*. Onde Electrique de Mars-Avril 1955 (pages 264 à 277).

Une des principales difficultés rencontrées dans l'emploi des transistrons actuels est due aux variations de leurs caractéristiques avec la température ambiante.

On examine, dans un cas concret, comment ces variations fixent les conditions limites de fonctionnement à basse et à haute température (15° C et 50° C). Les circuits de stabilisation nécessaires pour respecter ces conditions sont calculés pour chacun des deux étages de l'amplificateur pris comme exemple. Ces circuits consomment environ six fois l'énergie strictement nécessaire au fonctionnement à température fixe.

On montre ensuite qu'en établissant une liaison directe entre les deux transistrons et en choisissant convenablement les éléments des circuits, on peut obtenir une stabilisation mutuelle des étages sans dépasser la consommation nécessaire au fonctionnement à température fixe.

**LES CONDENSATEURS AU POLYSTYROL**, par S. FLAKS et A. PIGEONNIER, *Ingénieurs à la Société Lignes Télégraphiques et Téléphoniques*. Onde Electrique de Mars-Avril 1955 (pages 288 à 294).

Le polystyrol est un corps de très haute résistivité, de facteur de puissance élevée, de grande rigidité diélectrique, qui, depuis longtemps, a retenu l'intérêt des électriciens. On décrit les procédés permettant d'en obtenir des feuilles minces et de les utiliser pour constituer des condensateurs bobinés. On précise ensuite les conditions d'utilisation de ces condensateurs : limites de température, de tension appliquée, de puissance alternative transmise. Enfin on indique les principales caractéristiques électriques en le comparant à celui des condensateurs au papier et au mica.

**ÉLÉMENTS MODULATEURS POUR SYSTÈMES DE TÉLÉCOMMUNICATIONS A COURANTS PORTEURS**, par DOUÇOT et ROY. Onde Electrique de Mars-Avril 1955 (pages 278 à 283).

- Utilisation des redresseurs à oxyde de cuivre dans les télécommunications à courants porteurs.
- Montage des redresseurs.
- Essais des modulateurs apairés.
- Caractéristiques.
- Modulateurs type « Miniature ».
- Fabrication des rondelles redresseuses.

**COMPORTEMENT EN HAUTE FRÉQUENCE DES CONDENSATEURS AU MICA**, par P. VARALDI, *Ingénieur E.S.E., licencié ès-Sciences* et V. KOHAN, *Ingénieur à la Société St afix*. Onde Electrique de Mars-Avril 1955 (pages 295 à 307).

Les auteurs, après avoir indiqué comment varie l'angle de pertes des condensateurs au mica avec la fréquence, la température et la tension appliquée aux bornes, établissent, à partir de ces données, la théorie du phénomène dit « d'emballlement de température » parfois constaté dans des circuits oscillants des postes d'émission équipés de condensateurs mica ou céramique.

Ils indiquent comment varie à température d'échauffement constante le régime de fonctionnement des condensateurs au mica (courbes caractéristiques) en haute fréquence.

Ils concluent enfin en donnant des indications sur l'utilisation pratique des condensateurs au mica dans les postes d'émission, et précisent ces règles d'utilisation sur un certain nombre d'exemples.

## SUMMARIES OF THE PAPERS (Continued)

DEVELOPMENT OF PAPER CAPACITOR TECHNIQUE DURING THE LAST TEN YEARS, by J.P. MAYEUR, *late student of the Ecole Polytechnique, Ingénieur à la Compagnie Industrielle des Téléphones*. *Onde Electrique*, March-April 1955 (pages 284 to 287).

The author examines the state of the art on paper capacitors in France in 1945-1946, and mentions particularly that most of the troubles experienced arise from imperfect sealing of the containers.

He then describes the main investigations of the Compagnie Industrielle des Téléphones and its subsidiary S.I.R.E. on the problem of improving the quality and reducing the volume of paper capacitors.

Finally, he attempts to point out the lessons to be learned from the experience recounted.

POLYSTYROL CONDENSERS, by S. FLAKS and A. PIGEONNIER, *Ingénieurs à la Société Lignes Télégraphiques et Téléphoniques*. *Onde Electrique*, March-April 1955 (pages 288 to 294).

Polystyrol is a material with high resistivity, a high power factor and good dielectric stability, which has occupied the attention of electrical engineers for a long time. The method of making thin sheets and their use for making wound condensers are described. The working limits are stated for these condensers, for temperature, applied voltage and ripple current. Finally, the principal electrical characteristics are given and compared with those of paper and mica condensers.

BEHAVIOUR OF MICA CAPACITORS AT HIGH FREQUENCIES, by P. VARALDI, *Ingénieur E.S.E., licencié ès-Sciences* and V. KOHAN, *Ingénieur à la Société St.afx*. *Onde Electrique*, March-April 1955 (pages 295 to 307).

The authors first show how the loss-angle of mica capacitors varies with frequency, temperature and applied voltage, and from these data develop a theory of the "temperature-runaway" phenomenon which is sometimes encountered in the oscillatory circuits of transmitters when mica or ceramic capacitors are used. They show how the high frequency characteristic curves of mica capacitors vary at running temperatures, and conclude by giving information on the practical use of mica capacitors in transmitters, illustrating these rules with a number of examples.

ESSENTIAL PROPERTIES OF TRANSISTORS, by J. MOULON, *Ingénieur des Télécommunications, au Centre National d'Etudes des Télécommunications*. *Onde Electrique*, March-April 1955 (pages 243 to 263).

The article commences with a short resumé of the properties of semi-conductors and a general review of the essential properties of a quadripole which form a basis for the technique of using transistors. The chapter on the junction transistor summarises the possibilities of transistors and methods of connection. The following chapter deals with the equivalent circuits at H.F. and the circuits used and the performance obtained in this application. Properties of point contact transistors are then reviewed: stability and use as bi-stable devices. The history and development of transistors enable the author to describe the various types of transistors and to compare their performances, leading up to a forecast of future development. Methods of measurement and the associated apparatus are shortly reviewed.

TEMPERATURE COMPENSATION IN A LOW CONSUMPTION TRANSISTOR AMPLIFIER, by C. HANNIGSBERG, *Lignes Télégraphiques et Téléphoniques*. *Onde Electrique*, March-April 1955 (pages 264 to 277).

One of the principal difficulties encountered in the use of practical transistors is due to the variation of their characteristics with ambient temperature.

A practical case is taken to demonstrate how these variations fix the limiting operating conditions at low and high temperatures (15°C to 50°C). The stabilising circuits required to take account of these conditions are calculated for each of the two stages of the amplifier which is taken as an example. These circuits take nearly six times the power which is necessary for fixed temperature working.

It is then shown that by coupling the two transistors directly, and by a suitable choice of circuit elements, mutual stabilisation can be obtained between the two stages, such that the energy consumption associated with fixed temperature working is not exceeded.

MODULATOR ELEMENTS FOR CARRIER TELECOMMUNICATION SYSTEMS, by DOUÇOR and ROY. *Onde Electrique*, March-April 1955 (pages 278 to 283).

- Use of copper oxide rectifiers in carrier telecommunication systems.
- Rectifier circuitry.
- Tests on unbalanced modulators.
- Characteristics.
- Miniature type modulators.
- Manufacture of rectifier discs.

## RÉSUMÉS DES ARTICLES (Suite)

LES CONDENSATEURS ÉLECTROLYTIQUES, par H. E. MIQUELIS. *Onde Electrique de Mars-Avril 1955 (pages 308 à 317).*

*Un regard curieux vers le passé, une vue schématique du condensateur électrolytique, un aperçu des théories explicatives, un bref exposé de l'évolution du condensateur dans le temps, un panorama des résultats obtenus, puis finalement un tableau succinct des tendances actuelles et des espoirs nés des derniers travaux de laboratoire, voici quel est le canevas d'un article dont les dimensions, relativement réduites, ont obligé l'auteur à condenser sous une forme quelquefois peu orthodoxe parce que simplifiée à l'extrême, nombre de concepts techniques qui eussent mérité d'être exprimés sous une forme plus rigoureusement scientifique.*

LES MATÉRIAUX MAGNÉTIQUES A FAIBLE CHAMP COERCITIF, par M. FOLLIOU, *Ingénieur à la Compagnie Française Thomson-Houston. Onde Electrique de Mars-Avril 1955 (pages 357 à 361).*

*L'auteur se propose de faire le point et non pas d'entrer dans le détail ; car il existe par ailleurs, pour chaque produit, la documentation indispensable à sa bonne utilisation.*

*Trois figures accompagnent le texte :*

— *La première permet de juger des propriétés des matériaux magnétiques les plus représentatifs.*

— *La deuxième rappelle le schéma de principe du montage utilisé pour le tracé des cycles de pertes à l'oscillographe.*

— *La troisième est la reproduction d'un cycle de pertes, déformé accidentellement par une erreur de montage sur un transformateur.*

UNE NOUVELLE PIÈCE DÉTACHÉE MINIATURE : LE CONDENSATEUR ÉLECTROLYTIQUE AU TANTALE, par Nguyen THIEN-CHI et Jean VERGNOLLE, *Centre de Recherches Techniques de la Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil. Onde Electrique de Mars-Avril 1955 (pages 318 à 339).*

*Après avoir rappelé quelques points particuliers de la miniaturisation des condensateurs, les auteurs présentent un bref exposé sur les condensateurs électrolytiques.*

*Le reste de l'article est consacré aux condensateurs électrolytiques au tantale, et spécialement aux condensateurs à anodes frittées en tantale poreux. Les performances dynamiques de ces derniers ont donné lieu à une étude mathématique sommaire dont les résultats sont vérifiés par l'expérience.*

*Une dernière partie comprend :*

— *un rapide aperçu technologique,*

— *une description de quelques condensateurs à anodes frittées, réalisés aux Laboratoires C.S.F., avec leurs principales caractéristiques.*

NOYAUX MAGNÉTIQUES EN POUDRES D'ALLIAGE

*Communication du Laboratoire des Matériaux Magnétiques de la Société Anonyme de Télécommunications. Onde Electrique de Mars-Avril 1955 (pages 362 à 365).*

*Les noyaux en poudre d'alliage Fe Ni Cu constituent un matériau magnétique particulièrement adapté aux exigences de la technique des courants faibles de basse fréquence. Les bobines d'inductance utilisant ces noyaux présentent une très grande stabilité et des pertes hystériques particulièrement faibles. Grâce à leur perméabilité élevée les noyaux en poudre d'alliage permettent également une réduction sensible de l'encombrement des circuits magnétiques.*

NOUVEAUX ALLIAGES A PROPRIÉTÉS MAGNÉTIQUES ET MAGNÉTOSTRICTIVES, par A. VILLACHON, *Directeur du département Métallurgie de Précision à la Société Métallurgique d'Imphy. Onde Electrique Mars-Avril 1955 (pages 340 à 356).*

*Bref rappel des principes d'orientation cristallographique et des avantages qu'elle présente. Intérêt des circuits coupés (en Anglais C Cores) en alliage Fe-Si orienté à 3 % de Si, marque Imphysil, et des tores en alliage Fe-Ni à 50 % Ni, orienté, de la marque Rectimphy de la Société Métallurgique d'Imphy. Nombreux diagrammes montrant les propriétés magnétiques de ces réalisations. Deux réalisations nouvelles dans le domaine de la magnétostriction : les bilames à magnétostriction « Joulphy » permettant d'amplifier ces phénomènes, de même que les bilames thermiques amplifient les phénomènes de dilatation, l'alliage « Vilphy » permettant, grâce aux variations d'induction résultant d'une légère déformation réversible, de transformer une déformation ou un effort en grandeur électrique. Bref rappel de différents alliages à propriétés physiques remarquables.*

ÉTUDE ET CONTRÔLE DES MATÉRIAUX MAGNÉTIQUES UTILISÉS EN RADIOÉLECTRICITÉ, par G. PÉLISSIER, *Ingénieur au Laboratoire Industriel de Physique Appliquée. Onde Electrique de Mars-Avril 1955 (pages 366 à 373).*

*L'article débute par un rappel de quelques notions sur la perméabilité complexe en courant alternatif et les coefficients de pertes des matériaux magnétiques utilisés en télécommunications. L'auteur expose ensuite le principe de mesure des caractéristiques magnétiques de ces matériaux, et décrit trois dispositifs réalisés pour ces mesures, respectivement en basse-fréquence, moyenne-fréquence, et haute-fréquence, ainsi que deux appareils de contrôle rapide en série.*

*Enfin on donne trois exemples d'applications de ces dispositifs.*

## SUMMARIES OF THE PAPERS (Continued)

LOW COERCIVITY MAGNETIC MATERIALS, by M. FOLLIOT, *Ingénieur à la Compagnie Française Thomson Houston*. Onde Electrique, March-April 1955 (pages 357 to 361).

The author states a case but does not go into detail; because information for the correct use of each product exists elsewhere.

Three figures accompany the text:

— The first shows the properties of the most representative magnetic materials.

— The second recalls the principles of the circuit arrangements for tracing the loss cycles on an oscillograph.

— The third is a reproduction of a loss cycle, accidentally deformed by a wiring fault in a transformer.

MAGNETIC ALLOY DUST CORES. *Communication from Laboratoire des Matériaux Magnétiques de la Société Anonyme de Télécommunications*. Onde Electrique, March-April 1955 (pages 362 to 365).

Dust cores of Fe, Ni, Cu alloy are particularly adapted for weak currents at low frequencies. Inductances made from these cores are very stable and the hysteresis loss is particularly small. Their high permeability results in a considerable reduction in size of components in magnetic circuits.

INVESTIGATION AND ROUTINE TESTING OF MAGNETIC MATERIALS FOR RADIO PURPOSES, by G. PELISSIER, *Ingénieur au Laboratoire Industriel de Physique Appliquée*. Onde Electrique, March-April 1955 (pages 366 to 373).

The article begins by recapitulating some concepts of the complex alternating current permeability and of the loss factors of the magnetic materials used in telecommunications. The author then explains the principles involved in the measurement of the magnetic characteristics of these materials, and describes three arrangements developed for such measurements at low, medium and high frequencies respectively, together with two test sets for rapid production testing.

Finally, three examples are given of the use of this apparatus in practice.

ELECTROLYTIC CAPACITORS by H. E. MIQUELIS. Onde Electrique, March-April 1955 (pages 308 to 317).

A critical examination of past history, a schematic view of electrolytic capacitors, a summary of explanatory theories, a brief account of the evolution of capacitors, a general view of the results obtained, and finally, a succinct picture of present trends and of the hopes arising out of recent laboratory work; such is the plan of an article in which space limitations have compelled the author to condense a number of technical concepts into a form which is so extremely simplified as sometimes to be scarcely orthodox, although they deserve more rigorous scientific treatment.

A NEW MINIATURE COMPONENT: THE TANTALUM ELECTROLYTIC CAPACITOR, by Nguyen THIEN CHI and Jean VERGNOLLE, *Technical Research Centre, Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil*. Onde Electrique, March-April 1955 (pages 318 to 339).

After a recapitulation of some special points in the miniaturisation of capacitors, the authors give a short account of electrolytic capacitors.

The remainder of the article is devoted to tantalum electrolytic capacitors, with special reference to capacitors with anodes of porous tantalum. The dynamic characteristics of this type of capacitor are studied mathematically and the theoretical results are found to be in agreement with practice.

The final section comprises:

— A brief technological review.

— A description of some porous anode capacitors produced in the C.S.F. Laboratories, with their principal characteristics.

NEW MAGNETIC AND MAGNETIC - STRICTIVE ALLOYS by A. VILLACHON, *Directeur du département Métallurgie de Précision à la Société Métallurgique d'Imphy*. Onde Electrique, March-April 1955 (pages 340 to 356).

Brief review of crystal orientation and of its advantages. Advantages of C cores of Fe-Si alloy, oriented, with 3 % Si — « Imphysil » — and of toroids of Fe-Ni alloy with 50 % Ni oriented — « Rectimphy » — made by La Société Métallurgique d'Imphy. Numerous diagrams showing the magnetic properties of these products. Two new products in the magnetostriction field — double magnetostriction strips « Joulphy » which amplify these phenomena in the same way as a bimetallic strip amplifies expansion due to temperature change, the alloy « Vilphy » which permits a stress or strain to be converted into an electrical quantity because of the variations in permeability produced by a small reversible strain. Brief review of different alloys having remarkable physical properties.

**PARAMÈTRES EFFECTIFS DES FERRITES DE NICKEL DANS LA GAMME 0 -1 000 MEGAHERTZ**, par J. ROZES, *Ingénieur à la Société Lignes Télégraphiques et Téléphoniques.* Onde Electrique de Mars-Avril 1955 (pages 374 à 378).

Le but du présent article est de fournir quelques caractéristiques magnétiques et électriques des ferrites de nickel. A la suite de l'exposé des méthodes de mesure utilisées, il est donné, pour chaque type de ferrite étudié, un certain nombre de courbes montrant les variations de la perméabilité complexe et du facteur de pertes magnétiques en fonction de la fréquence. Pour certains de ces ferrites, il a été effectué également les mesures de la permittivité complexe et du facteur de qualité du matériau.

**CADRES UTILISANT DES FERRITES**, par J. DUPUIS, *Ingénieur chef de section à la Société La Radiotechnique.* Onde Electrique de Mars-Avril 1955 (pages 379 à 393).

L'article développe une étude théorique et technologique des cadres utilisant un noyau de matériaux ferro-magnétiques non métalliques à grande perméabilité et à faibles pertes haute fréquence.

Après avoir défini le « hQ » des cadres, on étudie les éléments qui agissent sur lui, notamment la perméabilité de la ferrite, le nombre de spires et la forme du bobinage.

On considère ensuite le souffle et le rapport signal-souffle des cadres.

Une comparaison est faite entre les cadres et les antennes, au point de vue sensibilité et souffle.

**FABRICATION ET POSSIBILITÉS DU QUARTZ MODERNE**, par A. ERKENS, *Ingénieur au département Piezo-électricité de la Société Française Radioélectrique.* Onde Electrique de Mars-Avril 1955 (pages 394 à 399).

On examine dans une première partie de l'article l'ensemble des procédés modernes de fabrication des quartz, en insistant particulièrement sur ceux entrés en pratique dans les dernières années du fait de l'évolution de la technique. (On tend de plus en plus vers l'emploi de quartz métallisés).

La deuxième partie expose les performances que l'on peut attendre des quartz : économie de poids, amélioration de la dérive thermique, réduction des dimensions s'ajoutant à l'augmentation de la stabilité de la fréquence.

Cette dernière peut atteindre pour certains quartz thermostatés  $10^{-8}$  ou mieux.

**LES RELAIS ÉLECTROMÉCANIQUES DANS LES TÉLÉCOMMUNICATIONS**, par E. ALIZON, *Ancien élève de l'Ecole Polytechnique, Ingénieur à la Cie Industrielle des Téléphones.* Onde Electrique de Mars-Avril 1955 (pages 400 à 412).

La technique et l'emploi des relais électromécaniques posent souvent à l'ingénieur non spécialiste, en particulier à l'ingénieur électronicien, des problèmes pratiques difficiles à résoudre.

Dans la première partie de l'exposé, l'auteur examine les propriétés essentielles des relais électromagnétiques. Il analyse les différents facteurs intervenant dans la qualité et le champ d'utilisation des contacts, puis les propriétés des moteurs de relais, rendement, temps de fonctionnement, enfin les caractéristiques essentielles d'un relais considéré comme un tout. Des indications pratiques complètent ce tour d'horizon rapide.

La deuxième partie est consacrée à une description détaillée d'un nouveau modèle de relais sensible polarisé spécialement étudié pour les liaisons électroniques électromécaniques. Des jeux de courbes et leur mode d'utilisation permettent d'en effectuer le calcul complet et d'en apprécier la souplesse d'utilisation.

**SUR QUELQUES ORGANES DE CONNEXION POUR MATÉRIELS DE TÉLÉCOMMUNICATIONS**, par A. CORRIEZ, *Directeur Technique de la Société Métox.* Onde Electrique de Mars-Avril 1955 (pages 413 à 416).

La liaison d'organes et d'ensembles pose des problèmes complexes et variés suivant la nature des connexions à réaliser.

L'auteur étudie les questions soulevées par la connexion des lampes dans leurs supports ainsi que celle plus générale des connecteurs.

Il examine successivement les solutions générales adoptées en s'attachant plus particulièrement à celles concernant le matériel P. T. T.

**PILE MINIATURE HAUTE TENSION**, par P. BRISTEAU, *Service des constructions électriques Centre d'Études Nucléaires de Saclay.* Onde Electrique de Mars-Avril 1955 (pages 417 à 419).

On décrit un modèle de pile Zamboni fabriquée en série depuis 1951 au Commissariat à l'Énergie Atomique. C'est une pile haute tension, très petite, mais pouvant débiter néanmoins de faibles courants. Un bloc de 100 volts se présente sous la forme d'un cylindre de 1 cm de diamètre et de 3 cm de hauteur. Quelques applications réalisées au C. E. A. sont également citées.

**UN APPAREIL DE CONTRÔLE A POSSIBILITÉS ÉTENDUES : LE POLYTRON**, par M. LECONTE, *Ingénieur des Études à la Société Chauvin-Arnoux.* Onde Electrique de Mars-Avril 1955 (pages 420 à 423).

L'examen des performances désirables pour satisfaire aux besoins de l'industrie électronique notamment, montre que la précision effective des mesures dépend beaucoup plus de la sensibilité de l'instrument que de sa précision intrinsèque. Le galvanomètre du type magnéto électrique s'impose donc, mais nécessite en courant alternatif l'emploi de redresseurs. Tout risque de mise hors service de ceux-ci en cas de surcharge a pu être éliminé par l'emploi d'un limiteur à action instantanée.

L'appareil est pourvu de calibres-ohmmètre permettant des mesures de 1 ohm à 20 mégohms et de calibres-capacimètre pour des mesures de 500 pF à 5  $\mu$ F. La précision des mesures de capacité a pu être accrue par l'emploi d'une capacité de référence incorporée.

## SUMMARIES OF THE PAPERS (Continued)

**SOME CONNECTING DEVICES FOR TELECOMMUNICATIONS EQUIPMENT**, by A. CORRIEZ, *Directeur Technique de la Société Métex*. Onde Electrique, March-April 1955 (pages 413 to 416).

The connection of components or of pieces of equipment presents complex problems which vary according to the nature of the connections required.

The author studies the questions raised by the connection of valves in valveholders, as well as the more general question of connectors.

He examines in turn the general solutions adopted, with special reference to those concerning P.T.T. equipment.

**MINIATURE HIGH TENSION BATTERY**, by P. BRISTEAU, *Service des Constructions, Centre d'Études Nucléaires de Saclay*. Onde Electrique, March-April 1955 (pages 417 to 419).

A model of the Zamboni battery is described which has been in regular production since 1951 by the Commissariat à l'Énergie Atomique. It is a high tension battery, very small, but able never-the-less to deliver weak currents. A 100 volt block takes the form of a cylinder 1 cm diameter and 3 cm high. Some applications realised by C.E.A. are also described.

**A GENERAL PURPOSE TEST SET: THE POLYTRON**, by M. LECONTE, *Ingénieur des Etudes à la Société Chauvin-Arnoux*. Onde Electrique, March-April 1955 (pages 420 to 423).

A study of the performance requirements, more particularly for the electronic industry, shows that the accuracy of measurement in practice depends much more on the sensitivity of the instrument used than on its absolute accuracy. The moving coil galvanometer type of instrument is therefore used, with rectifiers for alternating current use. It has been possible to avoid all risk of damage due to overload by the use of a limiter which acts instantaneously.

The instrument as an ohm-meter measures from 1 ohm to 20 megohms and as a capacitance-meter measures from 500 pF to 5  $\mu$ F. Accuracy of capacitance measurement has been increased by the use of a built-in standard.

**THE EFFECTIVE PARAMETERS OF NICKEL FERRITES IN THE FREQUENCY RANGE 0-1 000 MEGACYCLES**, by J. ROZES, *Ingénieur, Lignes Télégraphiques et Téléphoniques*. Onde Electrique, March-April 1955 (pages 374 to 378).

The object of the article is to present some magnetic and electrical characteristics of nickel ferrites. Following a description of the methods of measurement employed, a number of curves are given for each type of ferrite studied, showing the variations of permeability and of loss-factor as a function of frequency. For certain ferrites, measurements have been made of the permittivity and of the quality factor.

**FRAME AERIALS USING FERRITES**, by J. DUPUIS, *Ingénieur chef de Section, Société la Radiotechnique*. Onde Electrique, March-April 1955 (pages 379 to 393).

The article presents a theoretical and technological study of frame aerials utilising cores of non-metallic ferro-magnetic materials having high permeability and low losses at high frequencies.

Having defined the « hQ » for frame aerials, the author studies the factors which influence it, and more especially the permeability of the ferrite, the number of turns, and the shape of the winding.

The noise and signal-to-noise ratio for frame aerials are then studied.

Antennae and frame aerials are compared from the points of view of noise and sensitivity.

**MANUFACTURE AND QUALITIES OF PRESENT DAY QUARTZ CRYSTALS**, by A. ERKENS, *Ingénieur au département Piezo-electricité de la Société Française Radioélectrique*. Onde Electrique, March-April 1955 (pages 394 to 399).

In the first part the whole range of manufacturing processes of quartz crystals is examined, particularly stressing those introduced in the last few years due to technical progress. (The tendency more and more is to use metallised quartz).

The second part deals with the performance obtainable with quartz: saving in weight, improvement in the temperature coefficient, reduction in dimensions, together with an improvement in the frequency stability.

The stability achieved for certain quartz crystals, thermostatically controlled, is 1 in 10<sup>8</sup> or better.

**ELECTROMECHANICAL RELAYS IN TELECOMMUNICATIONS**, by E. ALIZON, *former student of l'Ecole Polytechnique, Ingénieur à la Cie Industrielle des Téléphones*. Onde Electrique, March-April 1955 (pages 400 to 412).

The technique of using electromechanical relays often presents the non-specialist engineer, and more particularly the electronic engineer, with practical problems that are difficult to solve.

In the first part of the article, the author examines the chief properties of relays. He analyses first the various factors which affect the quality and the field of use of contacts, then the mechanical features such as efficiency and operating time; finally the characteristics of the complete relay are considered. Practical information completes this rapid survey.

The second part is devoted to a detailed description of a new sensitive polarised relay specially designed for use in electronic circuits. Families of curves, together with instructions in their method of use, allow complete calculations to be made and demonstrate their flexibility in practice.

# L'ONDE ÉLECTRIQUE

*Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens  
avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique*

Vol. XXXV

MARS-AVRIL 1955

N° 336-337

---

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS-6<sup>e</sup>. — C.C.P. Paris 53-35

Abonnements 1 an : France : 2.500 F ; Etranger : 2.800 F — Prix de ce N° : 600 F

## LA PIÈCE DÉTACHÉE PROFESSIONNELLE FRANÇAISE

Pièces détachées et matériaux  
pour équipements d'Electronique  
et de Télécommunications

---

**SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS**

10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine). — Tél. ALÉSIA 04-16 — C.C.P. Paris 697-38

# SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

## PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947)

## ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

MM.

- 1922 M. de BROGLIE, Membre de l'Institut.  
 1923 † H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.  
 1924 † R. de VALBREUZE, Ingénieur.  
 1925 † J.-B. POMÉY, Inspecteur Général des P.T.T.  
 1926 E. BRYLINSKI, Ingénieur.  
 1927 † Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.  
 1928 Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.  
 1929 † L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.  
 1930 Ed. BELIN, Ingénieur.  
 1931 C. GUTTON, Membre de l'Institut.  
 1932 P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.  
 1933 L. BRÉGUET, Ingénieur.  
 1934 Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T.S.F.  
 1935 † R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.  
 1936 † R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.  
 1937 † F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur es-Sciences.  
 1938 P. FRANCK, Ingénieur général de l'Air.  
 1939 † J. BETHENOD, Membre de l'Institut.  
 1940 † H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.  
 1945 L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.  
 1946 R. P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.  
 1947 R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radio-électricité.  
 1948 Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.  
 1949 M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.  
 1950 P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.  
 1951 Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion — Télévision Française.  
 1952 J. de MARE, Ingénieur Conseil.  
 1953 P. DAVID, Ingénieur en chef à la Marine.  
 1954 G. RABUTEAU, Directeur Général de la Sté « Le Matériel Téléphonique ».

## BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

*Président* (1955)

M. H. PARODI, Membre de l'Institut, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers.

*Président désigné pour 1956 :*

M. R. RIGAL, Ingénieur Général des Télécommunications.

*l'ice-Présidents :*

MM. E. FROMY, Directeur de la Division Radioélectricité du L.C.I.F.

A. ANGOT, Ingénieur militaire en Chef, Directeur de la Section d'Etudes et de Fabrications des Télécommunications.

C. BEURTHERET, Ingénieur en Chef à la C.F.T.H.

*Secrétaire Général :*

M. J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.

*Trésorier :*

M. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L.M.T.

*Secrétaires :*

MM. R. CHARLET, Ingénieur des Télécommunications.

J.M. MOULON, Ingénieur des Télécommunications.

P. DEMAN, Ingénieur des Télécommunications.

## Comité de Rédaction de l'ONDE ÉLECTRIQUE

*Président :* M. P. ABADIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

*Secrétaire-Rédacteur en Chef :* M. L.J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

## SECTIONS D'ÉTUDES ET GROUPES RÉGIONAUX

### SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	Colonel ANGOÏT	M. TOUTAN.
2	Matériel radioélectr.	M. LIZON	M. GAMET.
3	Electro-acoustique.	M. CHAVASSE.	M. POINCELOT.
4	Télévision.	M. MALLEIN.	M. ANGEL.
5	Hyperfréquences.	M. WARNECKE.	M. GUÉNARD.
6	Electronique.	M. CAZALAS.	M. PICQUENDAR
7	Documentation.	M. CAHEN.	Mme ANGEL.
8	Electronique appliq.	M. RAYMOND.	M. LARGUIER.
9	Electronique Nucléaire.	M. SURDIN.	M. LABEYRIE.
10	Formation du Personnel Technique.	M. BEURTHERET	M. X...

Les adhésions pour participation aux travaux des sections doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 10, avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

### GRUPE DE GRENOBLE

*Président.* — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

*Secrétaire.* — M. J. MOUSSEIGT, Chef de Travaux à la Faculté des Sciences de Grenoble.

### GRUPE D'ALGER

*Président.* — M. H. CORBERY, Ingénieur en Chef à l'Electricité et Gaz d'Algérie.

*Secrétaire.* — M. P. CACHON, Assistant à la Faculté des Sciences d'Alger.

### GRUPE DE L'EST

*Président.* — M. G. GOUDET, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.

*Secrétaire.* — M. E. GUDEFIN, Assistant à l'E. N. S. E. M.

Cher Lecteur

Nous avons déjà, à divers reprises, consacré un numéro entier de l'Ona Electrique à l'étude

d'un sujet déterminé; dans le présent fascicule c'est la question des pics détachés et des variations de base de l'apareil radioélectrique que nous exposons, donnant toujours l'intérêt capital de cette partie de notre

industrie.

Ces numéros traités à tous nos amis qui s'intéressent à la société

en ce qui concerne les activités de la société

des Radioélectriques; nous espérons que la lecture et l'intérêt qu'elle leur permettra de nous connaître la production française -

sera à accroître les contacts et les échanges entre tous les pays.

H. Fano

# Table des Matières

---

## GÉNÉRALITÉS

Sur quelques aspects du problème des pièces détachées en électronique .....	A. DANZIN .....	181
---	-----------------	-----

## RÉSISTANCES ET SEMI-CONDUCTEURS

Les résistances à usage radioélectrique. Leurs caractéristiques. Leurs limites d'emploi .....	J. BELLUGUE .....	189
L'évolution d'une spécialisation industrielle. Résistances et rhéostats bobinés vitrifiés. Potentiomètres au graphite .....	J.R. OZOUX .....	203
Résistance de haute valeur à couche organique .....	P. BRISTEAU .....	220
Résistances non-linéaires. (Réalisation. Caractéristiques. Applications) .....	N. THIEN-CHI et J. VERGNOLLE .....	222
Diodes à jonction .....	B. DREYFUS-ALAIN .....	237
Propriétés essentielles des transistrons .....	J. MOULON .....	243
Amplificateur à transistron à faible consommation .....	C. HANNIGSBERG .....	264
Éléments modulateurs pour systèmes de télécommunications à courants porteurs .....	DONÇOT ET ROY .....	278

## CONDENSATEURS

Evolution de la technique des condensateurs au papier durant les dix dernières années .....	J.P. MAYEUR .....	284
Les condensateurs en polystyrol .....	S. FLAKS et A. PIGEONNIER .....	288
Comportement en haute fréquence des condensateurs au mica .....	P. VARALDI-BALAMAN et V. KOHAN .....	295

Les condensateurs électrolytiques .....	H.E. MIQUELIS .....	308
Une nouvelle pièce détachée miniature, le condensateur électrolytique au tantale .....	N. THIEN-CHI et J. VERGNOLLE .....	318

### MATÉRIAUX MAGNÉTIQUES ET QUARTZ

Nouveaux alliages à hautes propriétés magnétiques et magnétostrictives .....	A. VILLACHON .....	340
Les matériaux magnétiques à faible champ coercitif ....	M. FOLLIOU .....	357
Noyaux magnétiques en poudre d'alliage .....	S.A.T. ....	362
Etude et contrôle des matériaux magnétiques utilisés en radioélectricité .....	G. PÉLISSIER .....	366
Paramètres effectifs des ferrites de nickel dans la gamme 0 - 1 000 mégahertz .....	J. ROZES .....	374
Cadres utilisant des ferrites .....	J. DUPUIS .....	379
Fabrication et possibilités du quartz moderne .....	A. ERKENS .....	394

### RELAIS — ORGANES DE CONNEXIONS — DIVERS

Les relais électromécaniques dans les télécommunications	E. ALIZON .....	400
Sur quelques organes de connexions pour matériels de télécommunications .....	A. CORRIEZ .....	413
Pile miniature haute tension .....	P. BRISTEAU .....	417
Un appareil de contrôle à possibilités étendues : le polytron .....	A. LÉCONTE .....	420

### SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

Vie de la Société .....		424
Lettre de Monsieur le Secrétaire Général.....		431

- *Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans L'Onde Electrique n'engagent que leurs auteurs.*
- *Tous droits de reproduction et de traduction réservés par la Société des Radioélectriciens, Paris et les Editions Chiron, Paris.*

# SUR QUELQUES ASPECTS DU PROBLÈME DES PIÈCES DÉTACHÉES EN ÉLECTRONIQUE <sup>(1)</sup>

PAR

A. DANZIN

*Directeur Général  
de la Société Le Condensateur Céramique*

Lorsqu'on procède au démontage d'un matériel radioélectrique, on trouve à côté du châssis, des appareils de mesure et des câbles un certain nombre de pièces entre lesquelles on distingue par habitude les piles et batteries, les tubes à vide et les pièces détachées proprement dites. On peut donner ainsi une définition approchée des pièces détachées radioélectriques, définition qui repose essentiellement sur les deux idées générales suivantes :

— Il s'agit de pièces spéciales à l'Electronique par opposition aux câbles et aux accessoires d'emploi général tels que la visserie, le châssis, etc...

— Ces pièces ont un rôle passif par opposition aux tubes à vide, piles et batteries qui interviennent, soit comme éléments fonctionnels, soit comme sources d'énergie.

Il est difficile d'aller au-delà de cette idée vague et l'évolution de la technique risque de rendre de plus en plus malaisée et arbitraire la distinction entre organes fonctionnels, jusqu'ici presque limités aux lampes, et pièces passives. En fait, que l'on prenne le problème à l'usine sous les angles scientifique, technologique, industriel ou économique, ou sous l'angle des servitudes d'emploi, il faut bien reconnaître qu'est née une industrie nouvelle dite des pièces détachées, « pièces adaptées aux besoins propres de l'Electronique obtenues par des techniques spéciales et dont les caractéristiques s'expriment dans la langue des courants faibles ». Si au cours de cet exposé, nous laissons de côté les tubes à vide et certains montages à base de semi-conducteurs, c'est dans le but d'alléger le sujet et de nous plier à une habitude qui a probablement ses bases dans la technologie spéciale des tubes à vide. Mais il est certain qu'une grande partie des généralités qui constituent le fond de cette conférence est valable également pour les pièces fonctionnelles.

## Les Tendances.

L'Electronique est en train de conquérir le monde et cette conquête apparaîtra probablement aux historiens de l'avenir comme l'un des événements fondamentaux de notre époque. Dans le domaine militaire et pour se limiter au seul exemple des engins téléguidés, la tête chercheuse remplace l'âme du canon avec cette supériorité décisive qu'elle reste obéissante ou intelligente longtemps après le départ du coup. Dans la vie courante, chaque mois propose ou introduit un dispositif nouveau. Le numéro de COLLIER'S de Septembre 54 décrit sous le titre STEREATRONICS une trentaine d'usage de l'Electronique dans la maison moderne avec ce commentaire en page de couverture « These wonder gadgets will make your life easier, richer ». Même si l'on veut contester à ces nouveaux jouets pour adultes le pouvoir d'améliorer la douceur de vivre, on doit reconnaître que l'on est en présence d'un courant de tendances que l'homme moderne n'est pas maître de remonter.

Or la multiplication de l'emploi des appareils électroniques n'est possible que si l'encombrement, le poids, la maniabilité, la sûreté de service et le prix des matériels sont compatibles avec les conditions d'utilisation ; conditions qui deviennent de plus en plus sévères à mesure que se répand l'emploi sous des climats variés, en haute altitude, sous fortes accélérations et que l'utilisateur tend à limiter son effort à tourner deux ou trois boutons et n'admet aucune panne.

Sous cette poussée du marché, l'Electronique devrait évoluer vers la simplification des montages et la limitation dans chaque appareil, du nombre des organes. Cette voie paraît pour le moment bloquée. Lorsqu'on observe un câblage de matériel radioélectrique, ces dizaines, voire ces centaines de petits bouts de fils, de cosses, de pièces diverses, on retrouve cette impression d'effarement de l'enfant qui pour la première fois démonte un mécanisme d'horlogerie. On ne peut d'ailleurs guère

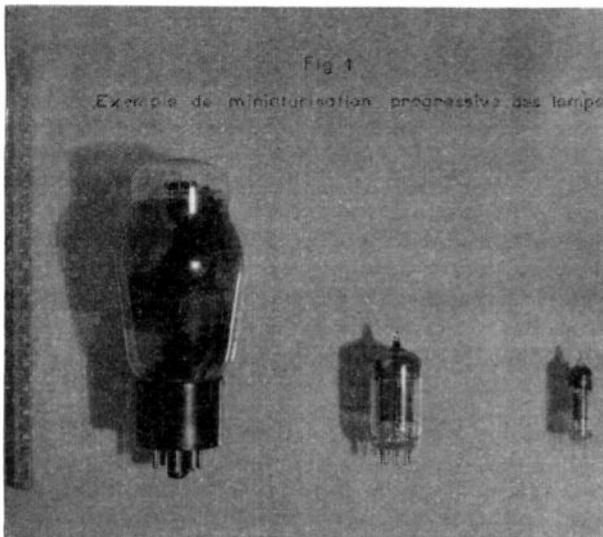
<sup>(1)</sup> Conférence faite à la Société des Radioélectriciens le 23 octobre 1954.

être optimiste quant aux possibilités de simplification dans l'avenir. L'appareil électronique tend de plus en plus à jouer le rôle d'un centre nerveux, ce qui suppose la multiplication du nombre des cellules actives.

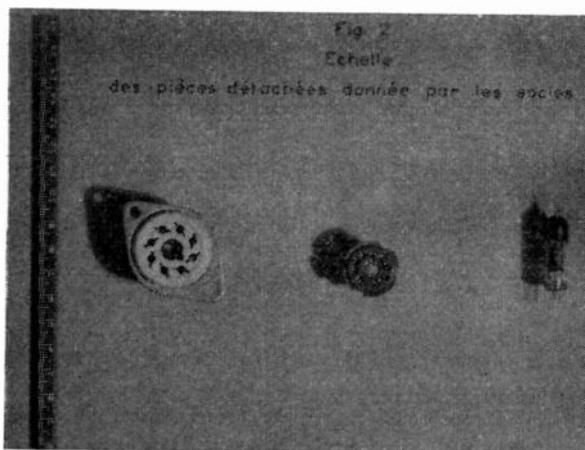
Plus encore que pour l'horlogerie, une des conditions essentielles du progrès est donc la miniaturisation. Cet effort de réduction des encombrements n'a, en outre, d'intérêt que si les matériels sont en même temps mieux adaptés à l'accroissement de sévérité des conditions climatiques et mécaniques dû à l'extension des domaines géographiques ou techniques d'application, plus robustes et moins chers.

#### Les étapes de la miniaturisation.

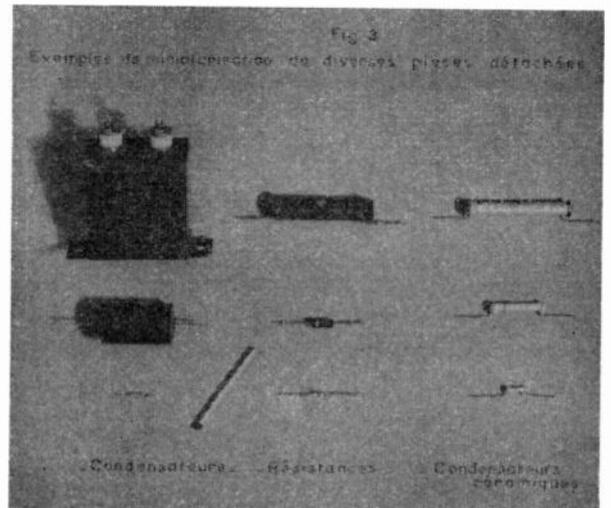
Cette tendance est bien connue des électroniciens et des progrès substantiels ont déjà été faits au cours des dix dernières années. Quelques exemples



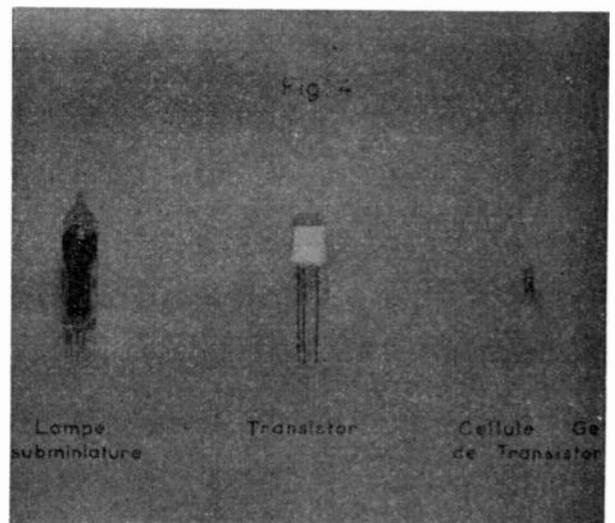
frappants de cette évolution sont donnés sur les figures ci-contre. La figure 1 montre les 3 étapes marquantes de la miniaturisation des tubes à vide. La figure 2 présente les socles relatifs à ces mêmes tubes, parce qu'en matière de pièces détachées, le socle fixe mieux l'échelle des encombrements que



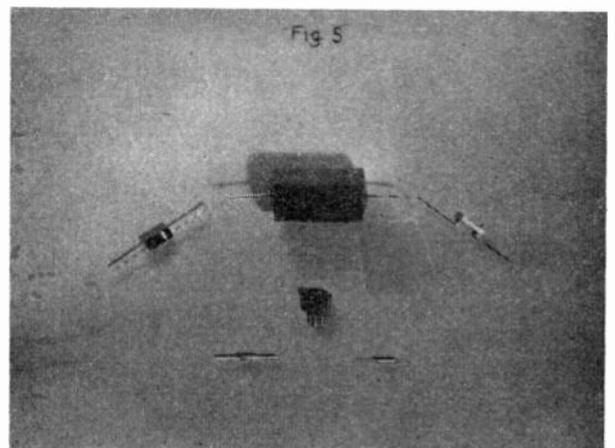
les tubes dont le positionnement est généralement reporté sur la face du châssis opposé à celle du câblage. On supprime fréquemment tout socle à la



lampe subminiature pour alléger l'équipement et gagner de la place. Sur la figure 3, différentes pièces détachées sont présentées à différentes périodes de leur évolution : condensateurs au papier, résistances, condensateurs céramiques.



Il semblait que les techniciens pouvaient être fiers de leur travail et avaient bien gagné le droit de souffler un peu. Or voici qu'apparaît toute une série de nouvelles pièces actives dont la plus célèbre est le transistor, qui changent de nouveau tout



le problème des échelles et laissent loin derrière elles les pièces détachées subminiaturisées qu'on croyait pouvoir considérer comme un aboutissement. La figure 4 montre, à côté d'une lampe subminiature, un transistor au germanium du type jonction et la cellule active de ce transistor. On voit que la boîte dans laquelle vit cette cellule ne correspond à aucun effort de gain de place, mais répond seulement à des commodités de fabrication.

Sur la figure 5, sont rassemblées quelques pièces subminiatures déjà présentées sur la figure 3, autour d'un socle de transistor. On peut également voir deux pièces de techniques nouvelles, une résistance à connexion brasée et un condensateur électrolytique au tantale. Seules ces dernières ont des dimensions à peu près en harmonie avec celles des nouveaux éléments semi-conducteurs.

Ces images montrent bien à quel point la technique actuelle est en évolution et peut réserver de nouvelles surprises dans les prochaines années.

#### Les conséquences de la miniaturisation.

Une donnée essentielle gouverne la miniaturisation. C'est la nécessité, pour des raisons d'emploi, de ne rien perdre sur la puissance de sortie des appareils, ce qui implique des consommations d'énergie de même importance et parfois en accroissement dans des volumes de plus en plus réduits. Comme les rendements du radioélectricien restent encore loin de 100 %, la température de régime tend à s'élever considérablement. Les objectifs pour les pièces détachées en étude dans certains pays étrangers sont aujourd'hui 150 °C et même 200 °C d'ambiante.

Dans le même temps s'accroît l'encombrement de l'éther et deviennent plus sévères les conditions de stabilité. Non seulement les pièces détachées doivent pouvoir fonctionner à haute température, mais leur dérive sous l'effet des variations de température doit rester plus faible ou être mieux contrôlée. D'où l'introduction de notions de coefficients de température, de dérives de compensation, etc...

Cette course aux hautes températures doit être limitée. Au-delà d'un certain seuil, les matières plastiques utilisables deviennent rares et chères, les résistances massiques des isolants, même milieux, sont insuffisantes, les semi-conducteurs les plus robustes présentent des effets parasites inacceptables. Par contre, le refroidissement d'une source chaude est d'autant plus facile que la température est plus élevée. Le compromis, après avoir marqué une longue étape à 85 °C, paraît devoir s'établir dans l'avenir entre 125 °C et 150 °C, coïncidant probablement avec la limite d'emploi des triodes au silicium qui se situe aux environs de 140 °C. Il est probable d'autre part que de nouveaux systèmes de refroidissement vont apparaître et qu'une des formules de l'avenir, au moins pour certains matériels militaires, sera le container étanche à température contrôlée.

Mais le progrès le plus décisif doit venir d'une amélioration des rendements et d'un abaissement des paramètres électriques qui s'opposent à la miniaturisation. Miniaturisation fonctionnelle cette fois, par opposition à la miniaturisation technolo-

gique dont le seul objet était de faire le même produit aux mêmes caractéristiques sous un encombrement diminué.

Pour cette miniaturisation fonctionnelle, la technique fait appel à de nouvelles pièces détachées actives susceptibles de se substituer aux tubes à vide sans que leur fonctionnement nécessite le gaspillage d'énergie propre aux cathodes chaudes des lampes de T. S. F. Dans de nombreux cas, le rendement propre du dispositif est très supérieur à celui des systèmes classiques en dehors même du problème de chauffage des filaments.

Il faudrait citer, pour être complet, tous les éléments susceptibles de se comporter, à la manière des tubes à vide, comme les multipôles à caractéristiques non linéaires : diodes et triodes au germanium, au silicium ; ferrites magnétostrictives, ferrites saturables ; matériaux magnétiques à mémoire ; amplificateurs diélectriques ; thermistances ; résistances non-linéaires ; phototransistors, etc...

Chose curieuse, beaucoup de ces éléments, à l'inverse des tubes, fonctionnent sous des tensions faibles, parfois de quelques volts, ce qui modifie fondamentalement deux problèmes particulièrement difficiles de miniaturisation, le problème des alimentations (regain d'intérêt des piles et batteries, possibilités de système nouveaux) et celui de la tenue au percement des diélectriques et des isolants (condensateurs, produits d'enrobage, etc...).

Il faut s'attendre, d'autre part, à ce que la prolifération des applications de l'Électronique entraîne une évolution dans les techniques de montage des éléments. Le fer à souder sera probablement proscrit au profit des procédés de soudure automatiques et le câblage n'utilisera plus des fils guipés, mais de nouveaux produits dont les circuits imprimés constituent un exemple. Les pièces détachées ressentiront très directement le contre-coup de cette évolution ; elles devront être adaptées par leur géométrie et leurs propriétés à supporter de nouvelles exigences des constructeurs par exemple se prêter à une distribution automatique sur les machines d'assemblage ou être aptes à subir une immersion de durée suffisante dans les bains de soudure en fusion.

Dans le même temps que se fait cette évolution, il reste une donnée permanente :

La probabilité admissible de défaillance d'une pièce détachée sur un matériel en service doit être extrêmement faible. Pour prendre un exemple simple, il entre dans un récepteur de télévision environ 150 résistances si l'on admet comme admissible (ce qui ne sera pas du goût du client) que 1 récepteur sur 1 000 peut avoir une panne en 3 ans par la faute des résistances, cela fait une proportion de 1 défaut admissible sur 150 000 pour une durée de service de l'ordre de 2 000 heures et une durée de vie totale de 25 000 heures. On peut dire que la qualité intrinsèque de la pièce détachée compte relativement peu devant la garantie de reproductibilité des propriétés sur un très grand nombre d'exemplaires. Il y a très peu d'industries qui présentent ce caractère à un niveau aussi aigu.

Ce serait une erreur de voir dans cette revue générale des progrès de la technologie de l'Électronique le résultat d'une volonté d'anticipation ou

le produit d'une imagination de spécialiste. La distribution automatique des pièces détachées existe dans le projet Tinkertoy aux U. S. A., l'assemblage sans fer à souder est réalisé sur certaines chaînes de production de téléviseurs, des postes voiture à transistors, directement alimentés sur batteries, ont déjà fait leurs preuves en performances et en durée, des machines à calculer très compliquées sont en service dans lesquelles 90 % des éléments actifs sont des ferrites à mémoire à la place de tubes à vide, des transistors au silicium font leur apparition dans des équipements d'études. S'il s'agit effectivement de nouveautés, elles n'en ont pas moins donné lieu à des transactions commerciales souvent limitées, il est vrai, à des marchés de prototypes dans le domaine militaire.

### La recherche dans le domaine des pièces détachées.

La vitesse de cette évolution, accélérée ces dernières années par des découvertes d'une portée considérable, rend plus que jamais évidente la nécessité d'un effort de recherches. Cet effort doit couvrir, d'une manière continue, tout le domaine qui s'étend de la Physique théorique des corps solides aux méthodes de fabrication de l'industrie de grande série. Ici encore, le problème des pièces détachées radioélectriques montre un visage particulier dont nous allons essayer de définir les traits dominants.

Nous laisserons de côté la recherche théorique. Dans ce domaine, l'industriel serait en droit d'attendre beaucoup d'une recherche universitaire bien dirigée. Toutefois, c'est un fait d'expérience que les plus importantes découvertes des 10 dernières années (transistors, ferrites, ferroélectriques, transducteurs, etc...) ont été faites dans des laboratoires industriels. Il semble que, même aux Etats-Unis où les crédits ne lui sont pas comptés, l'Université ait des difficultés à rassembler les moyens et à assurer la continuité des hommes nécessaires à l'aboutissement des Recherches pures dans le domaine des matériaux. La responsabilité de l'industrie dans la recherche appliquée est indiscutable. Quelle que soit la nature de la pièce en étude, il faut, pour bien comprendre le problème, l'envisager sous son point de vue le plus général comme il est indiqué sur le Tableau I.

Comme dans tout problème industriel, on voit immédiatement 1°) qu'il s'agit d'une opération *compromis*, 2°) qu'il faut faire précéder la recherche d'une *étude sérieuse du Marché*. Il n'y a d'exception à cette deuxième règle que lorsque le financement est assuré par l'Etat, comme cela se pratique dans ce domaine particulier sur une très large échelle à l'Etranger et que l'Administration endosse en quelque sorte la responsabilité de fournir la clientèle une fois la mise au point des prototypes achevée ou lorsque la pièce détachée faisant l'objet de l'étude doit entrer dans un matériel coûteux où elle intervient d'une manière essentielle.

A aucun moment, nous ne devons oublier que la vulgarisation des emplois de l'Electronique constitue l'objectif final; ce qui implique un effort orienté dans le sens de la diminution des prix de

fabrication. On peut dire qu'à l'exception de quelques rares usages militaires, tout résultat technique, quelle qu'en soit la valeur scientifique, qui augmenterait le prix de l'heure service des matériels et réduirait la sécurité, irait à l'encontre du sens du courant de notre industrie. C'est pourquoi, dès le stade de la Recherche Appliquée, les paramètres économiques (colonne 4, Tableau I) doivent être parfaitement connus de l'Etat-Major technique responsable de l'action, ce qui est peut-être le point le plus difficile car aucun enseignement à l'Université ou dans les Grandes Ecoles ne prépare efficacement nos ingénieurs à traduire en langage technique la donnée économique.

Le choix du matériau qui servira de base au fonctionnement de la nouvelle pièce détachée constitue

TABLEAU I

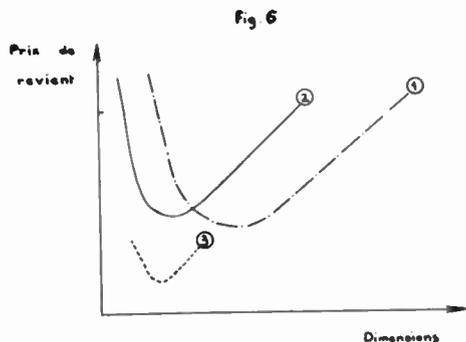
PARAMÈTRES TECHNIQUES		PARAMÈTRES ÉCONOMIQUES	
(1)	(2)	(3)	(4)
Performances climatiques et mécaniques	Performances électriques	Dimensions Linéaires	Etendue probable du marché. Types d'application, possibilités de groupement des applications.
Limites de température de stockage et de service.	Limites :	— maximum — minimum — optimum	Limites approximatives des prix praticables suivant quantités.
Conditions des essais climatiques.	— minimum — maximum — optimum	Volume Poids	
Conditions des essais mécaniques Conditions particulières (basse pression, température supportée à l'assemblage, etc).	pour toutes les grandeurs caractéristiques et dans conditions extrêmes de la colonne (1) Ev <sup>t</sup> coefficient de température des grandeurs caractéristiques.	Clauses particulières relatives à la géométrie (tenue en fréquence des connexions, facilités de montage, etc).	Importance approximative des frais de recherches, de lancement et d'investissements que l'on peut consentir pour mener à bien le problème considéré. Délai approximatif accordé pour le lancement. Positions des solutions concurrentes.
Tests de soudure, etc).			

la première décision essentielle. Prenons l'exemple simple de la miniaturisation. Il s'agit de conserver approximativement par rapport à une pièce existante, tous les paramètres de l'énoncé du problème (Tableau I) sauf ceux de la colonne 3 (dimensions). On doit tenir compte d'une légère réaction de la réduction des encombrements sur les performances climatiques (température maximum passant par exemple de 85 °C à 100 °C) et électriques (stabilité améliorée dans un plus large intervalle de température). La courbe (1) fig. 6 montre l'allure de la variation du prix d'une pièce détachée lorsque varient les dimensions, toutes choses égales d'ailleurs. Si la pièce est très volumineuse, la matière première intervient beaucoup et le prix est soulagé par une réduction des cotes géométriques, la miniaturisation fait décroître le prix. On passe

par un minimum correspondant à une main-d'œuvre faible associé à des matières premières peu coûteuses.

Puis le prix s'élève très vite lorsqu'on approche des limites techniques du matériau, par exemple les épaisseurs limites de laminage pour un diélectrique en film. Il faut puiser aux sources de la physique moderne pour trouver un matériau ou un procédé nouveau susceptible de renouveler les possibilités techniques. Ce recours à une formule différente permet le saut de la courbe 1 à la courbe 2, l'optimum du prix (ou plus précisément des éléments techniques du prix de revient) se trouve déplacé vers les encombrements réduits. Un second déplacement du problème peut venir d'une modification des procédés de montage par un recours à des procédés de fabrication automatique parfaitement adaptés à la dimension des éléments (courbe 3). On peut donner comme exemple le passage des condensateurs papier-feuille d'aluminium au papier métallisé, la substitution du tantale à l'aluminium dans la construction des électrolytiques, etc..

Les études sur les matériaux mettent en jeu les connaissances et les moyens les plus puissants comme les plus délicats de la chimie et de la physique modernes. L'introduction d'ions Bore, Titane,



- ① Courbe relative aux techniques classiques.  
 ② Introduction d'un nouveau matériau.  
 ③ Matériaux et procédés nouveaux.

Germanium, dans une couche de carbone obtenue par cracking, ne peut être techniquement valable qu'avec une bonne compréhension de la mécanique chimique des réactions ; certains semi-conducteurs ne sont utilisables que si l'on parvient à en contrôler les impuretés à un niveau de quelques milligrammes par tonne, ce qui dépasse les précisions exigées en atomistique ; on a parlé de l'amélioration des propriétés diélectriques de certains films de matière plastique à haute température par irradiation à la pile atomique, etc... En général, l'Électronicien ne trouve pas de fabricants de matières premières susceptibles de traiter ces problèmes. Il est obligé de tout prendre à sa charge.

Mais le travail ne fait ici que commencer. Lorsque le matériau semble devoir répondre au rôle de composant de base dont on attend des propriétés nouvelles de la pièce détachée, il s'agit de revenir sur terre et d'examiner si toutes les données de

l'énoncé général (Tableau I) peuvent être remplies, en particulier les 2 séries fondamentales (col. 1 et 4) relatives :

- à la sécurité de service (conditions climatiques et de service),
- au prix (conditions économiques).

#### Développements et méthodes.

Ici commence le rôle de l'Engineering, mot américain auquel nous regrettons de ne pas trouver l'équivalent français satisfaisant, et qui caractérise toute la partie proprement technologique de l'effort de développement, y compris l'étude de l'outillage de production, l'établissement des cahiers des charges, des dossiers de fabrication et des spécifications de contrôle destinées à assurer la maintenance de qualité.

Cet aspect fondamental de l'effort de lancement qui fait passer du prototype à la pièce de série, de la larve à l'adulte, est trop souvent méprisé par nos jeunes ingénieurs qui n'y voient pas une occasion de se mettre en vedette et qui n'y ont jamais été entraînés. On doit d'ailleurs noter qu'à l'étranger, d'importants contrats des Administrations concernent cette phase de la naissance industrielle du produit. Un résultat acceptable ne peut être acquis qu'au prix d'un effort tenace, d'une profonde volonté d'aboutir pratiquement, d'une imagination exercée sur les détails technologiques non sur les principes ou sur la théorie, d'un solide bon sens, d'une certaine abnégation car il ne peut sortir de ce travail ni brevet glorieux, ni publication. C'est une occupation, non une opération de commando ; il y faut du temps et des moyens.

La fabrication se déroulera ensuite dans des conditions parfaitement définies. Elle doit être placée sous la direction d'un esprit conservateur soucieux d'une rigoureuse discipline d'atelier, mais qui refusera la tentation de mener des expériences sur les chaînes de production et ne prendra d'initiatives qu'après avoir consulté l'Engineering constamment alerté en cas d'événement anormal. Ainsi, pour être parfaite, la production de série doit être le résultat de trois efforts successifs correspondant à 3 tempéraments humains très rarement rencontrés chez le même individu, l'inventeur, le finisseur, le faiseur.

Il faut insister sur le fait que le *prix de revient* résulte peu d'une bonne gestion de l'atelier, mais essentiellement de l'étude préalable au stade Engineering. On peut en donner un exemple simple en revenant à la fig. 3 et en comparant la forme à connexions latérales de la résistance ancienne et les connexions axiales de la résistance miniature. Le seul fait que cette dernière présente une symétrie axiale facilite les manipulations au cours de toutes les opérations postérieures à la pose des connexions, y compris l'emballage et la reprise en main chez le client. L'économie de temps peut être estimée à 2 secondes si l'on compare deux fabrications complètement automatisées. Elle atteint 4 à 8 secondes si les contrôles, le marquage, l'emballage, la reprise pour contrôle de réception client, la mise en service dans les ateliers sont effectués d'une manière artisanale. Prenons l'ordre de grandeur d'une série

française (100 000 pièces par jour), soit 22 millions par an et calculons l'économie sur 3 ans dans le cas d'une fabrication automatisée, on obtient :

$22 \cdot 10^6 \times 3 \times 24 \times 60 = 132$  millions de secondes, soit environ 37 000 heures, ou encore approximativement, une année de travail de l'équipe suivante :

1 Ingénieur, 2 Agents techniques, 1 Dessinateur, 3 Ouvriers professionnels.

Sous une autre forme, on peut dire qu'il n'est pas ridicule de faire travailler pendant 6 mois une équipe de développement de cette importance pour prévoir la formule technologique capable de faire gagner 1 seconde dans la fabrication de grande série.

Si nous prenons le marché américain, l'exemple devient tellement démonstratif que l'on doute du bon sens de la conclusion. Chacune des deux grandes usines de fabrications des résistances agglomérées produit quotidiennement environ 2 millions d'unités, soit sur une période de 3 ans plus d'un milliard. Une économie de 1 seconde sur chaque pièce correspond à  $10^9$  secondes de main-d'œuvre, soit 278 000 heures : 10 Ingénieurs, 30 Agents techniques et Dessinateurs, 40 Ouvriers professionnels ou spécialisés disponibles pendant un an si l'on voulait consacrer toute l'économie à la recherche et au progrès technique.

On aura bien situé l'importance du travail de préparation si l'on précise que l'établissement du dessin d'exécution de la pièce détachée fixe, en fait, le temps minimum possible pour la fabrication et détermine les possibilités d'automatisation. Autrement dit encore, il est impossible, économiquement parlant, d'espérer rattraper par l'automatisme une erreur de conception initiale ; le directeur d'usine se trouvera toujours devant un handicap insurmontable vis-à-vis du concurrent qui aura adopté une formule plus saine et peut, lui aussi, perfectionner son outillage.

Il est clair d'autre part que l'étendue du marché joue ici un rôle déterminant. L'industriel sera tenté de faire l'économie de l'Engineering si le marché national est trop étroit ou trop fragmenté. C'est alors la fabrication qui sert de table d'expérience avec tout ce que cet exercice comporte de périlleux pour la maintenance du niveau de qualité.

La traduction en langage technique des paramètres économiques qui constituent une fraction de l'énoncé du problème en développement doit tenir compte des conditions locales. À côté de l'étendue du marché, les prix de la main-d'œuvre, de l'énergie, des matières premières sont fort différents lorsqu'on passe d'un pays à un autre. À titre d'exemple, on a trouvé qu'en France, il était profitable au point de vue économique de faire une étude spéciale pour abaisser la température de cuisson de certaines céramiques, un gain de 50 à 100 °C au voisinage de 1 400 °C correspondant à un avantage appréciable sur le prix de revient. Cette solution est presque sans intérêt aux États-Unis où l'énergie est 3 à 10 fois moins chère selon qu'il s'agit de courant électrique ou de gaz naturel. Inversement des constructions de fours haute température sur plans américains se sont révélées

inadaptées aux conditions européennes parce que l'économie faite sur le calorifugeage, normale outre-Atlantique, était sans commune mesure avec la perte de calories payées ici à un prix très élevé.

Enfin, l'Engineering est en fait responsable de la maintenance de qualité. Il choisit les sources de matières premières, d'après les disponibilités du marché, en précise les conditions de réception. Il définit les contrôles en cours de production et le processus des opérations du Contrôle Qualité.

#### Le contrôle qualité.

Le contrôle qualité est le résultat du travail d'un service autonome dont le rôle est d'assurer certains prélèvements essentiels (quelque  $\frac{1}{1000}$  à 100 %) aux stades critiques de la fabrication, de vérifier la conformité avec la normale, de délivrer ou de refuser les autorisations de poursuivre la fabrication ou d'effectuer la livraison à la clientèle. Le chef de fabrication doit disposer d'un certain nombre d'appareils de mesure utilisés comme des outillages de production, mais il n'a aucune autorité sur le Contrôle Qualité dont les décisions sont sans appel à son niveau. Les conflits entre les deux services relèvent de la Direction.

L'équipement d'un Service Qualité destiné à assurer la conformité avec les normes usuelles est considérable et représente une fraction très importante des investissements en matériels de l'usine. Non seulement les essais du type essais de série doivent être exécutés régulièrement, mais des prélèvements à intervalles déterminés sont faits sur la production et donnent lieu à tous les essais dits d'acceptation de type. Il ne semble pas qu'une qualité suivie puisse être garantie si le Contrôle Qualité ne dispose pas de tous les équipements de tests prévus dans les spécifications.

C'est un effort considérable que l'on demande à l'industriel et il ne sera tenté de le consentir que si un certain nombre de conditions sont remplies :

- le marché est suffisant,
- les spécifications donnent des définitions nettes, sont peu nombreuses, sont applicables et acceptées par la clientèle,
- les modifications aux spécifications ne changent pas l'équipement de base des tests (chambres climatiques, tables vibrantes, etc...).

On peut pallier dans une certaine mesure à l'insuffisance du marché par le regroupement, au sein d'un laboratoire central, des équipements les plus coûteux. Il est d'autre part nécessaire d'avoir une politique saine en matière de spécifications.

#### Les spécifications.

L'examen d'ensemble du problème des pièces détachées permet de jeter quelque lumière sur la question si difficile et si souvent controversée des spécifications.

1°) Il faut admettre que l'évolution de l'électronique est si rapide que tout cahier des charges sera démodé, voire sans objet, dans un intervalle de 5 ans environ.

Par conséquent :

a) Il faut isoler des spécifications de détail les éléments à caractère permanent (essais climatiques et mécaniques, règles de sécurité, etc...).

Fort heureusement, ce sont eux qui fixent les équipements de tests les plus coûteux.

b) Il faut que tout le dispositif d'établissement des spécifications, y compris leur forme rédactionnelle, se prête à des mises à jour rapides.

2°) Les clauses techniques doivent tenir également compte :

- des servitudes d'emploi des pièces détachées ;
- des considérations de prix de revient qui ne doivent pas être inutilement alourdis ;
- du coût des tests et de leur possibilité d'exécution.

3°) Il s'agit d'un contrat entre vendeur et acheteur, le fond et la lettre de ce contrat doivent éviter toute discussion sur l'interprétation, éliminer tout essai techniquement contestable parce qu'irreproductible ou introduisant un coefficient d'opérateur trop élevé.

C'est en réalité un monument considérable. La tâche serait certainement écrasante si nous ne disposions pas, aujourd'hui, d'un grand nombre de matériaux valables :

Les spécifications C. C. T. U.

Les spécifications militaires britanniques et américaines.

Les normes industrielles étrangères (DIN, RTMA, etc...).

Les travaux de la Commission Electrotechnique Internationale.

La dernière session de la C. E. I. à Philadelphie en Septembre dernier a été fort importante parce qu'elle a mis en évidence un certain nombre de positions fort heureuses, alors que l'efficacité d'une convention internationale soulève fréquemment beaucoup de scepticisme. Remarquablement préparées par des documents clairs et très complets, les séances du Comité 12-3 chargé des pièces détachées se sont déroulées dans un climat de compréhension réciproque : les concessions nécessaires, n'ont jamais été demandées ou acceptées dans le but de ruser avec la qualité, mais au contraire de bien mettre en évidence les défauts possibles en accordant toutefois des tolérances techniques raisonnables. Peu de documents définitifs ont naturellement été établis, mais plusieurs spécifications ont été menées presque à leur terme et peuvent servir dès maintenant d'armature à toute une série de spécifications nationales (1). La maturité des normes britanniques et américaines a été nettement mise en lumière. En fait, la spécification internationale

s'appuie plus particulièrement sur ces deux solides supports qui ont reçu la sanction de l'expérience, mais ne sont pas pour autant regardés comme des perfectionnements par leurs défenseurs. Les délégués étrangers ont été à plusieurs reprises informés par leurs hôtes que les U. S. A. eux aussi envisageaient très fermement de réviser leurs spécifications nationales pour aligner les clauses divergentes sur les recommandations C. E. I. On sait que cette révision est en cours chez nos amis britanniques.

En outre, il a été constitué un groupe de travail destiné à préparer par la voie expérimentale les résolutions portant sur des points fondamentaux. Le tableau II rend compte du programme de l'année 54/55 limité à un essai climatique de première importance ; il s'agit d'obtenir par des procès-verbaux de laboratoire les éléments d'un choix entre trois tests possibles (A/B/C). Il doit en résulter une décision indiscutable.

TABLEAU II

Travaux préliminaires à l'établissement des conditions d'un Test climatique (Groupe de travail I.E.C. — Etats-Unis — France — Hollande — Royaume-Uni).			
3 possibilités : A : I.E.C. Pub. 68 Test C.			
B. MIL.-Std. — 202 Test 103. — C. Test A + 10° C			
Type de pièce	Valeurs nominales	Fournisseur des échantillons	Pays exécutant le test
I. Condensateur papier sous boîtier			
a) Perle de verre	0,05 $\mu$ F	U.S.A.	U.S.A. 1 laborat.
b) Néoprène	500 ou 600 V	U.K.	U.K. 2 laborat.
II. Condensateur au papier sous résine phénolique moulée.	- id. -	U.S.A.	France 1 lab. (L.C.I.E.)
III. Peintures ou enrobages.			Canada 1 laborat.
a) Condensateur papier.	-- id. --	U.K.	Italie 1 laborat.
b) Condensateur céramique peint	100 pF (1C)	Netherland	Hollande 2 lab.
c) Condensateur céramique enrobé	- id. -	U.K.	100 pièces seront fournies à chaque laboratoire (3 fois 30 + 10). Conditions d'exécution des mesures précisées.
d) Résistance à couche.	470 000 $\Omega$ 1/2 W	France	

Sur le plan français, l'accord est complet pour faire au plus vite une refonte des spécifications. Les nouveaux textes doivent se rapprocher le plus possible, dans leur forme, des textes internationaux et en adopter les clauses chaque fois qu'elles existent. Partout où la spécification internationale ne propose rien, la politique est également tracée par la nécessité de faire l'économie de frais généraux qu'entraînerait l'élaboration de nouvelles clauses techniques alors que l'on dispose des clauses proposées dans les normes C. C. T. U., MIL, JAN, RMS. L'intervention des experts doit être limitée au choix, dans chaque cas particulier, entre les clauses proposées dans ces 4 spécifications de base en tenant le plus grand compte de l'usage et des dotations en équipement de tests particulièrement des moyens en place ou en installation au L. C. I. E. Dans la

(1) Il s'agit des projets suivants :

- Valeurs préférées pour les capacités et les résistances ;
- Code de marquage des condensateurs céramiques et des résistances ;
- Condensateurs au papier. — Condensateurs électroniques — Condensateurs céramiques — Condensateurs Mica ;
- Résistances agglomérées.

phase actuelle, le problème s'est donc déplacé de la tâche très difficile de l'élaboration d'une série de clauses techniques en un travail de technique de rédaction, qui doit être confié à des spécialistes, et ne devrait soulever aucune difficulté de principe au moment de la discussion des projets devant les Commissions d'experts.

Une seconde phase, mais qui est encore lointaine étant donnés les moyens matériels disponibles, sera la rédaction de spécifications touchant des sujets neufs, sur lesquels il existe peu ou pas de textes de base. Il est évident que cette phase devra être abordée et qu'il serait inadmissible pour notre pays d'installer une politique de normalisation appuyée sur des textes étrangers. Mais il faut être objectif et reconnaître que, pour se mettre en bonne place, il est d'abord nécessaire de rattraper le retard aux moindres frais et dans le plus court délai. La situation française n'est d'ailleurs pas si mauvaise et il ne dépend que de nous d'être en cette matière les leaders de l'Europe, c'est-à-dire aussi des pays ayant effectivement adopté le système métrique.

Tout ce travail ne se conçoit qu'en complète coordination et avec l'accord des Administrations intéressées.

### Conclusion

Au cours de cette conférence, j'ai cherché à situer le problème des pièces détachées sous les différents aspects de la recherche, du prix de revient, de la qualité, des normalisations. Il est évident que, si l'on veut répondre aux tendances modernes, on ne pourra rien faire dans le cadre de moyens trop étroits. Ce serait une erreur d'en tirer des conclusions pessimistes et de croire que la position d'un pays moyen comme le nôtre est mauvaise. D'une part, la difficulté de base réside dans la valeur des chercheurs et des techniciens disponibles ; il y a peut-être un effort particulier à faire du côté des ingénieurs de développement et de fabrication, mais notre richesse est évidente. D'autre part, le marché s'élargit et l'assiette de 43 millions d'habitants est raisonnable ; il suffirait que la consommation s'accroisse, ce qui est lié à l'abaissement des prix, seul capable de mettre nos produits à la portée d'un niveau plus large de population. Enfin, si l'on veut bien accepter de faire l'effort, notre position technique peut devenir excellente parce que l'échelle est plus adaptée que certains gigantismes à cette évolution rapide qui est la caractéristique essentielle de notre industrie.

# LES RÉSISTANCES A USAGE RADIOÉLECTRIQUE

## LEURS CARACTÉRISTIQUES

## LEURS LIMITES D'EMPLOI

PAR

M. BELLUGUE

*Chef du Laboratoire « Résistances »  
de la Compagnie Générale de T.S.F.*

### INTRODUCTION.

La résistance, pièce détachée radio-électrique, est en général un objet assez mal connu de l'utilisateur. Il est surprenant de constater à quel point les performances exigées d'un même type de résistances peuvent varier d'un utilisateur à l'autre. Le but que nous nous proposons dans ces lignes est de donner un aperçu des différentes propriétés des résistances en général et d'examiner ensuite, à la lumière de la technologie des différents types connus, quelles sont leurs limites raisonnables d'utilisation en fonction des essais prévus par les différentes normes actuellement en vigueur.

Nous nous bornerons, dans cet exposé, aux seules résistances à usage radio-électrique courant et, plus spécialement, aux résistances miniatures et subminiatures utilisées dans les câblages. Nous excluons de ces lignes les résistances spéciales, les résistances à fortes dissipations et les résistances bobinées.

— I —

### La Résistance « objet physique ».

La valeur d'une résistance est donnée par le rapport de la tension qui lui est appliquée au courant qui la traverse. La proportionnalité rigoureuse entre ces deux grandeurs quelles que soient les circonstances est le but que se propose le fabricant de résistances, ce but n'est qu'approximativement atteint et cela dans des conditions d'emploi limitées à un domaine de température, de tension et de fréquence déterminé. Nous allons examiner en premier lieu les écarts que les résistances réelles présentent vis-à-vis de la loi idéale :

$$U = RI$$

Ces écarts peuvent se diviser en deux classes :

#### A) — Les anomalies instantanées.

Ce sont essentiellement les variations de  $R$  en fonction de la tension, de la température, de la fréquence et le bruit de fond.

#### B) — Les dérives.

Celles-ci ont des causes diverses qui seront examinées séparément.

#### A) — LES ANOMALIES INSTANTANÉES.

##### 1°) Influence de la température.

La valeur ohmique d'une résistance n'est pas constante lorsqu'on fait varier la température. Deux cas peuvent se produire :

a — La relation entre  $R$  et la température  $\theta$  est une fonction définie  $R(\theta)$  indépendante de la façon dont on fait varier la température, dans ce cas, et dans ce cas seulement, on pourra parler d'un coefficient de température qui sera défini soit comme un coefficient moyen dans un large intervalle de température, soit comme un coefficient

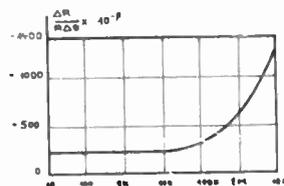


FIG. 1. — Variation du coefficient de température en fonction de la valeur ohmique des résistances dans le cas de résistances miniatures à couche pyrolytique.

L'augmentation du coefficient de température pour les valeurs ohmiques élevées est due à la minceur de la couche pyrolytique, une augmentation des dimensions des résistances permettant d'obtenir les mêmes valeurs ohmiques avec des couches plus épaisses a pour effet de déplacer parallèlement la courbe représentative vers les fortes valeurs.

à une température déterminée. Dans ce dernier cas, le coefficient de température varie en général avec la température (fig. 1).

b — La relation entre  $R$  et  $\theta$  n'est pas une fonction définie, autrement dit si on fait subir à la résistance des cycles réguliers de température et si on trace la courbe représentative des différentes valeurs de  $R$  en fonction de  $\theta$ , on n'obtient pas une courbe fermée, mais en général une série de

boucles dont la forme dépend à la fois de la façon dont on fait varier la température et des épreuves précédemment subies par la résistance. Il est évident que, dans ce cas, on ne peut pas parler de coefficient de température et il est bien difficile de définir correctement une grandeur qui soit représentative du comportement de la résistance vis-à-vis de la température. Ce cas est celui de la quasi totalité des résistances agglomérées et certaines normes ont prévu un essai dans lequel la résistance est portée successivement à diverses températures, une mesure est effectuée à chacune de ces températures et on admet une limite supérieure des variations observées lors de ces opérations. La grandeur ainsi définie pour la résistance est assez peu représentative de la qualité intrinsèque de cette dernière, d'autant plus que lorsqu'un tel phénomène se produit, les différences de comportement d'un échantillon à l'autre peuvent être considérables, mais elle permet de définir la marge maximum de dérive à laquelle l'utilisateur doit s'attendre lorsqu'il fait usage de ces résistances à des températures variées.

#### 2°) Influence de la tension.

La valeur d'une résistance dépend de la tension qui lui est appliquée. La mesure de la variation de  $R$  en fonction de  $U$  est très délicate, car pour pouvoir faire la mesure avec une bonne précision, il est nécessaire d'appliquer des tensions assez élevées à la résistance, ce qui a pour conséquence de l'échauffer par effet Joule et, dans ce cas, les variations de  $R$  en fonction de la température masquent plus ou moins celles qui sont dues à l'application de la tension. Si on remarque que l'existence d'une variation de  $R$  en fonction de  $U$  entraîne la non proportionnalité entre  $U$  et  $I$  on peut voir que si on applique une certaine tension périodique «  $u$  » à la résistance et si on observe le courant périodique «  $i$  » qui la traverse, «  $i$  » sera une image de «  $u$  » affectée d'une certaine distorsion. Si la période de «  $u$  » est petite devant l'inertie thermique de la résistance, la mesure de cette distorsion peut permettre d'atteindre la variation de  $R$  en fonction de  $U$  en s'affranchissant de l'influence de la température. Précisons qu'à notre connaissance, aucune norme ne prévoit l'essai de tension sous cette forme qui n'est pas sans soulever quelques difficultés pratiques et nécessiterait la conception d'un appareil de mesure prototype, mais permet seul d'éliminer assez correctement l'effet de température.

#### 3°) Variations avec la fréquence.

Les résistances ont des comportements variables selon la fréquence surtout lorsque cette dernière dépasse 100 MHz. Il est quasi impossible d'associer à une résistance un dipôle équivalent qui puisse être de quelque secours pour l'utilisateur, les études faites dans ce domaine conduisent à des résultats divergents, la méthode de mesure jouant un rôle important dans les résultats obtenus. Cependant, des résultats très intéressants et bien représentatifs des défauts constructifs des résistances, en ce qui concerne leur comportement aux fréquences élevées ont été obtenus par M. GAMET,

c'est à la lumière des résultats qu'il nous a communiqués que nous comparerons plus loin les résistances à couche aux résistances agglomérées. Cependant, il est très difficile de prévoir d'une façon générale le comportement d'un type de résistances dans un montage et chaque cas d'utilisation en haute fréquence est un cas particulier. L'étude de la résistance dans le montage auquel elle est destinée peut seul conduire à des résultats raisonnables.

#### 4°) Le bruit.

Les résistances, à l'exception des résistances bobinées, présentent deux types de bruit.

Le premier est le bruit d'agitation thermique que toute résistance produit. Ce bruit est seul produit lorsque la résistance est en circuit ouvert. Son expression découle de considérations thermodynamiques, il est, de ce fait, parfaitement connu et communément désigné sous le nom de « bruit Johnson ». Il est donné par la formule :

$$E^2 = 5,5 \cdot TR \Delta f \cdot 10^{-23}$$

$E$  = tension efficace de bruit ;

$T$  = température absolue de la résistance ;

$R$  = résistance en ohm ;

$\Delta f$  = largeur de la bande de fréquence dans laquelle on considère le bruit exprimé en cycles par seconde.

Le second type de bruit est propre aux résistances dont la conduction n'est pas du type métallique. Ce bruit apparaît lorsqu'on fait circuler un courant dans la résistance, il est dû aux variations incohérentes de la résistance lors du passage de ce courant. Ce bruit est bien moins connu que le bruit Johnson, il est très variable selon la nature de la résistance. Le carré de la tension efficace de bruit  $E^2$  est proportionnel à :

$$\log. \frac{f_2}{f_1}$$

$f_2$  et  $f_1$  étant les limites de la bande de fréquence dans laquelle on considère le bruit. A largeur de bande égale, le bruit dû au passage du courant est largement prédominant aux basses fréquences pour les intensités usuellement appliquées aux résistances (utilisées par exemple comme résistances de charge) tandis qu'aux fréquences élevées (dépassant par exemple 100 MHz) le bruit Johnson intervient seul. Le bruit dû au passage du courant s'exprime de façon courante en microvolts par volt appliqué ( $\mu V/V$ ), en effet, on constate que la f.e.m. de bruit d'une résistance déterminée est sensiblement proportionnelle à la tension appliquée. Diverses formules ont été proposées reliant la force électro-motrice de bruit à la tension continue appliquée ; notre propre expérience nous a montré que, aux erreurs de mesure près, on pouvait admettre la proportionnalité.

Pour pouvoir faire une comparaison raisonnable entre le bruit dû au passage du courant et le bruit Johnson, il reste à savoir comment varie cette force électro-motrice de bruit en fonction de la

valeur ohmique de la résistance. Il est évident que la technologie de la résistance joue un rôle essentiel dans cette variation, en particulier selon le procédé employé pour passer d'une valeur ohmique à une autre dans une technique déterminée de fabrication, le bruit pourra évoluer dans des sens totalement différents. D'autre part, la tension de bruit mesurée varie fortement d'un échantillon à l'autre d'une même série et il n'est pas rare d'observer des variations de 1 à 30 d'un échantillon à l'autre, dans ce cas, seules des mesures statistiques peuvent permettre de trouver la relation cherchée.

Nous avons fait une étude expérimentale systématique du bruit sur des résistances subminiatures à couche de carbone pyrolytique. Quelle que soit la valeur ohmique de telles résistances la nature de la substance résistive est rigoureusement la même. Cette étude statistique qui a demandé plusieurs dizaines de milliers de mesures de bruit nous a permis d'arriver, dans ce cas particulier, aux deux lois suivantes :

a — Pour une même valeur ohmique la dispersion statistique de la force électro-motrice de bruit est indépendante de cette valeur ohmique. En d'autres termes, si on trace les courbes exprimant en fonction du bruit le % de résistances faisant un bruit donné, toutes ces courbes, correspondant chacune à des valeurs ohmiques différentes, auront la même forme et pourront se déduire l'une de l'autre par une affinité de rapport convenable,

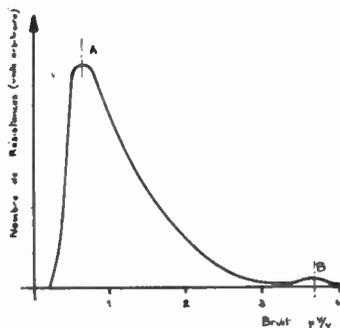


FIG. 2. — Courbe typique de fréquence du bruit dans des résistances subminiatures à couche pyrolytique.

Pour ces résistances, l'abscisse du point A est donnée en fonction de la valeur ohmique par l'expression :

$$0.675 \sqrt{\frac{R}{10\ 000}}$$

L'anomalie B n'a pas encore trouvé d'explication totalement satisfaisante.

ayant pour axe l'axe des % et pour direction l'axe des tensions de bruit. La figure 2 donne la forme typique d'une telle courbe de fréquence.

b — La valeur moyenne ou la valeur la plus probable (point A de la figure 2) de la force électro-motrice de bruit exprimée en microvolts par volt, pour un intervalle déterminé de fréquences, est donnée en fonction de la résistance par la formule :

$$E (\mu V/V) = K \sqrt{R}$$

$K$  étant une constante dépendant de la forme géométrique de la résistance ainsi que de la température. Cette relation a été vérifiée par nous avec une précision de l'ordre de 1 % pour des valeurs ohmiques échelonnées entre 1 000 ohms et 5 mégohms.

Les procédés de mesure du bruit sont extrêmement controversés car le bruit étant un phénomène de nature aléatoire, les résultats des mesures dépendent essentiellement du mode d'intégration utilisé. D'autre part, les répercussions de ce phénomène sur les performances des montages radio-électriques sont extrêmement variables d'un cas à l'autre. Pour ces différentes raisons, les normes américaines et britanniques ont récemment renoncé à toute exigence au sujet du bruit bien que ce phénomène soit fort important dans les étages à bas niveaux de certains montages. Seul l'utilisateur, dans chaque cas où ce phénomène intervient, peut

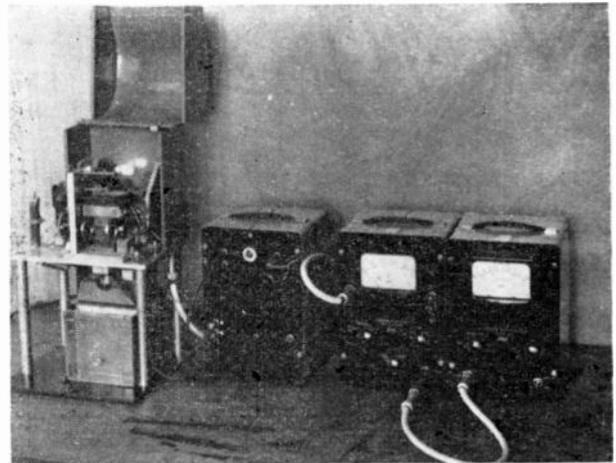


FIG. 3. — Dispositif pour le tri automatique en bruit des résistances.

Les résistances sont automatiquement mesurées dans une enceinte blindée électrostatiquement, cette enceinte est montrée ouverte sur la photographie.

à ce sujet instituer un cahier de charges utile par observation directe des effets du bruit de la résistance sur les performances de son appareil.

## B) — LES DÉRIVES.

Divers facteurs sont susceptibles de faire varier de façon permanente la valeur ohmique d'une résistance ainsi que certaines de ses propriétés.

### 1°) Influence du temps — Hystérésis.

Si on maintient une résistance au repos dans des conditions invariables, on constate que sa valeur ohmique peut subir spontanément certaines variations. Nous distinguerons deux cas de variations spontanées de la résistance : l'hystérésis et la dérive en stockage, bien que de nature physique analogue ils jouent pour l'utilisateur des rôles totalement différents.

a — *Hystérésis*. Lorsqu'on soumet une résistance à une épreuve brutale par exemple une forte tension durant un temps très bref ou une surchauffe, on constate que lorsqu'elle a été replacée dans

les conditions initiales, non seulement elle ne reprend pas sa valeur initiale, mais de plus on observe une variation de la valeur ohmique avec le temps, cette valeur tend asymptotiquement vers une limite souvent différente de la valeur initiale, la durée de cette évolution peut atteindre plusieurs jours. Un tel phénomène, pratiquement inexistant dans les résistances à couches de carbone pyrolytique est à peu près la règle dans les résistances agglomérées; si on désire soumettre ces dernières à des essais comparatifs il convient donc de préciser le temps qui doit s'écouler entre la fin de l'épreuve et la mesure qui la suit et, de toute façon, faire des mesures après un temps de repos très long si on désire connaître les transformations irréversibles subies par la résistance lors de l'épreuve.

b — *Stockage*. On peut considérer que lorsqu'une résistance sort de fabrication, elle n'est pas en équilibre comme lorsqu'elle vient de subir une épreuve brutale, le phénomène selon lequel elle joint lentement cet état d'équilibre est appelé « vieillissement ». Selon la nature du déséquilibre initial, ce vieillissement peut être accéléré par divers agents physiques ou même chimiques. D'une façon générale, les résistances qui subissent une dérive notable durant le vieillissement sont les résistances qui présentent par ailleurs des phénomènes d'hystérésis et il est certain que les résistances les plus fidèles sont celles pour lesquelles, après fabrication, le vieillissement est négligeable.

### 2°) Influence de la température.

La température provoque sur les résistances des dérives selon deux processus distincts :

a — *Excès thermique* (chaleur ou froid). Les hautes et les basses températures peuvent amener des dérives sur les résistances. Ces dérives, dans l'état actuel de la technologie, sont déterminées par le comportement des matières plastiques utilisées dans la confection des résistances. Dans le cas des résistances à couche pyrolytique, la partie active et son support résistent à des températures comprises entre celle de l'air liquide et un millier de degrés en atmosphère neutre, dans l'air la température à laquelle la combustion de la couche commence à être mesurable se situe aux environs de 200° pour les couches les plus minces. Les matières plastiques et peintures courantes dans la fabrication des résistances supportent sans dommage important pour la résistance des températures comprises entre - 40° et + 120 °C. Des peintures spéciales peuvent être portées à une température extrême de 250 ° pendant plusieurs heures et certaines même jusqu'à 500 ° pendant quelques minutes sans entraîner de dommage pour les résistances à couches pyrolytiques.

b — *Cycles et chocs thermiques*. S'il n'y a pas harmonie entre les coefficients de dilatation des différents matériaux constitutifs d'une résistance, des variations cycliques lentes ou des variations brusques de température peuvent entraîner des dérives ou même parfois des destructions dans les résistances. Dans bien des cas, les modifications apportées par les cycles thermiques sont stables et

n'affectent pas la qualité de la résistance à tel point que les cycles thermiques peuvent constituer un procédé de vieillissement accéléré des résistances, ce procédé concerne exclusivement les résistances présentant de l'hystérésis.

### 3°) Dérives causées par l'utilisation des résistances.

Il n'est qu'une façon d'utiliser une résistance, y faire passer un courant ou, si l'on préfère, lui appliquer une tension. Le courant a par lui-même deux effets : il chauffe la résistance et il peut y créer des électrolyses. La tension peut, si elle est trop forte, provoquer des claquages, nous allons examiner successivement ces différents phénomènes.

a — *Effet Joule et surchauffe locale*. Si le conducteur constituant la résistance est homogène et si, d'autre part, les connexions sont disposées de telle sorte que les lignes de courant soient parallèles, la masse du conducteur va s'échauffer d'une façon sensiblement uniforme. Cet échauffement sera limité :

- par conduction à travers les fils de connexion;
- par convection par l'atmosphère entourant la résistance.

Sauf dans des cas exceptionnels le rayonnement est négligeable. Il est difficile d'apprécier la part de chacun de ces deux modes de refroidissement, cela dépend essentiellement du type de résistance et de la façon dont elle est montée. Le refroidissement par convection, surtout dans les câblages actuels, est assez réduit. Le refroidissement par conduction, par contre, peut être très important, il est considérablement amélioré :

- par la pénétration des connexions dans le corps de la résistance ;
- par l'augmentation du diamètre des connexions ;
- par la réduction de la distance entre le corps de la résistance et le point d'attache de la connexion au reste du montage ;
- par l'importance des masses métalliques auxquelles la résistance est soudée.

Parmi les caractéristiques constructives des résistances, la pénétration des connexions et la possibilité de souder très près du corps sont des éléments importants dans l'augmentation de la puissance dissipable dans les résistances.

Dans le cas où le conducteur constituant la résistance n'est pas homogène et où d'une façon plus générale, la puissance n'est pas distribuée uniformément dans le corps de la résistance, il se produit à certains endroits une surchauffe importante limitant la puissance dissipable dans la résistance. Ce phénomène se présente par exemple dans certaines résistances à couche, surtout lorsqu'elles sont filetées ; c'est ce qui a valu à ces dernières la réputation de mal supporter les surcharges quand, en réalité, lorsqu'elles sont bien faites, elles supportent des surcharges nettement plus importantes que les résistances du type aggloméré car les résistances à couche pyrolytiques

peuvent supporter des températures bien plus élevées que les résistances agglomérées.

b — *Electrolyse*. Ce phénomène, très facile à déceler, car il fait apparaître lors de la mesure au pont une force contre-électro-motrice, est pratiquement inexistant dans toutes les résistances disponibles sur le marché, par contre si on fait subir à ces dernières des épreuves d'atmosphère humide ou saline il peut être très important malgré tout lavage ou séchage ultérieur.

c — *Claquages*. Ce phénomène est extrêmement rare entre connexions à la pression normale car il nécessite des tensions dépassant nettement les limites pour lesquelles la résistance est détruite par effet Joule. Par contre, il se produit parfois dans certaines résistances à couches filetées dans lesquelles le filetage est défectueux. dans ce cas, des court-circuits intermittents peuvent se produire entre spires ce phénomène ne se produit jamais lorsque le filetage est réalisé selon des principes sains. Un tel défaut nous a été signalé dans certaines résistances de bonne réputation, pour notre part nous ne l'avons jamais observé chez aucun fabricant, même dans des résistances subminiatures dans lesquelles la largeur du sillon de filetage est de 1/10 mm et que nous avons soumises à des essais particulièrement sévères. Un court-circuit entre spires ne peut se produire que si le meulage assurant le spiralage de la résistance est incomplet. Un meulage incomplet est le fait d'un dispositif mécanique mal conçu ou de céramiques support très irrégulières.

#### 4°) *Dérives causées par les épreuves mécaniques.*

Dans la presque totalité des cas, les épreuves mécaniques subies par les résistances, ou sont sans effet électrique appréciable, ou entraînent une destruction totale par rupture. Il peut cependant se produire des ruptures ou déchirures non visibles et intermittentes qui ont pour effet de couper par instant la résistance ou de faire osciller sa valeur entre deux chiffres souvent fort différents.

#### 5°) *Dérives causées par les épreuves climatiques.*

Deux cas peuvent se produire en ce qui concerne le comportement climatique des résistances :

— ou la partie fonctionnelle de la résistance se comporte bien en ce qui concerne les épreuves climatiques, dans ce cas la protection mécanique et électrique de la résistance (peinture et enrobage) doit posséder les mêmes caractères et ne pas emprisonner d'humidité.

— ou la partie fonctionnelle de la résistance ne résiste pas aux épreuves climatiques, dans ce cas il est nécessaire de protéger la résistance par une enveloppe parfaitement étanche.

D'une façon générale, l'action chimique se résume aux deux effets suivants dans les résistances non métalliques :

a) *Emprisonnement d'humidité ou de sel dans la masse conductrice*. L'effet provoqué par cet emprisonnement est la mise en parallèle d'un conducteur parasite avec la résistance proprement dite. Dans ce cas, l'effet fâcheux des épreuves climatiques est d'autant moins marqué que la résistance

est de plus faible valeur ohmique. Cet effet se traduit toujours par une diminution de la valeur ohmique apparente.

b) *Corrosion par l'humidité ou l'atmosphère saline*. Cette corrosion attaque presque exclusivement les parties métalliques de la résistance (connexions et métallisations), elle entraîne des craquements, une faiblesse mécanique croissante et l'augmentation de la valeur ohmique de la résistance.

## — II —

### Technologie des résistances à usage radio-électrique.

Dans ce chapitre, et dans le chapitre suivant, nous avons largement utilisé les notices et les articles publicitaires relatifs aux différents types de résistances dont nous allons parler. Les indications et les chiffres fournis par ces notices et ces articles ont été complétés et précisés par des essais réalisés par nous-mêmes, ou par des essais dont les résultats nous ont été communiqués. D'autre part, nous avons fait subir aux différents types de résistances dont nous allons parler de nombreux essais mettant celles-ci nettement en dehors des limites d'emploi données par le fabricant, ce sont ces essais qui, en général, permettent le mieux de comparer les différents types de résistances entre eux.

Le problème à résoudre pour les résistances qui nous intéressent est le suivant : il s'agit de trouver une substance conductrice et de la mettre en forme de telle sorte qu'on obtienne sous un faible volume des performances aussi voisines que possible de celles des résistances métalliques hobinées. Le métal sous forme de fil est exclu à cause de sa bien trop faible résistivité. Deux solutions s'offrent alors :

a) On constitue un matériau de haute résistivité qui est mis sous la forme d'un cylindre muni de connexions à ses extrémités et constituant la résistance désirée.

b) On dispose d'un matériau à résistivité moyenne qui est déposé à la surface d'un cylindre isolant jouant le rôle de support, le conducteur ayant une faible épaisseur, sa résistivité peut être

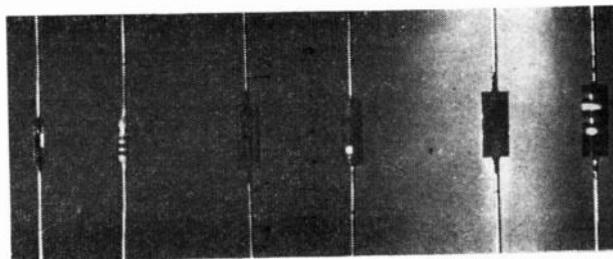


FIG. 4. — Trois types de résistances.

A gauche — Résistance subminiature à couche pyrolytique. Ces résistances de puissance 1,4 Watt à 105° C, dérive 5 % en 1 000 h. sont disponibles de 20Ω à 5 MΩ.

Au centre — Résistance miniature à couche hétérogène déposée sur verre. Ces résistances de puissance 1/2 Watt à 40° C, dérive 5 % en 1 000 h sont disponibles de 82Ω à 20 MΩ.

A droite — Résistance miniature agglomérée. Puissance 1/2 Watt à 40°, dérive 5 % en 1 000 h. Disponible de 10Ω à 10 MΩ.

moindre que dans le cas précédent, d'autant plus qu'il est loisible de fileter le cylindre, la partie résistive ayant alors la forme d'une bande en hélice à la surface du support. Les résistances du premier type sont dites « agglomérées », celles du second dites « à couche ». Il existe un troisième type de résistances à couche métallique mince, ces résistances ne sont pas pour le moment d'un usage courant, leur prix est élevé et leur utilisation semble réservée à des usages spéciaux, d'autre part, leur stabilité dans le temps est, en général, peu satisfaisante.

Mais, d'autre part, la classification précédente risque d'induire l'utilisation en erreur ; en effet, la nature de la conduction électrique est bien plus importante que la mise sous forme de couche ou sous forme de cylindre compact du matériau résistif, aussi classerons-nous plus volontiers les résistances en :

- résistances à matériau hétérogène et
- résistances à matériau homogène.

Ces deux types se distinguent à la fois par leurs techniques constructives et par leurs performances, et nous mettons en garde l'utilisateur au sujet de la dénomination « résistance à couche » qui, non précisée, n'est en aucune façon une garantie en ce qui concerne une technique de fabrication déterminée ou une qualité.

Le domaine des résistances demandées par l'utilisateur s'étend de  $10 \Omega$  à  $10 M \Omega$ , soit un intervalle de  $10^6$ . On voit la difficulté qu'il y a pour qu'une même technique donne des produits comparables aux deux extrémités de la gamme demandée (on conçoit difficilement une balance pesant avec la même précision un gramme et une tonne). Les deux types de résistances précédents résolvent ce problème de deux façons différentes.

#### A) RÉSISTANCES A MATÉRIAU HÉTÉROGÈNE.

Dans ces résistances, on utilise le mélange, en proportions variables, d'un matériau conducteur, en général du carbone, et d'un matériau isolant, le mélange peut affecter soit la forme d'une matière plastique chargée, soit celle d'un matériau céramique hétérogène, soit celle d'une peinture ou d'un enduit. La résistivité est due principalement aux plus ou moins bons contacts entre les grains conducteurs. Des caractéristiques honorables ne peuvent être atteintes dans ces résistances que par un ensemble de corrections et de compensations apportées aux différents défauts présentés par ce mode de conductibilité. Par exemple, en ce qui concerne le comportement en fonction de la température, le fabricant jouera sur les coefficients de dilatation des différents constituants pour assurer à la résistance une permanence acceptable.

Les résistances de ce type se présentent dans les modèles les plus récents sous la forme de cylindres à connexions axiales. La partie active de la résistance est, soit un petit cylindre dans lequel sont piquées les connexions, soit un petit tube de verre dans lequel sont insérées les connexions, la surface extérieure de ce tube portant la couche résistive. La partie active est enrobée par de la matière plastique qui a pour double but :

1°) d'assurer une bonne protection de l'élément fonctionnel,

2°) de constituer une attache solide pour les connexions.

Ces résistances sont trop connues pour qu'il soit nécessaire de s'étendre davantage sur leur description. La mise au point de telles résistances demande un laboratoire bien outillé, des matières premières bien définies et également beaucoup de temps car on dispose de peu de guide théorique dans leur conception. C'est la raison pour laquelle, seules quelques marques sont susceptibles de fournir les résistances de qualité acceptable et pouvant entrer dans un matériel « professionnel ». On ne saurait prendre assez de précautions dans le choix du fournisseur de ce type de résistances car, sous un aspect extérieur identique, on peut trouver soit des résistances tout à fait correctes, soit des résistances qui peuvent tout juste être utilisées dans les récepteurs de bas prix. Nous tiendrons seulement compte des performances des résistances des meilleures marques de ce type dans les chiffres que nous donnerons par la suite.

#### B) RÉSISTANCES A MATÉRIAU HOMOGÈNE.

Si on met à part les résistances à couche métallique mince, ces résistances sont toutes des résistances à couche de carbone obtenue par pyrolyse. Diverses variantes de couches ont été étudiées, en particulier des résistances au carbone-bore ou au carbone-titane, on peut ainsi obtenir des performances intéressantes mais souvent peu stables, or la stabilité des performances passe avant toute autre considération.

Bien que la conception de ces résistances soit fort ancienne, leur utilisation systématique dans les montages radio-électriques a été jusqu'à une date récente freinée par leur prix, par leur encombrement et par leur mauvaise tenue mécanique. D'autre part, on rencontre des opinions assez divergentes à leur sujet, ces opinions étant souvent parfaitement fondées, aussi jugeons-nous utile de donner quelques détails au sujet de leur construction afin de permettre de faire le point sur cette question.

##### 1°) La couche.

Le matériau résistif est constitué par des micro-cristaux de carbone ayant une nature voisine de celle du graphite. Les cristaux sont obtenus par pyrolyse d'hydrocarbures gazeux vers  $1\ 000\ ^\circ\text{C}$ , le carbone étant déposé sur un support en céramique étanche. Les micro-cristaux obtenus sont de grosseur différente selon le procédé employé et selon la nature du support. Ils forment une couche plus ou moins épaisse et extrêmement dure. Ces cristaux se présentent sous la forme de petites tablettes ayant quelques millimicrons dans leur plus grande dimension. La couche constituée par un amas chaotique de ces cristaux a une épaisseur comprise entre un millimicron et un micron. Si la couche est trop mince, le pavage constitué par les micro-cristaux est discontinu et le courant ne peut passer.

si elle est trop épaisse, son adhérence devient précaire du fait des tensions mécaniques existant entre la couche et son support.

Il est possible d'étudier avec assez de précision la structure de cette couche en relation directe

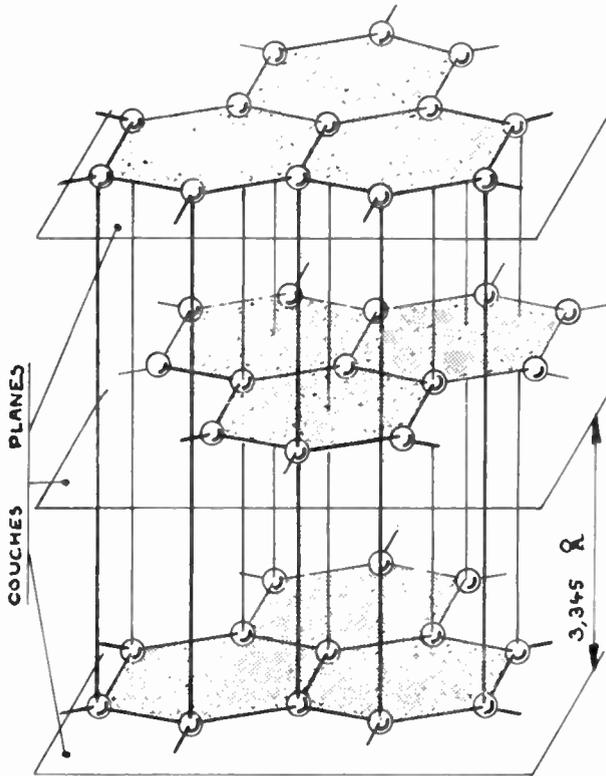


FIG. 5. — Structure du graphite

avec son mode de formation. Nous avons utilisé pour cela un dispositif permettant de mesurer la résistance d'un barreau durant la pyrolyse. On peut ainsi, à l'aide d'un enregistreur, obtenir des courbes de dépôt dont la forme générale est donnée par la figure 6. Sur cette courbe on observe un certain nombre de régions correspondant à diverses structures de la couche. Grâce à cette technique, on définit expérimentalement les conditions

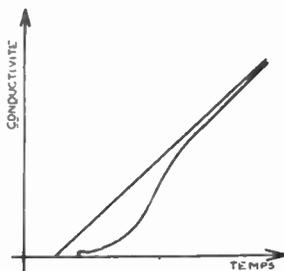


FIG. 6. — Diagramme de dépôt du carbone pyrolytique.

On remarque sur ce diagramme que le dépôt commence après un certain temps de « latence » et que la vitesse d'accroissement de la conductivité est fonction de l'épaisseur de la couche. Les couches à faible coefficient de température correspondent à des points proches de l'asymptote de la courbe.

et les matériaux les meilleurs pour la qualité de la couche obtenue et on peut régler avec une précision difficile à dépasser les fours de pyrolyse.

Le coefficient de température de cette couche est fonction de son épaisseur, il s'échelonne entre  $180 \cdot 10^{-6}$  par degré C pour les couches les plus épaisses et  $1\ 800 \cdot 10^{-6}$  pour les couches les plus minces possédant encore une conductibilité (de telles couches sont en fait discontinues, nous avons pris l'habitude de les désigner par « couches lacunaires »). Lorsque la couche n'est pas « lacunaire », la résistivité superficielle est inversement proportionnelle à l'épaisseur de la couche.

L'intervalle de résistance accessible avec cette technique est accru par l'utilisation du filetage.

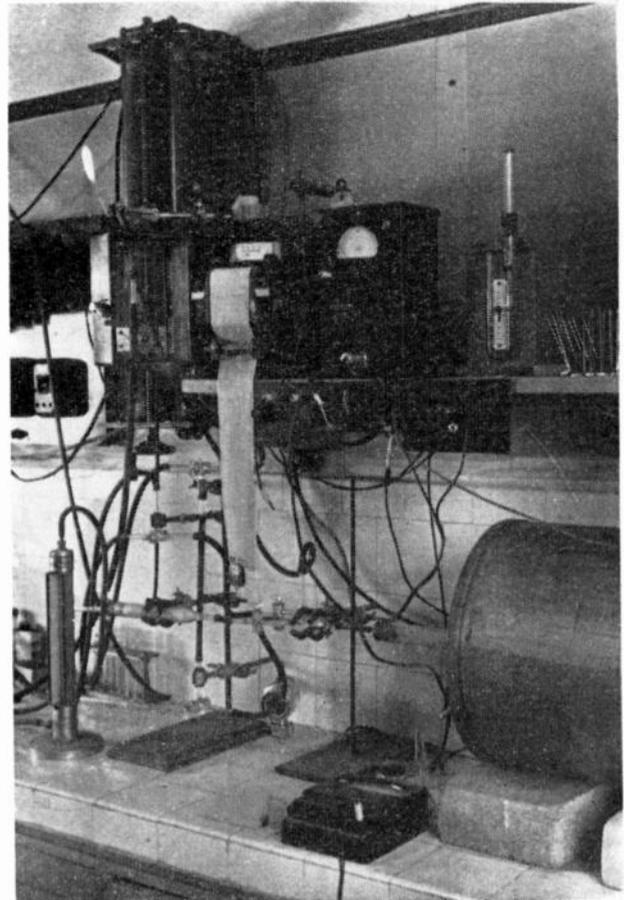


FIG. 7. — Dispositif d'enregistrement des diagrammes de dépôt.

L'intervalle le plus courant est en général de  $2 \cdot 10^4$  ( $10 \Omega$  à  $200 \text{ k} \Omega$  par exemple). Certaines fabrications peuvent atteindre  $5 \cdot 10^5$  ( $10 \Omega$  à  $5 \text{ M} \Omega$ ), cela suppose un contrôle extrêmement poussé de la pyrolyse que seules des techniques très évoluées peuvent permettre. La pyrolyse se fait selon deux techniques distinctes qui ont une grosse influence sur les objets finis.

a) *Pyrolyse en « vrac »*. Des cylindres de céramique sont introduits dans un four dans lequel on effectue la pyrolyse en une seule fois sur l'ensemble. Les résistances ainsi obtenues présentent une dispersion considérable pouvant atteindre plusieurs puissances de dix. Les fabricants utilisant ce procédé (ils constituent la majorité) sont contraints, pour satisfaire les commandes sur une valeur ohmique déterminée, de procéder à un ajustage

nièce à pièce. Cet ajustage s'obtient en filetant les cylindres pyrolysés sur une plus ou moins grande longueur avec un pas plus ou moins large. On voit que, par ce procédé, des résistances de mêmes valeurs ohmiques pourront avoir des épaisseurs de couche très différentes et des filetages très différents d'où une certaine dispersion dans leurs caractéristiques, dispersion qui est à l'origine de certaines critiques faites à leur sujet.

b) *Pyrolyse en continu.* Ce procédé, assez délicat à mettre en œuvre, a l'avantage de permettre une très grande homogénéité dans ses produits. On fait défiler à vitesse constante des barreaux dans un four de pyrolyse. La résistivité de la couche est contrôlée à la sortie du four, ce qui permet de maintenir ce dernier dans des conditions de fonctionnement stables. La précision de la pyrolyse peut être telle qu'il est possible, avec un rendement satisfaisant, de fileter de façon uniforme toutes les résistances à partir d'une certaine valeur ohmique et de se passer de tout ajustage. On diminue ainsi le prix de revient des résistances et on assure une parfaite identité entre deux résistances de même valeur ohmique et une bonne continuité des caractéristiques en fonction de cette valeur. La couche obtenue par pyrolyse peut subir, par la suite, certaines opérations dans le but d'accroître sa qualité. Elle contient comme impureté des atomes d'hydrogène que la pyrolyse a été incapable de détacher des atomes de carbone, elle peut également contenir des atomes d'oxygène. Quel que soit le degré de pureté des produits utilisés, ils contiennent toujours un peu d'oxygène et cet oxygène est très facilement fixé par la couche. C'est la raison pour laquelle la pyrolyse étant terminée, il y a gros avantage à refroidir aussi vite que possible les barreaux pyrolysés, la pyrolyse en continu atteint parfaitement ce but.

La conduction de la couche est due à des électrons, peu liés aux atomes de carbone, souvent dénommés « électrons  $\pi$  » par opposition aux « électrons  $\sigma$  » auxquels sont redevables les liaisons carbone-carbone constituant les côtés des hexagones dont la juxtaposition dans un même plan constitue l'élément de base des cristaux graphitoïdes. Ces cristaux graphitoïdes sont constitués par la superposition d'un nombre variable de couches à structure hexagonale. Les différentes couches superposées sont très peu liées entre elles, les atomes constituant une couche ne sont pas dans une position invariable par rapport aux atomes des couches adjacentes. On peut, dans une certaine mesure, considérer chaque couche comme une macro-molécule, les différentes macro-molécules constituant le micro-cristal sont liées entre elles par des forces de Van der Waals. Les micro-cristaux de carbone pyrolytique diffèrent du graphite en ce que :

— la distance entre les différentes couches est plus grande pour le carbone pyrolytique que pour le graphite, les échanges d'électrons entre couches adjacentes sont donc moins probables, par conséquent la conductivité le long de l'axe C (perpendiculaire aux plans des couches) du carbone pyroly-

tique est certainement beaucoup plus faible que pour le graphite,

— la distance entre deux atomes de carbone voisins dans une même couche est plus faible pour le carbone pyrolytique que pour le graphite. Ceci est corrélatif du fait que les échanges d'électrons entre couches étant plus faibles, le couplage entre les électrons  $\pi$  à l'intérieur d'une même couche est plus fort. La conductibilité dans le plan de la couche est donc plus grande pour le carbone pyrolytique que pour le graphite.

Les limites des macro-molécules dont nous venons de parler sont constituées, soit par des atomes d'hydrogène, soit par des chaînes carbonées plus ou moins complexes (fig. 8).

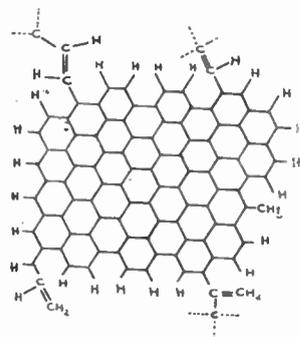


FIG. 8. — Configuration d'une couche d'un micro-cristal graphitoïde.

## 2°) La conduction électrique des couches pyrolytiques.

Nous avons signalé au paragraphe précédent, que, à l'intérieur d'un micro-cristal, le passage du courant était dû à un échange entre électrons  $\pi$  couplés, nous avons vu également que la conductivité prise parallèlement aux plans des couches cristallines était élevée et que celle prise normalement à ces plans était très faible. En se basant sur les chiffres connus pour le graphite, on peut affirmer que le rapport des conductivités est de l'ordre de grandeur de  $10^4$  à  $10^5$ , sinon supérieur en sorte qu'en première approximation, on peut négliger la conductivité le long de l'axe C.

D'autre part, le coefficient de température de la résistance du graphite, prise parallèlement aux couches, est positif, ce qui est tout à fait en accord avec la nature métallique de la conduction. Le coefficient pris selon l'axe C est, par contre, négatif. En ce qui concerne les cristallites de carbone pyrolytique, ce phénomène ne peut être que plus accentué. Or, les couches pyrolytiques ont :

- un coefficient de température négatif,
- une conductibilité plusieurs centaines de fois plus faible que celle prise sur un cristal parallèlement aux couches.

On pourrait imaginer que le désordre régnant dans l'agencement des micro-cristaux de la couche a pour effet de créer une contribution non négligeable de la conductivité parallèle à l'axe C. Or, si on examine les diverses combinaisons qui permettent d'obtenir la résistivité réelle de la couche à partir d'une association de micro-cristaux orientés diversement, on s'aperçoit que la contribution de

la conductivité parallèle à l'axe C est négligeable, par conséquent son coefficient de température négatif n'influe pas sur le coefficient de température de la couche. On est donc obligé de faire appel à une autre hypothèse pour rendre compte de la valeur de la résistivité de la couche associée à son coefficient de température.

Il faut supposer que les différentes couches constituant un des cristallites sont liées aux couches constituant les cristallites voisins, soit par des chaînes à doubles liaisons conjuguées, soit par un voisinage très proche d'atomes de carbone non saturés, la première de ces hypothèses est celle qui rend le mieux compte des résultats observés car :

— La conjugaison des électrons  $\pi$  entraîne dans une molécule libre la planéité de cette molécule, or, pour joindre deux cristallites dont les couches ne sont pas parallèles à un même plan, on est obligé de supposer une chaîne nettement distordue, ce qui a pour effet de diminuer la conjugaison des électrons  $\pi$ , par conséquent, la conductibilité est diminuée et le coefficient de température évolue vers des valeurs négatives.

— L'expérience montre que le coefficient de température de la couche est indépendant du coefficient de dilatation du support, ce qui serait faux si la résistivité de la couche était essentiellement due à des contacts entre « grains » distincts.

Il apparaît donc que toute la qualité de la couche se joue dans l'articulation entre les micro-cristaux ou plus exactement entre les macro-molécules dont l'association constitue les micro-cristaux.

Le support intervient :

— pour l'adhérence de la couche,

— comme porteur de « germes » de cristallisation.

L'adhérence intervient dans la robustesse de la couche; la répartition des germes influe sur l'homogénéité globale de la couche, mais, en ce qui concerne les caractéristiques électriques essentielles de la couche, le support ne joue aucun rôle.

Les conditions chimiques de la formation de la couche et les traitements que celle-ci peut subir par la suite jouent, par contre, un rôle important en ce qui concerne ses caractéristiques et, essentiellement, pour les couches très minces, une étude très poussée de ces phénomènes peut seule permettre d'atteindre la qualité espérée.

### 3°) La protection de la couche.

La couche par elle-même, si son support est bien étanche, résiste fort bien aux essais climatiques contrairement à la plupart des résistances agglomérées qui ne doivent leurs qualités à ce sujet à leur protection. La protection mécanique et électrique de la couche est assurée de deux façons :

a) Par un vernis plus ou moins épais. D'une façon générale les vernis améliorent peu les performances électriques d'une résistance à couche, leur rôle se borne à protéger la couche des molécules d'eau ou de gaz dont l'effet semble être, lorsqu'elles sont adsorbées, de saturer au moins en partie certaines valences disponibles augmentant ainsi la

résistivité de la couche (cette action est réversible). Si des précautions particulières ne sont pas prises, l'adhérence du vernis à la couche est plus forte que celle de la couche au support, de telle sorte qu'il peut arriver que le vernis en s'écaillant détache la couche de son support, un tel accident entraîne évidemment la destruction de la résistance. Des techniques nouvelles permettent d'assurer une adhérence très puissante de la couche au support et certaines peintures plastiques modernes ne s'écaillent pas, en sorte que le défaut signalé ci-dessus a totalement disparu dans les résistances à couche pyrolytique de conceptions récentes. D'autre part, certaines peintures plastiques permettent un véritable enrobage de la résistance entraînant un très bon isolement de celle-ci.

b) La couche peut également être protégée par une enveloppe totalement étanche, un gaz neutre ou le vide étant au contact de la couche. Un tel

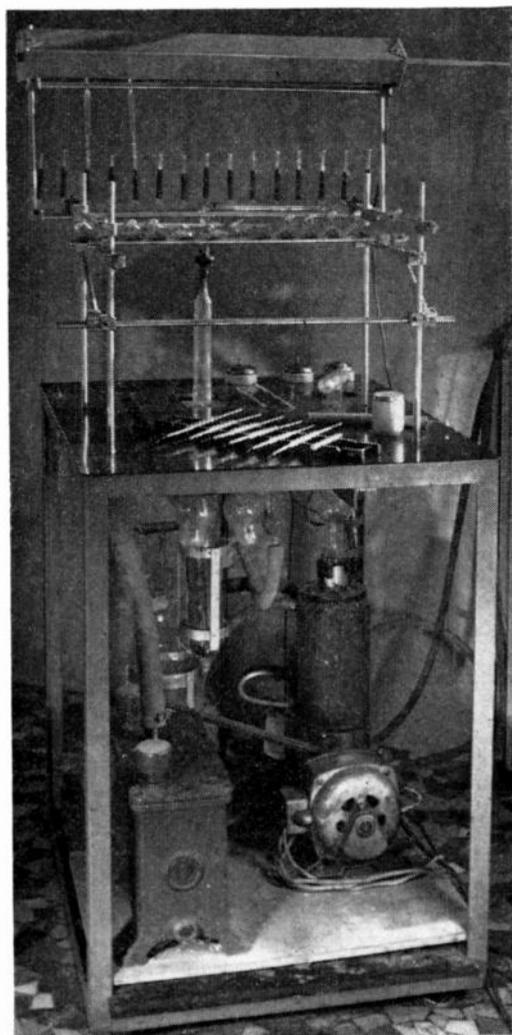


Fig. 9. — Dispositif d'étude des couches sous vide poussé.

procédé qui est affranchi de tout matériau plastique au contact de la couche conduit à des résistances de très haute stabilité, c'est le seul qui permette d'atteindre des performances comparables, au point de vue stabilité, à celles des résistances

bobinées. On peut garantir, pour de telles résistances conservées et utilisées dans de bonnes conditions, une stabilité pouvant permettre une fidélité de 0,1 % à 0,2 % dans une année. Par malheur, la réalisation d'une enveloppe réellement étanche soulève des problèmes technologiques très difficiles à résoudre et entraînant, dans l'état actuel de la technique, un prix et un encombrement prohibitifs pour l'usage courant de telles résistances.

#### 4°) Les connexions.

Le problème des connexions est relativement aisé à résoudre dans le cas des résistances agglomérées, celles-ci contiennent toujours, soit dans leur élément actif, soit dans leur enrobage, une matière plastique plus ou moins élastique qui assure un bon serrage de la connexion. Dans les résistances à couche, par contre, le support étant de la céramique, comme celle-ci a un coefficient de dilatation très faible, il est particulièrement difficile d'assurer un bon contact entre une pièce métallique constituant la connexion et la mince couche conductrice déposée à la surface de la céramique. Un simple sertissage est susceptible d'entraîner à la longue des crachements et une rapide détérioration de la couche à l'endroit du mauvais contact. Aussi utilise-t-on souvent un matériau conducteur intermédiaire pour assurer la liaison entre la connexion et la couche. Ce matériau est le plus souvent constitué par une peinture plastique argentique, c'est sur cette peinture qu'est serti un chapeau auquel est fixé le fil de connexion. Il est impossible d'employer pour cet usage une argenteure à cuire du type de celles utilisées pour la métallisation des pièces céramiques ; en effet, celle-ci doit être cuite en atmosphère oxydante, ce qui aurait pour effet de brûler la couche conductrice, d'autre part, même si sa cuisson en atmosphère réductrice ou neutre était réalisable, l'argenteure contient un émail très oxydant qui brûle la couche. Les peintures argentiques utilisées pour les résistances contiennent pour la plupart des matières plastiques. De ce fait, elles ne se prêtent pas à la soudure et sont détruites par une trop forte élévation de température. Certaines résistances pyrolytiques de conception récente utilisent une métallisation directe, sans apport de matériaux non métalliques, de la couche aux extrémités de la résistance, cette métallisation peut se faire, soit par des procédés physique, soit par des procédés chimiques. Il est alors possible de souder ou de braser directement les connexions sur cette métallisation, ce qui simplifie énormément leur conception et leur mise en place. De telles résistances supportent parfaitement des chocs thermiques sévères, résistent très bien aux essais de traction et de vibration, et supportent des températures très élevées pouvant atteindre 450° dans certains cas.

### — III —

#### Performances comparées des différents types de résistances. Essais et normes.

On est obligé pour les résistances, comme pour la plupart des pièces détachées, de définir un certain nombre d'essais destinés à évaluer tant bien

que mal leurs qualités. En effet, la résistance est un élément passif auquel on ne demande qu'une seule chose : ne pas varier. Pour arriver à mesurer sa stabilité on est conduit à lui faire subir un certain nombre d'essais et d'épreuves et à regarder dans quelle mesure la résistance s'est écartée de sa valeur initiale.

Nous n'avons pas l'intention dans ces lignes de faire un inventaire complet des essais praticables sur des résistances, mais seulement de décrire quelques essais simples permettant de se faire rapidement une opinion sur la qualité d'un type de résistances.

Lorsque l'utilisateur doit se faire une opinion sur un lot de résistances, il peut adopter deux attitudes :

a) Il peut essayer de faire subir aux résistances des épreuves analogues à celles qu'elles auront à subir dans le matériel auquel elles sont destinées. Les épreuves appliquées lors des essais seront de même nature, mais nettement plus dures que celles devant être subies par le matériel, par contre, elles seront beaucoup plus brèves. Cette manière d'aborder le problème est celle des utilisateurs. Elle a servi de fil directeur aux normes actuellement en vigueur dans les grands pays industriels. Elle s'oppose dans son esprit, non dans son résultat, à l'attitude (b) ci-dessous qui est plutôt celle du constructeur de résistances.

b) Il peut faire subir aux résistances des essais destinés à mettre à l'épreuve leurs différents éléments constitutifs. Cette seconde méthode, si elle ne lui donne pas directement une description du comportement probable des résistances dans son matériel, lui fournit des renseignements précis et très rapides :

#### A) ESSAIS GÉNÉRAUX.

##### 1°) Influence de la température.

On fait subir aux résistances des cycles thermiques répétés par exemple + 25°, + 85°, — 55°, + 25°, on fait une mesure à chaque température et on répète le cycle jusqu'à ce qu'on observe une stabilisation, cet essai permet :

a) De mesurer les coefficients de température des résistances à matériau homogène, ces coefficients sont négatifs et sont d'environ 30 % plus élevés en valeur absolue, entre 25° et — 55° qu'entre 25° et + 85°. Ils sont compris entre — 180 et — 800.10<sup>-6</sup> par degré C et doivent être très voisins pour une même valeur ohmique.

b) D'observer les dérives aux cycles thermiques. Pour les résistances à matériau homogène, cette dérive est infime, pour les résistances à matériau hétérogène, elle est importante, et on se contentera de faire 4 à 5 cycles et de vérifier que l'écart maximum à la valeur initiale ne dépasse pas la valeur qu'on s'est imposée. Il n'est pas rare d'observer des sens de variation incohérents.

##### 2°) Coefficient de tension. Comportement en haute fréquence. Bruit.

Il serait bien entendu fort intéressant de faire des essais sur ces trois caractéristiques, mais les mesures, comme nous l'avons vu, sont délicates.

Aussi, la plupart des entreprises utilisant des résistances renoncent-elles à faire des essais dans ces domaines.

En ce qui concerne le coefficient de tension, il suffit de vérifier qu'il ne dépasse pas une certaine valeur sans s'attacher à sa mesure précise, on doit vérifier qu'il est inférieur à  $200$  ou  $250.10^{-6}$  par volt pour les résistances à matériau hétérogène et à  $50.10^{-6}$  pour les résistances pyrolytiques subminiatures. Pour les résistances pyrolytiques de grande dimension, il ne doit pas être mesurable.

En ce qui concerne le comportement des résistances en haute fréquence (au-dessus de  $100$  mégacycles), on peut noter qu'il faut s'attendre dans les résistances agglomérées à une diminution sensible de la valeur apparente de la résistance, dans les résistances pyrolytiques un tel phénomène est pratiquement inexistant, seules interviennent les capacités et inductions parasites. Des résultats très dispersés ont été obtenus pour ces résistances dans une même valeur ohmique, ceci s'explique fort bien. Ces essais ont, en effet, porté sur des résistances de gros diamètres fileté de façons diverses comme nous l'avons vu au chapitre III. Il est bien évident que de telles anomalies ne peuvent exister dans des résistances subminiatures à filetage uniforme, d'autant plus que ces dernières ne sont fileté qu'à partir de  $3\ 000$  ohms, valeur au-delà de laquelle l'emploi de résistances en hautes fréquences est assez rare.

En ce qui concerne le bruit, nous conseillons à l'utilisateur de s'adresser à des laboratoires spécialisés et de ne prendre en considération que des essais comparatifs et portant sur au moins cent résistances de chaque valeur, prises autant que possible dans des lots différents. Remarquons qu'étant donné les chiffres de bruit couramment rencontrés (quelques microvolts par volt) bien rares sont les circuits où il risque d'être gênant, nous n'en voulons pour preuve que les difficultés qu'on éprouve pour en faire une mesure même approximative.

### 3°) Essais de durée en charge.

D'une façon paradoxale, on s'efforce de trouver des essais de durée qui durent le moins longtemps

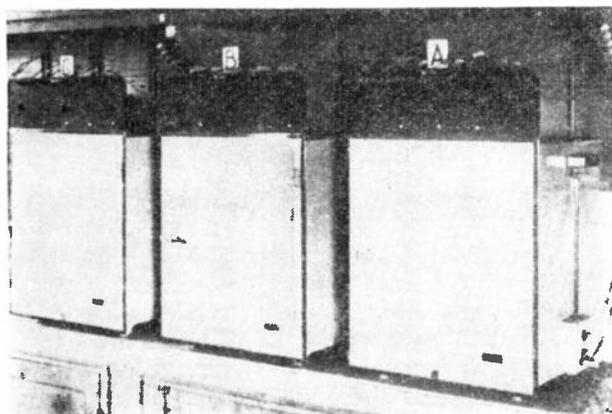


FIG. 10. — Enceintes d'essai de durée.

possible, pour cela on applique aux résistances une puissance importante les échantillons étant maintenus souvent à température élevée. Il est

souhaitable dans ces essais de faire des mesures fréquentes afin de pouvoir tracer la courbe d'évolution de la résistance. La forme de cette courbe a une importance plus grande que la valeur de l'écart final mesuré, nous développerons plus complètement cette question au chapitre suivant lorsque nous envisagerons la question de la puissance nominale.

Il est nécessaire, surtout en ce qui concerne les résistances à matériau hétérogène, de continuer les mesures après la fin de l'essai de durée en charge afin de voir comment la résistance se comporte. Il est très fréquent de voir des résistances dériver de plus de  $20\%$  puis, au repos, revenir au bout de quelques jours à moins de  $10\%$  de leur valeur initiale.

### 4°) Essais de surcharge.

Une surcharge de  $2$  à  $4$  fois la puissance nominale dans une étuve à  $40^\circ$  pendant  $10$  à  $20$  heures donne des renseignements très intéressants. Les résistances à matériau hétérogène sont assez affectées par cet essai, seules, les meilleures peuvent survivre avec des dérives allant de  $10$  à  $100\%$ . En ce qui concerne les résistances pyrolytiques peintes, la peinture est le plus souvent altérée par la haute température atteinte par la résistance, et si on observe des taches localisées sur la peinture, c'est l'indice presque certain d'une non homogénéité dans la couche entraînant des surchauffes locales. Les résistances pyrolytiques résistent bien à cet essai si elles ne sont pas affectées de défauts d'homogénéité.

Les essais de surcharge de courtes durées (quelques secondes) ne sont pas significatifs. Ils donnent des résultats presque toujours satisfaisants.

### 5°) Essais mécaniques.

Les essais de vibration et de secousse sont le plus souvent inutiles sur les résistances modernes à connexions axiales. Il convient toutefois de se méfier des connexions, rencontrées parfois sur des résistances à couche, comportant un chapeau dans lequel est serti ou soudé électriquement un fil de connexion, ce mode d'attache est parfois précaire.

Par contre, les essais de pliage et de tension des connexions sont fort importants, on doit faire sur une même résistance :

- a) des pliages ou des torsions,
- b) un essai de traction,
- c) un essai climatique.

Seule l'association de ces trois essais, dans cet ordre, est significatif.

### 6°) Essais de soudure.

L'essai de soudure tient une place tout à fait à part dans la série des essais, en effet, l'utilisateur a le choix de la technique qu'il emploiera pour ses soudures. Des précautions spéciales sont nécessaires pour souder les résistances à matériau non homogène, une soudure brutale près du corps de la résistance pouvant entraîner des dérives atteignant  $20\%$ . De telles résistances soudées avec certaines

précautions peuvent dériver de moins de 1 % à la soudure. Dans ce cas, le véritable essai de soudure consiste à rechercher la technique de soudure pratique qui entraînera le moins de dérive. Les résistances pyrolytiques ne dérivent pratiquement pas lors de leur soudure.

#### 7°) Essais climatiques.

Des essais climatiques significatifs sont nécessairement longs et compliqués. On doit faire se succéder des cycles comportant des changements de température et des mises sous tension (voir à ce sujet la norme américaine MIL 10509 A). Cependant, on peut faire passer les résistances alternativement dans de l'eau salée saturée bouillante et dans de l'eau saturée à 0 °C, le passage d'un récipient à l'autre se faisant aussi rapidement que possible afin de créer un choc thermique. Si le séjour dans l'eau glacée dure au moins une heure à chaque cycle, et si la résistance après lavage sommaire et mise sous tension n'est pas détériorée et ne présente pas de force contre-électromotrice, on peut être assuré que sa tenue climatique sera bonne. Les résistances à matériau hétérogène enrobées de matière plastique résistent en général bien à cet essai. Le comportement des résistances à couche dépend uniquement de leur enrobage.

#### B) ESSAIS PARTICULIERS AUX RÉSISTANCES PYROLYTIQUES.

Les résistances pyrolytiques ayant des performances plus poussées que celles des résistances à matériau hétérogène, il convient de leur faire subir des essais plus durs surtout dans le domaine des températures élevées. D'autre part, il est facile de se faire une idée de l'adhérence de la couche par l'essai N° 1.

##### 1°) Essai d'adhérence de la couche.

Cet essai ne s'applique qu'aux résistances peintes. Il suffit de gratter avec un couteau la peinture en sorte que la couche pyrolytique gris métallique soit apparente sur toute la surface utile de la résistance. La couche ne doit pas présenter de trous et la valeur de la résistance doit sensiblement doubler (moins elle varie, meilleure elle est).

##### 2°) Essai thermique.

Un étuvage à 300 °C pendant une heure des résistances pyrolytiques doit entraîner une dérive comprise entre 0 et 10 % selon les valeurs ohmiques.

#### C) LES NORMES.

On remarquera que les essais rapides décrits ci-dessus s'écartent notablement des essais prévus par les diverses normes en vigueur. Les raisons en sont que les normes, tout spécialement la norme américaine JAN-R-11 et la norme anglaise RCS 112, ont eu un double but :

a) Définir des essais aussi proches que possible des conditions d'utilisation en sorte que toute technique nouvelle de construction de pièces détachées puisse logiquement subir ces essais.

b) Définir les performances qu'on peut attendre en fonction des résultats donnés par les essais ci-dessus pour un certain nombre de types de résistances (A ce sujet la norme JAN-R-11 a la forme d'un catalogue).

Mais ces essais tiennent peu compte de la structure intime de la résistance, c'est la raison pour laquelle il nous a semblé intéressant de faire connaître le point de vue du constructeur qui désire être renseigné *rapidement* et, si possible, déterminer par l'essai *l'origine* des défauts. Ce point de vue particulier du constructeur qui découle d'ailleurs de son expérience personnelle, et peut donc prêter à controverse, n'a pas nécessairement à être retenu lorsqu'il s'agit de définir des normes de réception.

#### — IV —

#### Les limites d'utilisation des résistances.

Il est très difficile de définir avec précision les limites d'utilisation des différents types de résistances, car il est un facteur essentiel dont, ni les normes, ni les essais effectués sur un petit nombre de pièces par l'utilisateur ne peuvent rendre compte, c'est la « sécurité d'emploi ». En effet, une grandeur essentielle à connaître est la probabilité qu'a un matériel déterminé de tomber en panne. Il est bien évident que seules des mesures statistiques peuvent chiffrer cette probabilité. En ce qui concerne une pièce détachée, dont un très grand nombre d'unités est inclus dans un matériel, c'est le cas des résistances, les mesures statistiques doivent porter sur un très grand nombre d'unités si on désire connaître avec quelque précision, la fréquence d'un défaut. Si, par exemple, les résistances sont destinées à une machine à calculer électronique, un essai réalisé sur 10 000 échantillons peut être désirable. Or, si on désire faire subir à une résistance un ensemble cohérent d'épreuves, cela demande environ deux heures de travail par résistance (deux heures et demie avec un matériel courant, une heure et demie avec un matériel très spécialisé), ce qui conduit à 20 000 heures de travail, soit un laboratoire de dix personnes travaillant pendant un an. Si les résistances sont destinées à un téléviseur, le travail sera sensiblement dix fois moindre.

On voit, par ces exemples, que chaque entreprise peut difficilement se permettre un tel contrôle et que, seul, le fabricant est en mesure de le réaliser. Ce contrôle peut être notablement simplifié par le fait que le fabricant connaît le plus souvent les points faibles de ses produits et les causes de dispersion de sa fabrication. Il n'en est pas moins vrai que celui-ci doit disposer en permanence d'un laboratoire d'essai important et très spécialisé et, en ce qui concerne plus particulièrement les résistances, il est souvent nécessaire d'utiliser des machines automatiques pour faire certains essais, ceci indépendamment des machines destinées au simple contrôle de fabrication.

## A) LA TOLÉRANCE ET LA STABILITÉ.

Une certaine confusion règne relativement aux relations devant exister entre ces grandeurs.

La tolérance est l'écart maximum qu'on admet entre la valeur réelle d'une caractéristique et la valeur nominale de cette caractéristique. La tolérance se présente sous la forme d'une convention passée entre l'acheteur et le fabricant. Les diverses tolérances avec lesquelles une pièce détachée peut être vendue sont limitées :

1°) Par la dispersion obtenue en fabrication, une tolérance plus large est sans utilité.

2°) Par la stabilité de la pièce, une tolérance plus étroite est illusoire.

Souvent, la dispersion de fabrication est telle que les tolérances disponibles sont plus larges que les tolérances effectivement utilisables. Dans ce cas, le fabricant peut fournir des tolérances plus étroites par tri, ce qui conduit à une augmentation de prix.

Les tolérances annoncées ne tiennent jamais compte des dérives ultérieures en service, une

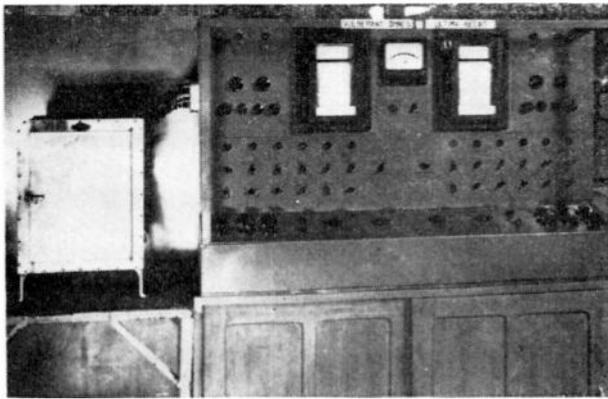


FIG. 11. — Appareil d'enregistrement automatique continu de la dérive des résistances en charge.

Cet appareil qui comporte deux enregistreurs à 6 courbes peut enregistrer des dérives inférieures à 0,1 %. Les résistances sont disposées dans l'étuve qui se trouve à gauche de l'appareil, elles peuvent être soumises à des puissances atteignant 2 Watts. Un tel appareil est indispensable à une connaissance approfondie du comportement des résistances.

petite marge est simplement conservée pour la dérive en stock. L'utilisateur doit donc pouvoir se faire une idée des dérives qu'il convient d'ajouter à la tolérance pour avoir les limites que sa résistance ne franchira pas en service. Une règle commode, faute de mieux, consiste à ajouter à la tolérance marquée sur la pièce la tolérance la plus étroite disponible chez le fabricant ; par exemple, si une marque fournit des résistances à 5 % et à 10 %, une résistance à 5 % ne s'écartera pas de plus de 10 % de sa valeur nominale et une résistance à 10 % ne s'en écartera pas de plus de 15 %.

Un procédé plus précis consiste à faire l'inventaire complet des épreuves que subira la résistance et à faire la somme des dérives des épreuves correspondantes subies par les résistances lors, par exemple, des essais d'homologation, le nombre trouvé doit être ajouté à la tolérance. Pour le matériel qui n'a pas à subir des épreuves climatiques

extrêmes, la dérive en charge des résistances donne une bonne idée de leur stabilité, mais encore faut-il savoir quelle est la charge applicable aux résistances.

## B) LA PUISSANCE NOMINALE.

La puissance nominale est une des grandeurs les plus mal définies dans les résistances.

Si on en croit les normes en vigueur, la puissance nominale est la puissance qui, appliquée pendant une durée déterminée à la résistance dans une atmosphère à température donnée, provoque une dérive maximum fixée. On peut admettre que, pour une mise en charge d'une durée déterminée (1 000 h par exemple), la dérive est une fonction croissante de la puissance dissipée. C'est cette fonction qui intéresse l'utilisateur. Lorsqu'on étudie la dérive en charge d'un type de résistance, on s'aperçoit que, à partir d'une certaine puissance appliquée, les dérives n'ont plus tendance à se stabiliser avec le temps, ce phénomène est accompagné de modifications irréversibles des caractéristiques de la résistance (bruit, coefficient de température, etc...). D'autre part, la résistance est rapidement détruite si on applique une puissance supérieure, par exemple de 20 %, à la puissance ainsi repérée (fig. 12).

La puissance maximum appliquée dans une enceinte à une température donnée, ne produisant

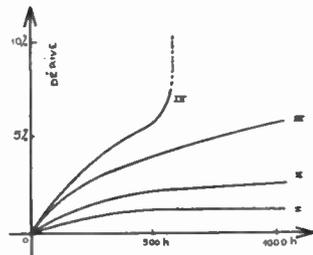


FIG. 12. — Courbe de vieillissement d'un type de résistances pour diverses puissances appliquées à une même température.

I. Courbe à faible puissance, la stabilisation est parfaite.

II. Courbe à puissance moyenne, la stabilisation n'est pas achevée mais la concavité de la courbe est toujours dirigée vers le bas.

III. Courbe correspondant à la puissance maximum applicable. Cette courbe comporte une partie rectiligne de pente appréciable.

IV. Courbe à puissance trop élevée. La résistance est détruite au bout de 500 h la courbe présente une partie dont la concavité est dirigée vers le haut.

pas dans les résistances ces phénomènes de destruction, est la « puissance maximum applicable à ladite température ». Selon le type de résistance, la dérive pour 1 000 h correspondant à cette puissance pourra être très variable, par exemple :

— résistance agglomérée « 1/2 watt » miniature à 40° de température ambiante :

$$\begin{aligned} \text{puissance maximum} &= 1,5 \text{ watt} \\ \text{dérive} &= 20 \% \end{aligned}$$

— résistance pyrolytique « subminiature » 1/4 watt à 40° :

$$\begin{aligned} \text{puissance maximum} &= 1 \text{ watt} \\ \text{dérive} &= 4 \% \end{aligned}$$

Il serait très désirable que les mesures de puissance soient normalisées en sorte que les notices techniques fournissent le réseau de courbes définissant la relation existant entre :

- 1°) la puissance appliquée,
- 2°) la température de l'atmosphère entourant les résistances,
- 3°) la dérive au bout de 1 000 h.

Les fabricants ne fournissent, en général, que la courbe de la puissance maximum applicable en fonction de la température, la puissance maximum applicable en-dessous d'une certaine température étant considérée comme constante et correspondant à la puissance nominale annoncée. L'utilisateur, en présence d'une telle courbe, ignore les surcharges qui sont souvent admissibles aux basses températures et, d'autre part, n'a aucune idée de l'ordre de grandeur de la stabilité de la résistance si elle est utilisée à une puissance inférieure à sa puissance nominale. Pour notre part, nous considérons comme extrêmement souhaitable que la puissance nominale soit définie comme la puissance maximum applicable à une certaine température (40°, 70° ou 105° par exemple), et que, d'autre part, on associe à cette puissance nominale la dérive correspondante en 1 000 h. On dira, par exemple, résistance 0.35 Watt — 70° — 10 %. ce

qui donne un point du réseau de courbes dont nous avons parlé plus haut. Il est bien entendu que, dans ce cas, il peut être possible d'utiliser la résistance au-dessus de sa puissance nominale à condition que la température ambiante soit assez basse.

#### Conclusion.

La résistance étant une pièce extrêmement répandue et correspondant à une fonction extrêmement simple, on a souvent tendance à considérer que les problèmes posés par sa technologie et son utilisation sont des problèmes résolus. Nous espérons avoir montré dans ces lignes que, d'une part le fabricant doit disposer de moyens techniques puissants pour satisfaire les exigences des utilisateurs et que, d'autre part, l'utilisateur doit considérer de très près les caractéristiques des résistances qui lui sont proposées afin de les utiliser au mieux. Nous souhaitons que les utilisateurs aient des contacts plus étroits avec les fabricants. Le fabricant peut renseigner sur les qualités de ses produits mieux que ne peut le faire n'importe quel essai car, pour mettre au point et maintenir une fabrication de qualité, il est nécessaire qu'il suive de très près le comportement des résistances dans toutes les conditions susceptibles d'altérer leurs performances. Les années d'expériences et les centaines de milliers de mesures qu'il accumule constituent le guide le plus sûr pour l'utilisateur.

# L'ÉVOLUTION D'UNE SPÉCIALISATION INDUSTRIELLE RÉSISTANCES ET RHÉOSTATS BOBINÉS VITRIFIÉS POTENTIOMÈTRES AU GRAPHITE \*

PAR

J. R. OZOUX

*Ingénieur ESE*

## I. — Généralités.

Le développement prodigieux de l'électronique pendant ces 30 dernières années a eu, pour conséquence, l'apparition de nombreuses industries et leur spécialisation de plus en plus marquée.

Parmi les matériels exigés par la nouvelle science en vue de résoudre, sur le plan pratique, les problèmes dont elle s'est emparée, une industrie très caractérisée des « Pièces détachées » s'est développée, par exemple : la fabrication des résistances et celle des condensateurs ont suivi des voies parallèles qui ont abouti, finalement, à la création d'un certain nombre d'Entreprises ne s'occupant plus guère, à l'heure actuelle, que d'un produit ou de l'autre.

Dès la fin du siècle dernier, on s'était préoccupé, pour des applications purement électriques, de fabriquer des résistances réalisées avec des fils fins sur un support aussi peu encombrant que possible. L'une des Firmes les plus connues : La Société Américaine Ward Leonard s'enorgueillit du premier brevet déposé en 1898 par M. WARD LEONARD concernant une résistance dans laquelle le fil du bobinage était immobilisé par un revêtement vitrifié.

Cependant, c'est principalement depuis la première guerre mondiale que la fabrication des résistances et des rhéostats employant les fils enrobés par des produits céramiques s'est développée pour satisfaire aux besoins électroniques qui se sont accrus de plus en plus. Egalement sont apparus de nouveaux types de résistances et de rhéostats utilisant d'autres éléments conducteurs que des alliages métalliques ; en particulier, on s'est préoccupé de réaliser, grâce à l'emploi de corps semi-conducteurs et de nouveaux produits synthétiques, mis à la disposition de l'industrie, des résistances ou des rhéostats qui pouvaient : soit du point de vue des caractéristiques, soit du point de vue du prix ou de celui des encom-

brements, résoudre les problèmes que les résistances bobinées laissaient en suspens.

La spécialisation des Entreprises dans le champ de la fabrication des résistances est évidemment devenue nécessaire car il a fallu rechercher la plus grande efficacité industrielle. Un programme de base pour une entreprise donnée permet d'entrevoir un certain champ d'application des techniques employées et de l'équipement mis en œuvre. C'est ainsi que dans le domaine de la fabrication des résistances, certaines Entreprises sont spécialisées en fabrication de résistances bobinées vitrifiées, tandis que d'autres font des résistances permettant de résoudre d'autres problèmes telles, par exemple, que des résistances de démarrage ou des résistances destinées au chauffage électrique, d'autres encore se sont fait une spécialité des résistances en semi-conducteurs.

Suivant le programme général de cette conférence, nous allons, si vous le voulez bien, faire une promenade dans l'industrie très particulière qui s'occupe des résistances et des rhéostats bobinés vitrifiés et nous jetterons aussi un coup d'œil sur les techniques qui entrent en jeu lorsqu'on fabrique des résistances à base de semi-conducteurs.

## II. — Résistances bobinées vitrifiées.

Les premières résistances que l'on a réalisées avec des fils d'alliages métalliques ont été tout simplement bobinées sur des supports céramiques sans aucune protection. Il est apparu, d'une manière évidente, que des fils de diamètre inférieur à 4/10 de mm devaient être protégés contre toutes atteintes mécaniques ou chimiques. Ainsi est née la résistance vitrifiée dans laquelle le fil de bobinage est enrobé par une protection céramique liée au support généralement tubulaire. Dans la résistance ainsi réalisée, non seulement le fil du bobinage est à l'abri des causes diverses de détérioration, mais ses caractéristiques sont très modifiées par la présence du milieu

\* Conférence faite à la Société des Radioélectriciens le 24 mars 1954.

dans lequel il est noyé, en particulier la puissance qui peut être dissipée par la résistance vitrifiée, est plus grande que celle d'une même résistance supposée réalisée sans enrobage, car l'enrobage accroît artificiellement, du point de vue des possibilités de surcharge la masse du fil et procure, également, un accroissement de puissance en service continu du fait de la conduction thermique qui s'établit entre le fil et l'enrobage : il semble que la surface radiante du fil se trouve ainsi accrue. Il devient alors possible d'employer des fils de bobinage très fins que l'on sait actuellement tréfiler jusqu'au diamètre de 0,015 mm. Ces fils, noyés dans le revêtement céramique peuvent être chargés de manière que la température de la résistance en service continu soit de l'ordre de 400° C, cette température semble une limite que toutes les résistances vitrifiées n'atteignent d'ailleurs pas avec le même coefficient de sécurité. Nous verrons pourquoi il n'est guère possible de monter plus haut. L'avantage qu'il y a à faire fonctionner la résistance à température élevée est évident : pour le même encombrement il est possible de dissiper une plus grande puissance à mesure que la température de fonctionnement s'élève.

#### *Éléments constitutifs des résistances bobinées vitrifiées.*

La résistance bobinée vitrifiée comporte essentiellement 4 parties constitutives : le support — le fil — le revêtement — les sorties de connexions. Ces différents éléments sont inter-dépendants dans leurs caractéristiques, il s'agit de réaliser un accord général mécanique et électrique entre eux.

#### *Le support.*

Il est constitué par une pièce céramique généralement en forme de tube étant donné les plus grandes facilités de fabrication que procure cette disposition, aussi bien pour le fabricant de céramiques que pour le fabricant de la résistance. Cependant, il est également possible d'avoir des supports en forme de plaque ou des supports en forme de tore. Deux procédés essentiels de fabrication de la pièce céramique sont utilisables suivant les cas : les formes tubulaires où les plaques peuvent être réalisées par extrusion, les pièces de formes plus compliquées sont faites par moulage.

La matière constitutive des supports est : soit de la stéatite à base de talc plus ou moins modifiée par des corps minéraux divers agissant en particulier en tant que fondants ou liants, soit des porcelaines à base de kaolin, quartz, feldspath et fondants divers ; certains supports sont également réalisés en partant de terre réfractaire.

Il existe, à l'heure actuelle, une gamme très étendue de produits céramiques susceptibles de convenir à la fabrication des résistances de toutes sortes. On demande à ces produits quelques propriétés essentielles qui sont : la bonne tenue mécanique, une conductibilité thermique suffisante et de bonnes propriétés de résistance au choc thermique. Mais, en plus de

ces propriétés, la résistance vitrifiée exige un accord, aussi complet que possible, entre le support et le revêtement. Cet accord doit exister particulièrement en ce qui concerne les dilatations respectives ; il est évident que si ces dilatations ne sont pas en harmonie, des fêlures que l'on appelle écaillages ou tressaillages dans l'industrie des produits céramiques émaillés peuvent apparaître.

— Les tressaillages apparaissent lorsque la dilatation du support est plus faible que celle de l'émail.

— Les écaillages, lorsque le support a une dilatation plus forte que celle de l'émail.

Généralement, il est plus fréquent de constater sur des résistances des tressaillages que des écaillages, car la plupart des émaux employés pour la fabrication des résistances vitrifiées ont des dilatations assez fortes, ceci se vérifie presque toujours dans le cas de résistances faites avec des émaux fondant à température relativement basse, le coefficient de dilatation des émaux variant — sommairement — en raison inverse de leur température de cuisson et, si le tressaillage n'est parfois pas visible à l'œil nu, on l'aperçoit certainement à la loupe ou, au besoin, au microscope.

Ces défauts d'accord qui doivent, autant que faire se peut être évités dans la fabrication des résistances vitrifiées ont des conséquences évidemment amplifiées lorsque les résistances sont soumises à leur service électrique et qu'elles subissent des cycles nombreux de charges avec des intervalles de repos. Les possibilités de surcharges ou de résistance au choc thermique sont également liées à la dilatation ainsi qu'aux caractéristiques de résistance à la traction et aux modules d'élasticité de l'émail et du support.

On peut se rendre compte de l'influence de ces paramètres de la façon suivante :

— Imaginons une lame céramique de longueur  $l$  de mince épaisseur, entre les deux faces de laquelle existe une différence de température  $\Delta T$ . La différence d'allongements entre les deux faces est  $\Delta l = l\alpha\Delta T$ , l'une s'allonge et l'autre se comprime de  $\frac{\Delta l}{2}$ .

Les efforts élastiques de compression et d'allongement qui prennent naissance, sensiblement égaux,

ont pour valeur :  $\frac{\Delta l}{2l} E = \frac{\alpha\Delta T}{2} E$  et doivent être

plus petits ou égaux à  $F$ , résistance à la traction de la céramique, si l'on veut être à l'abri d'une rupture.

D'où  $\frac{\alpha\Delta TE}{2} \leq F$  et  $\Delta T \leq \frac{2F}{\alpha E}$

Le coefficient de dilatation doit être en principe aussi faible que possible ainsi que le module d'élasticité.

Dans les fabrications de la Société Française de l'Electro-Résistance, on s'efforce de maintenir ces données essentielles ce qui justifie la nécessité d'employer des émaux fondant à température relativement élevée qui puissent s'appliquer sur des supports de faible dilatation.

Pour des raisons de facilités de fabrication, et également pour réduire les prix, on peut fabriquer des résistances avec des émaux fondant à température plus basse. Il est même possible d'en trouver qui fondent aux environs de 500° C. Cependant, il semble que la qualité moyenne, tenu compte de toutes les exigences, aussi bien techniques qu'industrielles et commerciales, puisse être obtenue avec des émaux dont les températures de fusion sont comprises entre 700 et 1 000° C. Il me paraît possible d'affirmer que la meilleure qualité de la résistance vitrifiée est surtout obtenue avec des émaux fondant à température élevée mais, alors, les problèmes de fabrication deviennent beaucoup plus délicats.

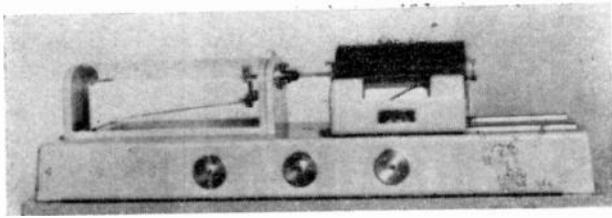


FIG. 1. — Dilatomètre différentiel Chevenard à enregistrement mécanique.

diverses natures. Généralement, on peut constater que certains supports dont la résistivité à chaud tombe à des valeurs trop basses sont impropres à la fabri-

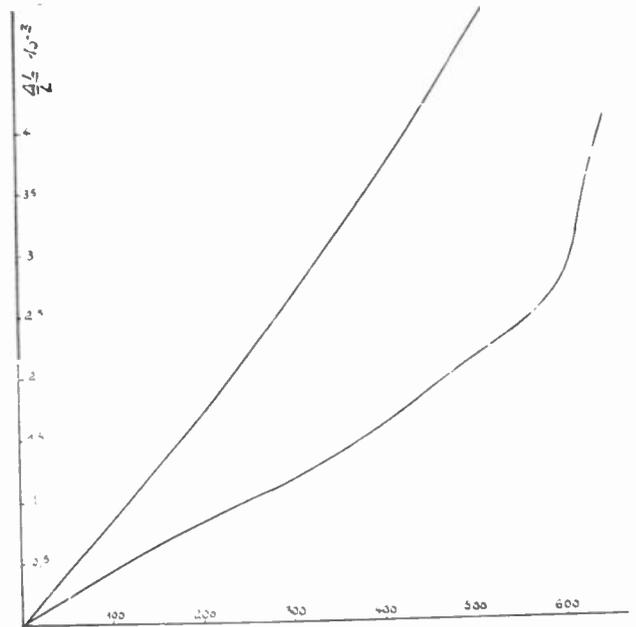


FIG. 3. — Dilatations d'émaux.

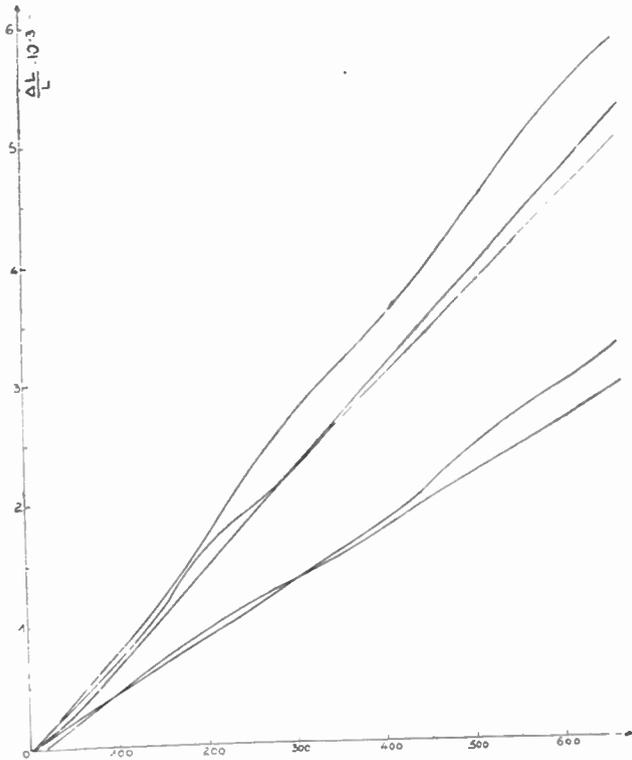


FIG. 2. — Dilatations comparées de diverses céramiques.

Parmi d'autres propriétés que les supports des résistances vitrifiées doivent avoir, il faut accorder une certaine importance aux qualités électriques, c'est-à-dire essentiellement à la valeur de la résistivité de la céramique qui varie en fonction de la température, cette caractéristique permet de différencier, d'une manière très nette, les céramiques de

cation des résistances, bien entendu les mêmes arguments peuvent être développés en ce qui concerne l'émail pour le revêtement.

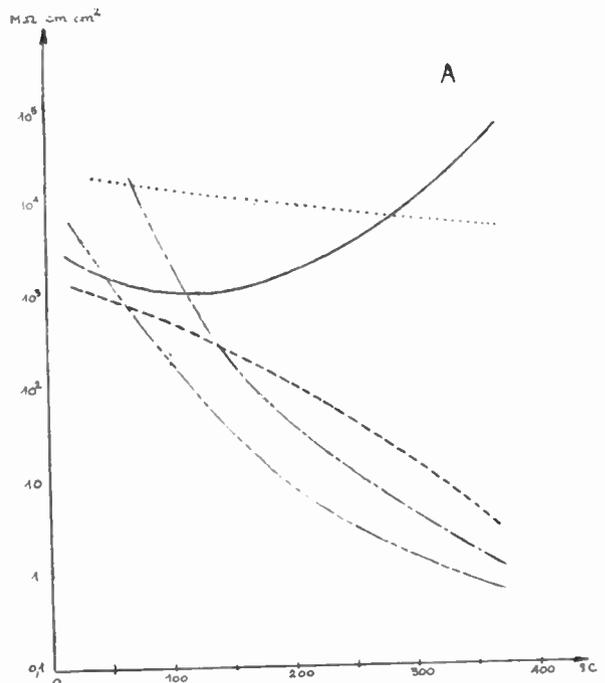


FIG. 4. — Résistivités des tubes en céramique de différentes marques.

Le phénomène de variation de résistivité de la céramique avec la température est lié à la présence, dans les pâtes, des fondants alcalins qui sont employés en proportion plus ou moins grande par les céramistes

pour obtenir la liaison de tous les grains constitutifs de la matière. Ces fondants présentent à chaud une conductibilité ionique qui peut se manifester par des phénomènes d'électrolyse en opérant à température suffisamment élevée.

Une autre caractéristique des supports qui a une importance aussi grande, est la porosité. Il est évident que les fils des bobinages doivent être parfaitement isolés de l'extérieur par l'émail et par le support pour ne pas se trouver en but à des actions chimiques. Si le support est poreux, on peut assister à des phénomènes d'absorption de produits divers hygroscopiques qui s'introduisent dans le corps de la résistance pouvant ensuite affecter le bon fonctionnement de celle-ci.

#### *Le fil :*

Il nous faut parler maintenant des fils d'alliages résistants.

Alors qu'autrefois on employait volontiers, pour réaliser des éléments résistants nus, des cupre-nickels du type maillechort, on dispose maintenant de toute une gamme d'alliages résistants avec des caractéristiques très diverses. On peut classer ces produits suivant plusieurs propriétés : soit que l'on considère leur résistivité, soit que l'on tienne compte des températures de fonctionnement auxquelles ils peuvent travailler, soit encore que l'on accorde une importance particulière au coefficient de variation de la résistivité avec la température. Evidemment, le facteur le plus important est la résistivité de l'alliage ; on recherche bien entendu aussi les plus basses valeurs des coefficients de variation de résistance avec la température, ce qui assure la stabilité de la valeur ohmique en fonction de la charge. Quand on doit tenir compte des températures élevées auxquelles les résistances vitrifiées sont soumises au cours de leur élaboration il est nécessaire que les alliages utilisés supportent sans difficulté ces températures (fig. 5).

Voici une table extraite du catalogue de la Société Wilbur B. Driver Company où les caractéristiques des divers alliages sont données et peuvent être comparées à celles de quelques métaux. Les noms qui désignent les matériaux sont, évidemment dans le cas présent, les marques caractéristiques des produits de la Firme américaine. Il existe d'autres produits équivalents fabriqués par d'autres Sociétés. Parmi les produits les plus intéressants pour la fabrication des résistances on doit noter les alliages suivants :

1° Alliage du type 80-20 c'est-à-dire contenant 80 % de nickel et 20 % de chrome sans fer qui présente la meilleure tenue à la température une résistivité de  $108 \mu\Omega \text{ cm}^2/\text{cm}$  et un coefficient de variation de résistivité avec la température de 0,00014

2° L'alliage à 60 % de nickel, 16 % de chrome, 24 % de fer qui peut supporter des températures également élevées un peu plus basses toutefois que l'alliage précédent. Sa résistivité est pratiquement

égale à celle de l'alliage 80-20, légèrement supérieure :  $112 \mu\Omega \text{ cm}^2/\text{cm}$ , et son coefficient de variation de résistance avec la température demeure encore satisfaisant avec 0,00022.

3° On peut utiliser également des alliages du type cupro-nickel dont l'un des plus intéressants est le constantan à 55 % de cuivre et 45 % de nickel. Cependant, cet alliage ne peut pas être employé pour la fabrication des résistances utilisant les plus hautes températures de fabrication. Sa résistivité est de  $48,8 \mu\Omega \text{ cm}^2/\text{cm}$  et son principal avantage est d'avoir un très faible coefficient de variation de cette résistivité avec la température : 0,00002.

Certains autres alliages de résistivités plus basses que celles du constantan peuvent être employés dans le cas où il est nécessaire de réaliser des résistances de basses valeurs ; généralement leur coefficient de variation de la résistivité avec la température croît d'autant plus que la résistivité diminue et ceci s'explique en raison de l'augmentation progressive du pourcentage de cuivre que contiennent ces alliages.

Il n'est pas sans intérêt de noter l'existence d'alliages résistants d'un type tout à fait différent et dont la fabrication suédoise a une réputation de qualité très acquise. Il s'agit de produits vendus sous le nom de Kanthal par la Firme Aktiebolaget Kanthal Hallstahammar, Suède. La résistivité de ces alliages est évaluée par le chiffre 110 comparative-ment aux alliages de nickel-chrome 80-20 qui font  $108 \mu\Omega \text{ cm}^2/\text{cm}$ .

Leur coefficient thermique de résistivité est sensiblement le même mais ils ont surtout l'avantage de pouvoir fonctionner à des températures de service beaucoup plus élevées que les alliages nickel-chrome. Par exemple si on les emploie dans un four électrique, il est possible d'obtenir une température de  $1\ 300^\circ \text{C}$  dans l'enceinte du four, tandis qu'avec le nickel-chrome la température de  $1\ 100^\circ \text{C}$  est un maximum.

La composition de ces alliages est tout à fait différente de celle des nickel-chrome. Ils contiennent du fer, du chrome et de l'aluminium ; il est possible de trouver en France des alliages du même genre.

Les inconvénients que l'on rencontre avec ces alliages fer-chrome-aluminium pour la fabrication des résistances, sont principalement dus au fait qu'ils ont une assez mauvaise tenue mécanique à chaud et qu'ils présentent un phénomène d'allongement très difficile à contrôler.

#### *Le produit de revêtement.*

Les fils du bobinage enroulés avec un certain intervalle entre spires sont immobilisés et enrobés par le produit de revêtement que l'on applique sur la résistance.

Suivant la température de fonctionnement que l'on prévoit pour la résistance terminée, il est possible d'utiliser toute une série de produits de revêtement de natures très diverses. Ceux-ci peuvent être par exemple des peintures ou des résines synthétiques cuisant à des températures de l'ordre de  $200^\circ \text{C}$ ,

Material	Resistivity at 20° Centigrade		Temperature Coefficient between 20° C - 100° C	Coefficient of Linear Expansion	Approximate Melting Point Deg. Cent	Maximum Working Temperature Deg. Cent.	Tensile Strength pounds per Inch <sup>2</sup> Min. Max.	Specific Gravity	Spec. heat Gram. Calories
	Microhm Centimeters	Ohms per C.M.F.							
Silver	1.618	9.75	0.004	.0000192	960		42.000	10.6	.0559
Copper	1.751	10.55	0.004	.0000159	1085		35.000	8.9	.0951
Aluminium	2.871	17.30	0.0039	.0000231	656		12.000 / 20.000	2.68	.2089
« No 30 Alloy »	4.98	30.00	0.00118	.0000165	1100	350		8.92	.092
Zinc	6.308	38.00	0.004	.0000292	419		30.000	7.2	.0931
Nickel	9.628	58.00	0.0048	.000013	1484	500	65.000 / 75.000	8.9	.130
Pure Iron	10.136	61.1	0.0062	.0000114	1575		40.000 / 50.000	7.7	.110
« No 60 Alloy »	9.96	60.0	0.00046	.0000163	1100	350		8.9	.092
Platinum	11.952	72.0	0.0037	.0000086	1710		50.000	21.2	.032
« Mangrid E »	13.944	84.0	0.0038	.0000137	1435	500	79.000	8.9	.129
« No 90 Alloy »	14.94	90.0	0.00038	.0000161		400		8.96	.092
Lead	19.01	114.7	0.0041	.0000292	326		3.000	11.4	.031
« No 180 Alloy »	29.88	180.0	0.00016	.0000161	1100	400		8.95	.092
18 % Nickel Silver	31.54	190.0	0.00019	.0000173		260	50.000 / 70.000	8.5	.095
« Monel »	42.496	290.0	0.00145	.0000140	1360	500	70.000 / 175.000	8.9	.127
« Cupron »	48.80	294.0	± 0.00002	.0000144	1290	500	62.000	8.9	.094
« Manganin »	48.14	290.0	± 0.00002 (15° C - 40°)	.0000187	1020	100	70.000	8.39	
« Cromin D »	94.62	570.0	0.00068	.0000171	1415	600	83.000	7.96	.114
« Tophet A »	107.9	650.0	0.00014	.0000132	1390	1150	80.000 / 1200.000	8.40	.104
« Tophet C »	112.05	675.0	0.00022	.0000137	1350	1000	95.000 / 175.000	8.20	.107
« Tophet D »	99.5	600.0	0.00052		1400	900	75.000 / 160.000	7.95	.114
18 / 8 Stainless	69.2	417.0	0.00077	.000017	1400		80.000 / 300.000	7.9	.118
« Cobanic »	12.49	75.0	0.0032		1500		65.000 / 80.000	8.84	.129
« Modified Hilo »	24.9	150.0	0.00225	.000011	1450		75.000 / 100.000	8.71	.120
« Sylvaloy »	26.4	160.0	0.00232		1420	871	65.000 / 80.000	8.61	.129

Fig. 5.

dans ce cas il est bien évident que la température de fonctionnement de la résistance sera inférieure à la température de cuisson.

L'emploi, comme produit de revêtement, d'un ciment minéral permet d'élever la température de

fonctionnement jusqu'à 300° C mais la protection assurée par un ciment n'est pas entièrement satisfaisante et les résistances ainsi fabriquées sont considérées comme étant de qualité moins bonne que les résistances vitrifiées. Ceci est dû à ce que le ciment

est toujours poreux et que son action est surtout celle d'une protection mécanique. Les ciments employés pour certaines résistances dites cimentées sont des complexes minéraux à base de silicates, de phosphates ou d'aluminates.

Pour des températures de fonctionnement plus élevées, et pour obtenir la qualité maximum de la protection, on prévoit l'emploi de résistances à revêtement d'émaux.

J'ai déjà expliqué plus haut quelles étaient les exigences de l'association du support avec l'émail dans le cas d'une telle formule.

L'émail n'est pas autre chose qu'une préparation de poudres céramiques contenant essentiellement du quartz, du feldspath, des oxydes métalliques divers, du kaolin, etc... dont la combinaison à chaud permet d'obtenir un verre fondant à plus ou moins haute température suivant sa teneur en oxydes fusibles ou en agents de fusion tels que le borate de soude. On sait que des industries artisanales analogues à celles qui existent par exemple dans la région méditerranéenne près de Nice utilisent, pour le vernissage de leurs poteries, de l'oxyde de plomb qui a pour effet d'abaisser énormément les températures de fusion. Cependant, les verres ou les émaux qui fondent à basse température, contenant une grande proportion d'oxyde de plomb, ont des caractéristiques mécaniques médiocres et des dilatations très élevées, ce qui explique l'aspect de ces poteries : très tréssillées et leur peu de solidité.

Les résistances fabriquées avec des formulations d'émaux de ce genre ne paraissent pas particulièrement intéressantes.

A mesure que l'on réduit les proportions d'oxydes fusibles dans les émaux, leurs caractéristiques mécaniques et électriques s'améliorent et l'on peut considérer que les formules d'émaux fondant à des températures supérieures à 700° C peuvent donner des résistances émaillées d'assez bonne qualité.

Comme je l'ai déjà précisé, nous défendons, dans ma Société, la conviction que les meilleures résistances émaillées sont faites avec un émail qui a une température de fusion très élevée.

Comment est fabriquée une résistance vitrifiée ? C'est apparemment très simple. On utilise un tube-support céramique sur lequel on a déjà disposé, dans certains cas, des pièces métalliques servant de sorties ou, éventuellement, les fils de connexions qui pourront être ensuite reliés à des bornes plus solides une fois les opérations de cuisson terminées.

Entre les « sorties » du tube ainsi paré, on enroule, avec un pas approprié, le fil de bobinage en alliage résistant. Ce fil est fixé par divers procédés tels que : brasure, soudure aux sorties de la résistance, puis on dépose, à la surface du tube, sur la zone occupée par le bobinage, l'émail de revêtement sous forme d'une poudre très fine en suspension dans un liquide. Cette application peut se faire : soit par trempage, soit par pulvérisation avec un pistolet.

La pièce ainsi préparée, est alors cuite dans un four à la température de fusion de l'émail de revêtement. Les fours peuvent être de divers types ; il est généralement fait emploi de fours électriques

dont le fonctionnement peut être contrôlé avec une grande précision et automatiquement.

On peut, dans certains cas, lorsque le volume de la production le justifie, et lorsque les caractéristiques de l'émail le permettent, employer des fours continus, dans d'autres cas on emploie des fours intermittents à charges successives.

Il faut généralement plusieurs cuissons entrecoupées d'opérations d'émaillage pour parvenir aux pièces terminées. On procède alors à l'estampillage qui n'est pas sans provoquer certaines difficultés supplémentaires et la résistance est prête au contrôle de fabrication ainsi qu'aux mises en service auxquelles elle est destinée.

Quel est le champ d'application des résistances vitrifiées ? La gamme des puissances va de quelques watts à 1 kW par élément. Les plus petites résistances qui ont été réalisées jusqu'à présent font, environ, 3 à 4 mm de diamètre sur une dizaine de mm de long. En voici un modèle de marque Sfernice (fig. 6) Les plus grosses résistances sont réalisées sur des supports de diamètre 50 et longueur 373, voici une autre pièce qui est à l'extrémité de la gamme des puissances du même fabricant (fig. 6).

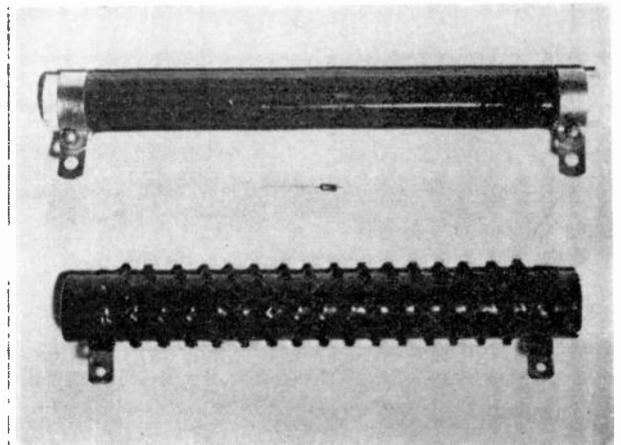


Fig. 6. — Résistances RSSM 4-10 et RSS 40-370, RSO 50-373.

Les problèmes ne sont pas évidemment les mêmes quand il s'agit de fabriquer la première résistance et quand on doit exécuter la seconde.

La tendance actuelle à la « miniaturisation » est satisfaite par la plus petite pièce qui peut dissiper allègrement 3 watts, mais les doigts des ouvrières qui la fabriquent doivent être très habiles étant donné la difficulté de manipuler un si petit objet et, pour prendre un exemple caractéristique, d'arriver à souder électriquement par points des fils de 15 microns de diamètre qui sont employés pour les valeurs ohmiques les plus élevées.

Lorsqu'il s'agit de réaliser les plus grosses résistances, les écueils que l'on rencontre sont essentiellement dus à la dilatation du fil résistant pendant l'opération de cuisson. Il devient de plus en plus difficile d'immobiliser le fil correctement à la surface du tube. Vous remarquerez que le support employé dans le cas d'une résistance Sfernice 40-370 est cannelé longitudinalement, ceci a été prévu pour faciliter

les conditions d'exécution de la pièce suivant un procédé récemment breveté.

Cette plus grosse résistance paraît être la borne qui définit la limite des possibilités d'exécution. Il ne convient d'ailleurs pas, à un autre point de vue, d'augmenter inconsidérément les dimensions des résistances sur supports céramiques étant donné que les gradients de température auxquels sont soumises ces résistances, soit en cours de fabrication, soit après, ou en cours de service, peuvent faire apparaître des efforts mécaniques internes susceptibles de provoquer la rupture des pièces ou, en tous cas, de limiter les possibilités de charge et de surcharge des résistances.

La gamme des types des résistances comprend des modèles assez divers dont les plus connus sont :

1° Les résistances bobinées vitrifiées dites « fixes » dont le fil de bobinage est entièrement revêtu par l'émail protecteur (fig. 7).

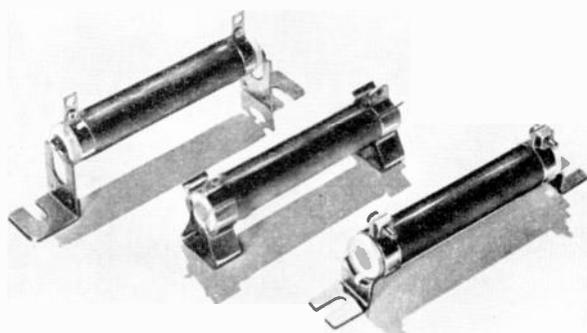


FIG. 7. — De g. à d. : Résistances montées à colliers, à bague, à colliers-supports.

2° Les résistances ajustables analogues aux précédentes et n'en différant que par la présence d'une fenêtre longitudinale où le bobinage apparaît : un curseur peut se déplacer sur le fil de ce bobinage en vue de pouvoir effectuer un réglage (fig. 8).

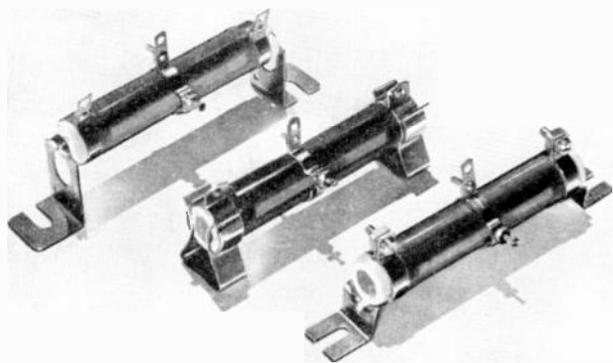


FIG. 8. — De g. à dr. : Résistances montées à colliers, à bagues, à colliers-supports.

3° Des résistances de petites dimensions, entièrement émaillées, à sorties par fils dont la gamme des puissances va de 3 watts à 26 watts (fig. 9).

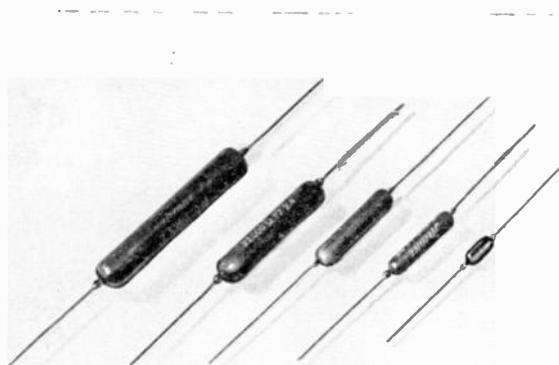


FIG. 9

4° Des résistances de basses valeurs ohmiques réalisées suivant : soit un procédé d'enroulement en hélice d'un ruban qui se trouve bloqué sur le tube-support par un produit céramique approprié : ces éléments sont réglables par déplacement d'un collier-curseur, soit par enroulement sur champ d'un ruban ondulé ; ces résistances sont particulièrement adaptées à des problèmes de surcharges de brèves durées et peuvent servir d'éléments de démarrage lorsque les puissances par pièce ne dépassent pas 1 kW (fig. 10 et 11).

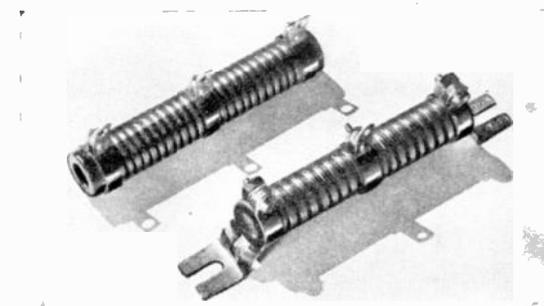


FIG. 10

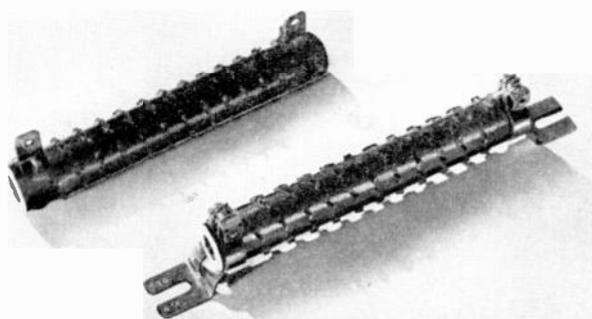


FIG. 11

5° Des résistances vitrifiées non inductives destinées à des applications où il est essentiel d'avoir une résistance aussi dénuée que possible de self-induction ou de capacité : elles sont généralement réalisées avec deux bobinages en parallèle de sens inverse.

Toutes ces résistances peuvent, bien entendu, être associées par groupe, en série, en parallèle, ou en série-parallèle de manière à pouvoir traiter les problèmes où les puissances mises en jeu sont plus grandes que les puissances unitaires.

On peut aussi prévoir le fonctionnement des résistances dans un liquide ou un gaz de refroidissement pour accroître la puissance nominale.

*Normes :*

La Normalisation française C.C.T.U. 331 intéresse particulièrement les résistances fixes bobinées vitrifiées et la C.C.T.U. 346 traite des résistances ajustables.

En Amérique la Norme en vigueur est la MIL R-26 qui a fait suite à l'ancienne JAN R-26.

On doit ne pas oublier qu'une normalisation n'est pas un document absolument immuable mais il est nécessaire de définir les types et les caractéristiques de façon à éviter la dispersion des efforts et à maintenir un niveau correct de qualité.

Parmi les Normes françaises déjà publiées et entrées en vigueur, il semble que la C.C.T.U. 331 soit une des Normes auxquelles il n'y ait pas de très grandes modifications à apporter. Cependant, vous savez qu'il est question de la reprendre en mains mais ce sera toujours ainsi pour toutes les normes à mesure que l'industrie évoluera. A propos de l'élargissement du domaine d'application de cette norme française et en ce qui concerne les valeurs ohmiques normalisées, je ne puis m'empêcher de formuler un souhait ardent : c'est qu'au moins, sur un sujet d'application aussi simple, on arrive effectivement à simplifier : je fais allusion au débat qui continue entre les promoteurs d'une série des valeurs ohmiques et ceux d'une autre série. Peu importe, à mon sens, le résultat de cette discussion : ce qui est essentiel, c'est de sauvegarder le principe même de la normalisation qui est de réduire le nombre des types et des valeurs.

A propos des normes américaines, on peut y noter l'existence de résistances de la catégorie F qui doivent pouvoir supporter des épreuves d'immersion dans de l'eau salée à 0° C, immédiatement après des mises en charge en 12 cycles successifs. C'est très dur pour une résistance vitrifiée et, si l'on constate qu'un certain nombre de résistances supportent cette épreuve dans un lot mis en essai, il est difficile de prétendre que les résistances exécutées suivant les données dont il vient d'être question, puissent être classées en catégorie F. D'ailleurs, j'ai eu l'occasion d'entendre de voix très autorisées, en Amérique même, que les résistances vitrifiées ne pouvaient pas être considérées comme étant de la catégorie F ; seuls certains modèles, probablement blindés à double enveloppe, supportent les cycles prévus.

Par contre, dans la norme américaine, ce qui définit essentiellement la résistance vitrifiée est le type

des résistances de la catégorie G. Les résistances américaines sont généralement exécutées avec des colliers de connexions noyés, ceci est relativement simple et la fabrication s'en trouve même facilitée lorsque l'on emploie des émaux fondant à des températures de l'ordre de 7 à 800° C. Il est beaucoup plus difficile d'obtenir le même résultat avec des émaux fondant à 1 000° C cependant, je peux vous montrer que, malgré tout, il est possible de faire des résistances munies de colliers noyés avec des émaux de cette nature : voici quelques échantillons de résistances mises au point par Sfernice (fig. 12). Nous

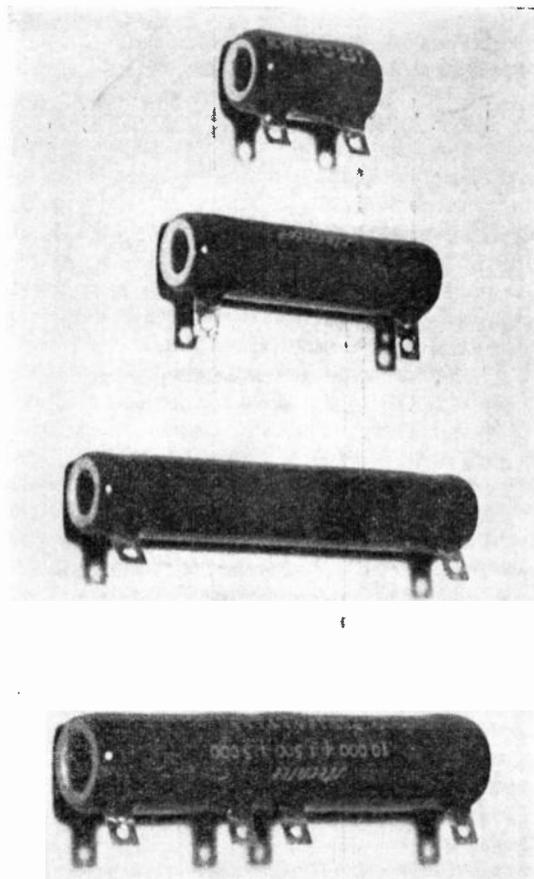


FIG. 12. — Types de résistances à colliers noyés.

avons rencontré quelques écueils mais les écueils ne sont jamais qu'une raison de plus pour aller de l'avant : ils sont nécessaires, comme le piment de l'action.

Ce que nous venons de voir à propos des résistances bobinées m'amène naturellement à vous parler d'autres modèles de résistances réglables : les rhéostats bobinés vitrifiés.

### III. — Rhéostats.

Les rhéostats de puissance inférieure à 1 kW ont été tout d'abord réalisés sur des supports tubulaires avec des fils rangés à spires jointives. Des appareils pouvant être commandés par un volant de manœuvre actionnant le curseur qui se déplace suivant un cercle sont apparus très pratiques dans beaucoup d'applications. On a cherché à rendre les appareils

plus robustes en enrobant les fils de bobinage de la même manière qu'ils sont maintenus dans les résistances vitrifiées, ceci a conduit à la réalisation des rhéostats toroïdaux.

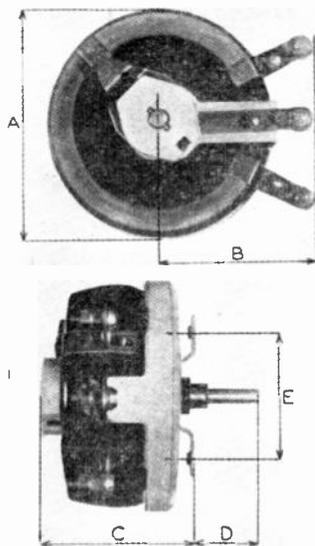


FIG. 13. — Potentiomètre bobiné vitrifié.

Un rhéostat toroïdal est constitué, comme vous pouvez le voir sur le modèle que je vous présente, et d'après le plan de cet appareil, par quelques pièces essentielles : (fig. 13).

— Un socle céramique support sur lequel est déposé le tore bobiné avec un ruban ou un fil suivant la valeur ohmique désirée. Ce tore est muni à ses extrémités de colliers de connexions. Un balai est entraîné

par l'arbre de l'appareil coïncidant avec l'axe géométrique des pièces.

Le tore est émaillé de façon à obtenir l'immobilisation des spires et leur meilleure dissipation. L'émail sert également à associer la plaque céramique support avec le tore bobiné.

Ces appareils peuvent être réalisés pour des puissances allant de 20 W à 1 kW.

Dans le cas des petits rhéostats et jusqu'à 200 watts de puissance nominale, l'association de la plaque-support et du tore peut se faire dans de bonnes conditions. Lorsque l'appareil devient plus encombrant pour des puissances plus élevées, il est nécessaire de prévoir l'action des dilatations, ce qui conduit à réaliser le rhéostat d'une manière un peu différente en évitant la plaque-support dans la partie centrale dans un double but d'allègement et de meilleure tenue aux contraintes provoquées par les dilatations.

Les appareils de 1 kW ont environ 300 mm de diamètre externe et ceux de 25 watts environ 40 mm. Le modèle 100 watts Sfernice a un diamètre externe de 80 mm. Ces rhéostats sont très robustes et peuvent supporter facilement 100 000 allers et retours, seul le balai réalisé en carbo-bronze s'use légèrement et doit être changé à un certain moment.

Les possibilités de surcharges de ces rhéostats sont très grandes. A titre documentaire, un appareil du type 100 watts peut supporter, sans inconvénient, un essai de 200 watts pendant une demi-heure. En surcharges de brève durée, nous avons eu l'occasion d'essayer ces appareils à 2 700 watts pendant 5 s.

Le bobinage des tores est évidemment un peu délicat. On utilise, pour réaliser ce bobinage, des machines spéciales dont voici une photographie. (Fig. 14).

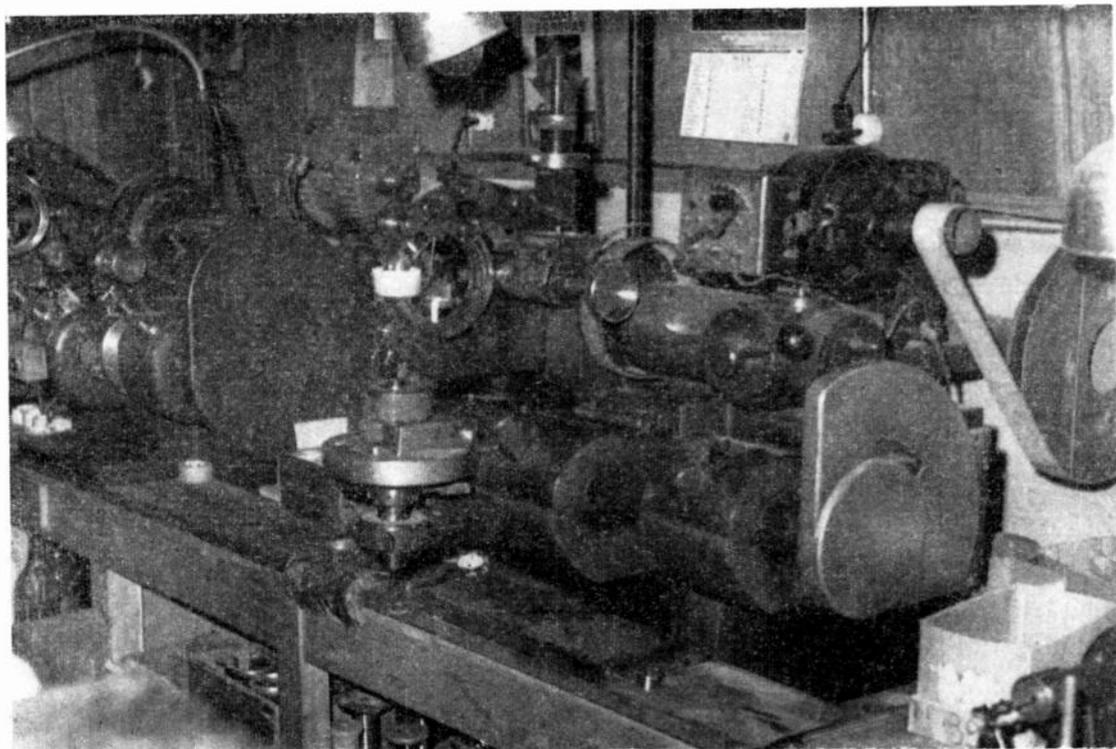


FIG. 14. — Machine à bobiner les tores.

Le fil ou le ruban à bobiner sont tout d'abord disposés sur une canette, elle-même fixée sur un anneau entraîné par galets ou par engrenages. Sur certains types de machines on bobine directement le fil sur l'anneau après avoir introduit le tore à l'intérieur de l'anneau grâce à un secteur escamotable prévu dans la construction de cette pièce. Le tore est fixé à l'aide de mâchoires de serrage sur un bras-support pivotant autour d'un axe vertical ou bien maintenu sur cet axe grâce à des galets formant pinces (Fig. 15 et

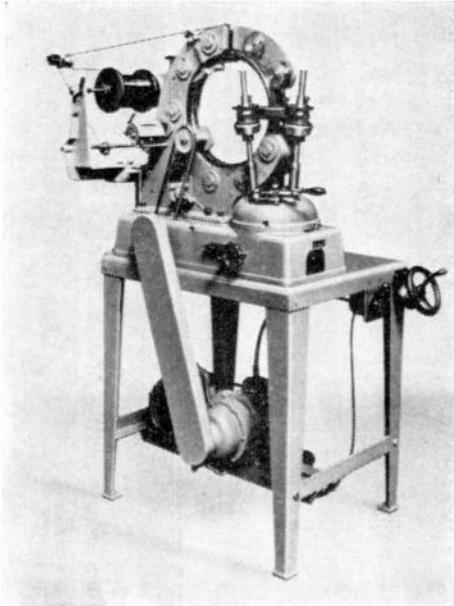


FIG. 15. — Machine type RW III à bobiner les gros tores et les potentiomètres (Photographie de la Société Micafil).

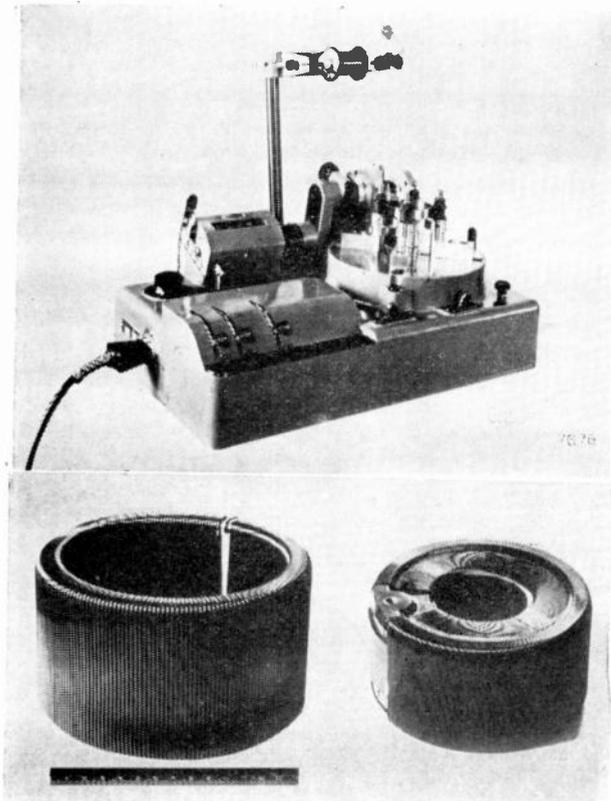


FIG. 16. — Machine type RWP à bobiner les potentiomètres de précision et deux bobines toroidales (Photographie de la Société Micafil).

16). Tandis que l'anneau tourne autour de son propre axe, le tore est entraîné autour du sien par le bras-support à une vitesse réglable à l'aide d'un variateur à engrenages ou à friction. Le fil se déroule ainsi de la canette sur le tore.

Il est possible de réaliser des enroulements de diverses natures ; il est nécessaire, parfois, de changer de ruban ou de fil en cours de bobinage de façon à réaliser des enroulements gradués. Les rhéostats à enroulements gradués se différencient des rhéostats dits linéaires en ce que la courbe de variation de la valeur ohmique, en fonction de la course du curseur, peut suivre une loi prédéterminée. Avec un fil de section uniforme si  $R$  est la résistance totale du rhéostat et  $I_M$  le courant maximum qui peut traverser ce rhéostat, lorsque le balai est sur la première spire, le dimensionnement du rhéostat en puissance est défini par  $P_n = RI_M^2$ .

Le rhéostat linéaire est ainsi mal adapté au contrôle rhéostatique d'un appareil supposé alimenté sous tension constante, car sa puissance nominale  $P_n$  est bien plus forte que la puissance  $P$  à dissiper effectivement. Le rhéostat est mal utilisé car la puissance spécifique sous le balai, c'est-à-dire pratiquement la puissance qui se dissipe dans une spire pour diverses positions du balai varie entre deux valeurs extrêmes. Le courant devant être réglé entre deux valeurs  $I$  maximum et  $I$  minimum qui seront dans le rapport  $K = I \text{ maximum} / I \text{ minimum}$  on peut montrer que la puissance spécifique varie entre deux valeurs qui sont dans le rapport de  $\frac{1}{K}$ .

D'autre part les contrôles de l'intensité procurés par un rhéostat linéaire sont d'allure hyperbolique et la pente de ces courbes est essentiellement variable ce qui est préjudiciable à une manœuvre de contrôle souple et efficace. Lorsque le balai est au début de sa course à une variation donnée  $\Delta\theta$  de la course correspond une variation importante  $\Delta I$  du courant. Lorsque le balai est au voisinage de la fin de course la même variation angulaire du déplacement provoque une variation très faible du courant.

L'idéal, au point de vue de l'efficacité du réglage serait qu'en un point quelconque de la courbe  $I$  fonction de  $\theta$  on ait  $\frac{\Delta I}{\Delta\theta} = \text{constante}$ .

Cette exigence conduit à dire que la dérivée de la courbe  $I$  fonction de  $\theta$  doit être une constante, c'est-à-dire que  $I$  doit être une fonction linéaire de  $\theta$ .

L'étude mathématique du problème en tenant compte des divers paramètres qui entrent en jeu permet de définir une loi de variation théorique idéale dont l'allure est donnée par la famille de courbes (Fig. 17).

En pratique, pour pouvoir résoudre le problème, compte tenu de l'impossibilité de faire varier d'une manière continue le long du tore la section du fil, on se rapproche de la courbe théorique grâce à 2 ou plusieurs secteurs bobinés linéaires (Fig. 18).

Voici, d'autre part, comment varie le courant contrôlé par des rhéostats gradués à 2 secteurs et à 3

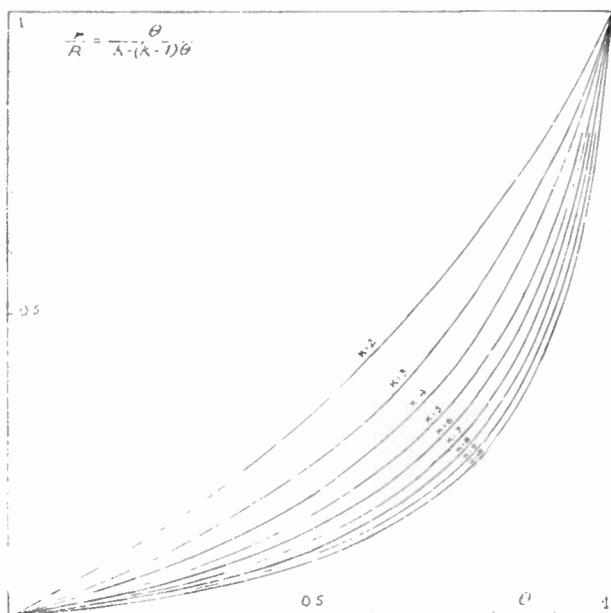


FIG. 17. — Rhéostats gradués pour contrôle linéaire de l'intensité — Courbes théoriques.

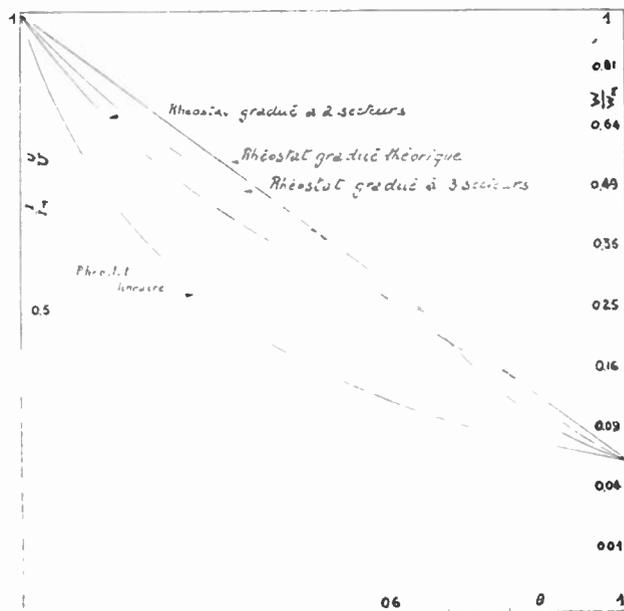


FIG. 19.

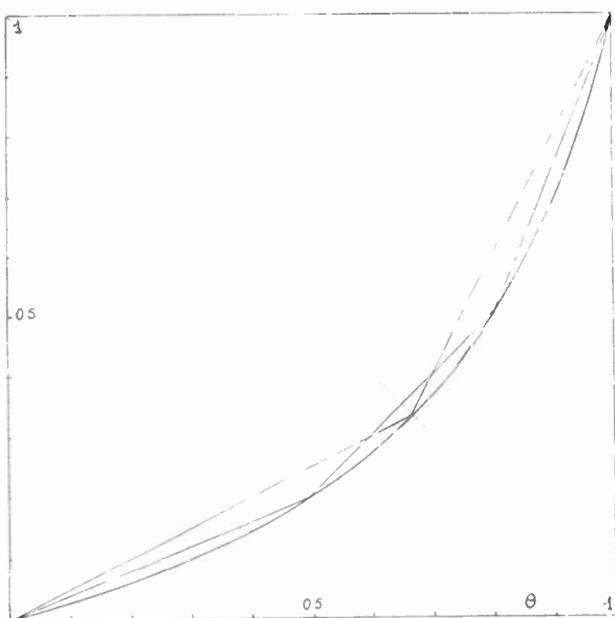


FIG. 18. — Courbes de rhéostat gradué théoriques et pratiques — K = 4.

secteurs (Fig. 19). Il est évident que, plus le nombre de secteurs s'accroît, plus on se rapproche de la variation linéaire désirée pour l'intensité. Il peut se présenter des cas où la loi de variation de l'intensité en fonction de la course doit être différente de la loi linéaire. Pour ces cas spéciaux tels que par exemple celui qui peut se présenter pour l'excitation d'une machine, on peut procéder par étude graphique et définir la graduation qui donnera le meilleur résultat au point de vue du réglage.

L'intérêt que présentent les rhéostats gradués ne consiste pas uniquement à assouplir le réglage mais, comme nous l'avons dit, étant donné que les puissances spécifiques sont mieux contrôlées, il est possible de réduire les encombrements des appareils par rapport aux rhéostats linéaires qui provoqueraient la même variation totale de l'intensité.

Voici un tableau qui permet d'apprécier les coefficients de réduction de puissance de types que procure la solution du rhéostat gradué par rapport à celle du rhéostat linéaire équivalent (Fig. 20). Ce tableau donne les puissances nominales des rhéostats gradués à 2, 3 et 4 secteurs comparés à celles

**PUISSANCES DE TYPES COMPARÉES DES RHÉOSTATS GRADUÉS ET DE RHÉOSTATS LINÉAIRES**

K	PN Rb linéaire	P'N/PN Rb gradué théorique	P''N/PN Rhéostats gradués bobinés à :			P''N/P'N Rhéostats gradués bobinés à :		
			2 sect.	3 Sect.	4 Sect.	2 Sect.	3 Sect.	4 Sect.
2	1	0,500	0,707	0,630	0,593	1,42	1,26	1,19
3	1	0,333	0,577	0,480	0,439	1,73	1,44	1,32
4	1	0,250	0,502	0,398	0,354	2,01	1,59	1,42
5	1	0,200	0,447	0,341	0,300	2,23	1,70	1,50
6	1	0,166	0,408	0,302	0,261	2,46	1,82	1,57
7	1	0,143	0,377	0,273	0,232	2,64	1,91	1,62
8	1	0,125	0,354	0,250	0,205	2,83	2	1,64
9	1	0,111	0,334	0,231	0,192	3,02	2,09	1,74
10	1	0,100	0,316	0,215	0,177	3,16	2,15	1,77

FIG. 20

des rhéostats linéaires pour diverses valeurs du coefficient de régulation  $K = \frac{IM}{I_m}$ . La puissance nominale du rhéostat linéaire est prise pour unité dans chaque ligne horizontale :  $RI^2_M = 1$ .

— Les colonnes  $P'/PN$  indiquent les facteurs de réduction des encombrements définis par les puissances de types des rhéostats gradués rapportés à celles des rhéostats linéaires équivalents.

— Les colonnes  $P''N/P'N$  indiquent par des rapports de puissance dans quelle mesure les solutions pratiques gradués se rapprochent de la solution théorique.

#### IV. — Potentiomètres au graphite.

Les rhéostats bobinés couvrent une gamme de puissance assez large mais, du côté des faibles puissances, il est nécessaire d'avoir des appareils moins encombrants et pouvant atteindre des valeurs ohmiques très élevées. On ne peut plus se servir de fil pour réaliser des rhéostats de l'ordre du  $M\Omega$  comme ceux qui sont employés couramment en électronique ; le problème de l'encombrement devient très important.

La solution est trouvée dans une technique tout à fait différente qui est celle des résistances à base de semi-conducteurs. Les procédés divers, pour fabriquer des résistances à usage radio-électrique, peuvent être utilisés pour exécuter des rhéostats potentiométriques. Ceux-ci se composent essentiellement d'une partie résistante dénommée piste, généralement en forme d'arc de circonférence sur laquelle se promène un balai. Les pistes sont, à l'heure actuelle, réalisées suivant deux procédés bien différents.

— Le premier procédé est une application particulière de la technique de fabrication des résistances dites agglomérées dans lesquelles la conduction est assurée grâce à des particules semi-conductrices comme du graphite ou du noir de fumée associées avec des résines synthétiques thermo-durcissables. Les masses ainsi définies sont susceptibles d'être moulées et elles peuvent être associées au support du potentiomètre constituant ainsi un bloc.

Une des meilleures expressions de ce type d'appareil a été donnée par la Société américaine Allen-Bradley, voici un appareil de cette marque (fig. 21).

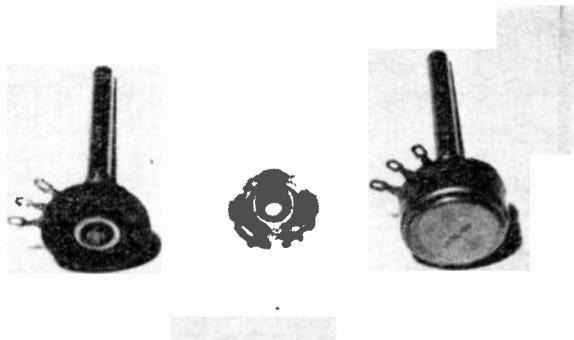


Fig. 21. — Potentiomètre au graphite construit par la société américaine Allen-Bradley.

— L'autre procédé consiste à faire des pistes grâce au dépôt d'une peinture conductrice sur un support isolant ; généralement la piste est fabriquée à part et associée au support du potentiomètre au moment du montage.

Il n'est pas maintenant possible de faire un choix absolu entre un procédé et l'autre et il ne paraît pas certain de dire qu'une technique doit être abandonnée au profit de l'autre car les techniques sont toujours en pleine évolution.

À l'heure actuelle, on peut noter que la plupart des appareils sont réalisés grâce au procédé de la piste peinte.

En Amérique, la production d'appareils du type Allen Bradley représente environ 10 à 15 % de la production totale dont le complément est assuré par d'autres Firmes avec des appareils à pistes peintes. Parmi les meilleurs d'entre eux, on peut citer ceux de la Société Centralab et ceux de la Chicago Telephone Supply.

Les pistes tirent évidemment leurs caractéristiques des matériaux de base qui servent à leur élaboration.

La conduction est assurée grâce à des poudres conductrices extrêmement fines par exemple de graphite qui sont amenées à l'état presque colloïdal. Une firme anglaise s'est fait une spécialisation de la fabrication de ces graphites : La Société Acheson Colloid Corporation.

Les particules colloïdales de graphite sont en suspension dans des milieux liquides divers tels que : l'eau, l'alcool etc...

Un autre produit couramment employé pour la fabrication des pistes est le noir de fumée dont il existe des variétés très nombreuses et très différentes de caractéristiques. Les noirs de fumée sont produits à une grande échelle aux États-Unis où ils s'appellent Carbon Blacks. Leurs principales applications sont celles de l'industrie des pneumatiques et celles des industries des peintures et des encres. Les Carbon blacks ont été classifiés en plusieurs types suivant leurs procédés de fabrication et suivant leurs propriétés.

D'après la grosseur des particules, on peut également établir une classification qui a certains rapports avec les propriétés des noirs de fumée ; certains noirs sont composés de grains très gros dont voici une photographie électronique (fig. 22). Il s'agit du Carbon black P. 33 dont le diamètre moyen des sphérules est d'environ 1 600 Å c'est-à-dire 160 millimicrons.

Les noirs généralement employés pour les usages électriques ont des diamètres beaucoup plus petits. La limite actuelle de grosseur est celle des noirs destinés en particulier aux peintures (Diamètre moyen : 6 millimicrons).

Les propriétés des noirs, au point de vue qui nous intéresse, dépendent essentiellement de leur grosseur et de leur état de surface, c'est-à-dire des gaz adsorbés, ces gaz agissent d'une manière très importante sur les caractéristiques électriques et, généralement, confèrent aux complexes résistants réalisés

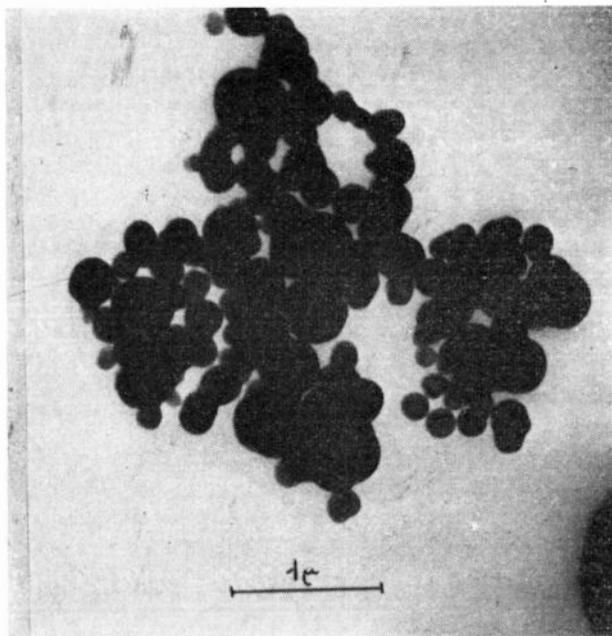


Fig. 22. — Photographie électronique du Carbon black P. 33.

des coefficients de variation de la résistance avec la température d'autant plus négatifs que la proportion de gaz adsorbée est importante.

Les Carbon blacks sont associés à des charges généralement minérales pour pouvoir établir des formulations permettant de réaliser diverses valeurs ohmiques. Ces mélanges sont ensuite maintenus dans un certain état d'agglomération grâce aux résines utilisées comme troisième élément de la formulation.

Lorsqu'il s'agit de pistes moulées, les résines sont du type thermo-durcissable, il en existe toute une gamme. On a surtout fait emploi, jusqu'ici, des résines phénoliques plus couramment connues sous le nom de bakélite qui n'est cependant qu'une marque de fabrique.

Pour les peintures, d'autres résines sont employées dont il existe également des versions phénoliques. Ces résines sont, dans le cas de peintures diluées grâce à des solvants qui doivent bien entendu être évaporés au cours d'une opération spéciale de cuisson que les pistes ont à subir en vue d'atteindre leur état de stabilisation définitif.

Les exigences nouvelles de l'électronique se sont manifestées par des demandes de matériels de moins en moins encombrants. Il y a donc une tendance à rechercher l'augmentation des puissances spécifiques des potentiomètres ; l'expression « puissance spécifique » pouvant être définie par la puissance rapportée à l'unité de volume.

D'autre part, il est devenu nécessaire de prévoir des appareils qui puissent fonctionner entre des limites très éloignées de température ambiante. Ces limites sont maintenant définies en France entre  $-60^{\circ}\text{C}$  et  $+90^{\circ}\text{C}$ . (Catégorie 3). En Amérique les chiffres correspondants sont de  $-55^{\circ}\text{C}$  +  $85^{\circ}\text{C}$ .

Les appareils doivent encore pouvoir subir un certain nombre de mauvais traitements et être insen-

sibles à l'action d'agents extérieurs tels que l'humidité, l'air salin, les poussières, les variations de pression, les moisissures et les termites etc... Peut-être faudra-t-il bientôt se préoccuper de ce qui se passera lorsqu'ils iront dans la Lune !

Ces exigences ont conduit à la recherche d'appareils étanches, problème auquel ma Société s'est particulièrement attachée.

Voici donc l'un des derniers nés parmi les potentiomètres, notre potentiomètre étanche PE 25 qui peut dissiper 0,25 watt et prétendre à la catégorie 3 (ambiance  $-60 + 90^{\circ}\text{C}$ ) (fig. 23).

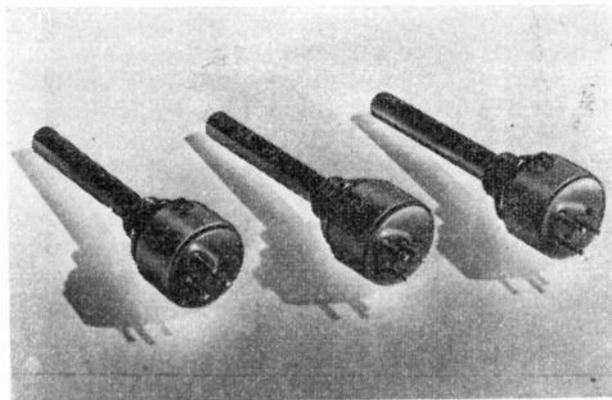
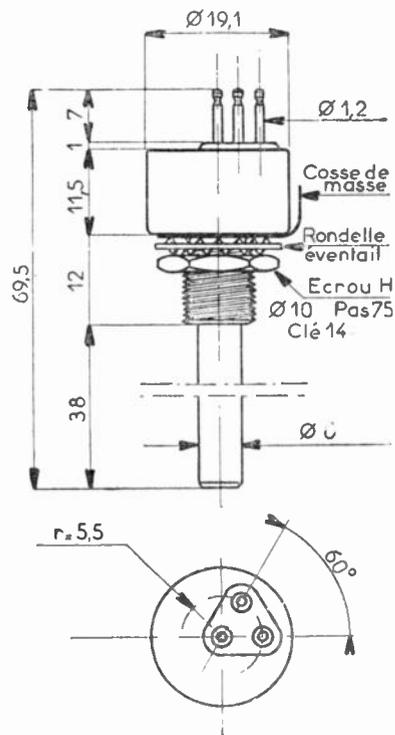


Fig. 23. — Potentiomètre miniature étanche au graphite PE25.

Primitivement réalisés uniquement avec des pistes peintes linéaires, nous sommes sur le point de sortir des appareils ayant une courbe d'atténuation contrôlée dite piste logarithmique.

— Le problème de la fabrication de ces pistes, suivant les courbes données par la norme française

CCTU 333, n'est pas très aisé à résoudre compte tenu de la petitesse de la piste et des exigences françaises d'affaiblissement ; cette difficulté m'amène à vous parler des normes et des cahiers des charges dont nous devons tenir compte.

Il est intéressant de comparer la norme française CCTU 333 avec la norme américaine JAN R. 91 qui a subi deux modifications successives : N° 1 du 11 août 1951 et N° 2 du 11 janvier 1952. La norme américaine, après les amendements qui ont été apportés, est beaucoup plus simple que la norme française. Les essais prévus par la norme française sont plus nombreux mais il faut reconnaître que certains essais très longs sont exigés en Amérique alors qu'ils ne le sont pas encore en France : par exemple l'essai de charge de 1 000 heures.

Les courbes linéaires ou logarithmiques sont essentiellement différentes au point de vue des tolérances et des affaiblissements. Voici les courbes linéaires comparées des normes françaises et américaines. (fig. 24).

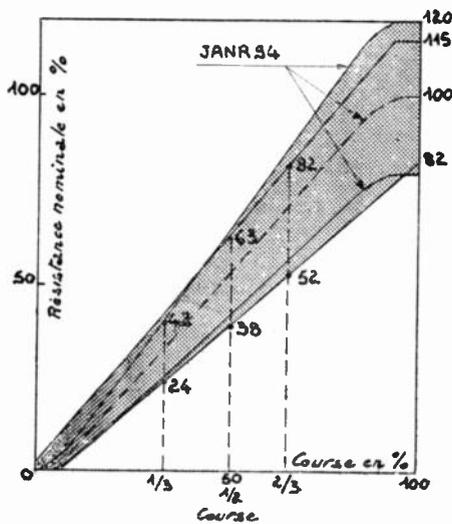


Fig. 24. — Zone de tolérance ombrée : CCTU 333.

En ce qui concerne les courbes logarithmiques, les différences sont encore plus sensibles, particulièrement vous pouvez remarquer que l'affaiblissement demandé par la norme JAN est de 40 décibels tandis que la norme française exige 68 décibels (fig. 25).

Les pistes américaines peuvent être obtenues avec deux peintures occupant deux secteurs successifs de la piste.

Si l'on regarde la courbe du potentiomètre logarithmique Centralab on voit nettement apparaître ces deux pulvérisations. A noter que cette courbe se trouve tout à fait en dehors des tolérances CCTU 333 (fig. 26). La même courbe traduite en dB prend l'aspect visible sur la figure 27. Nous devons, pour nous trouver dans les zones de tolérances françaises,

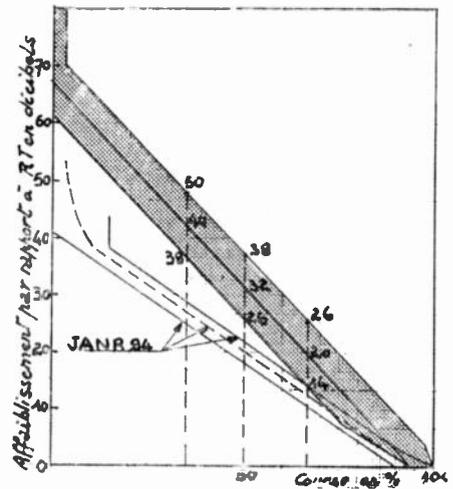


Fig. 25. — Zone de tolérance ombrée : CCTU 333.

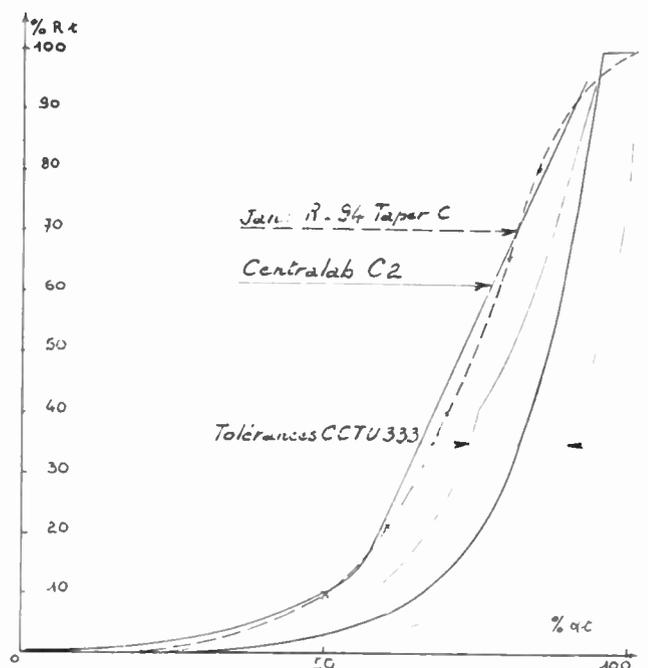


Fig. 26. — Courbes logarithmiques en fonction de % Rt / % α t.

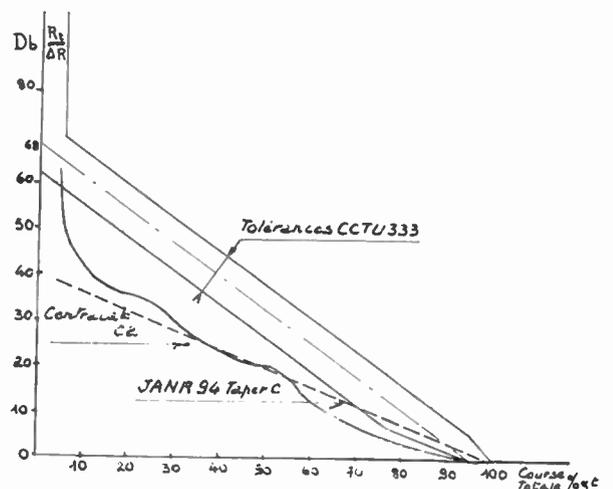


Fig. 27. — Courbes comparatives CCTU 333/Centralab C2 en fonction de  $\alpha$  et côté masse

$\Delta R$  - Valeur de la résistance entre borne extrême et curseur.

opérer d'une manière bien plus compliquée et voici un relevé tout récent d'une courbe qui a pu être obtenue (fig. 28). La courbe de la figure 29 est une courbe théorique d'un potentiomètre à 3 secteurs.

À propos des courbes, on peut remarquer que les contrôles prévus pour les essais de qualification sont moins sévères dans la JAN R. 94, celle-ci prévoit suivant sa modification n° 2 des mesures à 50 % et

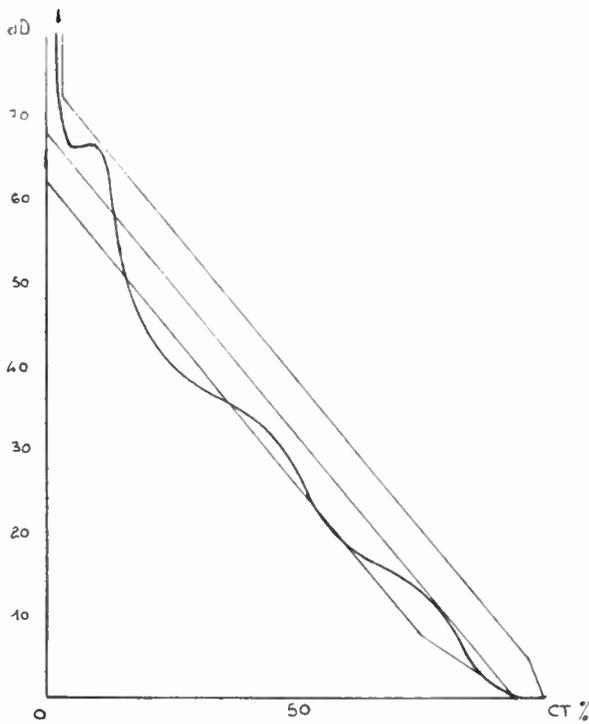


FIG. 28

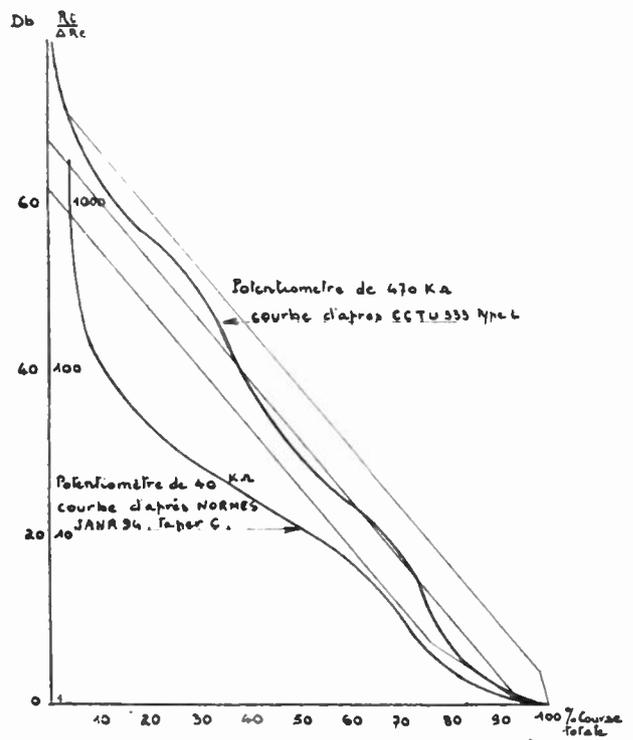


Fig. 29 bis. — Courbes pratiques relevées de 5 en 5 % de la course totale.

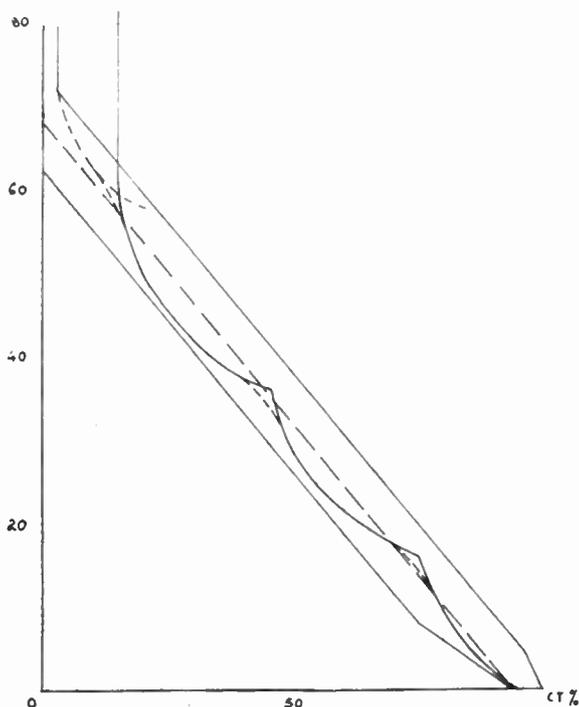


FIG. 29. — Piste à 3 valeurs, courbe théorique

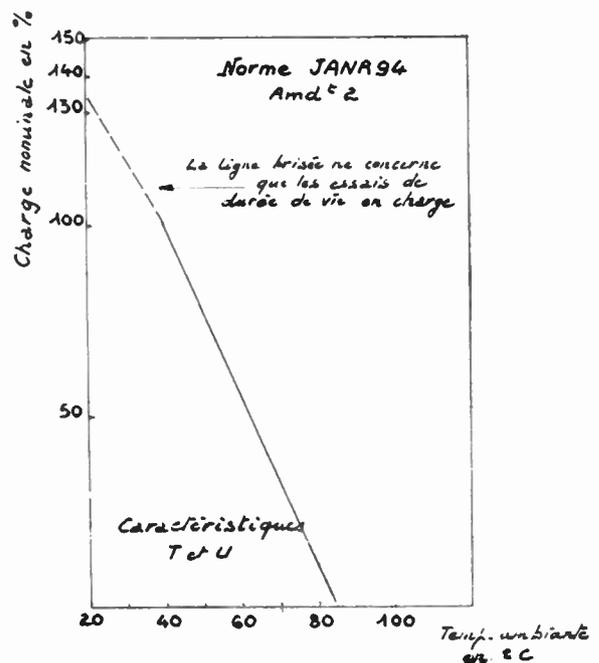


FIG. 30

Depuis que cette conférence a été donnée, nous sommes parvenus à réaliser en fait des courbes comme celle de la figure 29 bis, le tracé d'après la JAN R 94 étant beaucoup plus facile à obtenir que celui d'après la CCTU 333.

80 % de la course, tandis que les essais de série ne sont faits que pour un point à 50 % où la tolérance est de  $\pm 20\%$  de la résistance définie par la courbe théorique. La modification n° 2 apportée à la JAN

a beaucoup simplifié les prescriptions de la 1<sup>re</sup> norme, il n'y a plus désormais que deux caractéristiques T et U au lieu de 8 et tous les appareils doivent satisfaire à une courbe de décharge de la puissance représentée par une droite qui passe par les points : (100 % de charge nominale, 40° C) et (0 % de charge nominale, 85° C). En dessous de 40° C la puissance est augmentée suivant la même loi linéaire jusqu'à 135 % à 20° C (fig. 31).

La spécification française ne donne pas des renseignements analogues mais nous estimons que le Potentiomètre PE 25 peut satisfaire à la courbe suivant (fig. 31). La puissance nominale étant définie à 90° C elle est nulle à 100° C. Entre 90 et 40° C elle suit une loi linéaire avec un coefficient 2 d'augmentation de puissance, ce coefficient est maintenu en dessous de 40° C, ce qui correspond donc à un demi watt. Cette loi s'applique aux puissances définies dans le tableau annexé où les puissances nominales sont réduites au dessus de 100 kΩ.

Résistance nominale	Puissance en watts à 90° C
0,47 kΩ	0,25
1	—
2,2	—
4,7	—
10	—
22	—
47	—
100	0,15
220	—
470	—
1 MΩ	0,10
2,2	—

U max. entre bornes extrêmes : 600 V<sub>cc</sub>

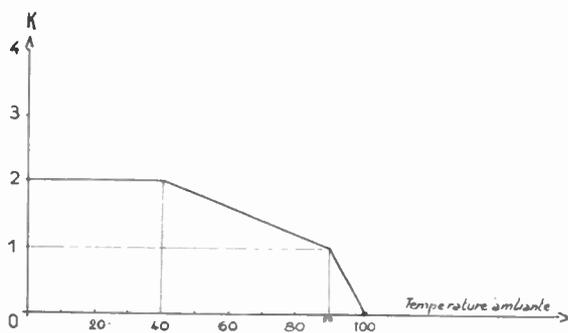


FIG. 31. —  $W_{t0} = K W_{90}$

Les normes américaines ne parlent pas du bruit et des crachements. Nous nous inquiétons cependant de ces phénomènes et nous mesurons le bruit des pistes de la même manière que l'on prévoit de mesurer le bruit des résistances à l'aide d'un appareillage qui a été réalisé en collaboration avec les Radio-Laboratoires Jaubert de Nice. Le procédé consiste à alimenter sous tension continue la piste mise en série avec une résistance bobinée de même valeur ohmique et le bruit qui naît dans la piste est

mesuré par amplification de la différence de potentiel fluctuante aux bornes de la résistance. Cette tension est appliquée à un amplificateur comportant 5 étages d'amplification qui permet d'obtenir un gain étalonné et réglable de 2 en 2 dB de 50 à 110 dB. A la sortie de l'amplificateur la tension amplifiée est mesurée grâce à un appareil à cadre mobile à redresseur oxydometal ; un autre appareil à cadre mobile est monté en voltmètre de crête à lampe et permet d'apprécier la valeur moyenne de crête du bruit.

On a trouvé commode d'alimenter les résistances ou les pistes en essai à l'aide d'une batterie de condensateurs qui peut être chargée au préalable et sert pendant la durée de l'essai, c'est-à-dire quelques secondes, de source de tension continue. Ce procédé a l'avantage d'une très grande souplesse et il simplifie beaucoup les difficultés que l'on rencontre pour réaliser une source d'alimentation à courant continu de tension variable. L'étalonnage de l'appareil est fait à l'aide d'un générateur à basse fréquence 1 000 périodes muni d'un voltmètre à lampe et d'un atténuateur permettant d'obtenir à la sortie des tensions réglables sans discontinuité de 1 μV à 1 volt. Les mesures courantes sont faites en utilisant l'étalonnage de l'amplificateur : compte tenu du gain, la lecture du voltmètre de sortie permet de déterminer le niveau de bruit en μV/V<sub>cc</sub> des résistances ou pistes essayées. Pour des mesures précises on alimente successivement l'amplificateur avec la tension fluctuante de bruit puis, avec un signal à 1 000 périodes que l'on règle de façon à obtenir la même indication du voltmètre de sortie ; on lit alors sur l'atténuateur du générateur basse fréquence la valeur de la tension équivalente 1 000 périodes qui a été injectée.

Les essais de crachements sont réalisés suivant un processus qui a été préconisé par la Société Française Radio Electricité : il consiste à alimenter le potentiomètre sous une tension continue de 40 volts quelle que soit la valeur ohmique à condition que cette tension ne provoque pas une charge supérieure à la charge nominale de l'appareil. Le potentiomètre est manœuvré à l'aide d'un moteur à la vitesse de 10 allers et retours par minute. Le curseur est relié électriquement, à travers un amplificateur à courant continu, aux plaques de déviation horizontales d'un tube cathodique. D'autre part à travers une faible capacité, à un amplificateur de 60 dB qui alimente les plaques verticales du même tube cathodique (fig. 32). On peut ainsi observer sur l'écran une

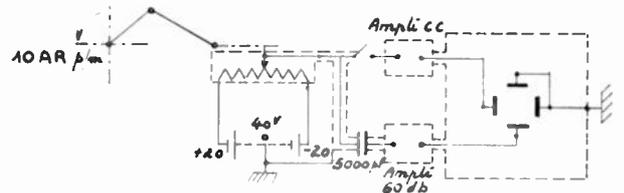


FIG. 32

courbe qui se répète approximativement à chaque aller et retour. Le déplacement horizontal figure la course du curseur et les crachements apparaissent sous forme de déviations verticales. On admet des crachements ayant comme valeur maximum 70 mV

de crête à crête. Les crachements des potentiomètres sont probablement dus à des variations de la résistance de contact du balai lorsqu'il se déplace sur la piste, leur importance est directement fonction de la vitesse avec laquelle le curseur est manœuvré. Il y a donc lieu de bien définir la vitesse de rotation et l'on doit prendre garde de ne pas confondre certains phénomènes de charge des condensateurs de liaison avec les crachements du potentiomètre.

Il y a lieu aussi d'apporter une très grande attention à la régularité d'entraînement mécanique de l'appareil puisque finalement des variations dans la vitesse d'entraînement se traduiront par des crachements comme il vient d'être dit.

En fin de course, lorsque le curseur passe de la zone résistante aux zones pré-conductrices de fin de piste, il est très difficile d'éviter des pointes. Certaines « corrections » de fin de piste peuvent être prévues.

J'ai dit que les crachements étaient dus à des variations de la résistance de contact du balai sur la piste, on peut mesurer cette résistance de contact en opérant de la manière suivante : le balai étant disposé en un point quelconque de la piste, on mesure une première fois la résistance (fig. 33<sub>1</sub>).

$$R_1 = r_1 + R_c$$



Fig. 33<sub>1</sub>

en 2<sup>e</sup> lieu on mesure  $R_2 = r_2 + R_c$

sachant que  $r_1 + r_2 = R_T$

$$\text{on tire } R_c = \frac{R_1 + R_2 - R_T}{2}$$

La deuxième manière de faire qui donne des meilleurs résultats consiste à court-circuiter les bornes extrêmes du potentiomètre après avoir mesuré la résistance  $R_T$ . On alimente alors l'appareil avec une source de courant et un milliampèremètre qui sont

branchés entre le balai et les bornes, le curseur étant au préalable placé vers le milieu de sa course, on le déplace alors de manière à observer la déviation minimum du milliampèremètre. A ce moment, la position du curseur définit exactement le point milieu électrique du potentiomètre et l'on mesure après avoir débranché la source de courant la résistance (fig. 33<sub>2</sub>).

$$R' = \frac{R_T}{4} + R_c$$



Fig. 33<sub>2</sub>

d'où :

$$R_c = R' - \frac{R_T}{4}$$

Des essais qui s'appliquent aux appareils étanches doivent permettre de définir dans quelle mesure ces appareils sont réellement étanches :

— L'appareil à contrôler est placé dans un cristalliseur contenant un liquide à faible tension de vapeur. Le cristalliseur est ensuite placé sous une cloche à vide et l'on diminue la pression sous la cloche jusqu'à 50<sup>7</sup>mm de mercure (essai type C de la norme française CCTU 5). Si l'appareil est étanche, rien d'anormal ne se produit, sauf l'apparition de quelques petites bulles isolées d'air qui sont restées fixées superficiellement à l'extérieur du boîtier ou à l'orifice du palier. Si l'appareil n'est pas étanche, on observe un chapelet ininterrompu de petites bulles.

Je m'arrêterai ici après avoir abusé de votre attention. Il ne me reste plus qu'à vous dire mon espoir en l'amélioration toujours accrue des techniques. Il n'est pas douteux que les normes doivent aider aussi bien les fabricants de matériels que les utilisateurs ; dans une telle voie ma Société a le plaisir d'enregistrer une tendance de plus en plus grande vers l'utilisation de matériels normalisés, ceci en particulier pour les résistances vitrifiées. Il est certain que chacun doit y trouver un très grand avantage.

# RÉSISTANCE DE HAUTE VALEUR A COUCHE ORGANIQUE

PAR

P. BRISTEAU

Service des Constructions Electriques  
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

## Principe.

La résistance est obtenue à partir de la dispersion de molécules conductrices dans un isolant. Il est indispensable que l'isolant ait une résistivité supérieure à la plus forte valeur de résistance qu'on désire obtenir.

Les conditions idéales sont :

— a) que les molécules conductrices soient réunies en grains (ou micelles) aussi petits que possible ;

— b) que les grains (ou micelles) aient les mêmes dimensions.

— c) que ces molécules conductrices soient stables chimiquement ;

— d) enfin, que la dispersion au sein de l'isolant soit homogène (distance constante entre tous les grains).

*Remarque.* — La résistivité électrique d'un tel système étant fonction de la distance entre les grains, plus cette dernière est grande, moins le système fluctue.

Par exemple, l'emploi d'une matière plastique extrêmement isolante comme le polystyrène, chargée de grains conducteurs, ne conviendrait pas pour les valeurs de résistances indiquées plus haut, car il faudrait alors rapprocher les grains de telle manière qu'ils soient presque en contact, et une faible variation de la distance entraînerait une énorme variation de la résistivité.

Pour se rapprocher des conditions idéales, nous avons utilisé, tant pour l'isolant que pour le conducteur, des substances colloïdales.



FIG. 1. — Ensemble de la résistance.

## La Résistance (fig. 1).

A — L'ISOLANT. C'est de la gélatine : scléroprotéine relativement stable si on la maintient à l'abri de la chaleur, des agents chimiques, des microorganismes.

Dans les conditions de fabrication indiquées plus

loin, la gélatine et son support de verre ont une résistivité de l'ordre de  $10^{15}$  à  $10^{16}$  ohms.

B — LE CONDUCTEUR. On pourrait employer des solutions colloïdales de métaux. Nous avons préféré utiliser le carbone sous sa forme colloïdale (noir de fumée en suspension).

L'encre de Chine donne d'excellents résultats.



FIG. 2. — Cylindre-support et bornes métalliques scellées en A et B.

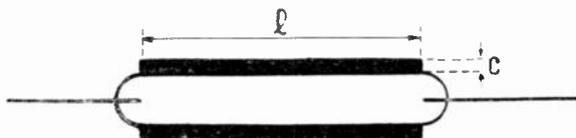


FIG. 3. — Résistance proprement dite (couche organique). Coupe.

La gélatine et l'encre de Chine se mélangent parfaitement. Aucune floculation n'est à craindre.

C — LE SUPPORT. Il est constitué par un cylindre de cristal muni à chaque extrémité d'un fil de copperclad soudé (fig. 2).

D — L'ENVELOPPE. Elle est constituée par une ampoule de cristal munie de deux passages copperclad-verre étanches. Cette ampoule permet de maintenir sous vide la résistance proprement dite, c'est-à-dire le cylindre de verre et la couche gélatine-carbone.

## Fabrication (1).

On prépare un hydrosol de gélatine de viscosité satisfaisante. On incorpore ensuite la quantité de carbone nécessaire. Le mélange homogène des deux colloïdes est obtenu à chaud par agitation prolongée. Il est ensuite déposé sur son support de verre (fig. 3). Après séchage de la couche, les bornes sont peintes (fig. 4). Nous avons utilisé le graphite colloïdal et la peinture d'argent à froid.

(1) Brevet Français N° 654-675 (déposé le 14-9-54).  
La C.S.F. fabrique ces résistances sous licence C.E.A.

La résistance est ensuite montée dans son enveloppe (fig. 5 et 6) et mise sous vide. Après un



FIG. 4. — Résistance avec ses 2 bornes peintes. Coupe.

certain temps de pompage, on scelle l'ampoule (fig. 7). La protection contre l'humidité est assurée par un vernis aux silicones.



FIG. 5. — Résistance sous tube de verre étranglé en B, avant scellement en A.

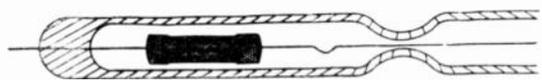


FIG. 6. — Résistance sous ampoule prête à être vidée.

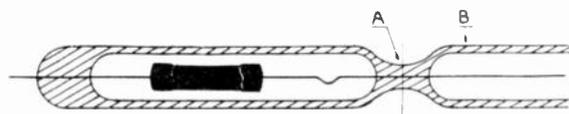


FIG. 7. — Scellement de la résistance sous vide. On casse ensuite l'ampoule en A et on élimine le verre en B.

### Importance du Pompage.

Le pompage a pour but, non seulement de protéger ultérieurement la résistance des agents extérieurs, mais principalement d'éliminer l'eau et les gaz inclus dans la couche résistante.

De ce fait, la valeur de la résistance tend vers une limite inférieure. Il est impossible d'atteindre rapidement cette limite. Pratiquement, la majeure partie de l'eau et des gaz inclus est éliminée en quelques heures de pompage, en vide primaire et sous rayons infra-rouges. Il est cependant nécessaire de laisser vieillir les résistances avant de les utiliser (baisse exponentielle de la valeur de l'ordre de 10 % en quelques jours). Le moyen d'accélérer le vieillissement consiste à laisser la résistance en communication avec une petite réserve de vide destinée à recueillir les gaz restant après démontage du banc de pompage.

La chaleur favorise le dégazage. Le scellement est effectué ultérieurement.

Les caractéristiques de la résistance dépendent finalement du dégazage.

### Coefficient de température.

Il est négatif et fonction du dégazage. Plus le dégazage est poussé, plus le coefficient est petit. Nous avons obtenu des coefficients de  $-0,002$  à  $-0,004$  par degré C. après quelques heures de pompage sous rayons infra-rouges. En chauffant très fortement la couche et en pompant quelques jours, nous avons obtenu quelquefois des coefficients positifs. Dans ce cas, l'effet dû aux gaz

restants est négligeable. Seule intervient la dilatation de la couche (éloignement des grains conducteurs), d'où ces coefficients positifs, somme algébrique des deux phénomènes.

### Coefficient de tension.

Ce phénomène est mal connu. Il semble lié au coefficient de température. Nous avons obtenu des coefficients de tension négatifs de l'ordre de  $-0,005$  par volt en moyenne, pour des tensions inférieures à 100 volts. Les résistances de 8 mm de long supportent des tensions de 2 000 volts.

### Dispersion.

En partant d'une suspension donnée de gélatine-carbone, on obtient finalement des valeurs de résistances qui oscillent notablement autour d'une valeur moyenne. En prenant certaines précautions, on diminue considérablement la dispersion. Il faut donc partir de suspensions très homogènes et déposer une couche très uniforme. La surface de contact de la couche et des bornes a également une importance. Nous avons obtenu fréquemment des valeurs de résistances ayant une dispersion de  $\pm 10$  %.

### Mesure des Résistances.

Le procédé suivant conçu par M. J. WEILL (Thèse — Faculté des Sciences de Paris — 1954) nous a permis d'effectuer des mesures à  $\pm 0,5$  %.

Partant d'un courant étalon, on mesure la différence de potentiel qui apparaît aux bornes de la résistance avec un amplificateur à courant continu. Le courant étalon est un courant d'ionisation, fourni par une petite chambre à électrode-pile<sup>(1)</sup> et comportant une source radioactive à l'intérieur ( $^{14}\text{CO}_2$  — période 5 600 ans). Le courant est invariable à notre échelle. On le mesure en chargeant une capacité connue en un temps donné. La précision de la mesure du courant est liée à celle de la mesure de la capacité et des temps de charge.

On voit que, d'après ce procédé, plus la valeur de la résistance est élevée, plus sensible et plus précise est la mesure, ce qui peut paraître paradoxal à première vue.

### Applications.

En électronique, ces résistances sont tout à fait indiquées pour la mesure de faibles courants (chambres d'ionisation, cellules photo-électriques, pH-mètres) et particulièrement dans les montages utilisant des lampes électromètres (résistances d'entrée).

En électrostatique, elles peuvent être utilisées pour la mesure des isoléments (mégohmmètres).

En portant la tension d'utilisation de ces résistances à quelques dizaines de milliers de volts, par augmentation de longueur, on pourrait les utiliser dans des diviseurs de tension (mesures sur accélérateurs électrostatiques) et dans des potentiomètres à haute impédance (microscope électronique).

(1) Brevet Français N° 672-698 (déposé le 9-7-54).

# RÉSISTANCES NON-LINÉAIRES

## (Réalisation - Caractéristiques - Applications)

PAR

N. THIEN-CHI et J. VERGNOLLE  
Centre de Recherches Techniques  
Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil

### INTRODUCTION

#### PHÉNOMÈNES DE NON LINÉARITÉ.

Les conducteurs électriques les plus courants, comme les métaux, obéissent à la loi d'Ohm, qui exprime la proportionnalité de la densité de courant au champ électrique :

$$i = \chi v \quad (1)$$

La conductivité  $\chi$  est une constante, quel que soit le gradient de potentiel appliqué ; mais, si des paramètres étrangers changent, dont le plus commun est la température,  $\chi$  peut varier. Si le passage du courant élève par effet Joule la température du conducteur,  $\chi$  s'en trouve indirectement modifiée ; comme le dégagement de chaleur par effet Joule croît avec le champ électrique appliqué, la conductivité varie donc avec ce dernier paramètre, sans qu'il y ait un rapport causal direct entre les deux ; d'ailleurs, sous un gradient de potentiel donné, l'élévation de la température dépend de la capacité calorifique du conducteur et de son coefficient de dissipation thermique par rapport au milieu ambiant ; si ce dernier est suffisant pour rendre le conducteur isotherme, on peut observer la constance de  $\chi$  quand  $v$  varie ; s'il y a variation de température, cette dernière suivra celle du champ électrique avec un certain retard, lié à la constante de temps thermique du conducteur.

Nous avons là un premier exemple de non-linéarité apparente d'origine thermique. Le facteur  $\chi$  de la formule (1) n'est pas constant, ce qui revient à écrire de manière plus générale :

$$i = f(v) \quad (2)$$

Ce phénomène se rencontre pratiquement dans la plupart des métaux, dont la conductivité diminue quand la température augmente et, à un degré moindre, dans certains alliages résistants ; il est également très marqué dans les solutions électrolytiques

dont la conductivité augmente rapidement avec la température (2 à 3 % par degré). Si l'on cherche généralement à le minimiser, il est des cas où, pour certains semi-conducteurs, on le renforce systématiquement par des méthodes de préparation adéquates et l'exploite pratiquement. Les « Thermistances » ainsi réalisées ont trouvé ces dernières années des débouchés de plus en plus nombreux (1).

Au contraire, il est des semi-conducteurs dont la structure intime et, partant, la conductivité, sont directement liées au passage du courant électrique, qui produit instantanément des modifications, réversibles et reproductibles sous certaines conditions. Ces corps sont de véritables conducteurs non-linéaires. Ils ne sont pas à l'abri des phénomènes thermiques, qui interviennent par surcroît mais de façon secondaire. La non-linéarité a lieu, même en régime isotherme.

Ce phénomène est le plus souvent lié à des résistances de contact entre plusieurs conducteurs ou semi-conducteurs, alors que la conductivité linéaire normale est l'apanage des substances à phase unique, sans solution de continuité. La non-linéarité dissymétrique a pour conséquence un écart entre les valeurs absolues des densités de courant sous deux champs électriques de même module, mais de signes opposés : c'est le cas des redresseurs des différents types. La non-linéarité symétrique peut se rencontrer à l'état élémentaire ou résulter de l'assemblage en série et en parallèle d'un très grand nombre de contacts élémentaires dissymétriques disposés de façon parfaitement désordonnée, et qui, globalement, ne présentent aucune dissymétrie apparente.

C'est des semi-conducteurs à non-linéarité symétrique dont nous nous occuperons dans les lignes qui vont suivre, étudiant successivement leur structure, leurs propriétés et leurs principales applications.

(1) cf. « Les Propriétés et les Applications des Thermistances » par J. BLEUZE. Onde Electrique d'août-septembre et octobre 1953.

## PREMIÈRE PARTIE

## GÉNÉRALITÉS SUR LES RÉSISTANCES NON-LINÉAIRES

## I. — APERÇU HISTORIQUE.

La non-linéarité, observée pour la première fois par MUNK en 1835, a été découverte à nouveau à plusieurs reprises et étudiée par différents auteurs dans les cinquante années qui suivirent. Depuis, des différents corps essayés, n'ont été retenus que l'oxyde cuivreux  $Cu_2O$ , le sélénium Se, le sulfure cuivrique Cu S et le carborundum Si C. Les trois premiers présentent une non-linéarité dissymétrique utilisable pour en faire des redresseurs, surtout  $Cu_2O$  et Se ; quant au dernier, Si C, après avoir été utilisé comme détecteur, en concurrence avec la galène, par DUNWOODY en 1906, il tomba bientôt dans l'oubli avec les progrès de la technique radio-électrique ; mais, dès 1925 il réapparaît sous forme de résistances non-linéaires symétriques dont il constitue le matériau de base, comme nous le verrons plus loin.

BRANLY le premier, connu surtout par son détecteur d'ondes électromagnétiques, jeta dès 1891 les bases des théories modernes sur la non-linéarité de contact. Différents auteurs ont, depuis, émis des théories sur ce phénomène (voir la notice bibliographique jointe à cet article).

Sans entrer dans le détail de leurs raisonnements, ce qui sortirait du cadre de cet exposé, nous donnerons au paragraphe suivant un aperçu succinct des phénomènes.

## II. — FONCTIONNEMENT D'UN CONDUCTEUR NON-LINÉAIRE.

Soit deux calottes sphériques conductrices, identiques, de rayon  $R$ , tangentes en un point  $O$  dans le

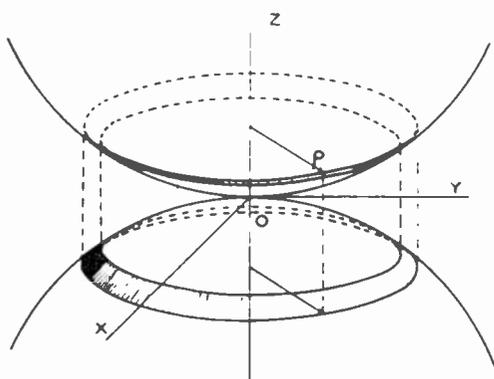


FIG. 1. — Contact idéal entre deux sphères

plan  $xOy$ , et entre lesquelles est établie une différence de potentiel  $u$ . Nous admettrons qu'un courant s'établit de l'une à l'autre non seulement au point de contact, mais entre deux calottes opposées dont le diamètre est tel que la distance entre leurs bords corresponde à la tension de rupture  $u$ .

L'écart entre deux circonférences opposées d'axe  $OZ$  et de rayon  $\rho$  est

$$Z = \frac{\rho^2}{R} \quad (3)$$

La surface d'une bande circulaire de largeur  $d\rho$  est

$$ds = 2\pi\rho d\rho \quad (4)$$

Nous admettrons que le courant qui passe d'une calotte à l'autre, toutes deux de rayon  $r$ , a pour expression :

$$i = \int_0^r 2\pi\rho u \chi d\rho = \pi u \chi r^2, \quad (5)$$

$\chi$  étant un facteur fonction de la résistivité des sphères. Mais si

$$Z_e = \frac{r^2}{R} = Ku, \quad (6)$$

il vient, en reportant cette valeur de  $u$  dans (5)

$$i = \pi \chi K Ru^2 = Cu^2 \quad (7)$$

Cet exemple théorique, qui ne saurait prétendre à une représentation fidèle de la réalité, a cependant conduit à une *loi non-linéaire du passage du courant* à l'interface de deux conducteurs, du fait que la section de passage s'élargit avec la tension : la structure des lignes de courant est variable et  $i$  croît comme le carré de  $u$ .

Pratiquement, si nous considérons des grains de carborundum C Si, leur surface, du fait d'une oxydation spontanée à l'air, ou rapidement provoquée par une cuisson, renferme un excès d'oxygène, sans que le rapport Si/O des atomes du réseau cristallin corresponde nécessairement aux proportions stœchiométriques exactes de la silice  $SiO_2$ .

Différentes explications ont été avancées pour expliquer le mécanisme du passage du courant à l'interface. FAIRWEATHER adopte la classification suivante :

- a) Diverses : GUTHE et TROWBRIDGE (empirique) ; AUDUBERT et QUINTIN (émission électronique accompagnant des phénomènes d'ionisation).
- b) Simple émission à froid : GENTRY, HARA, VAN GEEL, FRENKEL et JOFFE.
- c) Emission à froid et Effet Tunnel (fuite d'électrons à travers une barrière de potentiel très mince, de quelques angströms). FRENKEL et JOFFE, WILSON, NORDHEIM, FOWLER.

d) Excitation thermique (passage d'électron à travers une barrière de potentiel épaisse, de quelques microns). DAVYDOV, MOTT.

Quoi qu'il en soit, sans préjuger du mécanisme exact du passage du courant, on peut considérer de

la façon suivante le contact intime en A entre deux grains d'un aggloméré (fig. 2).

Dans le domaine des tensions très faibles mais élevées par rapport aux potentiels de contact, le

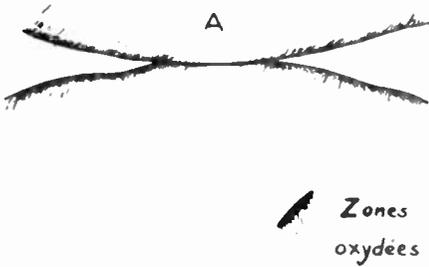


FIG. 2. — Schéma d'un contact inter-grains.

courant passe seulement aux points de contact parfait, tels A, et y suit la loi d'Ohm ; la résistance totale de l'aggloméré (résistance de contact + résistance du semi-conducteur) sera constante, d'autant plus grande que l'oxydation aura été plus poussée et les points de contacts plus limités.

Si la tension s'élève, le courant commence à passer en dehors des points de contact parfait, dans les

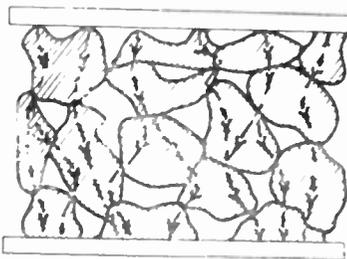


FIG. 3. — Agglomérat (en tireté, les lignes de courant).

interstices, en « claquant » en quelque sorte les couches isolantes : on a alors un processus non-linéaire ; l'intensité croît proportionnellement à une certaine puissance  $n$  de la tension, appelée coefficient de non-linéarité, qui, partant de l'unité pour des grains peu oxydés, peut atteindre près de 20 pour des grains très oxydés.

Sous des gradients de potentiel plus élevés encore, la proportion du courant qui traverse les régions intersticielles augmente jusqu'à ce qu'il dépasse de beaucoup celui qui franchit les points de contact : la résistance de l'interface continue à décroître, jusqu'à ce qu'elle devienne négligeable devant celle des électrodes de contact : la conduction devient à nouveau linéaire.

Il est à penser que le passage du courant à travers un aggloméré vierge, crée, par claquage, une modification irréversible des zones de contact en brisant d'une certaine façon les couches isolantes, ce qui facilite le passage ultérieur du courant. De fait, si l'on applique successivement à un aggloméré une tension croissante, puis revenant à zéro, les montées successives révèlent des résistances décroissantes

d'un cycle au suivant ; mais, au bout d'un certain nombre de cycles, la courbe caractéristique  $I = f(V)$  finit par se stabiliser. C'est le principe du vieillissement, qui est précisément pratiqué pour stabiliser les caractéristiques.

Cette réserve faite, on peut se représenter une résistance non-linéaire (NL) par le schéma de la figure 4.

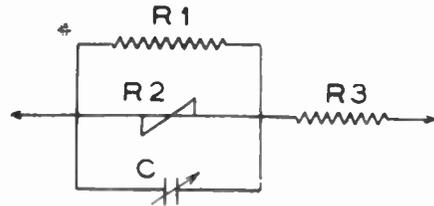


FIG. 4. — Schéma équivalent à une résistance NL.

$R_1$  est la somme des résistances de contact inter-grains aux points de contact parfait (constante).

$R_2$  la somme des résistances de contacts inter-grains dans les interstices (fortement variable avec le gradient de potentiel).

$R_3$  la résistance des électrodes (constante).

$C$  la capacité totale, localisée dans les couches diélectriques de claquage, et variable avec le gradient de potentiel, tout comme la configuration des lignes de courant dans ces couches.

La courbe caractéristique de l'élément NL peut se déduire de ce schéma d'après le diagramme de la figure 5.

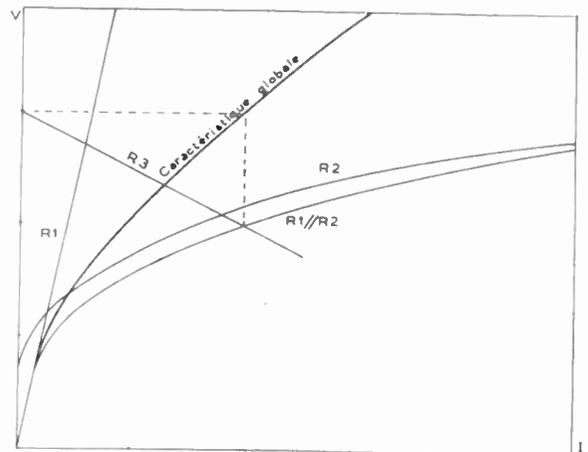


FIG. 5. — Caractéristique décomposée d'une résistance NL.

Le mode de représentation le plus couramment adopté utilise les coordonnées logarithmiques, système dans lequel les courbes caractéristiques deviennent sensiblement rectilignes. En effet, si

$$I = k V^n \quad (8)$$

$$\text{Log } I = A + n \text{ Log } V \quad (9)$$

leur pente représente le coefficient de non-linéarité « n » ; la pente initiale est de 1 (45°), elle diminue ensuite jusqu'à prendre la valeur  $\frac{1}{n}$ , puis augmente à nouveau vers les gradients de potentiel élevés.

La figure 6 représente en coordonnées logarithmiques la caractéristique globale de la figure 5. Ces courbes sont naturellement valables quel que soit le signe de V.

Pratiquement, le coefficient de non-linéarité se détermine très simplement sur un diagramme tracé

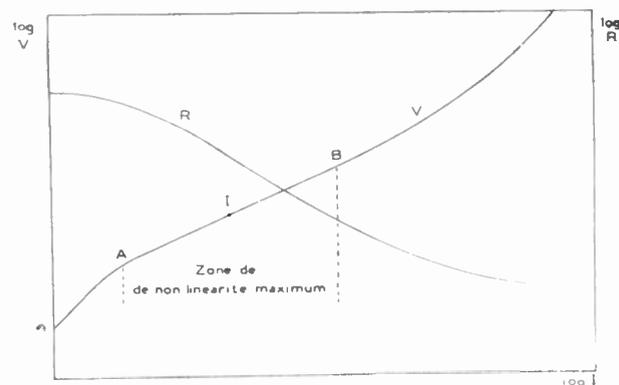


FIG. 6. — Caractéristiques (V, I) et (R, I) en système logarithmique.

en coordonnées logarithmiques dont l'unité vaut 10 cm. La différence d'ordonnées, exprimée en millimètres, entre deux points figuratifs de tensions correspondant à deux intensités dans le rapport 10 représente

$$100 a = 100 \times \frac{1}{n} \quad (10)$$

On peut également utiliser l'abaque dont le principe est donné figure 7. Sur l'axe des intensités, on

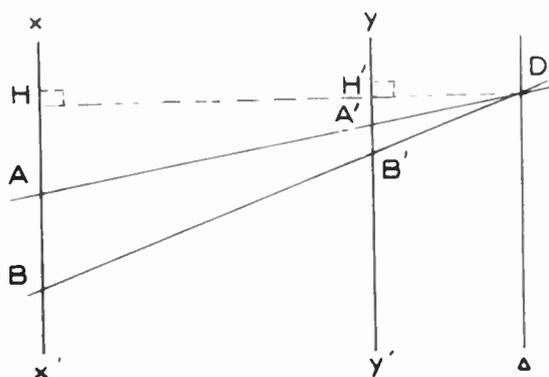


FIG. 7. — Principe d'abaque pour le calcul de « n ».

a  $x = \text{Log } I$  ; sur celui des tensions,  $y = K \text{ Log } V$ .

Les droites reliant respectivement deux couples de points correspondants (I, V) se coupent en D. On a :

$$\frac{AB}{A'B'} = \frac{DH}{DH'} = \frac{DH' + H'H}{DH'} \quad (11)$$

$$\frac{AB}{A'B'} = \frac{\text{Log } I_1 - \text{Log } I_2}{K (\text{Log } V_1 - \text{Log } V_2)} = \frac{\text{Log} \left( \frac{V_1^n}{V_2^n} \right)}{K \text{Log} \left( \frac{V_1}{V_2} \right)} = \frac{n}{K} \quad (12)$$

L'identité des derniers membres de ces deux suites d'équations montre que DHH' est une constante ; toutes les droites considérées se coupent sur une parallèle Δ aux axes x'x et y'y. D'où l'abaque de la figure 8.

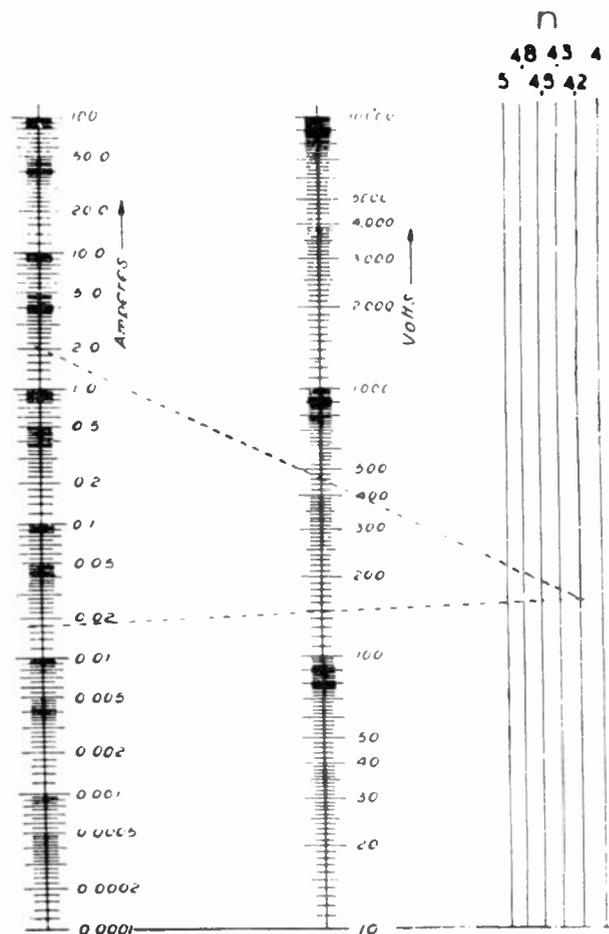


FIG. 8. — Abaque pour le calcul de n.

La valeur de la résistance peut se déduire de l'équation (8), en effet,

$$R = \frac{V}{I} = \frac{V}{k V^n} \quad (13)$$

$$R = \frac{1}{k V^{n-1}} \quad (14)$$

ou encore :

$$R = \frac{1}{k V^{\frac{1}{a} - 1}} \quad (15)$$

en vertu de l'équation de définition (10)

On a, en fonction de  $I$  :

$$R = \frac{1}{\sqrt[n]{k} I^{1-\frac{1}{n}}} \quad (16)$$

ou encore :

$$R = \frac{1}{K^a I^{1-a}} \quad (17)$$

La figure 6 représente sur le même graphique les variations concomitantes de  $R$  et de  $V$  avec  $I$ .

### III. — ETUDE EXPÉRIMENTALE DE CARBORUNDUM EN POUDRE.

Si l'on dispose entre deux plaques conductrices une couche uniforme de poudre de carborundum, on peut observer une conductance non-linéaire entre les deux plaques. Les essais relatés ci-après ont été effectués sur un disque de poudre de 5 cm<sup>2</sup>, épais de 1 mm, pressé entre deux plateaux de bronze.

Moyennant certaines précautions ayant pour but d'éliminer claquages et instabilités, si l'on établit une différence de potentiel continue entre les deux plateaux, l'intensité, tous autres facteurs restant constants, met quelques minutes à atteindre sa valeur d'équilibre, comme en témoigne l'exemple de la figure 9. Admettant désormais comme points correspondants ( $V, I$ ) ceux qui résultent de mesures

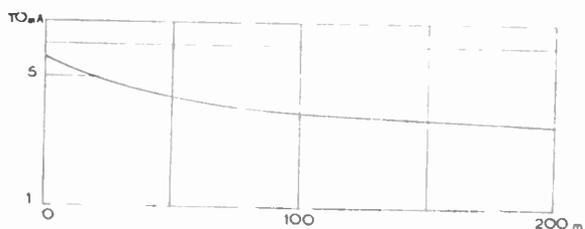


FIG. 9. — Stabilisation de l'intensité traversant un agglomérat.

effectuées à l'équilibre, on obtient, en soumettant un disque de poudre vierge à des pressions  $P$  croissantes, un réseau de courbes du type présenté sur la figure 10. On y remarque que la résistance décroît

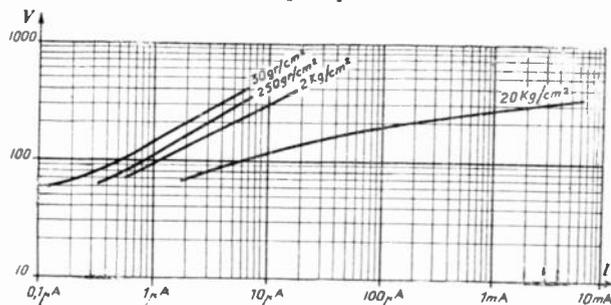


FIG. 10. — Caractéristiques d'un agglomérat sous différentes pressions (poudre vierge).

au fur et à mesure de l'augmentation de pression, ce qui était prévisible, mais surtout que la concavité de la courbe, initialement tournée vers le haut, tend à s'orienter vers le bas sous les fortes pressions, si l'on se place, par exemple, sous une tension donnée. Cela peut s'interpréter, en relation avec le diagramme théorique de la figure 6, en disant que le point d'inflexion  $I$  se trouve reporté vers les tensions, ou les intensités élevées quand la pression augmente.

La figure 11 représente un réseau de courbes analogues, obtenues avec une autre poudre, qui avait

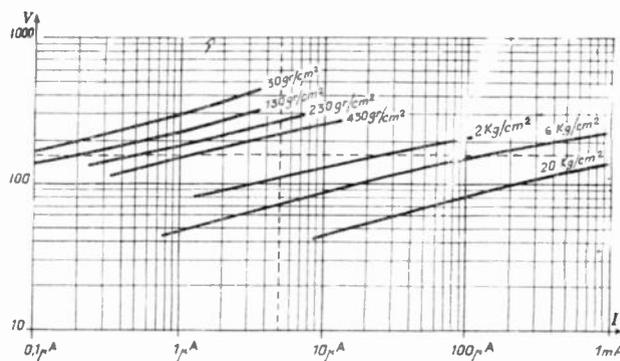


FIG. 11. — Caractéristiques d'un agglomérat sous différentes pressions (poudre oxydée).

subi préalablement une cuisson oxydante. Les points d'intersection avec ces courbes des deux axes rectangulaires  $AA'$  et  $BB'$  ont permis le tracé du diagramme de la figure 12, relatant les variations de ( $\text{Log } V$ ) <sub>$I$</sub>

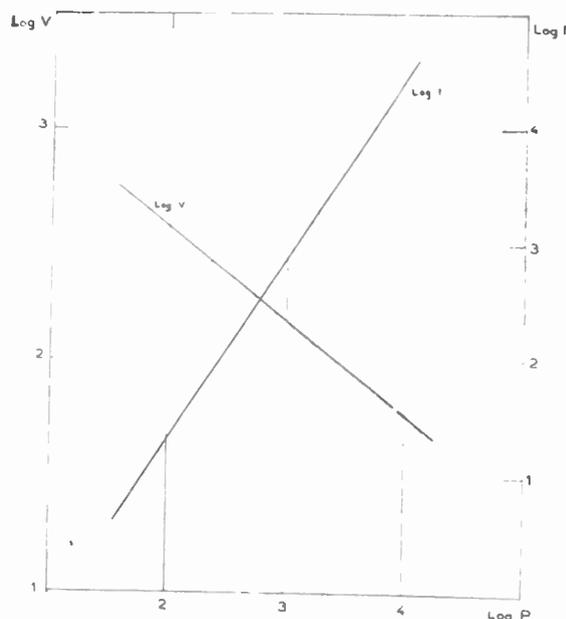


FIG. 12. — Caractéristiques ( $V, P$ ) <sub>$I$</sub>  et ( $I, P$ ) <sub>$V$</sub>  d'un agglomérat.

et de ( $\text{Log } I$ ) <sub>$V$</sub>  avec  $\text{Log } P$ . On a pu tracer des droites passant dans le voisinage immédiat des points expérimentaux.

#### Les résistances agglomérées frittées.

*Fabrication.* — Les résistances pulvérulentes examinées au paragraphe précédent ne sont évidemment

pas susceptibles d'un emploi pratique, étant trop fragiles. Les résistances deviennent utilisables sous forme d'agglomérat de poudre de carborundum, additionnée d'un liant céramique, pressée et frittée.

Le choix du carborundum est très important : parmi les multiples variétés existantes, on en cite sept se distinguant par leurs structure cristalline, mais il est probable qu'il y en a d'autres. On repère pratiquement les espèces par leur coloration : noire, bleu foncé, verte, jaune. Il est essentiel de tenir compte, en outre, de la granulométrie ; ces mesures s'effectuent aux Laboratoires C S F par tamisage au tamis calibré, pour les grains supérieurs à  $40 \mu$ , et par sédimentation, pour les grains les plus fins.

En plus du liant céramique, on incorpore à certaines poudres des semi-conducteurs (oxydes métalliques) susceptibles de déroger aux lois de la stœchiométrie. Ce choix judicieux des matériaux de base a pour but l'obtention de résistances possédant les valeurs les plus élevées possibles de  $k$  et de  $n$ .

Le moulage du carborundum seul, poudre abrasive, exige des pressions très élevées incompatibles avec les caractéristiques électriques à obtenir et causant une usure rapide de la matrice ; une fabrication industrielle ne saurait donc être envisagée dans ces conditions. Mais si les grains de Si C sont enrobés dans un liant s'éliminant à basse température pendant le frittage, la mise en forme de la poudre est aisée sous faible pression.

Le liant céramique, dont le point de ramollissement est un peu inférieur à la température de frittage, maintient les grains de Si C juste en contact et rend le matériau assez solide pour pouvoir être manipulé. La température de frittage est déterminée par un compromis ; trop faible, elle augmente exagérément les résistances de contact et provoque l'instabilité des caractéristiques ; trop forte, elle pourrait former un seul bloc dont la conductance tendrait à devenir linéaire ; pratiquement, elle se limite aux environs de  $1\ 200^\circ \text{C}$ , ce qui est facilement réalisable avec des fours électriques à résistance.

La structure d'un aggloméré au cours des principales étapes de son élaboration est schématisée sur la figure 13.

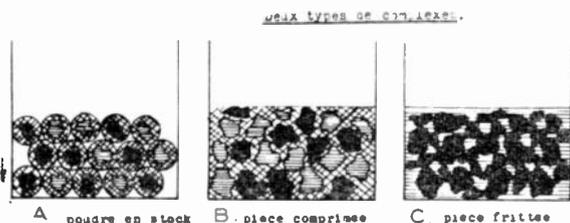
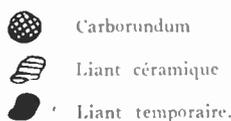


FIG. 13. — Structure d'un aggloméré au cours des différentes étapes de son élaboration.



Les agglomérés ainsi obtenus se présentent généralement sous forme de disques ou de couronnes, s'ils doivent être enfilés sur une tige filetée. Les faces

sont métallisées pour assurer un bon contact électrique entre les électrodes et le bloc fritté.

*Oxydation et vieillissement.* — Les caractéristiques d'une résistance  $NI$  sont à la fois fonctions de ses dimensions et des propriétés du matériau fritté. Les caractéristiques intrinsèques de ce dernier s'expriment par une expression  $i = f(v)$  reliant la densité de courant au champ électrique ; les paramètres de la courbe correspondante dépendent et du mélange de poudres initial et des traitements ultérieurs qu'il a subis.

Comme il a été dit, l'oxydation des grains de carborundum accroît la couche isolante entre grains, élève la résistance et le coefficient de non linéarité  $n$ , ce qui permet d'ajuster les caractéristiques. Un exemple est donné figure 14 ; il montre la croissance du champ

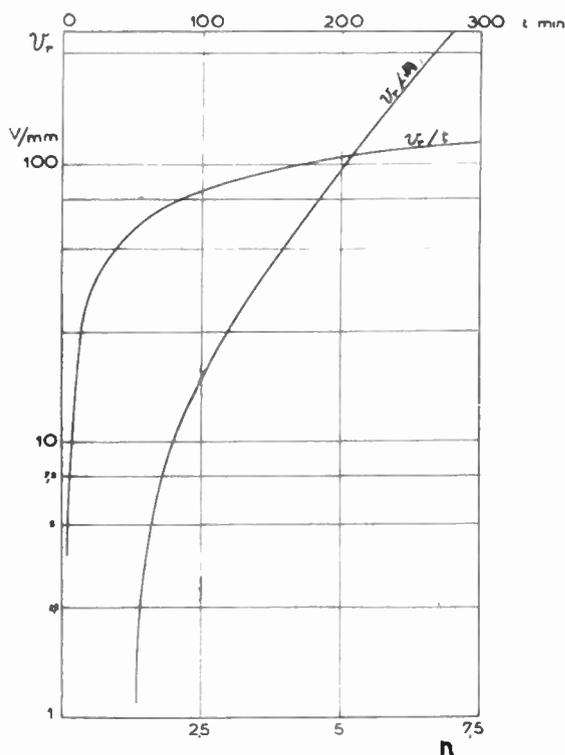


FIG. 14. — Influence de l'oxydation sur un aggloméré.

électrique nécessaire pour faire admettre une densité de courant de  $1,5 \text{ mA/cm}^2$ , au cours des différentes phases d'une cuisson oxydante (courbe  $v_r/t$ ). Simultanément, le coefficient de non-linéarité  $n$  augmente, comme en témoigne la courbe  $n/v_r$ .

On a fait précédemment allusion aux modifications irréversibles qui pouvaient se produire dans les couches isolantes lors de la première application d'un champ électrique ; ce fait est illustré par les figures 15 et 16. La première représente les caractéristiques tracées lors de montées successives en tension de deux résistances vierges ; la seconde, les caractéristiques successivement enregistrées après avoir maintenu une résistance vierge à différents paliers de une minute chacun, à 30, 60, 90 et 120 volts. Ces exemples montrent le « vieillissement » produit par le passage de courant. Pour stabiliser efficacement

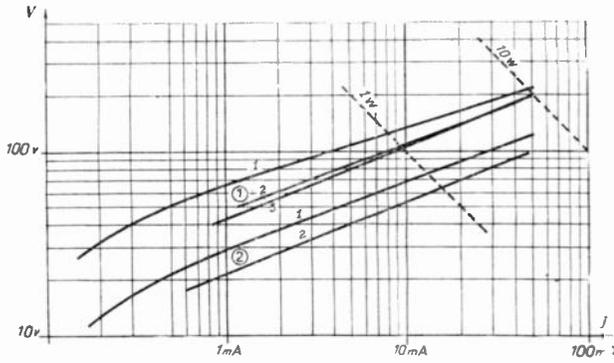


FIG. 15. — Vieillescence d'un aggloméré.

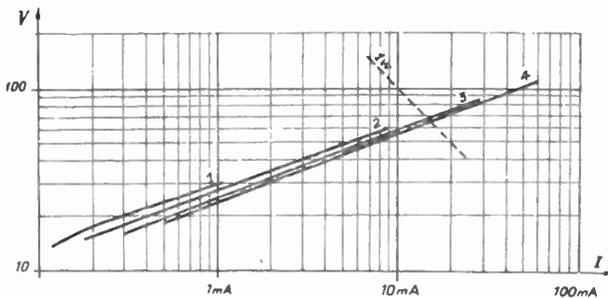


FIG. 16. — Autre aspect du vieillissement.

une résistance  $NL$ , il faut lui appliquer un champ électrique nettement plus élevé que ceux qu'elle est appelée à supporter en service, et ce, jusqu'à ce que les caractéristiques soient stabilisées. Ce processus ne va pas sans un échauffement considérable de l'élément ; aussi peut-on effectuer pratiquement l'opération en impulsions telles que l'échauffement demeure raisonnable, et, dans certains cas, une seule décharge importante peut suffire. Mais l'action prolongée d'un champ électrique élevé à polarité fixe peut provoquer une légère dissymétrie de la résistance (ce qui peut inversement être exploité pour corriger une dissymétrie), aussi est-il préférable d'opérer le vieillissement avec un courant symétrique. On enregistre des résultats intéressants avec du courant alternatif pur, mais en disposant alors près de la résistance un puissant dispositif de dissipation thermique.

IV. — ACTION DE LA TEMPÉRATURE.

Comme tout semi-conducteur, le carborundum fritté voit sa conductivité croître avec la température, phénomène qui se superpose à l'action directe du champ électrique. Les caractéristiques considérées jusqu'à présent étaient relatives à des agglomérés en régime isotherme ; mais, dans la plupart des cas, la température de la résistance s'élève au-dessus de l'ambiante, ce qui concourt à accroître la conductivité. Entre 0° et 100° C, on peut prendre comme ordre de grandeur des coefficients de température les valeurs suivantes :

$$\left(\frac{1}{i} \frac{di}{dT}\right)_v = 6.10^{-3} \quad \left(\frac{1}{v} \frac{dv}{dT}\right)_i = -1,5.10^{-3}$$

Le coefficient de non-linéarité  $n$  diminue et, aux températures maximum tolérées, peut descendre à 3 ou moins. Le gradient de potentiel maximum admissible, qui est à l'ambiante d'environ 500 v/mm, décroît en même temps et peut se trouver divisé par 4 ou 5.

Sur la figure 17, la courbe I représente l'accroissement de la puissance produite par effet Joule sous tension fixe, avec la température  $T$  ; la courbe II montre les variations de la puissance dissipée par conduction, convection et rayonnement, dans des conditions données, avec la température. Ces courbes se coupent en deux points  $P$  et  $Q$  ; le premier,  $P$ , atteint quand la résistance s'échauffe, représente l'état d'équilibre stable ; le second,  $Q$ , est relatif à un état d'équilibre instable, au delà duquel la chaleur dégagée dépasse de plus en plus la chaleur dissipée, ce qui se traduit par un accroissement indéfini de la température. Si la tension aux bornes de la résistance est assez élevée, on atteint le point limite  $R$  au delà duquel il n'y a plus d'équilibre thermique possible : la température croît indéfiniment, pratiquement jusqu'à destruction de l'élément. La caractéristique d'une résistance  $NL$ , constamment en équilibre thermique avec le milieu ambiant, diffère notablement d'une droite et s'incurve du côté des intensités croissantes ; sa forme dépend essentiellement du

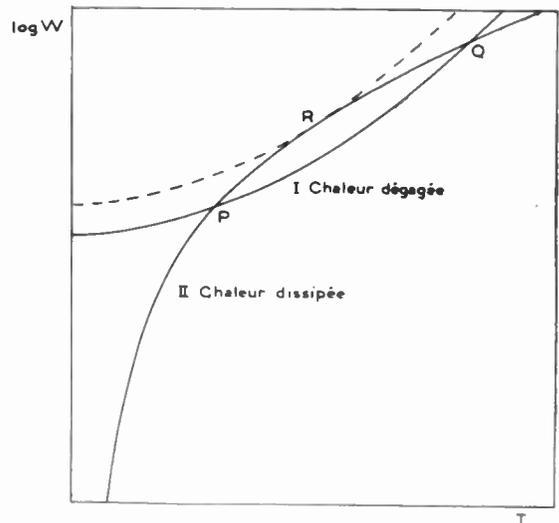


FIG. 17. — Détermination des conditions d'équilibre thermique d'une résistance  $NL$ .

coefficient de dissipation thermique. D'une manière générale, les résistances de précision à caractéristique rectiligne ont un coefficient de dissipation relativement élevé et chauffent très peu.

Une résistance  $NL$  peut naturellement supporter des pointes de puissance très élevées, pourvu que le gradient de potentiel demeure inférieur au seuil de rupture et que l'élévation de température résultante n'entraîne pas le point de fonctionnement au delà du point d'instabilité.

V. — RÉALISATIONS DES LABORATOIRES C.S.F.

On peut concevoir une série homogène de résistances  $NL$  faites d'un matériau de caractéristique

déterminée  $i = f(v)$ . Les caractéristiques de résistances de section  $S$  et d'épaisseur  $e$  se déduisent de l'équation précédente de façon très simple :

$$I = Sf \left( \frac{v}{e} \right) \quad (18)$$

et sont toutes superposables par des translations convenables en système logarithmique. On inclinerait alors à choisir naturellement un matériau très oxydé et possédant le coefficient  $n$  le plus élevé possible ; mais, pour les résistances de faible valeur et les domaines de faibles tensions, ce processus conduirait à des épaisseurs pratiquement irréalisables.

Au lieu de choisir un matériau de caractéristique moyenne, capable d'être employé dans tous les domaines de tensions, les laboratoires C.S.F. ont préféré se fixer 3 types de résistances de dimensions données ayant l'épaisseur minima compatible avec une bonne résistance mécanique, capables d'être assemblées en série ou en parallèle pour réaliser des caractéristiques déterminées. Les différentes caractéristiques sont alors obtenues par modification des propriétés du matériau, ce qui garantit les performances les meilleures dans tous les domaines de tensions.

Les agglomérés sont imprégnés d'une matière isolante qui élimine toute influence de l'humidité sur un matériau au demeurant très hygroscopique et concourt à la rigidité mécanique.

*Type RL* : disque,  $\varnothing = 13$  mm, faces métallisées nues pour contacts par pincement ou fils de connexion soudés ; la résistance est alors enrobée d'un vernis synthétique polymérisé à chaud.

*Puissance maximum* : 200 mW

*Type RD* : disque,  $\varnothing = 25$  mm, monté entre brides de presspahn, connexions à cosses ou fils de connexion soudés directement ; enrobage au vernis synthétique polymérisé.

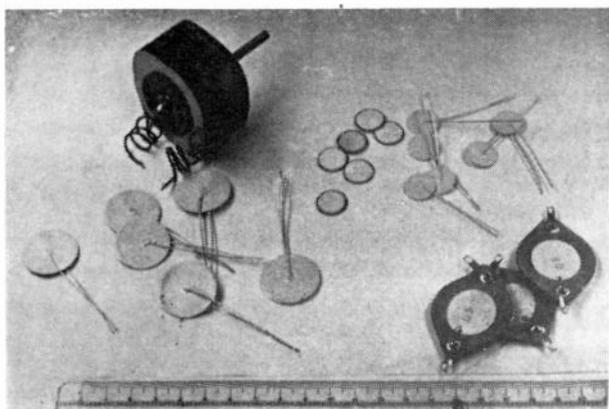


FIG. 18. — Productions des Laboratoires C.S.F. RL, RD, RI.

*Puissance maximum* : 800 mW

*Type RI* : Empilement de 10 couronnes équivalentes aux disques RD, avec flasques de dissipation en laiton.

*Puissance maximum* : 10 W

*Type RH* : Empilement de couronnes,  $\varnothing = 50$  mm, avec flasques en laiton ou duralinox.

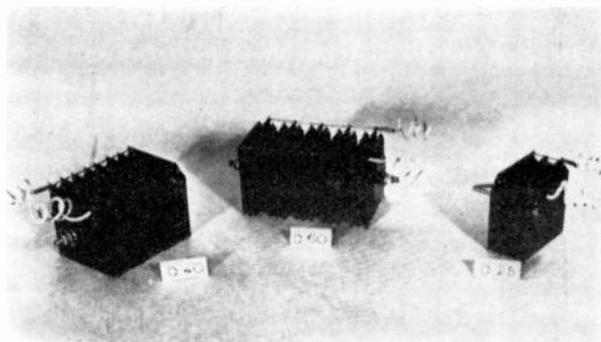


FIG. 19. — Productions des Laboratoires C.S.F. D 25, D 40, D 60.

D 15	3 éléments	puissance maximum	15 W
D 25	5 »	»	» 25 W
D 40	8 »	»	» 40 W
D 60	10 »	»	» 60 W
D 100	13 »	»	» 100 W
D 125	8 »	»	» 125 W
D 160	10 »	»	» 160 W
D 200	13 »	»	» 200 W

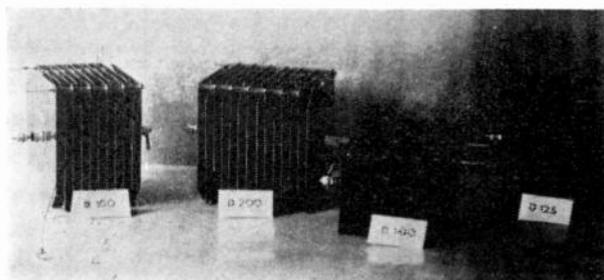


FIG. 20. — Productions des Laboratoires C.S.F. D 100, D 125, D 160, D 200.

RELATION TENSION NOMINALE / COEFFICIENT "n"  
POUR ELEMENTS TYPE RD et RL

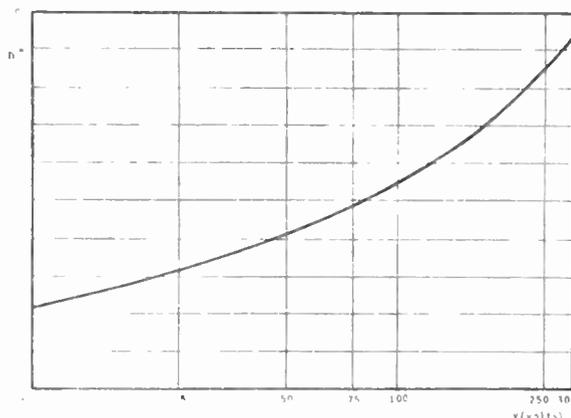


FIG. 21. — Variation du coefficient n avec la tension nominale.

Les éléments à forte dissipation ne sont pas des résistances de précision, s'ils sont utilisés à plein régime, et ils peuvent chauffer fortement ; on préfère les réserver aux usages industriels.

Les résistances RD et RL sont caractérisées par une tension nominale correspondant à la dissipation maximum de l'élément. Le coefficient de non-linéarité  $n$  croît avec cette tension selon la courbe de la figure 21. Les figures 22 et 23 représentent les caractéristiques de 10 résistances RD couvrant pratiquement le domaine des tensions nominales couramment réalisées.

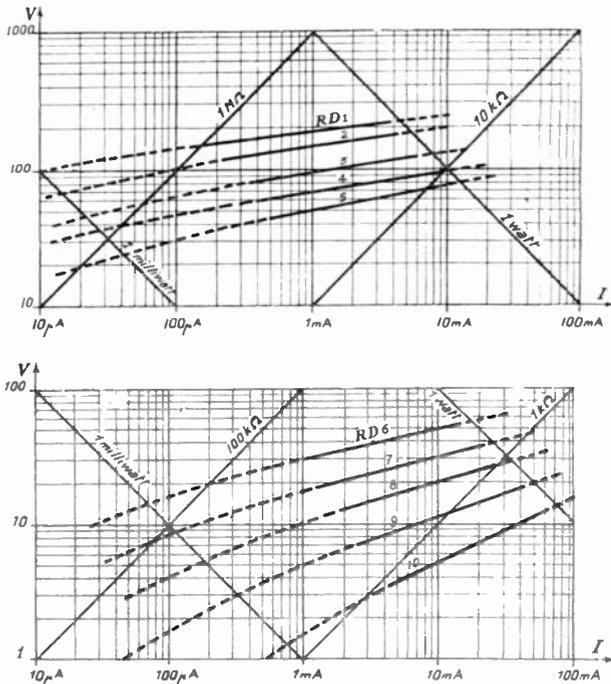


FIG. 22 et 23. — Caractéristiques des résistances RD.

## DEUXIÈME PARTIE

### ÉTUDE DE CIRCUITS

#### RENFERMANT DES RÉSTANCES N.L. ET APPLICATIONS

#### I. — CIRCUITS EN COURANT CONTINU ET EN RÉGIMES TRANSITOIRES.

Il y a lieu de remarquer tout d'abord que les régimes purement stationnaires sont sans intérêt, puisqu'alors les éléments non-linéaires se comportent comme des résistances ordinaires et pourraient être remplacés par elles. Les régimes variables, au sens le plus général, sont seuls à considérer, quelle que soit la loi de variation dans le temps des différents paramètres.

Cela posé, l'action d'une résistance  $NL$  dans un circuit peut être envisagée sous deux aspects différents. Sous le premier, l'élément  $NL$ , soumis à des intensités variables, présente à ses bornes une tension relativement constante (montage *parallèle*) ; sous le

second, moins usuel, l'élément, soumis à de faibles variations de tension, accuse de fortes variations d'intensité (montage *série*) ; dans le premier cas, les variations sont réduites, dans le second, elles sont amplifiées, ce qui peut s'exprimer par la formule suivante, obtenue par différenciation de l'équation (8) :

$$\frac{dI}{I} = n \frac{dv}{V} \quad (19)$$

Un premier groupe d'applications utilise l'effet de réduction des variations de tension :

#### 1. — Protection contre les surtensions.

La protection contre les surtensions est l'une des applications les plus anciennes des résistances  $NL$ , puisqu'on a réalisé dès 1930, aux Etats-Unis, des parafoudres pour lignes à haute tension basés sur ce principe.

La résistance  $NL$  shunte l'impédance à protéger ; en régime normal, elle présente une résistance élevée et dérive relativement peu de courant ; mais, s'il y a surtension, sa résistance chute et elle absorbe une part importante du courant, ce qui réduit la surtension. Cela peut être mis à profit pour protéger des appareils de mesure, des enroulements de relais, des condensateurs électrochimiques au moment de la mise sous tension, lorsque l'alimentation n'est pas encore chargée, durant le chauffage des lampes.

Une application connexe est la protection des contacts coupant le courant dans un circuit selfique. La partie inductive du circuit, traversée par un courant  $I$  en régime permanent, emmagasine une énergie  $\frac{1}{2} L I^2$  qui, restituée au moment de la coupure,

provoque une surtension élevée avec une étincelle très préjudiciable aux contacts. Si la bobine de self-induction ou les contacts sont shuntés par une résistance  $NL$ , celle-ci absorbe cette énergie et la surtension se trouve réduite. Pour déterminer les caractéristiques d'un étouffeur d'étincelles, on procède habituellement de la façon suivante :

— L'étouffeur devra dériver en régime permanent une part très faible du courant  $I$ .

— sa puissance maxima devra nettement excéder la puissance consommée en régime permanent, augmentée de la puissance réactive absorbée lors des coupures, et qui dépend de leur fréquence.

— la limite supérieure de la surtension résiduelle peut se calculer, connaissant la courbe caractéristique de l'étouffeur, comme étant la tension à ses bornes quand il est traversé par le courant  $I$  coupé.

#### 2. — Régulateurs de tension.

Le régulateur est introduit entre une source de tension et son impédance de charge. La source fournit une tension  $E_0 \pm \delta E_0$ , qui devient, aux bornes

de l'impédance et après régulation :  $E_1 \pm \delta E_1$ , la précision demandée au régulateur s'exprimant généralement par  $\frac{\delta E_1}{E_1} < x \%$ .

Les schémas de régulateurs peuvent se répartir en deux groupes :

a) Schémas amplifiant les variations de tension de la source, généralement autour d'une valeur nulle. Ce sont les « indicateurs », qui ne débitent qu'une faible puissance. Ils supposent l'existence d'un organe de commande appelé contrôleur, où la faible puissance fournie par l'indicateur, au besoin après amplification, sert à stabiliser la tension aux bornes de la charge.

b) Schémas simplifiés fournissant directement une tension stabilisée aux bornes de la charge.

On n'étudiera ici que les schémas du second type qui sont les plus usuels, les plus simples et les plus robustes.

La méthode générale de calcul consiste à établir une relation entre une variation de la tension  $E_0$  et une variation consécutive de la tension de sortie  $E_1$ , pour mettre en évidence un point de fonctionnement favorisé. Puis on définit pour ce point un rapport de régulation

$$\rho = \frac{dE_1/dE_0}{E_1/E_0} \quad (0 < \rho < 1) \quad (20)$$

et un rendement

$$\bar{\omega} = \frac{W_1}{W_0} \quad (0 < \bar{\omega} < 1), \quad (21)$$

$W_0$  et  $W_1$  étant respectivement les puissances consommées à l'entrée et utilisable à la sortie.

### 1° Régulation simple :

Le schéma (figure 24) ne comporte qu'un élément NL. L'abaque de calcul est analogue à celle de la figure 5.

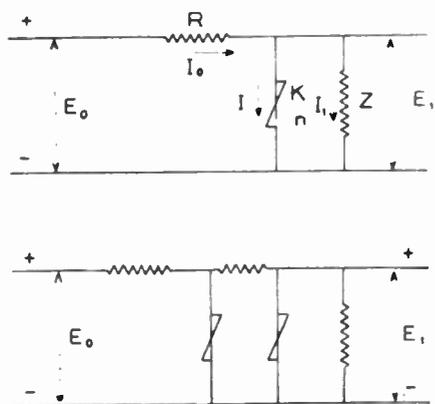


FIG. 24. — Régulateurs de tension simple et en cascade.

Le schéma est défini par les équations suivantes :

$$I_1 = \frac{E_1}{Z} \quad (22)$$

$$I = KE_1^n \quad (23)$$

$$E_0 = RI_0 + E_1 \quad (24)$$

$$I_0 = I + I_1 \quad (25)$$

qui permettent de calculer n'importe quelle caractéristique en fonction des valeurs de  $R$ ,  $Z$ ,  $K$  et  $n$  et d'une donnée déterminant le point de fonctionnement,  $E$  par exemple.

Le rapport des variations relatives de tension à la sortie et à l'entrée montre qu'il n'existe pas de point de fonctionnement favorisé :

$$E_0 = R \left( KE_1^n + \frac{E_1}{Z} \right) + E_1 \quad (26)$$

$$\frac{dE_0}{dE_1} = R \left( n KE_1^{n-1} + \frac{1}{Z} \right) + 1. \quad (27)$$

Le rapport de régulation a donc pour expression :

$$\rho = \frac{E_0}{E_1} \cdot \frac{dE_1}{dE_0} = \frac{R(ZKE_1^{n-1} + 1) + Z}{R(nKZE_1^{n-1} + 1) + Z} \quad (28)$$

$\rho$  étant en général connu, on peut tirer de cette équation  $R$  ou  $Z$ , dont l'expression doit être positive.

$$R = \frac{Z(1 - \rho)}{ZK(\rho n - 1)E_1^{n-1} + \rho - 1} \quad (29)$$

$R$  sera  $> 0$  si

$$Z > \frac{1 - \rho}{K(\rho n - 1)E_1^{n-1}} \quad (30)$$

avec la condition  $\rho > \frac{1}{n}$  (31)

qui détermine la limite inférieure de  $\rho$  (celle-ci dépassera difficilement  $\frac{1}{8}$ ).

Le rendement a pour expression :

$$\bar{\omega} = \frac{W_1}{W_0} = \frac{E_1^2}{ZE_0 I_0} \quad (32)$$

soit, en utilisant les relations (26), (23) et (22)

$$\bar{\omega} = \frac{Z}{[R(ZKE_1^{n-1} + 1) + Z][ZKE_1^{n-1} + 1]} \quad (33)$$

Les expressions de  $\rho$  et de  $\bar{\omega}$  se simplifient en exprimant  $R$  et  $Z$  en fonction de la valeur que prend l'élément NL au point de fonctionnement, soit

$$\frac{V}{I} = \frac{1}{KE_1^{n-1}}, \tag{31}$$

ce qui donne

$$Z = \frac{\alpha}{KE_1^{n-1}} \tag{35}$$

$$R = \frac{\beta}{KE_1^{n-1}} \tag{36}$$

(28) devient :

$$\rho = \frac{\beta(\alpha + 1) + \alpha}{\beta(n\alpha + 1) + \alpha} \tag{37}$$

(33) devient :

$$\bar{\omega} = \frac{\alpha}{[\beta(\alpha + 1) + \alpha][\alpha + 1]} \tag{38}$$

La puissance de sortie est

$$W_1 = \frac{KE_1^{n-1}}{\alpha} \tag{39}$$

Si, par exemple, nous prenons au point de fonctionnement toutes les résistances égales (soit  $\alpha = \beta = 1$ ) et si  $n = 5$ .

$$\rho = 0,43 \qquad \bar{\omega} = 0,17$$

les variations relatives de tension sont réduites de 57 % et le rendement est de 17 %.

Si les questions de rendement sont secondaires, on peut améliorer la régulation en mettant plusieurs cellules analogues en série.

2° Régulation à pont :

La figure 25 représente un pont renfermant deux

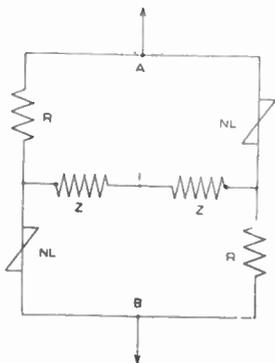


FIG. 25. — Régulateur à pont.

résistances non-linéaires, et dont les éléments symétriques par rapport au centre  $I$  ont des valeurs égales. La tension d'entrée  $E_0$  étant appliquée en  $AB$ , on dispose entre  $C$  et  $D$  de la tension de sortie  $E_1$  aux bornes de la charge  $2Z$ .

Comme  $V_A - V_I = V_I - V_B$  par raison de symétrie, on peut tracer les caractéristiques de la figure 26 ; celle de  $Z$  passe par  $T$  tel que  $UT = \frac{OM}{2}$ . Le point de fonctionnement du système est obtenu

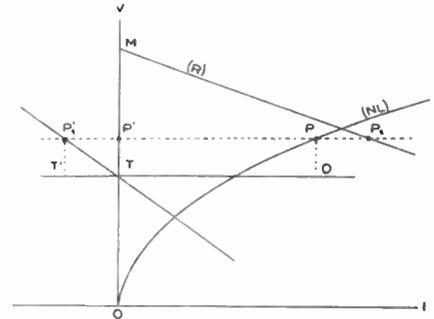


FIG. 26. — Abaque pour le calcul d'un régulateur à pont.

de la façon suivante : on cherche à tracer une parallèle à l'axe des abscisses coupant les caractéristiques en  $P, P_1, P', P'_1$  tels que

$$P P_1 = P' P'_1$$

La tension de sortie est alors égale au double de  $T P'$ . L'intensité dans  $Z$  est représentée par  $P P_1$ , et les intensités traversant  $R$  et  $R NL$  respectivement égales à  $P' P_1$  et  $P' P$ .

On peut montrer (figure 27) que, lorsque  $E_0$  varie,  $E_1$  passe par un maximum, puis diminue et s'annule en changeant de signe. Au voisinage de ce maxi-

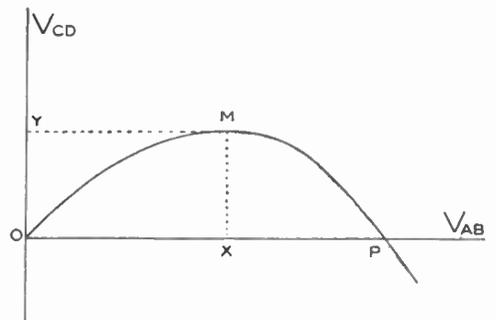


FIG. 27. — Relation entre la tension d'entrée et la tension de sortie dans un pont non linéaire.

um, on a une excellente régulation, car les variations de la tension de sortie sont en raison du carré de celles de la tension d'entrée.

Sans entrer dans le détail des calculs de ce pont, on peut en tirer les conclusions pratiques suivantes : le rapport de régulation a pour expression :

$$\rho = \frac{dE_1}{E_1} / \left( \frac{dE_0}{E_0} \right)^2 = \frac{[2n(R + Z) + Z]^2}{8n(R + 2z)^2} \tag{40}$$

Si, par exemple,  $R = Z, n = 5$  et  $\frac{dE_0}{E_0} = \frac{1}{10}$

$$\frac{dE_1}{E_1} = 0,012$$

Les variations relatives de tension sont pratiquement divisées par 10.

Remarquons enfin qu'au point P de la figure 27, la tension  $E_1$  est nulle. Quand  $E_0$  variera autour de  $OP$ ,  $E_1$  variera autour de  $O$ . Le pont est alors utilisé en « indicateur de tension », qu'on peut employer entre autres applications, à la commande d'un amplificateur agissant sur la tension d'entrée. Ce montage à contre-réaction, qui peut n'exiger qu'un pont à faible consommation, permet des régulations extrêmement poussées.

### 3. — Diviseurs de tension non-linéaires.

On monte ordinairement les diviseurs de tension avec des résistances ordinaires dont la consommation doit être grande par rapport à celle des charges placées à leurs bornes. Les tensions disponibles sont alors relativement peu variables avec les charges ; mais le résultat est nettement meilleur, si le diviseur est constitué de résistances non-linéaires.

B. Le deuxième groupe d'applications, qui utilise l'effet d'amplification de variations d'intensité, est beaucoup plus restreint que le premier.

Un premier effet d'amplification de variations a déjà été rencontré dans le pont non-linéaire fonctionnant en indicateur.

Lorsqu'une charge variable est connectée à une source de tension constante à travers une résistance  $NL$ , de grandes variations de courant entraînent des variations relativement faibles de la tension aux bornes de la résistance, ce qui est également vrai pour la tension aux bornes de la charge.

Lorsqu'on cherche à accroître la sensibilité aux variations de tension de certains dispositifs (relais différentiels, par exemple), on peut y associer en série une résistance  $NL$ , qui devra toutefois être grande par rapport à sa charge ; dans ce cas, les variations relatives de tension sont amplifiées dans le rapport  $n$ .

Enfin, il faut signaler que le coefficient de température négatif des résistances  $NL$ , considéré généralement comme un inconvénient dont on doit tenir compte, peut être utilisé pour compenser le coefficient de température positif des conducteurs métalliques. Mais, cette application particulière requiert plutôt des thermistances, puisque la loi de non-linéarité n'est pas ici en cause.

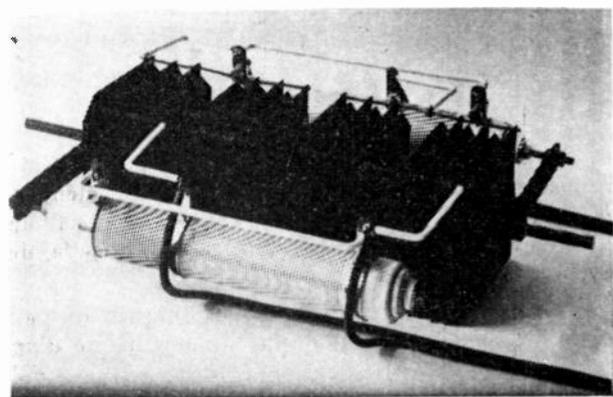


FIG. 28. — Pont non linéaire de forte puissance.

## II. — CIRCUITS EN COURANT ALTERNATIF.

Les courants alternatifs sinusoïdaux purs sont susceptibles d'une représentation de la forme :

$$i = I \sin \omega t \quad \left( \omega = \frac{2\pi}{T} \right) \quad (41)$$

La valeur moyenne  $\bar{I}$  d'un courant alternatif sinusoïdal est, par convention, la valeur moyenne correspondant à une alternance positive de la fonction  $i = I \sin \omega t$  :

$$\bar{I} = \frac{2}{T} I \int_0^{T/2} \sin \omega t \, dt = \frac{2}{\pi} I \simeq 0,636 I \quad (42)$$

La valeur efficace  $I_e$ , permet d'exprimer d'une manière simple la puissance moyenne dissipée dans un circuit par un courant alternatif sinusoïdal :

$$I_e = I \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \sin^2 \omega t \, dt} = \frac{I}{\sqrt{2}} \simeq 0,707 I. \quad (43)$$

Pour comparer commodément des courants alternatifs de forme différente, on définit un facteur de forme

$$F = \frac{I_e}{\bar{I}}, \quad (44)$$

qui, dans le cas des courants sinusoïdaux, vaut

$$F = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \simeq 1,11 \quad (45)$$

Lorsqu'on applique à une résistance  $NL$ , une tension sinusoïdale d'amplitude  $V$ , la relation  $I = kV^n$  montre qu'elle sera traversée par un courant non sinusoïdal de la forme

$$|I| = |k V^n \sin^n \omega t|. \quad (46)$$

Le signe de  $I$  sera toujours celui de  $V$ .

$i$  renfermera un taux d'harmoniques impairs croissant avec  $n$ . Ainsi, avec  $n = 3$ , on trouve 25 % d'harmonique 3. Un ampèremètre à thermocouple, quadratique, fournira  $I_e$ , mais un appareil à redresseur sera sensible à  $\bar{I}$ . Ce dernier étant toutefois gradué en valeurs efficaces, on lira  $\bar{I}$  multiplié par 1,11, c'est-à-dire par le facteur de forme des courants sinusoïdaux, non valable ici. Dans l'exemple précédent, on a

$$\bar{I} = 0,424 I$$

et  $I_e = 0,56 I$

d'où  $F = 1,32$

L'intensité efficace réelle aura donc pour valeur la valeur indiquée par l'ampèremètre à redresseur, multipliée par  $\frac{1,32}{1,11} = 1,19$  : ce dernier donnera des indications trop faibles d'environ 20 % : cet écart est généralement plus élevé, puisque  $n$  est généralement supérieur à 3.

Les figures 29 et 30 montrent la distorsion telle qu'on peut l'observer à l'oscillographe ; la première donne la forme du courant traversant une résistance

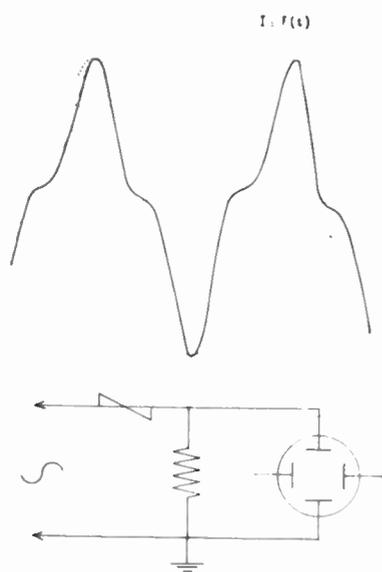


FIG. 29. — Distorsion produite par une résistance NL (intensité).

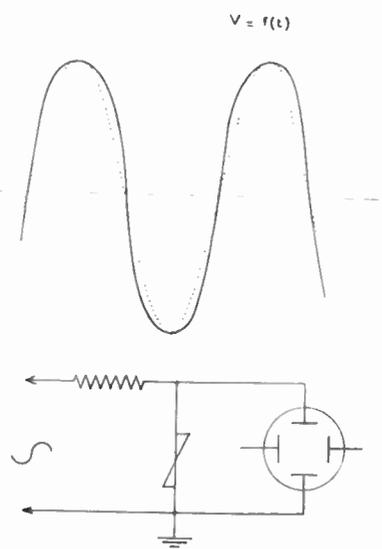


FIG. 30. — Distorsion produite par une résistance NL (tension).

NL soumise à une tension sinusoïdale, la résistance linéaire étant choisie très petite ; la seconde donne la forme de la tension aux bornes d'un élément NL traversé par un courant sinusoïdal, la résistance linéaire étant choisie très grande.

Cette distorsion, sur laquelle on vient d'écrire quelques calculs sommaires, entraîne une autre con-

séquence importante. Une tension alternative sinusoïdale de valeur efficace  $V_e$  produit dans une résistance NL un dégagement de chaleur plus élevé qu'une tension continue de même valeur, et ce dans un rapport  $A$ . Sous une autre forme, la tension continue qui engendre le même dégagement de chaleur qu'une certaine tension alternative efficace, est égale à  $(100 + B) \%$  de cette dernière. Dans le tableau 1 sont rassemblées des valeurs de  $A$  et  $B$  en fonction de  $n$ .

TABLEAU 1

$n$	$A$	$B \%$
1	1,10	9
3	1,50	11
4	1,92	14
5	2,50	17
6	3,29	19
7	4,37	20

Mais, comme déjà vu, dès qu'on se place en régime rapidement variable, les résistances NL présentent une certaine capacitance d'autant plus notable que la fréquence est plus élevée et que l'amplitude de la tension appliquée est plus grande. L'influence de la fréquence est évidente. Celle de l'amplitude le devient aussi, si l'on remarque que la variation de la résistance avec la tension est beaucoup plus sensible que celle de la capacité ; il s'ensuit qu'aux amplitudes faibles, la constante de temps et le déphasage sont importants ; quand l'amplitude augmente, la constante de temps diminue. Ce fait se traduit par des courbes oscillographiques tension-courant assez analogues aux cycles d'hystérésis des matériaux magnétiques. Le montage utilisé pour former de telles courbes est très simple et se trouve représenté sur la figure 31. Les deux figures 32 et 33 montrent les

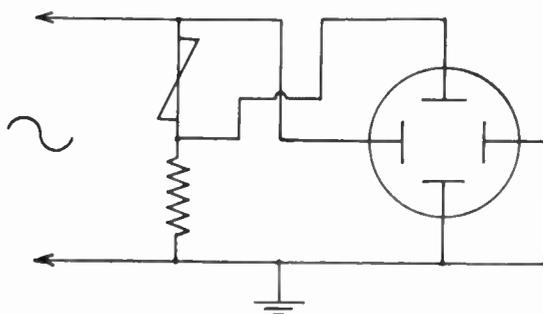


FIG. 31. — Tracé des « cycles d'hystérésis ».

cycles obtenus à différentes fréquences du spectre acoustique avec, respectivement, deux éléments NL, l'un, de faible résistance, l'autre, de résistance plus élevée ce dernier offrant, à fréquence égale, des cycles plus ouverts.

Tout comme pour les tubes électroniques, on peut définir en chaque point de la caractéristique d'une résistance NL une résistance différentielle  $R_d = \frac{dV}{dI}$ .

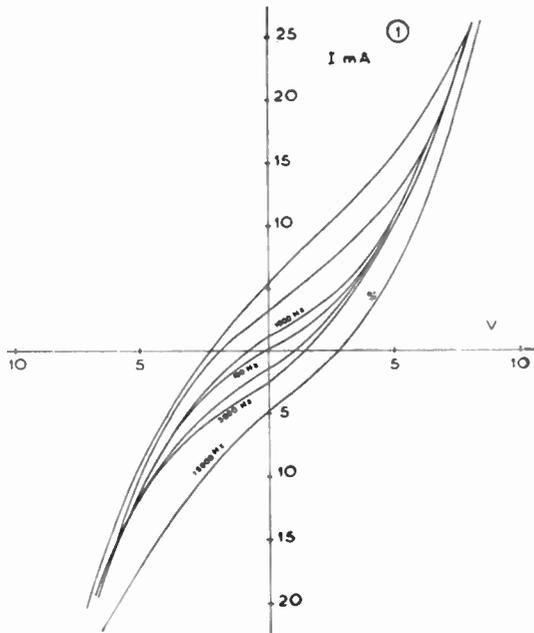


FIG. 32. — Cycle d'hystérésis d'une résistance de faible valeur (n faible).

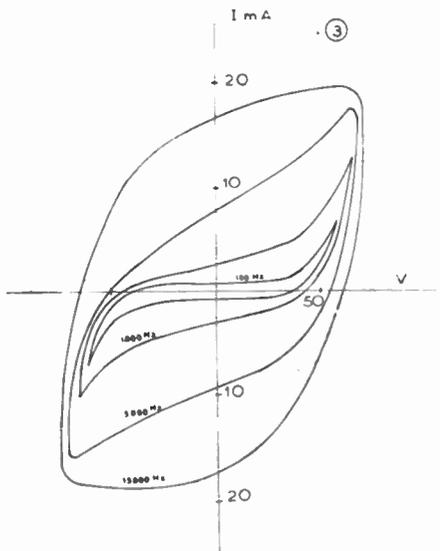


FIG. 33. — Cycle d'hystérésis d'une résistance de forte valeur (n élevé).

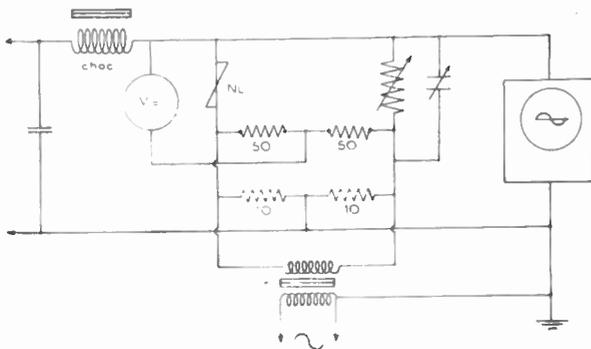


FIG. 34. — Pont pour la mesure des résistances différentielles.

Dans la partie rectiligne de la caractéristique logarithmique, on a :

$$R_d = \frac{dV}{dI} = \frac{1}{RnV^{n-1}} = \frac{R}{n} \quad (17)$$

La figure 34 représente le schéma de principe d'un pont destiné à la mesure des résistances différentielles sous différentes tensions de polarisation et à différentes fréquences. Les courbes de la figure 35 sont relatives à trois éléments NL dont elles montrent les variations de  $R_d$  (horizontalement) avec  $V$  (verticalement). On remarque que  $R_d$ , sous tension continue fixe, diminue quand la fréquence augmente, et ce, d'autant plus que la tension est plus faible.

Cet aperçu sur le comportement des éléments non-linéaires symétriques en courant alternatif montre qu'à la question de la distorsion près, les schémas utilisables en courant continu demeurent valables : étouffement de surtensions, régulation, amplification de variations, etc. Mais les distorsions mêmes peuvent être exploitées dans des modulateurs, démodulateurs, multiplicateurs de fréquence, correcteurs de distorsion non-linéaire d'amplificateurs, liste qui ne saurait être plus complète que celle des différents dispositifs utilisés dans la technique des courants faibles.

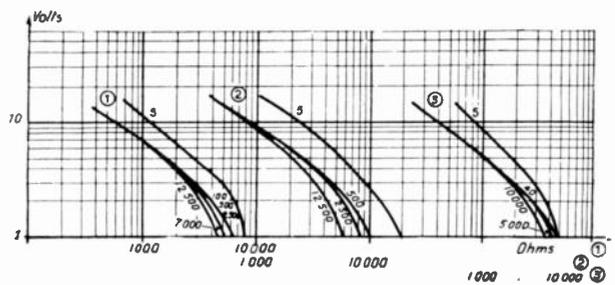


FIG. 35. — Variation de la résistance différentielle avec la tension et la fréquence.

CONCLUSION.

Les résistances non-linéaires, réalisées industriellement depuis plus de vingt ans, ont surtout été utilisées pour la protection contre les surtensions. Mais cette application, presque exclusive pendant des années, n'est pas la seule possible, et les auteurs se sont efforcés de décrire leurs caractéristiques essentielles susceptibles d'être mises à contribution pour de nombreux emplois dont beaucoup sont encore peu connus. Ces résistances offrent aux ingénieurs et aux techniciens des conducteurs non-linéaires simples, robustes, d'emploi facile, toutes conditions qui aideront à diffuser leur utilisation dans les techniques électriques et radioélectriques.

BIBLIOGRAPHIE

FLEMING, J. A. — « The Principles of Electric Wave Telegraphy » (Longmans, 1908), pp. 355 ; 652.  
 GUTHE K. E. et TROWBRIDGE A. — « Theory of Coherer ». *Phys. Revue*, 1900 11 p. 22.  
 AUDUBERT R. et QUINTIN M. — « Mechanism of Asymmetric Conductivity for Imperfect Contact » C. R. 1919, 188, p. 52.

- GENTRY F. M. — « Equation of Electronic Conduction in Unipolar Non-Metallic Films », *Science*, 1927, 66 p., 284.
- HARA G. — « Contact Conduction and Rectification », *Mem. Ryoj. Coll. Engng*, 1931, 3 p. 223.
- GEEL W. C. Van. — « Action of Current Rectifiers ». *Z. Pphys.* 1931, 69, p. 765.
- GEEL W. C. and EMMENS M. — « Action of Rectifiers ». *ibid.* 1933 87. p. 220.
- GEEL W. C. — « Blocking layer Rectifiers », *Philips Tech. Rev.*, 1939, 4 p. 100.
- FRENKEL J. et JOFFE A. — « Electric and Photoelectric properties of Contacts between a Metal and a Semi-Conductor ». *Pphys. Z. Sowjet*, 1932, 1 p. 60.
- WILSON A. H. — « A Note on the Theory of Rectification ». *Proc. roy. Soc. A.* 1932, 136 p. 487.
- NORDHEIM L. — « Theory of Detection ». *Z. Pphys.* 1932, 75, p. 434.
- FOWLER R. H. — « Statistical Mechanisms » (Cambridge University Press, 1936), p. 429.
- DAVYDOV V. — « The Rectifying Action of Semi-Conductors ». *Tech. Pphys. USSR*, 1938 5 p., 87.
- MOTT N. F. — « The Theory of Crystal Rectifiers ». *Proc. Roy. Soc. A.*, 1939, 171 p. 27.
- FAIRWEATHER A. — « Contact Non Linearity, with reference to the Metal Rectifier and the Carborundum Ceramic Non linear Resistor ». *J. of. Inst. El. Engrs.* 89 I. 24. 1942, p. 499.
- Mc EACHRON K. B. — « Thyrite — a New Material for Lightning Arresters ». *J. Amer. Inst. elect. Engrs* 1930, 49 p. 350.
- CLAUS B. — « Surface Layers in Carborundum Crystals ». *Am. Pphys. Lpz*, 1932, 14 p. 644.
- SEEMAN M. J. — « The Electrical Conductivity of Carborundum ». *Pphys Z.* 1929, 1929, 30 p. 143.
- FAIRWEATHER A. et INGHAM J. — « Subsidence Transients in Circuits containing a Non-Linear Resistor, with Reference to the Problem of Spark Quenching ». *Journal L.E.E.* 1941 88. I. p. 330.
- Mc EACHRON K. B. et BRINTON H. G. — « Performance of Thyrite Arresters of any Assumed Form of Travelling Wave and Circuit Arrangement ». — *Gen. Elect. Rev.* 1930, 33 p. 350.
- BROWNLEE T. — « Calculation of Circuits containing Thyrite ». *ibid.* 1934 37 pp. 175-218.
- ASHWORTH F., NEEDHAM W et SILLARS R. W. — « Silicon Carbide Non Ohmic Resistors ». *J. Inst. Elect. Engrs.* 1946, 93 I. 69. p. 385.
- TESZNER S. — « Théorie des Semi-Conducteurs électroniques et des complexes dérivés ». *Bull. Soc. Fr. Electriciens* 1949 9. 95 p. 401.
- THIEN-CHI N. et SUCHET J. — « Résistances non-linéaires à base de semi-conducteurs frittés ». *Ann. Rad.* 1951 VI 26 p. 291 et 1952 VII 28 p. 106.
- THIEN-CHI N. et SUCHET J. — « Conductibilité des semi-conducteurs électroniques et thermistances ». *Onde Electrique* 1951 31 297.
- THIEN-CHI N. et SUCHET J. — « Régulateurs de tension à éléments non-linéaires ». *Ann. Rad.* 1952 VII 29 p. 189.
- AIGRAIN P. — « Semi-Conducteurs ». *Tech. Ing. Electron.* 1. E-1 000.

# DIODES A JONCTION

PAR

B. DREYFUS-ALAIN

*Ingénieur-Docteur*

*Ingénieur E.S.P.C.I.*

*à la Compagnie Française Thomson-Houston*

Depuis l'apparition sur le marché de la pièce détachée radioélectrique d'éléments à base de cristaux semi-conducteurs, des critiques de plus en plus vives sont faites à l'encontre des tubes à vide. Nous en énumérons quelques unes.

Un tube à vide n'a qu'une vie limitée et il est de plus pratiquement impossible de prévoir la durée de cette vie. Or, certains équipements radioélectriques doivent travailler d'une façon permanente et cela, autant que possible, durant le maximum de temps.

— La plus grande partie de l'énergie consommée par un tube à vide l'est inefficacement. Ainsi, le transformateur nécessaire pour les 15 à 20 tubes d'un poste de télévision illustre on ne peut plus majestueusement (!) cette critique.

— Enfin, les tubes à vide sont fragiles et encore relativement volumineux.

C'est certainement en partie au fait que toutes ces critiques sont sans objet à l'égard des éléments à semi-conducteurs qu'est due la soudaine mise en vedette de ceux-ci. A cela s'ajoute probablement l'attrait de la nouveauté mais aussi un certain nombre de propriétés très intéressantes dont nous parlerons plus loin. Mais tout ceci rentre sans doute dans le cadre d'une évolution normale. Et le cristal de galène qui fut détroné, il y a près de 35 ans par le tube à vide, peut être légitimement fier, si l'on peut dire, d'être l'ancêtre des cristaux de germanium, de silicium et d'alliages III-V entre autres. Aujourd'hui, parmi les systèmes déjà connus utilisant les cristaux semi-conducteurs, la diode à cristal constitue le plus simple d'entre eux. Celle-ci se présente sous deux formes : la diode à pointe et la diode à jonction. C'est cette dernière qui fait l'objet du présent article ; peut-être parce que sa conception est plus révolutionnaire que celle de la diode à pointe, déjà connue du grand public depuis la grande vogue du « poste à galène » auprès des amateurs de radio.

## Qu'est-ce qu'une diode à jonction ?

C'est un dipôle dont la fonction essentielle est de ne laisser passer le courant que dans un sens, et cela

grâce à un élément fondamental : un cristal de semi-conducteur, un cristal de germanium par exemple. Celui-ci est très petit, il a un volume d'environ  $1 \text{ mm}^3$  mais ses qualités ne sont pas liées à sa taille ! les propriétés redresseuses de ce cristal sont dues, d'une part, au fait qu'il y a deux zones qui ont été créées en lui, dont les propriétés conductrices sont différentes et, d'autre part, à l'existence de deux types de porteurs de charges électriques, les électrons et les « trous » (charge lacunaires dans la bande de valence) dont les mobilités sont différentes. Nous verrons plus loin comment l'effet asymétrique du redresseur est dû à la juxtaposition par « jonction » de telles zones comme à l'existence à côté des électrons de charges positives ou « trous », d'ailleurs sans équivalent dans le tube à vide.

## Comment fonctionne une diode à jonction ?

Avant de répondre à cette question, nous précisons quelques notions relatives à ces zones de conductivités, notions d'ailleurs étroitement liées à la technologie du semi-conducteur.

En effet, le premier problème technologique qui se pose est, on le sait probablement, de préparer un semi-conducteur monocristallin d'une pureté aussi bonne que possible. Mais qu'entend-on par là ? La pureté exigée par l'utilisateur de ce monocristal, en l'occurrence le fabricant de diodes à jonction, est, et nous le donnons comme le meilleur exemple de comparaison, nettement plus grande que celle exigée des matériaux entrant dans les générateurs d'énergie atomique, laquelle est déjà extraordinairement poussée. On dira d'un semi-conducteur idéalement pur qu'il est « intrinsèque ». Mais, pour être réaliste, on appliquera encore ce qualificatif à la seule condition que la concentration en atomes d'impureté par atome soit inférieure à  $10^{-11}$ .

Ce premier problème étant résolu, le second se présente aussitôt. Et l'ironie de cette technologie veut qu'il nous conduise maintenant à contaminer le matériau intrinsèque avec des impuretés. Comme on le sait, le germanium et le silicium appartiennent

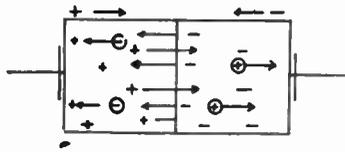


FIG. 1a. — Jonction non polarisée.

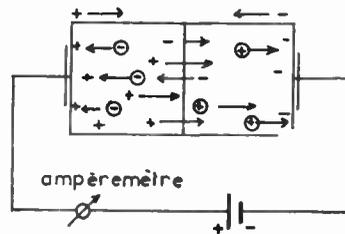


FIG. 2a. — Jonction polarisée dans le sens direct.

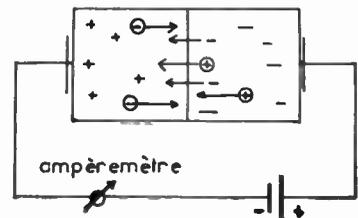


FIG. 3a. — Jonction polarisée dans le sens inverse.

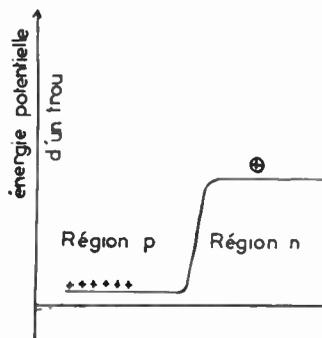


FIG. 1b.

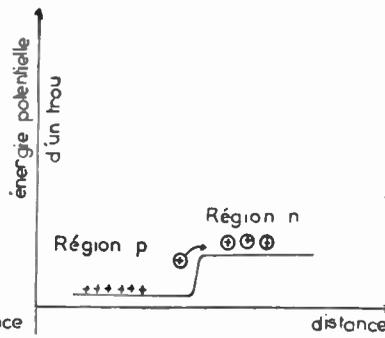


FIG. 2b.

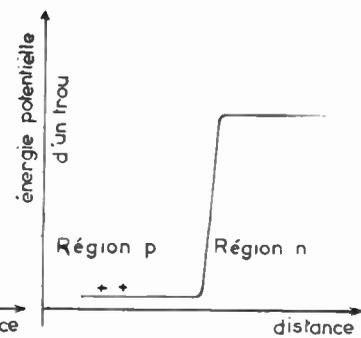


FIG. 3b.

à la 4<sup>e</sup> colonne du tableau périodique des éléments. On choisira les impuretés de contamination, soit dans la 3<sup>e</sup> colonne, soit dans la 5<sup>e</sup> colonne. Pour « contaminer », il suffit d'une concentration, en atomes d'impureté par atome, de l'ordre de  $10^{-8}$ . Donnons des exemples. L'antimoine, élément pentavalent introduit dans du germanium est « donneur » d'électrons et crée une zone de conductivité négative dite de type « n ». Au contraire, l'indium, élément trivalent, au sein du germanium est un « accepteur » d'électrons et, par suite, crée une zone de conductivité positive dite de type « p ». Signalons qu'il est encore possible de modifier la conductivité du semi-conducteur intrinsèque autrement qu'en ajoutant des impuretés. Ainsi les rayons cosmiques, les bombardements nucléaires, les photons, l'application d'un potentiel, perturbent le cristal dans ce sens.

Si le technicien s'acharne à résoudre ces problèmes c'est pour ensuite pouvoir profiter de deux importantes propriétés des semi-conducteurs :

1<sup>o</sup> Des électrons peuvent être introduits dans un semi-conducteur de type « p » et des « trous » peuvent l'être dans un semi-conducteur de type « n » en faisant circuler en eux un courant.

2<sup>o</sup> Les électrons circulent plus lentement dans un semi-conducteur que dans un conducteur et les trous plus lentement que les électrons. Dans le germanium, les mobilités sont :

$$\mu \text{ électron} = 3\,900 \text{ cm/s/volt/cm } (1).$$

$$\mu \text{ trou} = 1\,900 \text{ cm/s/volt/cm } (1).$$

Examinons maintenant ce qui se passe dans un redresseur comme la diode à jonction.

Un tel élément est constitué par un monocristal, de germanium par exemple, dans lequel on a créé deux portions en y insérant des impuretés, l'une de

type n, l'autre de type p. La frontière des deux régions constitue la jonction (fig. 1 a).

Une barrière de potentiel existe à la jonction (fig. 1 b) qu'une très faible proportion de porteurs arrive à franchir et cela uniquement par diffusion s'il n'y a aucune polarisation appliquée. Plus précisément, si un trou diffuse, il laisse derrière lui un ion accepteur négativement chargé, cela d'un côté de la jonction. Alors que de l'autre côté, on trouvera des ions donneurs positivement chargés que des électrons ayant diffusé, auront laissés derrière eux. C'est cette simple diffusion qui conduit à l'établissement d'un dipôle électrostatique à la jonction, auquel s'associe un champ électrique qui s'oppose, à la poursuite de la diffusion.

Par contre, si l'on applique une différence de potentiel de part et d'autre de la jonction (fig. 2 a), de manière que l'électrode positive soit reliée à la région de type p et l'électrode négative à la région de type n, alors les électrons et les trous peuvent en proportion nettement plus grande, franchir la barrière qui est plus basse, aller les uns vers les autres et se recombiner (fig. 2 b). La résistance apparente du dipôle est faible et le courant débité élevé. Au contraire, si l'on inverse les polarités du potentiel appliqué (fig. 3 a), l'effet est très différent. Les électrons et les trous s'éloignent les uns des autres car la barrière plus haute devient quasiment infranchissable. Le semi-conducteur tend à devenir un isolant (fig. 3 b). Le courant traversant la jonction est la somme des courants dus aux électrons et aux trous (génération et recombinaison). Il est donné selon la théorie établie par Shockley (1) par la formule :

$$I = I_s \left( e^{\frac{eV}{KT}} - 1 \right)$$

(1) M.B. PRINCE. *Phys. Rev.* (1953), 92, 3, 681-7.

(2) W. SHOCKLEY. *Bell Syst. Techn. Journ.* (1949), 28, 435-89.

où  $I_s$  est la somme algébrique des courants générateurs de trous et d'électrons.

$V$  est la tension de polarisation.

$e$  est la charge de l'électron.

$K$  est la constante de Boltzmann.

$T$  est la température absolue.

Comme le montre la fig. 4, cette formule est en bon accord avec des résultats expérimentaux obtenus

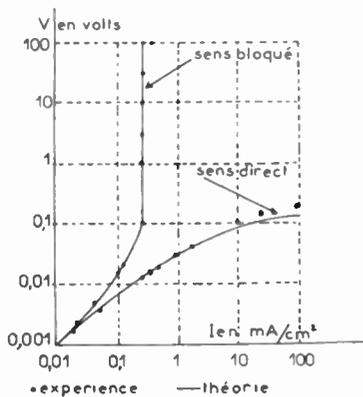


FIG. 4 — Caractéristique de redressement pour une jonction P.N. (d'après SHOCKLEY).

nus sur une jonction  $p-n$ . Il existe une autre théorie due à R.N. Hall (1) basée sur l'hypothèse consistant à admettre la juxtaposition de deux barrières à la jonction. Cela conduit à la formule :

$$I = I_s \left( e^{\frac{eV}{2KT}} - 1 \right)$$

Des mesures faites sur les diodes à jonction fabriquées à la Compagnie Française Thomson-Houston, montrent que celles-ci relèvent de cette dernière théorie due à R.N. Hall.

### Comment se présente une diode à jonction ?

Le type de jonction le plus classique est obtenu par fusion d'un métal accepteur sur un cristal de

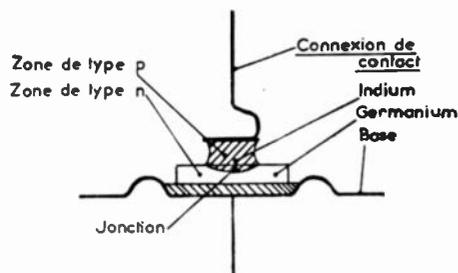


FIG. 5. — Assemblage constituant une diode à jonction.

semi-conducteur déjà légèrement contaminé par un donneur donc de type  $n$ . L'accepteur fondu diffuse dans le cristal y créant une zone de type  $p$ , limitée par la jonction proprement dite. La figure

5 représente l'assemblage constituant la jonction avec ses connexions. La figure 6 montre les éléments utilisés, c'est-à-dire une base, un cristal de germanium un cube d'indium et une connexion de contact. L'alumette placée à côté de ces éléments, permettra au

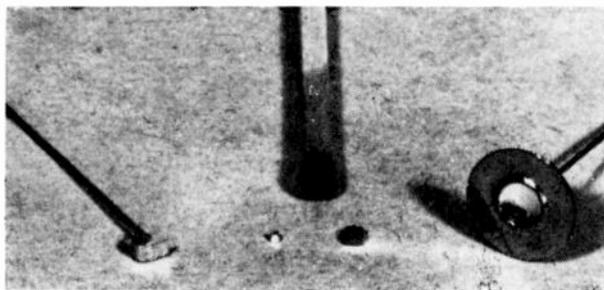


FIG. 6. — Eléments constitutifs d'une diode à jonction au germanium.

lecteur d'avoir une idée des dimensions. La diode à jonction est placée dans une enceinte aussi étanche que possible ; elle est ainsi protégée et facilement utilisable. Sur la fig. 7 sont représentées enfin quelques diodes à jonction fabriquées actuellement à la Compagnie Française Thomson-Houston.

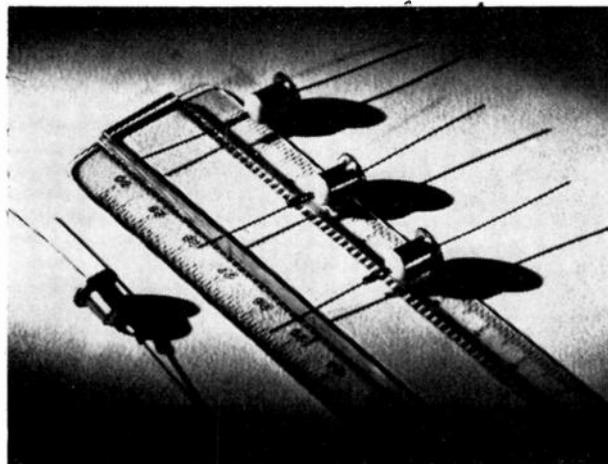


FIG. 7. — Quelques types de diodes à jonction fabriquées à la C. F. T. H.

Signalons qu'il est possible de réaliser des jonctions par d'autres méthodes que celle que nous venons de décrire, appelée encore méthode de la goutte. J'en signalerai seulement une, (méthode par extraction) parce qu'elle est des plus élégantes. Elle consiste à obtenir directement une jonction lors du tirage du monocristal et ceci peut être obtenu de plusieurs façons, entre autres, par simple variation de la vitesse d'extraction. En effet à toute variation de la vitesse d'extraction correspond une augmentation ou une diminution de la ségrégation des impuretés. Ainsi, en utilisant convenablement ce phénomène, il est loisible de réaliser une jonction ou plus précisément la juxtaposition de deux zones de contaminations bien différentes au sein du monocristal : le plan de jonction étant perpendiculaire à l'axe d'extraction. Sur un seul monocristal tiré avec cette technique, on sait réaliser jusqu'à 100 jonctions se succédant les unes aux autres.

(1) R.N. HALL. *Proc. of the I.R.E.* (1952), 40, 1512-18.

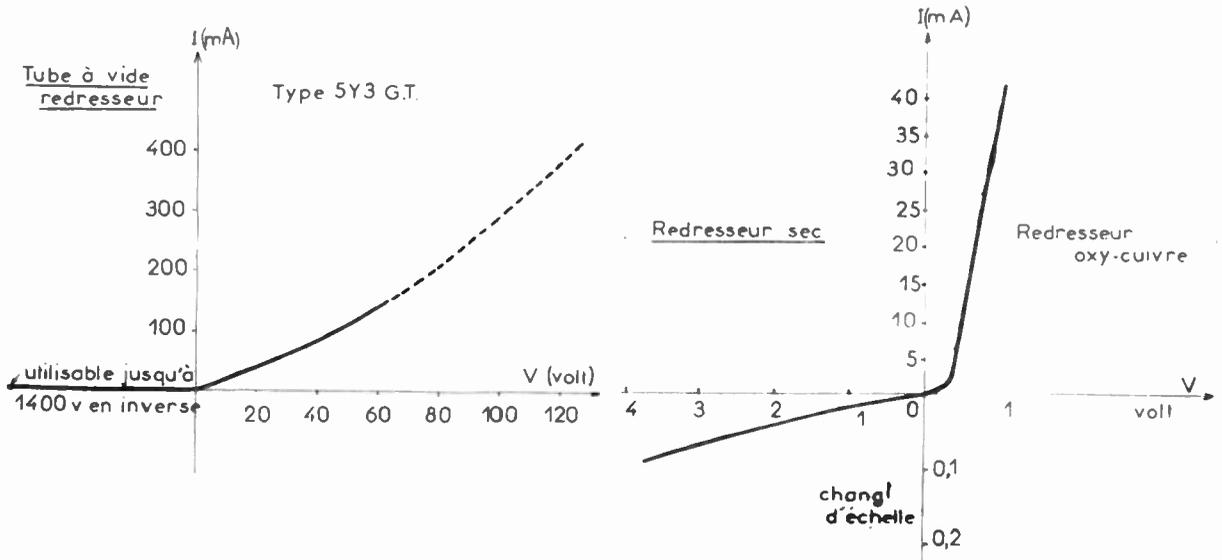


FIG. 8. — Caractéristiques d'un tube à vide et d'un redresseur sec.

**Caractéristiques des diodes à jonction.**

Tout électronicien connaît la caractéristique d'un tube à vide redresseur. On connaît peut-être moins la caractéristique d'un redresseur sec qu'il soit à oxyde de cuivre ou au sélénium, différente de celle d'un tube à vide en ce qu'elle indique une résistance inverse non infinie (fig. 8).

En ce qui concerne les diodes à jonction, et plus particulièrement celles au germanium, nous ne nous bornerons pas à donner une caractéristique moyenne. Nous préférons dans cet article, et dans le cadre de cette revue consacrée à la pièce détachée, donner au lecteur, un certain nombre d'éléments d'appréciation aussi précis que possible. Heureusement, il n'existe pas encore autant de types de diodes à jonction que de types de tubes à vide, ce qui limitera cette présentation. Nous donnons ci-dessous les caractéristiques de 3 types de diodes à jonction au germanium, actuellement fabriquées, à la Compagnie Française Thomson-Houston, ce sont les types 1N91 - 1N92 et 1N93 (Tableau 1 - fig. 9).

TABLEAU I

DIODES A JONCTION

Types 1N91 - 1N92 - 1N93

CARACTÉRISTIQUES LIMITES D'UTILISATION

(Pour 50 Hz, à 55° C, sur charge résistive)

	TYPES		
	1N91	1N92	1N93
Tension inverse de crête (V)	100	200	300
Courant moyen redressé (mA)	150	100	75
Courant instantané (1 s) de surcharge (A)	25	25	25
Chute de tension à pleine charge (V)	0,5	0,5	0,5
Courant inverse à la tension inverse max. (mA)	2,7	1,9	1,2
Fréquence limite de fonctionnement (kHz)	50	50	50
Température de stockage	85	85	85

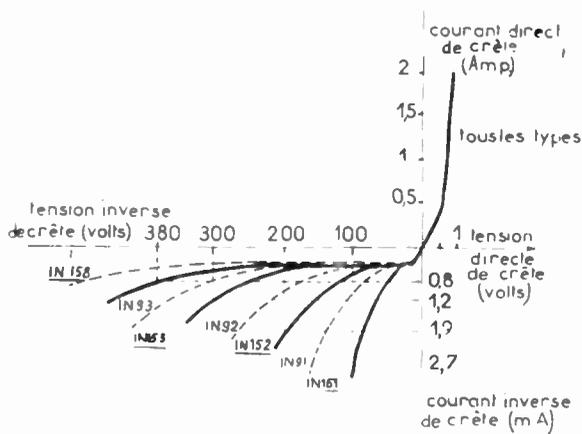


Fig 9. — Caractéristique dynamique à 55°C et à 50 Hz.

A partir du moment où l'on considère qu'une diode à jonction peut faire office de redresseur de puissance, on demandera au technicien d'en changer la présentation. Ainsi, en montant des diodes de types sus-indiqués, sur des bases de plus grandes dimensions, constituant alors des ailettes de refroidissement, on a transformé la diode en un petit redresseur de puissance. C'est ce qui a conduit la Compagnie Française Thomson-Houston à fabriquer 4 types de petits redresseurs 1N151 - 1N152 - 1N153 et 1N158. Ces diodes ont encore été appelées diodes-télévision à cause de leur utilisation initiale. Quelle que soit la tension inverse de crête de ces redresseurs, il peuvent débiter un courant moyen direct de 500 mA (tableau 2). De plus, ces éléments montés sur ailettes peuvent être montés en parallèle ou en série et former des assemblages redresseurs des plus variés.

TABLEAU II

DIODES A JONCTION

Types 1N151 - 1N152 - 1N153 - 1N158

CARACTÉRISTIQUES LIMITES D'UTILISATION

(Pour 50 Hz, à 55° C, sur charge résistive)

	TYPES			
	1N151	1N152	1N153	1N158
Tension inverse de crête (V)	100	200	300	380
Courant moyen redressé (mA)	500	500	500	500
Courant instantané (1 s) de surcharge (A)	25	25	25	25
Chute de tension à pleine charge (volts)	0,7	0,7	0,7	1,4
Courant inverse à la tension inverse max. (mA)	2,4	1,9	1,2	0,8
Fréquence limite de fonctionnement (kHz)	50	50	50	50
Température de stockage (° C)	85	85	85	85

Ils rappellent alors les empilements des plaques de redresseurs secs soit à l'oxycuivre, soit au sélénium (fig. 10).

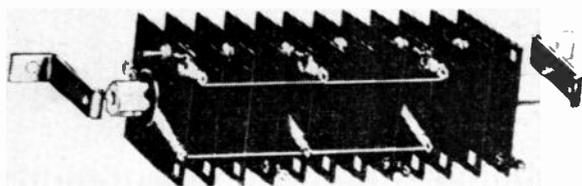


Fig. 10. — Empilement de diodes à jonction.

Quels services peuvent nous rendre les diodes à jonction ?

La diode à jonction, à peine née dans l'esprit des théoriciens, à peine réalisée par les techniciens, a suscité de nombreux espoirs. Déjà on affirme couramment que la diode à jonction a une place très importante à prendre dans l'industrie. Cette assertion est fondée sur les raisons principales suivantes :

- 1° C'est un redresseur très efficace.
- 2° Sa durée de vie promet d'être très longue.

On peut déjà dire que la diode à jonction peut faire, dans la plupart des circuits, soit le même travail que les valves, soit celui des redresseurs secs de faibles puissances. Pour les puissances supérieures, on s'adressera au redresseur à jonction de puissance. Dans de telles fonctions, la diode à jonction apporte de substantiels avantages et dans de bien meilleures conditions de travail. Le lecteur aura déjà noté dans les tableaux précédents quelques uns de ces avantages : augmentation de la tension inverse de travail, augmentation de l'intensité du courant redressé, très faibles pertes de puissance. A cela, il faut ajouter qu'il n'y a plus de filaments et l'on sait tous les bénéfices auxquels cela conduit.

La diode à jonction peut donc être utilisée dans tous les montages redresseurs classiques ne nécessitant pas une puissance trop élevée. Nous représentons ci-dessous (fig. 11) un montage de redresseur, double alternance, quadrupleur de tension. Ce montage

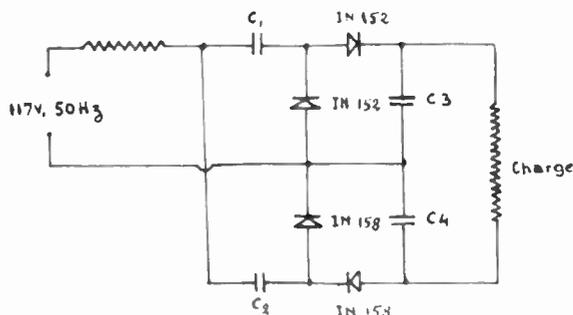


Fig. 11a. — Montage redresseur double alternance quadrupleur de tension.

$C_1 = C_2 = 250 \mu F (200 V)$

$C_3 = C_4 = 125 \mu F (350 V)$

$R$  (impédance totale d'entrée) = 4,7  $\Omega$  min.

- Utilisation  $\left\{ \begin{array}{l} 552 \text{ volts} \\ 550 \text{ mA max.} \\ 25^\circ C \end{array} \right.$
- $\left\{ \begin{array}{l} 595 \text{ volts} \\ 350 \text{ mA max.} \\ 5^\circ C \end{array} \right.$

Ondulation : 4 %  
Rendement : 95 % min.

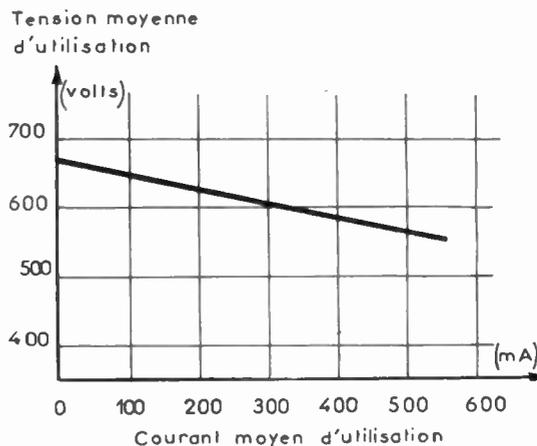


Fig. 11b. — Courbe de réglage pour un montage double alternance quadrupleur de tension utilisant des diodes type 1N94.

utilise des diodes du type 1N158, chacune de celles-ci pouvant être remplacées par deux diodes du type 1N152. Ce montage est accompagné de la courbe de réglage et des valeurs numériques des capacités et des résistances utilisées. On notera l'intérêt d'un tel montage qui permet d'obtenir une tension continue de 552 volts avec un débit de l'ordre de 500 mA à 25° C, en partant de la tension secteur soit 117 volts alternatifs. Un tel montage sera avantageusement utilisé par exemple dans un émetteur de petite puissance.

Mais, à côté des montages redresseurs classiques où la diode à jonction vient prendre sa place avec tous les avantages que nous avons énumérés, se développe actuellement une série de nouvelles et très

séduisantes applications. Parmi celles-ci, nous choisissons le régulateur shunt. Nous rappelons qu'un régulateur shunt est un système qui, mis en parallèle sur une impédance de charge, permet à celle-ci d'être alimentée sous tension constante, malgré les variations de la tension du générateur et même si l'impédance de charge varie.

Sur la fig. 13 une diode à jonction constitue le régulateur shunt mis en parallèle sur la charge. La caractéristique inverse d'une diode à jonctions convenant à une telle fonction doit présenter une tension de Zener bien marquée, de telle manière que la stabilisation soit faite à cette tension. Dans le cas présenté ci-contre la stabilisation a lieu à 24 volts

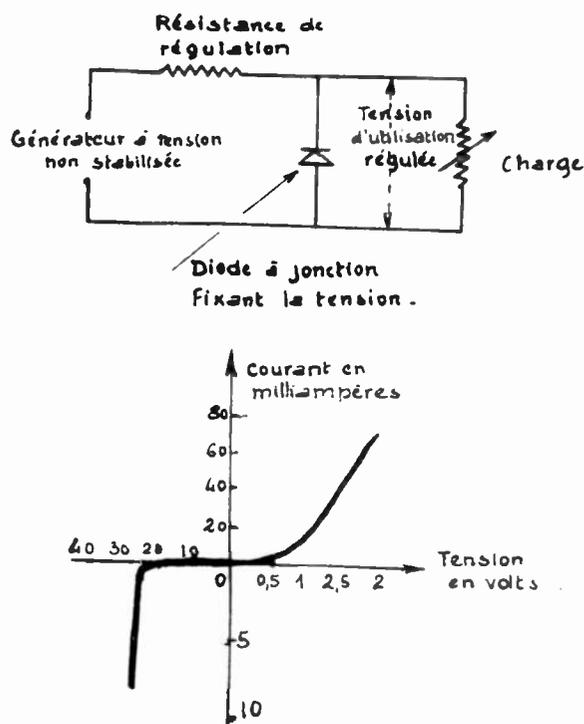


FIG. 12. — Caractéristique d'une diode à jonction utilisable pour un régulateur shunt 24 volts.

pour des courants variant de 1 à 10 mA. D'après le montage indiqué, on conçoit le fonctionnement du régulateur shunt. Quand la tension d'alimentation varie, le courant débité varie, mais puisque la tension de référence imposée par la diode est fixe, la variation de courant se traduit par une variation de chute de tension dans la résistance de régulation et ainsi la tension sur la charge reste constante. Par ailleurs, si la résistance de charge varie, au lieu d'avoir une variation de chute de tension dans cette résistance, le régulateur shunt tirant plus ou moins de courant, c'est dans la résistance de régulation qu'à lieu la variation de tension.

Ces exemples auront, j'espère, permis au lecteur d'apprécier quelques unes des possibilités offertes par les diodes à jonction. Il nous reste à revenir sur une remarque. Quand on utilise une pièce détachée radioélectrique, on ne doit pas perdre de vue un facteur d'intérêt primordial, je veux dire sa durée de

vie. Sous cet angle, la diode à jonction présente, nous l'avons déjà dit ; un avantage très net. On prévoit que sa durée de vie est de quelques dizaines d'années, peut-être beaucoup plus. Ainsi s'offre la possibilité de réaliser des installations qui peuvent fonctionner en permanence et sans défaillance pendant un temps supérieur à celui d'une vie humaine.

### Les nouveaux problèmes posés par l'utilisation des diodes à jonction.

La diode à jonction est avec la diode à pointe l'annonciatrice d'une série d'éléments à base de semi-conducteurs et des transistors à pointes et à jonctions entre autres.

Ces nouveaux éléments sont de dimensions particulièrement réduites et conduisent le radioélectricien à miniaturiser ses circuits. C'est un aspect particulier du problème qu'il ne faut pas négliger car il entraîne une révision complète des fabrications de pièces détachées et en particulier des condensateurs, des selfs, des transformateurs de liaison, etc... D'autre part, et par souci d'honnêteté vis-à-vis de l'utilisateur, nous terminerons par quelques notes de prudence. D'abord, signalons une limitation en fréquence dans l'emploi des diodes à jonction. La limite supérieure est de l'ordre de 50 kHz, pour les modèles classiques. Mais on peut espérer que cette limite sera bientôt relevée et qu'il sera possible de faire fonctionner les jonctions à quelques mégacycles ou plus. Nous conseillerons aussi la prudence quant au comportement en fonction de la température : une diode à jonction au germanium ne peut plus être utilisée au-dessus de 70° C et ses caractéristiques varient sensiblement avec la température. Cependant, soyons optimistes, car on connaît déjà d'autres éléments semi-conducteurs, tels le silicium et certains alliages III-V, bien moins sensibles aux effets thermiques et fonctionnant encore parfaitement à plus de 100° C.

### Conclusion.

Nous dirons pourquoi nous portons tant d'intérêt aux diodes à jonction.

— Dès maintenant, la production des diodes à jonction est suffisante pour que nous soyons assurés de la reproductibilité des types annoncés et cela dans des limites aussi étroites que possibles.

— Les diodes à jonction mises en service ont pleinement donné satisfaction à chaque fois qu'elles ont été utilisées avec la prudence nécessaire.

— La stabilité de ces éléments a été prouvée.

— Ces assurances viennent évidemment s'ajouter aux avantages appréciables déjà énoncés : durée de vie presque illimitée, consommation faible, encombrement très réduit, absence de chauffage, résistance aux efforts mécaniques.

— Ainsi la diode à jonction nous apparaît comme un des premiers succès de la transposition dans le domaine technologique des théories de l'état solide.

# PROPRIÉTÉS ESSENTIELLES DES TRANSISTRONS

PAR

J.M. MOULON

*Ingénieur des Télécommunications  
au Centre National d'Etudes des Télécommunications*

NOTE : Cet article correspond à l'enseignement dispensé par l'auteur aux élèves de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications ; il s'adresse à des techniciens spécialistes d'électronique et a pour but de donner une idée d'ensemble des propriétés et des possibilités des transistrons. Un ouvrage plus détaillé est en cours de rédaction.

## PLAN

### I. — GÉNÉRALITÉS SUR LES SEMI-CONDUCTEURS.

### II. — GÉNÉRALITÉS SUR LES QUADRIPOLES.

### III. — LE TRANSISTRON JONCTION EN BF.

- 1° Constitution — Phénomènes Physiques.
- 2° Réseaux de Caractéristiques.
- 3° Schémas Equivalents.
- 4° Montage émetteur à la masse.
- 5° Montage base à la masse.
- 6° Montage collecteur à la masse.
- 7° Domaine d'amplification. Stabilisation. Polarisation (température).
- 8° Amplificateurs à courant continu.
- 9° Bruit.
- 10° Exemples d'applications.

### IV. — LE TRANSISTRON JONCTION EN HF.

- 1° Phénomènes physiques.
- 2° Schémas équivalents.
- 3° Amplificateurs accordés.

### 4° Amplificateurs à large bande.

### 5° Basculeurs.

### V. — LES TRANSISTRONS A POINTES.

- 1° Phénomènes physiques.
- 2° Réseau de caractéristiques.
- 3° Schéma équivalent.
- 4° Stabilité.
- 5° Amplification.
- 6° Basculeurs.

### VI. — EVOLUTION DU TRANSISTRON. PERSPECTIVES D'AVENIR.

- 1° Transistron à pointes.
- 2° Fieldistor.
- 3° Transistron jonction (tirage, fusion, alliage).
- 4° Transistron unipolaire.
- 5° Tétrode HF.
- 6° Transistron Barrière de Surface.
- 7° Transistron NPIN et PNIP.
- 8° Emploi du Silicium et de corps composés.

### VII. — MESURE DES TRANSISTRONS.

- 1° Tracé de caractéristiques.
- 2° Eléments du schéma équivalent.
- 3° Facteur de bruit.
- 4° Influence de la température.
- 5° Courant de saturation.
- 6° Transistron-mètre de poche.

## PREMIERE PARTIE

## CHAPITRES I, II et III

Les premiers types de transistors sont apparus vers l'année 1948, et les amplificateurs basés sur les semi-conducteurs ont fait, depuis, l'objet de recherches très poussées dans de nombreux pays ; on peut considérer que l'année 1954 aura vu les débuts d'une production en série convenable. Les premiers éléments ont donné bien des déboires, mais, progressivement, la qualité de la fabrication s'est améliorée et, à la fin de l'année 1954, certains modèles permettent d'envisager des essais intéressants à une échelle importante. Une des qualités essentielles, la durée de vie, nécessite une étanchéité parfaite et des soins très stricts dans la fabrication ; les espoirs d'il y a plusieurs années dans ce domaine semblent se vérifier. Le recul n'est néanmoins pas suffisant pour que l'on ose assurer les chiffres de plusieurs dizaines, voir plusieurs centaines d'années trouvés par extrapolation des résultats actuels. Le rendement approche les valeurs théoriques, 50 % en classe A, 78 % en classe B. Le faible volume oblige à envisager une réduction importante des dimensions des pièces détachées qui doivent suivre les éléments actifs. Le bruit de fond, initialement très important, a été réduit de façon sensible, et laisse le champ ouvert à de très nombreuses applications. Des progrès sont souhaitables dans deux domaines, la tenue en température et la réponse en fréquence. Les perfectionnements obtenus en laboratoire en utilisant des semi-conducteurs de diverses natures laissent augurer une réduction sensible de l'effet de la température, la limite d'utilisation étant repoussée de quelques 80° à 150° ; de même, l'emploi de certains artifices entre les électrodes est en train d'accroître la fréquence maximum utilisable, phénomène comparable quant aux résultats à l'introduction d'un écran dans la triode.

Même aux basses fréquences l'utilisation des transistors dans les circuits demande plus de précautions que celle des tubes à vide, car il y a plus de paramètres à prendre en considération. On arrive néanmoins à voir une correspondance entre les deux éléments amplificateurs en remarquant que la différence vient essentiellement des phénomènes sur les électrodes d'entrée : l'impédance d'entrée d'une grille est élevée et le signal agit par une tension ; au contraire, l'impédance d'entrée d'une base de transistor est faible et le signal agit par un courant. La correspondance, illustrée par la figure I-1, peut rendre des services appréciables.

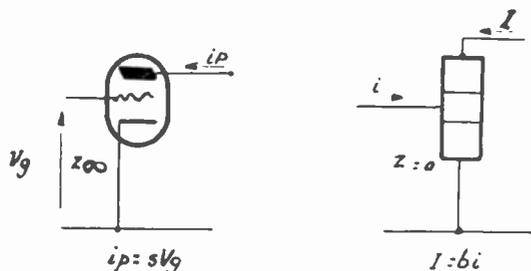


FIG. I-1. — Correspondance schématisée, mais souvent pratique à utiliser, entre un tube à vide et un transistor idéalisé.

Les phénomènes physiques mis en jeu dans les tubes à vide et dans les transistors se présentent très différemment, il est nécessaire avant d'étudier les principes, même élémentaires, du fonctionnement des transistors, de rappeler quelques propriétés fondamentales des semi-conducteurs et des diodes.

## I. Généralités sur les semi-conducteurs.

Un semi-conducteur intrinsèque, c'est-à-dire absolument pur et dénué de toute imperfection de son réseau cristallin, est un très mauvais conducteur, voisin d'un isolant, dans un domaine étendu de température. L'introduction d'un corps étranger, même à l'état de traces, augmente notablement la conductivité du semi-conducteur qui est dit alors extrinsèque. Suivant la nature de l'impureté cette dernière peut se comporter en donneur d'électrons, analogues à des électrons libres, ou en accepteur d'électrons, dans ce dernier cas l'impureté ravit un ou plusieurs électrons au réseau cristallin du semi-conducteur, le défaut d'électron, ou lacune, qui apparaît alors, se comporte comme une charge positive de masse positive susceptible de se mettre en mouvement ; un électron vient remplir la lacune A laissant derrière lui une nouvelle lacune en B, tout se passant en définitive comme si une charge positive était passée de A en B. Les électrons et les lacunes ont des mobilités du même ordre de grandeur de telle sorte que l'on se trouve en présence d'un double mode de conductibilité.

On appelle semi-conducteur de type N, un semi-conducteur tel que le nombre des donneurs l'emporte sur celui des accepteurs, la conductibilité ayant lieu surtout par l'intermédiaire d'électrons négatifs.

On appelle semi-conducteur de type P un semi-conducteur tel que le nombre d'accepteurs l'emporte sur celui des donneurs, la conductibilité ayant lieu surtout par l'intermédiaire de lacunes positives.

Le même semi-conducteur peut être de type N ou P suivant la nature des impuretés qu'il contient.

Lorsqu'un flux de charges de type anormal pénètre dans un semi-conducteur, par exemple des lacunes dans un corps de type N, ces charges ont tendance à se recombiner avec les charges normales présentes en grand nombre, on peut donc définir une durée de vie moyenne et une longueur de diffusion qui caractérisent le corps.

La résistivité décroît lorsque le nombre des impuretés augmente, la durée de vie n'est pas directement liée à la résistivité.

Les phénomènes de surface sont assez complexes, et, bien qu'ils interviennent considérablement dans les corps de petite section, nous raisonnerons sur les phénomènes en volume dans un but de simplification.

A partir d'une certaine température, fonction du taux d'impuretés, les propriétés du semi-conducteur s'évanouissent.

## JONCTION.

On appelle jonction une discontinuité brutale dans la nature ou la concentration des impuretés. Une

jonction N P est représentée sur la figure 1-2. Au repos, il existe un nombre important d'électrons dans la région N et de lacunes dans la région P qui sont en équilibre thermique. Lorsque l'on applique

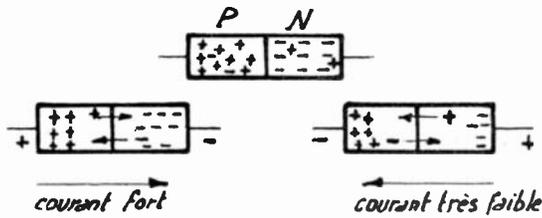


FIG. 1-2. — Effet de redressement d'une jonction N.P.

une tension positive à la région P les charges majoritaires franchissent la jonction dans les deux sens et il s'établit un courant important dit courant direct ; au contraire lorsque la tension appliquée à la région P est négative les charges majoritaires s'écartent de la jonction où apparaît une région isolante ; il passe alors un courant très faible  $I_{co}$  dû aux porteurs minoritaires, des électrons dans la région P et des lacunes dans la région N. L'effet de redressement est mis en évidence sur la figure 1-3 qui représente la caractéristique théorique d'une diode :

$$I = I_{co} (e^{\frac{V}{V_E}} - 1)$$

Un coude brusque apparaît à une certaine tension inverse limite  $V_z$  (effet Zeener), suffisante pour faire

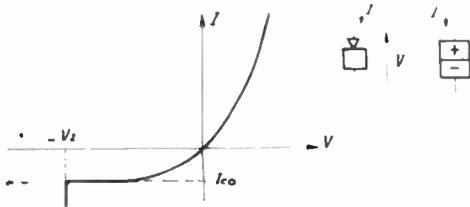


FIG. 1-3. — Caractéristique théorique d'une diode à jonction.

apparaître, par dissociation, des paires électron-lacune. Le courant  $I_{co}$ , appelé courant de saturation, est une fonction croissante exponentielle de la température.

Une pointe posée sur un cristal semi-conducteur, peut, dans certaines conditions, donner des phénomènes identiques à ceux observés dans une jonction P-N.

II. Généralités sur les quadripôles.

Le transistor n'est pas un élément irréversible, un signal appliqué aux électrodes de sortie réapparaît affaibli sur les électrodes d'entrée. Pour bien comprendre les propriétés du transistor, élément actif réversible, et bien pouvoir les utiliser, il est indispensable d'avoir une connaissance suffisante des propriétés des quadripôles. Le but de ce paragraphe est de rassembler un jeu de formules essentielles à l'étude des transistrons.

TERMES DE LA MATRICE D'IMPÉDANCES.

Soit un amplificateur schématisé sur la figure II-1. Au signal correspondant des courants  $i_1$  et  $i_2$  ainsi que des tensions  $V_1$  et  $V_2$  qui sont superposés aux courants et tensions continues de polarisation et d'alimentation.

Le signal étant supposé suffisamment faible pour



FIG. II-1. — Quadripôle schématisé.

que l'on puisse considérer l'amplificateur comme linéaire, on peut poser les relations algébriques :

$$V_1 = Z_{11} i_1 + Z_{12} i_2$$

$$V_2 = Z_{21} i_1 + Z_{22} i_2$$

Les propriétés de l'amplificateur dans les conditions de polarisation choisies sont définies par le tableau :

$$\begin{vmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{vmatrix}$$

appelé matrice d'impédance du quadripôle. Dans le cas d'un amplificateur les termes du tableau peuvent s'interpréter comme suit :

$Z_{11}$  et  $Z_{22}$  représentent les impédances terminales lorsque l'extrémité opposée est ouverte.

$Z_{21}$  est le terme de transfert de l'entrée à la sortie, c'est lui qui généralement représente le phénomène physique d'amplification.

$Z_{12}$  correspond à l'influence de la sortie sur l'entrée, c'est le terme de réaction du quadripôle.

FORMULES GÉNÉRALES.

La figure II-2 représente un amplificateur inséré



FIG. II-2.

entre un générateur ( $E, z_g$ ) et un récepteur ( $z_r$ ).

L'application des lois de Kirchoff conduit aux relations :

$$E - z_g i_1 = Z_{11} i_1 + Z_{12} i_2$$

$$- z_r i_2 = Z_{21} i_1 + Z_{22} i_2$$

D'où les valeurs des courants et des tensions :

$$i_1 = E \frac{Z_{22} + z_r}{\Delta} \quad V_1 = E \frac{Z_{11}(Z_{22} + z_r) - Z_{12} Z_{21}}{\Delta}$$

$$i_2 = - E \frac{Z_{21}}{\Delta} \quad V_2 = E \frac{Z_{21} z_r}{\Delta}$$

avec  $\Delta = (Z_{11} + z_g)(Z_{22} + z_r) - Z_{12} Z_{21}$

IMPÉDANCES.

L'impédance vue des bornes d'entrée est  $z_1 = \frac{V_1}{i_1}$ , soit :

$$z_1 = Z_{11} - \frac{Z_{12} Z_{21}}{Z_{22} + z_r}$$

L'impédance  $z_2$  vue à la sortie s'obtient en supprimant le générateur à la sortie, elle est donnée par la permutation des indices 1 et 2.

$$z_2 = Z_{22} - \frac{Z_{12} Z_{21}}{Z_{11} + z_g}$$

Un rôle intéressant est joué par les impédances images  $Z_1$  et  $Z_2$  définies ainsi : si l'on place  $Z_2$  en  $z_r$ , on voit  $z_1 = Z_1$  et réciproquement si  $z_g = Z_1$ , on voit  $z_2 = Z_2$ , soit :

$$Z_1 = Z_{11} - \frac{Z_{12} Z_{21}}{Z_{22} + Z_2}$$

$$\text{et } Z_2 = Z_{22} - \frac{Z_{12} Z_{21}}{Z_{11} + Z_1}$$

D'où les valeurs de  $Z_1$  et de  $Z_2$ .

$$Z_1 = Z_{11} \sqrt{1 - \frac{Z_{12} Z_{21}}{Z_{11} Z_{22}}}$$

$$Z_2 = Z_{22} \sqrt{1 - \frac{Z_{12} Z_{21}}{Z_{11} Z_{22}}}$$

AMPLIFICATION EN COURANT.

Nous poserons  $g_i = - \frac{i_2}{i_1} = \frac{Z_{21}}{Z_{22} + z_r}$ ; lorsque les termes sont tous réels  $g_i$  est maximum pour  $z_r = 0$ , l'expression  $\alpha = \frac{Z_{21}}{Z_{22}}$  sera appelée gain en courant.

AMPLIFICATION EN TENSION.

L'amplification en tension est définie par :

$$g_v = \frac{V_2}{V_1} = \frac{Z_{21} z_r}{Z_{11}(Z_{22} + z_r) - Z_{12} Z_{21}}$$

$g_v$  est généralement maximum pour  $z_r \rightarrow \infty$ , l'expression  $\beta = \frac{Z_{21}}{Z_{11}}$  sera appelée gain en tension.

AMPLIFICATION EN PUISSANCE.

On peut définir plusieurs amplifications en puissance ; nous nous contenterons de donner le gain composite dans le cas d'impédances internes et externes équivalentes à des résistances pures :

$$G_c = \frac{V_2 i_2}{E^2} = \frac{4 r_g r_r R_{21}^2}{\Delta^2}$$

Ce gain composite, rapport de la puissance sortant de l'amplificateur à la puissance maximum que peut débiter le générateur prend sa valeur optimum pour  $r_g = Z_1$  et  $r_r = Z_2$  soit :

$$G_m = \frac{R_{21}^2}{R_{11} R_{22} \left[ 1 + \sqrt{1 - \frac{R_{12} R_{21}}{R_{11} R_{22}}} \right]^2}$$

FORMULES ET PARAMÈTRES PRATIQUES.

Les termes de la matrice d'impédances s'introduisent dans les calculs par des groupements auxquels il est intéressant d'affecter un symbole particulier. Suivant le type de problème rencontré, on a intérêt à choisir un ensemble de quatre paramètres ou un autre pour définir le transistor (matrices d'impédances, d'admittances, de chaîne, en  $H$ ). Dans la suite de l'article, nous utiliserons les paramètres définis ci-dessous qui s'avèrent assez pratiques à l'usage :

$$\left. \begin{matrix} Z_{11} \\ Z_{22} \end{matrix} \right\} \text{ termes d'impédances}$$

$$\alpha = \frac{Z_{21}}{Z_{22}} \text{ gain en courant (c/c)}$$

$$\tau = 1 - \frac{Z_{12}}{Z_{11}} \alpha \left\} \text{ terme donnant une idée de la réaction propre du montage.}$$

$$\left[ \beta = \frac{Z_{21}}{Z_{11}} \text{ gain en tension (c/o) (terme auxiliaire)} \right]$$

Les formules établies au paragraphe précédent deviennent alors :

$$z_1 = Z_{11} \frac{\tau + \frac{z_r}{Z_{22}}}{1 + \frac{z_r}{Z_{22}}} \quad z_2 = Z_{22} \frac{\tau + \frac{z_g}{Z_{11}}}{1 + \frac{z_g}{Z_{11}}}$$

$$Z_1 = Z_{11} \sqrt{\tau} \quad Z_2 = Z_{22} \sqrt{\tau}$$

$$g_i = \frac{\alpha}{1 + \frac{z_r}{Z_{22}}} \quad g_v = \frac{\beta}{1 + \tau \frac{Z_{22}}{z_r}}$$

$$G_c = \frac{4 \frac{r_g}{R_{11}} \frac{r_r}{R_{22}} \alpha \beta}{\left[ \frac{r_g}{R_{11}} + \frac{r_r}{R_{22}} + \frac{r_g r_r}{R_{11} R_{22}} + \tau \right]^2} \quad G_m = \frac{\alpha \beta}{[1 + \sqrt{\tau}]^2}$$

### III. Le transistor jonction en B.F.

#### III-1. — CONSTITUTION — PHÉNOMÈNES PHYSIQUES

Un transistor jonction (figure III-1) comprend deux jonctions dans un même cristal séparées par

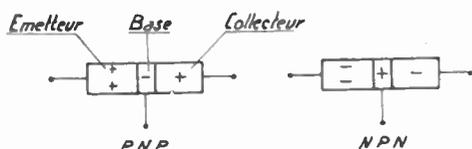


FIG. III-1. — Transistrons jonction schématisés.

une région mince appelée la base. Une des régions extrêmes est riche en impuretés et peut émettre beaucoup de charges, comme la cathode d'une lampe, l'autre peut collecter les charges émises par la première et joue le rôle d'une plaque ; ces régions sont appelées respectivement émetteur et collecteur. Les charges issues de l'émetteur doivent traverser la base pour atteindre le collecteur ; la base, région intermédiaire, joue le rôle d'une électrode de commande ; elle est comparable à une grille. Il existe évidemment deux types possibles de transistrons à priori : NPN et PNP. Les propriétés des transistrons peuvent différer suivant leur mode de fabrication, nous attendrons d'avoir passé en revue l'ensemble des propriétés générales des transistrons avant d'aborder ces problèmes (paragraphe VI-3).

Soit un transistor NPN relié à deux sources ainsi qu'il est représenté sur la figure III-2. Une f.e.m. appliquée entre émetteur et collecteur tend à entraîner les nombreux électrons de l'émetteur jusqu'au collecteur à travers la base. Le sens du courant résultant bloque la diode formée par la jonction collectrice et passe dans le sens direct de la jonction émettrice.

Lorsque le circuit de base est ouvert (figure a), la chute de potentiel se localise pratiquement à la jonction collectrice ; la différence de potentiel aux bornes de la jonction émettrice, très petite, ne permet le passage que d'un faible courant d'électrons vers la base. Ces électrons traversent cette dernière et continuent leur chemin dans le collecteur.

Si l'on agit sur la différence de potentiel  $e$  aux bornes de la jonction émettrice, le courant à travers cette jonction varie en conséquence. Plus précisément, lorsque l'on applique une tension positive entre base et émetteur (figure b) on favorise, à la jonction émettrice, le passage des électrons ; ces derniers sont alors captés par la forte différence de potentiel à la jonction collectrice. Le courant augmente en même temps que  $e$ . Au contraire lorsque le potentiel  $e$  est négatif (figure c) il tend à diminuer, à bloquer le courant de la jonction émettrice, donc le courant total.

La variation de puissance recueillie dans le circuit émetteur-collecteur peut être de 1 000 à 10 000 fois supérieure à celle mise en jeu entre base et émetteur.

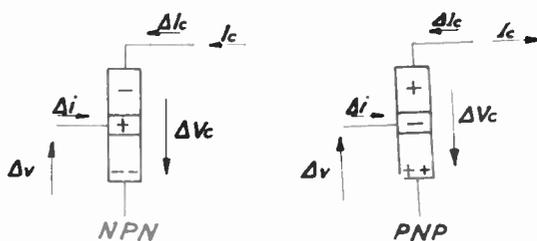


FIG. III-3. — Le transistor jonction déphase le signal de  $\pi$ .

Comme dans les tubes à vide à une tension positive à l'entrée correspond une augmentation du courant (type NPN) entrant dans l'électrode de sortie, soit en définitive une diminution de la tension aux bornes de l'impédance de charge (fig. III-3). Le transistor déphase les signaux de  $\pi$ .

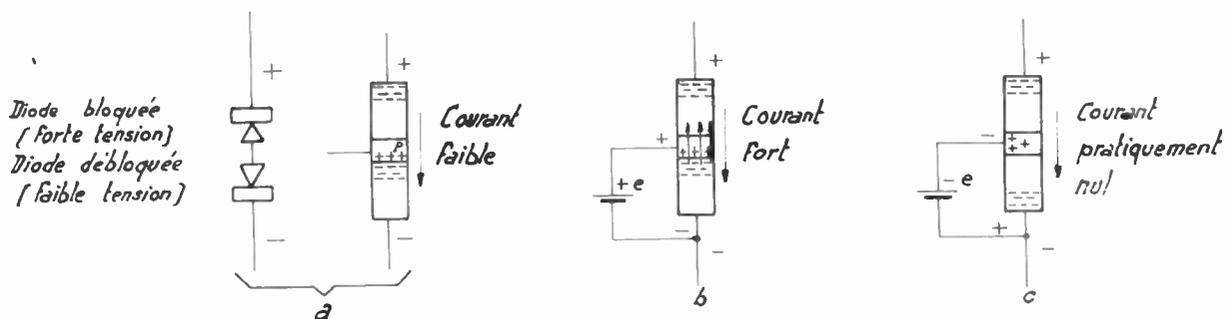


FIG. III-2. — Principe de fonctionnement d'un transistor jonction N.P.N.

La commande du courant du collecteur  $I$  par la tension  $e$  se fait avec le débit d'un courant très faible  $i$ . Ce courant serait nul si tous les électrons franchissant la jonction émettrice atteignaient le collecteur sans se recombinaer, et si aucun trou ne participait au courant. Pour un transistor bien construit la différence entre les courants d'émetteur et de collecteur est faible, il en résulte que le rapport  $\frac{\Delta I_c}{\Delta i}$  est grand. Il est maximum lorsque le collecteur est court-circuité, nous poserons :

$$b = \left( \frac{\Delta I_c}{\Delta i} \right) V_c = \text{constante.}$$

$b$  varie de 10 à 150.

III-2. — RÉSEAUX DE CARACTÉRISTIQUES.

On peut, comme dans le cas des tubes à vide, établir une relation linéaire approchée liant les courants et tensions continus de polarisation ; dans le cas du montage émetteur à la masse, elle a la forme :

$$I = I_0 + bi + \frac{V}{\rho_c}$$

Les sens des grandeurs sont indiqués sur la figure III-4 dans le cas d'un transistor PNP ; les paramètres  $I_0$ ,  $b$  et  $\rho_c$  ne sont, bien entendu, pas complètement indépendants de  $V$  et  $I$ , mais la relation ci-dessus rend de grands services, en particulier en matière de détermination de la polarisation. On peut matérialiser cette relation en traçant dans le plan  $V - I$  le réseau des caractéristiques  $i = \text{constante}$ . Un réseau de ce type, en partie idéalisé, est

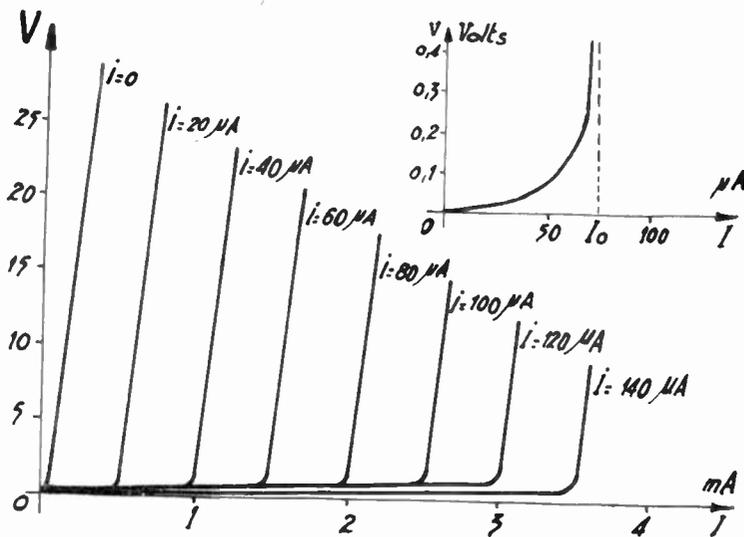


FIG. III-4. — Montage émetteur à la masse : caractéristiques.

représenté sur la figure III-4 ; sa connaissance permet de résoudre de nombreux problèmes où l'impédance d'entrée n'intervient pas en raison de sa faible valeur par rapport à  $\rho_c$ .

$\rho_c$  correspond à la pente des caractéristiques.

$b$  gain en courant (en court-circuit) est donné par l'écart entre les caractéristiques.

$I_0$  représente le courant à l'origine de la caractéristique  $i = 0$ .

Il existe des caractéristiques pour les valeurs négatives de  $i$ , nous reviendrons sur ce sujet au paragraphe III-7.

On peut intervertir le rôle des électrodes et considérer l'émetteur comme électrode d'entrée, de même que l'on peut attaquer un tube par la cathode ; les caractéristiques correspondant au montage base à la masse présentent parfois un certain intérêt, l'allure de leur réseau est représentée sur la figure III-5. Le passage du réseau d'un montage à celui de l'autre se fait aisément en remarquant que la tension à l'entrée étant négligeable, les tensions  $V$  et  $V_c$  sont très voisines, on a donc la correspondance :

$$V \# V_c$$

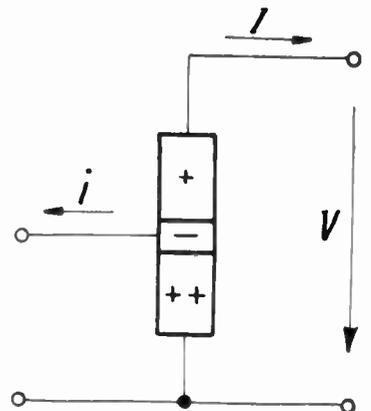
$$i = I_E - I_c$$

$$I = I_c$$

La relation valable pour le montage émetteur à la masse devient :

$$I_c = \frac{I_0}{b + 1} + \frac{b}{b + 1} I_E + \frac{V}{(b + 1)\rho_c}$$

(On peut remarquer que la caractéristique  $I_E = 0$ ,



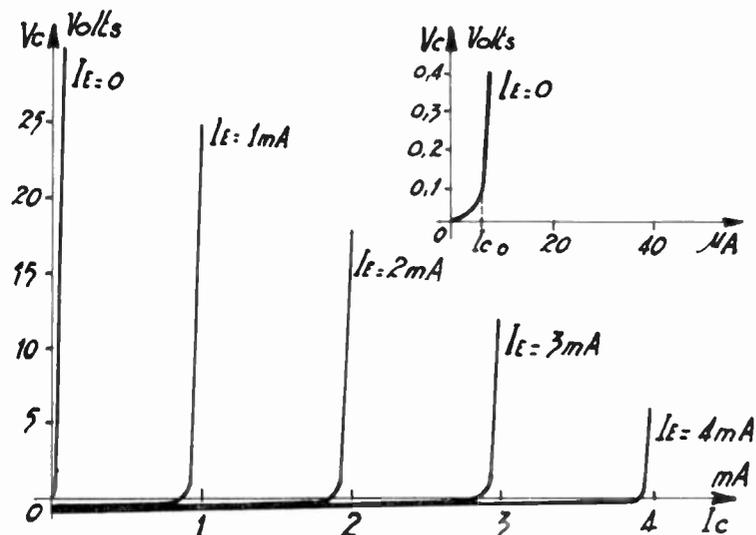
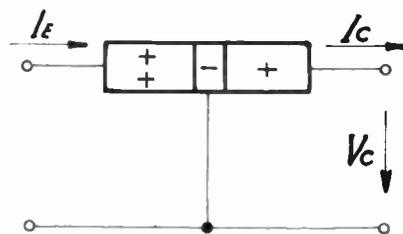


FIG. III-5. — Montage base à la masse : caractéristiques.



correspond à la diode collectrice considérée seule, par conséquent on a les relations :

$$\frac{I_0}{b + 1} = I_{c0} \text{ courant de saturation du collecteur.}$$

$$(b + 1) \rho_c = r_c \text{ résistance inverse du collecteur.}$$

D'autre part, le gain en courant du montage base à la masse  $\frac{\Delta I_c}{\Delta I_E}$  est égal à :

$$a = \frac{b}{b + 1}$$

Ce gain est très légèrement inférieur à un, ce qui s'explique bien puisque presque toutes les charges issues de l'émetteur sont captées par le collecteur.

La relation caractéristique du montage base à la masse s'écrit donc en définitive :

$$I_c = I_{c0} + a I_E + \frac{V}{r_c}$$

Nous retiendrons d'autre part les diverses relations :

$$I_0 = (b + 1) I_{c0} \text{ (} I_0 \text{ très supérieur à } I_{c0}\text{)}$$

$$\rho_c = \frac{r_c}{b + 1} \text{ (} \rho_c \text{ très inférieur à } r_c\text{)}$$

$$a = \frac{b}{b + 1} \text{ (} a \text{ très voisin de un mais inférieur à un).}$$

La photographie de la figure III-6 représente le traceur de caractéristiques de transistrons mis au

point au C.N.E.T. (voir paragraphe VII-1) ; on aperçoit un réseau correspondant à un transistron monté la base à la masse.

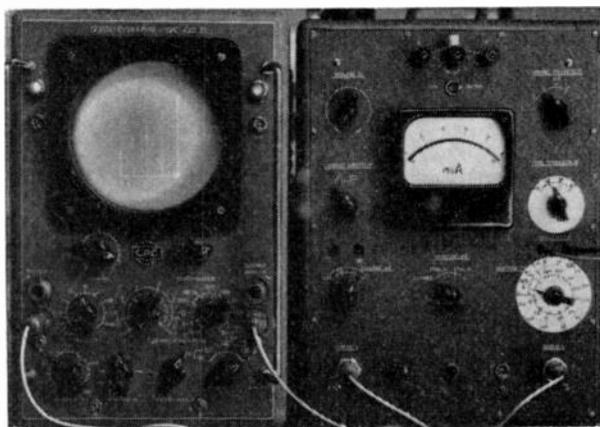


FIG. III-6. — Traceur de caractéristiques du C.N.E.T.

### III-3. — SCHÉMAS ÉQUIVALENTS.

On peut imaginer plusieurs réseaux comprenant des résistances, des forces électro-motrices ou des injecteurs de courant qui, pour un petit signal, possèdent des propriétés analogues à celles d'un transistron. Les schémas correspondants permettent l'établissement des équations de Kirchoff relatives à un dispositif comprenant des transistrons. Dans tous ces schémas on retrouve les mêmes éléments :

$r_e$  résistance différentielle de la jonction émettrice polarisée dans le sens direct.

$r_c$  résistance différentielle de la jonction collectrice polarisée dans le sens inverse.

$r_b$  résistance ohmique de la base du transistron.

$b$  gain en courant.

Le schéma qui correspond le mieux aux phénomènes physiques et qui est d'ailleurs très utile en pratique, est celui de la figure III-7. Les résistances  $r_b$  et  $r_c$  se retrouvent sans altération, par contre la résistance de l'émetteur  $r_e$  est multipliée par  $b + 1$

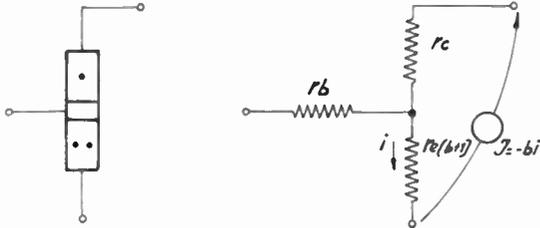


FIG. III-7. — Schéma équivalent, en basse fréquence, d'un transistor jonction (dédruit des phénomènes physiques).

pour tenir compte de l'effet de réaction négative dû au fait que la jonction émettrice est parcourue à la fois par les courants d'entrée et de sortie. Enfin, le phénomène d'amplification proprement dit est représenté par l'injecteur de courant  $J = -b i$  entre électrodes émettrice et collectrice.

Les résistances d'entrée  $r_e (b + 1)$  et  $r_b$  sont normalement de l'ordre de quelques centaines d'ohms, la résistance  $r_c$  dépasse souvent un mégohm.

La matrice d'impédance d'un tel tripôle a pour expression :

$$\begin{vmatrix} r_e + r_b & r_e \\ r_e - b \rho_c & r_e + \rho_c \end{vmatrix} \quad \left[ \rho_c = \frac{r_c}{b + 1} \right]$$

La forme de cette matrice suggère un autre schéma équivalent, très intéressant aux basses fréquences, représenté sur la figure III-8.

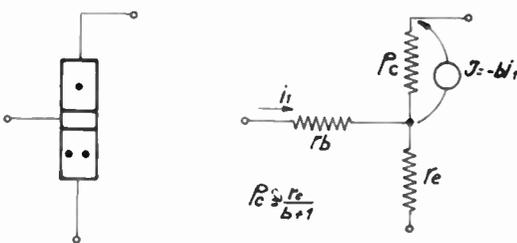


FIG. III-8. — Autre forme intéressante de schéma équivalent d'un transistor jonction en B.F.

Les tripôles des schémas équivalents des figures III-7 et 8 peuvent être utilisés dans le cas d'une attaque par une quelconque des électrodes, néanmoins ils sont surtout pratiques dans le cas du montage émetteur à la masse ; dans celui du montage base à la masse il est souvent préférable de rapporter l'amplification au paramètre courant d'entrée, c'est-à-dire au courant d'émetteur ; on obtient alors le schéma équivalent de la figure III-9 qui a pour matrice d'impédances :

$$\begin{vmatrix} r_e + r_b & r_b \\ r_b + a r_c & r_b + r_c \end{vmatrix}$$

Dans les deux montages les ordres de grandeurs

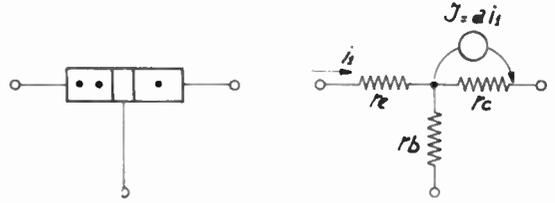


FIG. III-9. — Schéma équivalent d'un transistor jonction d'un emploi commode lorsque la base est à la masse.

sont tels que l'on peut simplifier les matrices d'impédances qui deviennent :

montage émetteur à la masse  $\| Z \| \# \begin{vmatrix} r_e + r_b & r_e \\ -b \rho_c & \rho_c \end{vmatrix}$

montage base à la masse  $\| Z \| \# \begin{vmatrix} r_e + r_b & r_b \\ a r_c & r_c \end{vmatrix}$

*Variations des paramètres avec le point de polarisation.*

Les schémas équivalents ne sont valables que pour des signaux suffisamment faibles pour que le transistor puisse être supposé linéaire ; en général les paramètres des schémas dépendent du point de polarisation et de la température.

Le terme dont les variations sont les mieux connues est la résistance d'émetteur  $r_e$ , on a en effet, dans le cas d'une diode, lorsque  $V$  est positif :

$$\frac{\Delta V}{\Delta I} = r_e \# \frac{V_E}{I}$$

(voir chapitre I).

La résistance d'émetteur varie comme l'inverse du courant d'émetteur (ou, à peu de chose près, comme l'inverse du courant de collecteur).

Dans le cas du germanium, on a, à la température ordinaire :

$$r_e \Omega \# \frac{26}{I, mA}$$

La résistance de base est très souvent constante, le terme  $r_c$  par contre varie sensiblement avec les courants et les tensions ; dans la plupart des applications, il suffit que  $r_c$  ou  $\rho_c$  soient grands et ne dépassent pas une certaine limite au-dessus de laquelle

leurs fluctuations ont, en général, une importance minime.

Le gain en courant  $b$  est parfois indépendant du point de polarisation ; pour certains échantillons, néanmoins, il présente un maximum pour un courant d'alimentation moyen et baisse de 30 à 50 % pour les courants très faibles et très grands.

*Effets de la température.*

La résistance  $r_e$  est proportionnelle à la température absolue et varie assez peu ;  $r_b$  croît avec  $T$ , parfois assez rapidement (dans le cas de transistors NPN) ;  $\rho_c$  croît légèrement à partir de la température ordinaire et après être passé par un maximum, décroît rapidement. Il est difficile de préciser ces variations, surtout dans le cas de transistors de faibles sections dans lesquels les phénomènes de surface jouent un rôle important. Pour un transistor bien construit, la limitation des propriétés avec l'élévation de la température n'est pas liée aux variations des paramètres du schéma équivalent, mais à celles du courant de saturation  $I_{co}$ . Ce terme est en effet fonction croissante exponentielle de la température et double environ tous les 10 degrés.

L'influence des variations de  $I_{co}$  sera prise en considération au paragraphe III-7. Il ne faut pas oublier enfin qu'à partir d'une certaine température, d'autant plus élevée que le cristal est moins pur, les propriétés du semi-conducteur s'évanouissent brusquement.

Les fabricants de transistors doivent donner tous les renseignements concernant l'effet de la température, ils doivent même préciser l'influence de la dissipation sur l'élévation locale de la température du cristal par rapport à celle du milieu ambiant.

III-4. — MONTAGE ÉMETTEUR A LA MASSE.

Ce montage est très intéressant, il correspond, dans l'analogie entre transistor et tubes, à l'attaque par la grille, la cathode étant à la masse. La matrice d'impédances, calculée à partir du schéma équivalent (paragraphe III-3) permet de déterminer les paramètres pratiques obtenus avec ce montage :

$$R_{11} = r_e + r_b \quad \alpha \approx -b$$

$$R_{22} = \rho_c = \frac{r_e}{b + 1} \quad \tau = 1 + \frac{r_e}{r_e + r_b} b$$

On peut prendre comme exemple typique :

$$\begin{aligned} r_e &= 10 \Omega & \rho_c &= 30 \text{ k} \Omega \\ r_b &= 200 \Omega & b &= 30 \end{aligned}$$

D'où les valeurs des paramètres pratiques :

$$R_{11} = 210 \Omega \quad \alpha = -30$$

$$R_{22} = 30 \text{ k} \Omega \quad \tau = 2,43$$

Le terme  $R_{22}$  est normalement très supérieur à  $R_{11}$  ; le gain en courant peut dépasser plusieurs dizaines, son signe négatif indique que l'amplification s'accompagne d'un déphasage de  $\pi$  ; le paramètre  $\tau$  est supérieur à un en raison du signe de  $\alpha$ , une réaction négative a tendance à se produire par l'intermédiaire de la résistance d'émetteur commune aux signaux d'entrée et de sortie de l'amplificateur.

Dans le cas général d'un étage compris entre un

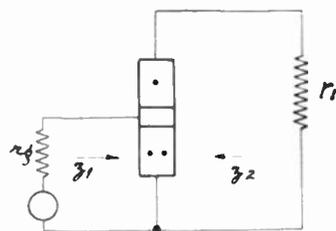


FIG. III-10. — Montage émetteur à la masse.

générateur d'impédance  $r_g$  et un récepteur d'impédance  $r_r$  (figure III-10) on peut écrire, en utilisant les formules du chapitre II :

$$z_1 = (r_e + r_b) \frac{\tau + \frac{r_r}{\rho_c}}{1 + \frac{r_r}{\rho_c}}$$

$$z_2 = \rho_c \frac{\tau + \frac{r_g}{r_e + r_b}}{1 + \frac{r_g}{r_e + r_b}}$$

Deux cas sont particulièrement intéressants ; l'adaptation sur les impédances images, qui correspond à l'amplification maximum ; l'emploi avec une charge faible et un générateur d'impédance élevée, qui correspond au couplage direct des transistors entre eux.

*Adaptation aux impédances images.*

Les impédances images ont pour expression :

$$\begin{aligned} Z_1 &= (r_e + r_b) \sqrt{\tau} \left[ \tau = 1 + \frac{r_e}{r_e + r_b} b \right] \\ Z_2 &= \rho_c \sqrt{\tau} \end{aligned}$$

Le gain composite obtenu entre ces impédances a pour valeur :

$$G_m = \frac{\rho_c b^2}{(r_e + r_b)(1 + \sqrt{\tau})^2}$$

Dans le cas particulier pris comme exemple typique, on obtient les ordres de grandeurs suivants :

$$\begin{aligned} Z_1 &= 328 \Omega \\ Z_2 &= 46\,800 \Omega \quad G_m = 18\,400 \text{ (43 dB)}. \end{aligned}$$

En raison des ordres de grandeurs de  $Z_1$  et  $Z_2$ , il est nécessaire de coupler les étages par un transformateur de rapport  $\frac{\rho_c}{r_e + r_b}$  pour obtenir l'amplification maximum.

#### Couplage direct des étages.

Lorsque l'impédance de charge est nulle ou très faible devant  $\rho_c$ , l'impédance d'entrée devient :

$$z = R_{11} \tau = (r_e + r_b) \left( 1 + \frac{r_e}{r_e + r_b} b \right)$$

$$z = r_b + r_e (b + 1)$$

Cette impédance est plus grande que  $r_e + r_b$ , mais, en raison de la faible valeur de  $r_e$ , elle reste sensiblement du même ordre de grandeur que  $R_{11}$  (quelques centaines d'ohms) ; c'est-à-dire que normalement  $z$  est très inférieur à  $R_{22} = \rho_c$ . Par conséquent, dans le couplage direct de deux étages, collecteur relié à base, la charge, de l'ordre de grandeur de  $R_{11}$ , peut être négligée devant l'impédance interne de sortie voisine de  $R_{22}$  ; les transistors débitent pratiquement sur un court-circuit et l'amplification en courant par étage devient :

$$g_i = \frac{\alpha}{1 + \frac{z_r}{R_{22}}} \approx \alpha$$

Un amplificateur à couplage direct est représenté sur la figure III-11, le premier étage offre une impédance égale à  $z$  ; le dernier étage attaqué par un générateur de forte impédance (collecteur de l'avant

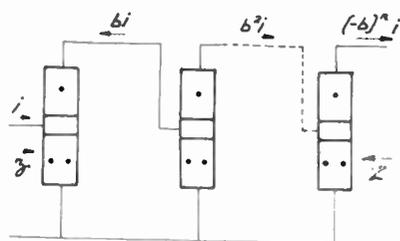


FIG. III-11. — Amplificateur à couplage direct schématisé.

dernier étage) présente une impédance  $Z = R_{22}$ . Un tel amplificateur est donc caractérisé par les trois paramètres :

$z$  (entrée)  $r_b + r_e (b + 1)$  (centaines d'ohms)

$Z$  (sortie)  $\rho_c$  (dizaines de milliers d'ohms)

Gain en courant  $(-b)^n$  ( $n =$  nombre d'étages)

L'approximation faite est d'autant plus valable que l'impédance d'entrée des transistors est plus faible, on retrouve la notion de transistor idéal définie sur la figure I-1.

L'exemple numérique conduit aux valeurs :

$$z = 510 \Omega$$

$$Z = 30\,000 \Omega \quad g_i = -30 \text{ par étage (30 dB)}$$

L'impédance d'entrée  $z_1$  du transistor reste toujours comprise entre  $510 \Omega$  (sortie en c/c) et  $210 \Omega$  (sortie ouverte), elle est toujours faible devant  $R_{22} = 30\,000 \Omega$ .

#### III-5. — MONTAGE BASE A LA MASSE.

La permutation du rôle des électrodes de base et d'émetteur a un effet très important sur le gain en courant, ce dernier passe de la valeur  $-b$  négative et grande, pour le montage émetteur à la masse, à la valeur  $a = \frac{b}{b+1}$  positive et inférieure à un, pour le montage base à la masse.

Le couplage direct des étages conduit à un affaiblissement au lieu d'un gain, tout se passe comme si l'on utilisait un taux élevé de réaction négative,  $a$  varie très peu en fonction de  $b$ .

Le montage base à la masse peut néanmoins procurer des amplifications en puissance très importantes en raison de la grande différence entre ses impédances terminales. La matrice d'impédances donnée au paragraphe III-3 conduit aux paramètres pratiques :

$$R_{11} = r_e + r_b ; \quad \alpha = \frac{b}{b+1} = a$$

$$R_{22} = r_c = \rho_c (b+1) ; \quad \tau = 1 - \frac{r_b}{r_e + r_b} a$$

Dans l'exemple numérique typique ces paramètres ont les valeurs suivantes :

$$R_{11} = 210 \Omega \quad \alpha = 0,967$$

$$R_{22} = 93\,000 \Omega \quad \tau = 0,078$$

Le rapport entre  $R_{22}$  et  $R_{11}$  est devenu énorme ; le signal n'est plus déphasé ;  $\tau$  est petit et bien inférieur à un.

L'emploi de ce montage entre ses impédances images est assez rare en raison de la valeur élevée de  $R_{22} \sqrt{\tau}$  qui atteint 250 k  $\Omega$  dans l'exemple numérique typique ; le gain maximum est moins important que dans le cas du montage émetteur à la masse, il passe de 43 dB à 34 dB dans l'exemple choisi.

L'intérêt de ce montage réside dans ses performances lorsque les impédances de charge sont très faibles devant  $r_c$  ; dans ce cas en effet l'amplification en courant est voisine de un, de telle sorte que l'amplification en puissance tient seulement au rapport de l'impédance de charge à l'impédance d'entrée du

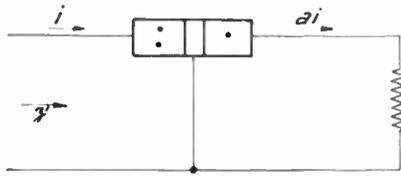


FIG. III-12. — Amplification en puissance du montage base à la masse.

transistor (figure III-12) ;  $r_r$  étant très petit devant  $r_c$  on trouve comme impédance d'entrée :

$$z' = (r_e + r_b) \tau = r_e + \frac{r_b}{b + 1}$$

L'amplification en puissance est donc donnée par :

$$G_p = \frac{a^2 r_r}{z'} \# \frac{r_r}{r_e + \frac{r_b}{b + 1}}$$

Lorsque l'on couple plusieurs étages par des transformateurs de rapport  $\mu$  très inférieurs à  $\frac{R_{22}}{R_{11}}$  on retombe sur le cas de la charge faible, et le gain en courant par étage est  $a \mu$  (figure III-13). Le gain  $a$  variant très peu autour de un l'amplification est sensiblement indépendante du transistor, tout se passe

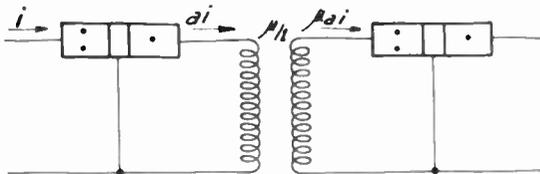


FIG. III-13. — Couplage de montages base à la masse par un transformateur de faible rapport.

comme si l'on consentait à une perte de gain par emploi de réaction négative.

L'impédance d'entrée  $z'$  est  $b + 1$  fois inférieure à l'impédance correspondante du montage émetteur à la masse, soit dans l'exemple numérique :

$$z' \# 17 \Omega$$

III-6. — MONTAGE COLLECTEUR A LA MASSE.

Ce montage qui correspond à celui de la plaque à la masse dans la technique des tubes à vide, ne présente un intérêt que dans certains cas particuliers. Le calcul des paramètres pratiques conduit aux expressions :

$$R_{11} \# (b + 1) \rho_c = r_c \quad \alpha \# b + 1$$

$$R_{22} \# \rho_c \quad \beta \# 1$$

$$\tau \# \frac{r_e + \frac{r_b}{b + 1}}{\rho_c}$$

Le gain en courant, élevé, n'est pas directement utilisable parce que le terme de sortie  $\rho_c$  est beaucoup plus petit que le terme d'entrée  $r_c$ . Le gain en tension devient pratiquement égal à un tandis que le paramètre  $\tau$  tombe à des valeurs très faibles. Une idée des ordres de grandeurs est donnée par l'exemple numérique :

$$R_{11} = 930\,000 \Omega \quad \alpha = 31 \quad \tau = 5,5 \cdot 10^{-4}$$

$$R_{22} = 30\,000 \Omega \quad \beta = 1$$

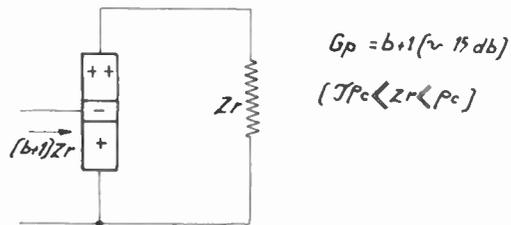


FIG. III-14. — Propriétés du montage collecteur à la masse pour des impédances de charge comprises entre quelques centaines et quelques milliers d'ohms.

Le gain maximum, entre les impédances images, a une valeur assez faible :

$$G_m = \frac{b + 1}{(1 + \sqrt{\tau})^2}$$

en tenant compte de la valeur négligeable de  $\tau$ , on peut écrire :

$$G_m = b + 1$$

soit 15 dB dans l'exemple choisi.

Le principal intérêt de ce montage est de présenter des impédances élevées à l'entrée, contrairement à ce qui se passe dans les autres montages. Pour un domaine étendu de la valeur de l'impédance de charge, on retrouve celle-ci multipliée par  $(b + 1)$  à l'entrée, les propriétés correspondantes sont illustrées sur la figure III-14.

III-7. — DOMAINE D'AMPLIFICATION — POLARISATION — STABILISATION (Température).

Le semi-conducteur constituant le transistor ne doit pas dépasser une certaine température à partir de laquelle il perd ses propriétés ; il en résulte une limitation de la dissipation fonction de la température ambiante. D'autre part la tension est limitée par certains phénomènes (effet Zeener) et le courant par la section du transistor et la nature des prises de connexion sur le semi-conducteur. En définitive le point du plan V-I représentant l'état d'un transistor doit rester dans un domaine limité par deux segments de droite et un arc d'hyperbole (fig. III-15).

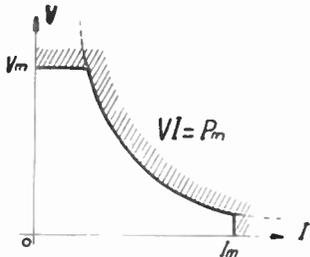


FIG. III-15. — Domaine délimitant le point de fonctionnement d'un transistor.

Quel que soit le montage utilisé les caractéristiques d'un transistor ne peuvent pas balayer tout ce domaine du plan V-I. Dans le cas du montage base à la masse la tension peut atteindre pratiquement la valeur zéro ; les caractéristiques sont coupées avant l'axe des intensités (figure III-5) de telle sorte que le point représentatif de l'état du transistor peut atteindre cet axe. Par contre il existe une frontière interdite au signal en avant de l'axe des tensions en raison du blocage de la jonction émettrice ; lorsque le courant  $I_E$  d'entrée tend à devenir négatif l'impédance de l'émetteur prend des valeurs énormes et il est pratiquement impossible de faire passer un courant sensible dans la jonction émettrice ; le domaine des caractéristiques s'arrête à la caractéristique  $I_E = 0$  correspondant à la jonction

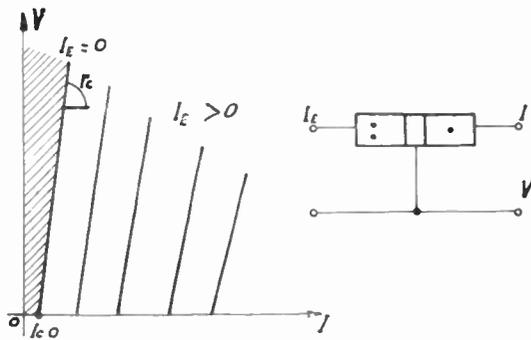


FIG. III-16. — Domaine d'amplification : montage base à la masse.

collectrice polarisée dans le sens inverse (figure III-16). La frontière a pour équation :

$$I = I_{co} + \frac{V}{r_c}$$

En raison des ordres de grandeurs courants, quelques micro-ampères pour  $I_{co}$  et un mégohm pour  $r_c$ , la surface du plan V-I perdue est très faible et le montage base à la masse permet des rendements élevés, par exemple 49 % pour une amplification en classe A (valeur idéale 50 %).

La correspondance entre les caractéristiques des montages base et émetteur à la masse a été analysée au paragraphe III-2, nous avons vu qu'en général la tension entre collecteur et masse est très peu différente dans les deux cas pour le même état physique, il en résulte que l'on retrouve la même frontière du côté de l'axe des tensions :

$$I = I_{co} + \frac{V}{r_c}$$

Par contre l'hypothèse faite n'est plus valable lorsque la tension du collecteur devient très faible, la tension entre base et émetteur n'étant plus obligatoirement négligeable devant la tension entre collecteur et base. Une frontière apparaît en avant de l'axe des I, on peut l'assimiler à une droite d'équation :

$$V = \eta + r I$$

La figure III-17 représente l'allure théorique schématisée des caractéristiques du montage émetteur à la masse.

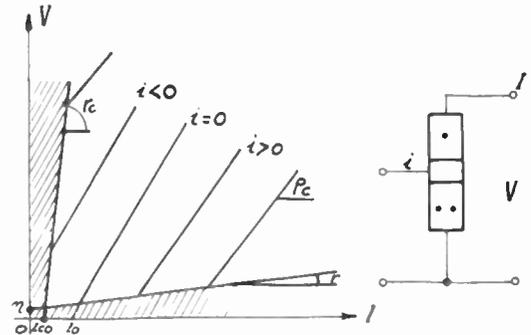


FIG. III-17. — Domaine d'amplification du montage émetteur à la masse.

Le terme en  $r$  est souvent négligeable,  $\eta$  est de l'ordre de 0,1 à 0,2 volt, le rendement du montage émetteur à la masse est donc encore excellent dès que la tension d'alimentation dépasse un volt.

Lorsque la composante ohmique  $r$  n'est pas négligeable elle produit une chute de tension importante pour les forts courants, c'est ce qui se produit en particulier dans le montage en classe B (fig. III-18) :

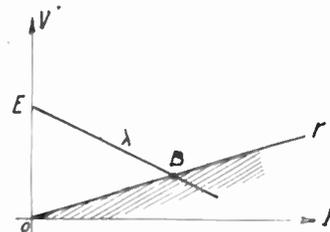


FIG. III-18. — Limitation du signal par la composante ohmique  $r$  dans le cas d'un montage en classe B (Polarisation  $V \neq E$   $I \neq 0$ ).

en l'absence de signal le point de polarisation se trouve au voisinage de  $V = E, I = 0$ , sur la courbe  $I_E = 0$ ; le signal qui balaye la droite de charge de pente  $-\lambda$  est limité par le point B.

Il convient de remarquer que dans le montage émetteur à la masse la pente des caractéristiques  $\rho_c$  est différente de  $r_c$ , pente de la frontière le long de l'axe des V; la caractéristique  $i = 0$  ne se distingue pas des autres à priori et le domaine d'amplification se prolonge entre elle et l'axe des tensions (figure III-17); le courant  $i$  peut changer de signe. Normalement, à la température ordinaire, le domaine compris entre  $i = 0$  et la courbe  $I_E = 0$  est très réduit, il n'en est plus de même à 50°.

Les frontières du domaine d'amplification ne sont pas aussi nettement définies que ne le laissent croire les figures III-15, 16 et 17 mais l'idéalisation des phénomènes est très pratique.

*Distorsion à l'entrée.*

L'impédance d'entrée d'un transistor (montages base et émetteur à la masse) est en partie déterminée par la diode de la jonction émettrice, cette dernière présente une caractéristique à allure exponentielle et, bien avant que le courant émetteur ne soit nul, la résistance différentielle d'entrée prend des valeurs importantes. Le caractère non linéaire de l'impédance d'entrée se traduit par une distorsion qui peut être considérable, le calcul montre que l'on a une valeur approchée par défaut du taux global de distorsion harmonique en appliquant la formule

$$\tau = \frac{25\%}{1 + \frac{r_b}{(b+1)r_e}} \frac{1}{1 + \frac{r_g}{z_1}} \frac{I_m}{I}$$

$r_g$  = résistance du générateur.

$z_1$  = impédance différentielle d'entrée  $\left[ r_e + \frac{r_b}{b+1} \right]$   
 ou  $r_b + r_e(b+1)$  suivant le montage ] .

$\frac{I_m}{I}$  = rapport de l'amplitude du signal à la sortie au courant continu d'alimentation.

On voit d'après cette expression que lorsque le générateur a une faible impédance et que le signal approche de sa valeur maximum égale au courant d'alimentation, à partir de laquelle il sera écrété, le taux de distorsion peut atteindre 20 à 25 %. Le phénomène n'est pas négligeable, on le combat en désadaptant l'étage attaquant les amplificateurs de puissance de manière à donner une forte valeur à  $\frac{r_g}{z_1}$ .

*Distorsion à la sortie.*

L'impédance de charge  $\lambda$  se représente par une droite de pente  $-\lambda$  passant par le point  $V_p, I_p$  correspondant à l'état de polarisation du transistor (fig. III-19). Un signal, centré sur ce point, commence à être écrété lorsqu'il atteint, par balayage sur

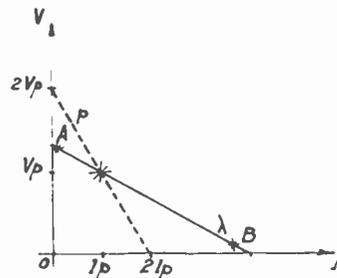


FIG. III-19. — Droites de charge.

la droite de charge, un des points A et B situés à la rencontre de cette dernière avec les frontières du domaine d'amplification. Le signal peut prendre une valeur maximum, le point de polarisation étant fixé, lorsque A et B sont équidistants de celui-ci; en général le rendement est excellent, A et B sont voisins de l'axe et la charge optimum  $\mu$  est définie par :

$$\mu \approx \frac{V_p}{I_p}$$

*Effet de la température.*

Lorsque la température extérieure croît, le domaine d'amplification et d'utilisation du transistor se réduit : d'une part  $I_{co}$  en augmentant rapidement accroît la surface perdue le long de l'axe O V, d'autre part la dissipation maximum permise dans le transistor diminue pour que le semi-conducteur ne dépasse pas la température limite qu'il peut supporter. Les transistors au germanium peuvent être utilisés jusqu'à 50° et même 85° pour certains modèles.

Les deux phénomènes mentionnés ci-dessus conjuguent malheureusement leurs effets : l'augmentation de  $I_{co}$  conduit à une augmentation de dissipation qui, en élevant la température localement, produit une nouvelle croissance de  $I_{co}$ . Le montage le plus intéressant, attaque sur la base, émetteur à la masse, est très sensible à cet effet cumulatif, nous avons vu en effet que l'on pouvait écrire :

$$I = I_{co}(b+1) + b i + \frac{V}{\rho_c}$$

Les variations de  $I_{co}$  sont multipliées par le gain en courant et le terme  $I_0 = I_{co}(b+1)$ , négligeable à la température ordinaire, peut devenir rapidement le terme important de l'égalité. Lorsque l'alimentation a lieu par une batterie E, à travers un enroulement de transformateur de résistance négligeable,

la dissipation  $P = E I_p$  croît comme l'intensité (figure III-20); en admettant que  $i$  a une valeur fixe, on voit que  $I$  varie comme  $I_0$ ; l'effet cumulatif

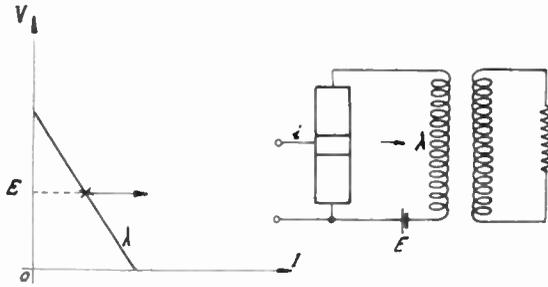


FIG. III-20. — Glissement du point de polarisation dû à l'effet de la température et de la dissipation sur  $I_0$ .

$$[I_0 = I_{c0} (b + 1)]$$

(un accroissement de dissipation entraîne un accroissement de dissipation), peut entraîner facilement l'auto-destruction du transistor.

Le phénomène est gênant même dans le cas où la résistance de charge  $\lambda$  est en série avec la batterie (figure III-21); l'augmentation rapide de  $I_0$  avec la température produit un glissement du point de

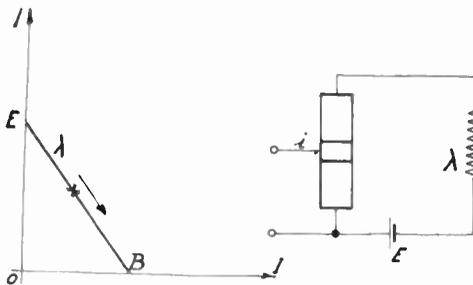


FIG. III-21. — Glissement du point de polarisation dû à  $I_0$ .

polarisation le long de la droite de charge et le rapproche du point B, le domaine de balayage diminue et l'on peut atteindre une polarisation du genre classe B ou C.

D'une façon générale la sensibilité du point de polarisation à la température oblige à stabiliser l'état du transistor.

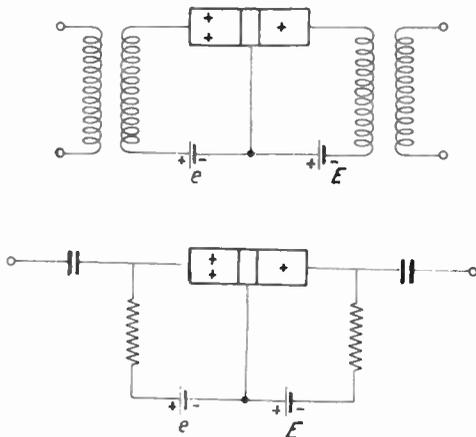


FIG. III-22. — Alimentation (E) et polarisation (e) d'un transistor jonction base à la masse (P.N.P.).

Polarisation — Stabilisation.

Quel que soit le montage il est possible d'alimenter et de polariser un transistor à l'aide de deux sources; les figures III-22 et 23 représentent des étages base et émetteur à la masse alimentés par une

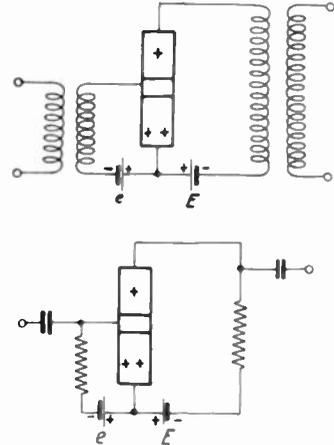


FIG. III-23. — Alimentation (E) et polarisation (e) d'un transistor jonction émetteur à la masse (montage très sensible à la température).

source E et polarisés par une source e. Pour éviter les inconvénients mis en évidence ci-dessus on peut, dans le cas du montage émetteur à la masse, introduire une résistance de contre-réaction dans l'émetteur; on obtient le dispositif de la figure III-24. Dans le cas fréquent où le point de fonctionnement

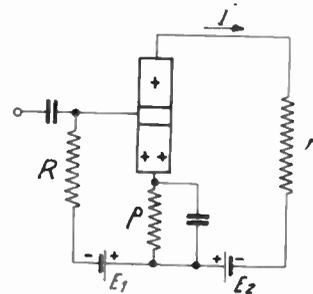


FIG. III-24. — Alimentation stabilisée.

n'est pas voisin d'un des axes, et à condition de choisir  $R + \rho$  très supérieure à  $R_{11} = r_e + r_b$ , on peut admettre :

A la température ordinaire :  $I \approx \frac{E_1}{\rho}$

Les variations de  $I_0$  sont divisées par

$$K = 1 + \frac{b\rho}{R + \rho}$$

Aux températures élevées :  $I \approx \frac{I_0}{K} + \left(1 - \frac{1}{K}\right) \frac{E_1}{\rho}$

Ces formules sont valables à condition de ne pas accroître exagérément  $R$  et  $r$ , ce qui conduirait d'ailleurs à une augmentation inutile de la dissipation.

L'alimentation et la polarisation d'un transistor peuvent également se réaliser à l'aide d'une seule source, d'où un intérêt énorme en particulier du point de vue de la téléalimentation. Le montage le plus simple est représenté sur la figure III-25, le

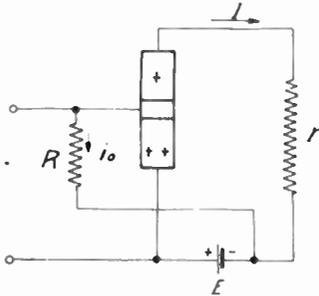


FIG. III-25. — Alimentation et polarisation à partir d'une seule source de courant continu (montage simple, mais sensible à la température).

courant  $i_0$  de polarisation, de faible valeur, est pratiquement donné par :

$$i_0 = \frac{E}{R}$$

Suivant la valeur de  $r$  on se trouve dans le cas d'alimentation des figures III-20 ou 21, et le point de polarisation risque de glisser sous l'effet de la dissipation propre du transistor. Une stabilisation très efficace est obtenue (figure III-26) en utilisant

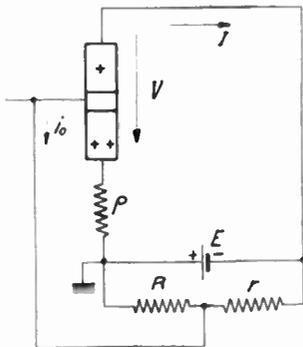


FIG. III-26. — Stabilisation du point de polarisation dans le cas d'une alimentation par une source unique (montage fondamental).

une réaction négative produite par une résistance  $\rho$  placée dans l'émetteur et un dispositif potentiométrique  $R, r$ . Le courant de polarisation  $i_0$  dépend de la différence entre la chute de tension dans  $\rho$  et le potentiel du point intermédiaire du potentiomètre ; lorsque  $I$  tend à croître le courant  $i_0$  tend à décroître puisque le potentiel de l'émetteur devient moins positif, d'où la stabilisation.

Dans le cas général le choix des éléments est dicté par un compromis entre le taux de stabilisation désiré, la dissipation supplémentaire dans les résistances, la perte de gain résultant de l'existence des résistances  $R$  et  $r$  en parallèle sur l'entrée.

On obtient des relations très simples dans le cas assez fréquemment rencontré, défini par les hypothèses ci-dessous :

a) Alimentation en classe A,

b) Affaiblissement dû à  $R$  et  $r$  négligeable

$$\left( \delta = \frac{r R}{R + r} \right)$$

c) Coefficient de stabilisation élevé

$$\left( K = \frac{\Delta I_0}{\Delta I} \text{ grand devant un} \right)$$

$K$  est alors donné par l'égalité :

$$K = 1 + \frac{b}{1 + \frac{\delta}{\rho}}$$

tandis que  $I$  et  $V$  sont déterminés par les relations :

$$\left\{ \begin{array}{l} I \# \frac{E}{\rho} \frac{R}{R + r} \\ V \# E \frac{r}{R + r} \end{array} \right.$$

Lorsque la résistance en série avec le collecteur n'est pas négligeable on l'incorpore au transistor, la tension à prendre en considération étant celle qui est désirée aux bornes du transistor augmentée de la chute de potentiel dans la résistance du circuit du collecteur.

Suivant les problèmes les données et les inconnues peuvent varier et l'on peut être conduit à inverser les relations ci-dessus.

Exemple :

Soit un transistor de gain  $b = 30$  dont le collecteur est en série avec  $3 \text{ k}\Omega$  et que l'on désire polariser à environ  $6 \text{ V} - 2 \text{ mA}$  (figure III-27).

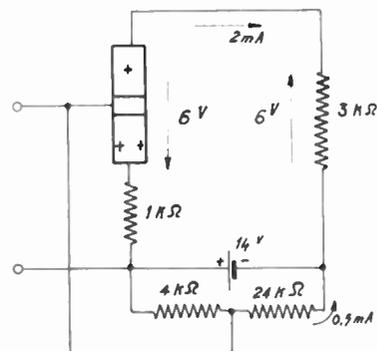


FIG. III-27. — Exemple de stabilisation ( $6 \text{ V} - 2 \text{ mA}$ )  $K = 12$ .

La chute dans la charge est de 6 volts, de telle sorte que  $E$  est donné approximativement par :

$$E = 12 \text{ V} + \rho I$$

Une perte de quelques volts dans  $\rho$  est généralement suffisante, prenons  $\rho = 1 \text{ k}\Omega$  soit :

$$E = 14 \text{ volts}$$

Plus  $R + r$  est faible, meilleure est la stabilisation mais plus augmentent la dissipation et l'affaiblissement. Essayons un courant de 1 mA dans  $R + r$ , soit :

$$R + r = 14 \text{ k}\Omega$$

On obtient :

$$R = \frac{2 \text{ mA}}{14 \text{ V}} \times 1 \text{ k}\Omega \times 14 \text{ k}\Omega = 2 \text{ k}\Omega$$

$$r = 14 - 2 = 12 \text{ k}\Omega$$

$$\text{et l'on a bien } V = 14 \times \frac{12}{14} = 12 \text{ volts}$$

L'impédance  $\delta$  en parallèle sur l'entrée de l'amplificateur a pour valeur :

$$\delta = \frac{r R}{R + r} \# 1 \text{ 710 } \Omega$$

Cette valeur est plusieurs fois supérieure à celle de l'impédance d'entrée d'un transistor normal, la perte de gain sera faible.

Le coefficient de stabilisation est donné par :

$$K = 1 + \frac{30}{1 + \frac{1}{1,71}} \# 12$$

Les variations de  $I_0$  sont donc sensiblement atténuées. Les calculs n'étant qu'approximatifs, il convient en général de retoucher une des résistances  $R$  ou  $r$  pour obtenir exactement la polarisation désirée.

*Remarques.*

a) Dans le cas où l'on pousse la stabilisation à l'extrême en réduisant beaucoup  $\delta$  devant  $\rho$ ,  $K$  tend vers la valeur limite  $1 + b$ , c'est-à-dire que l'on retrouve comme variation minimum  $\Delta I_{co}$  :

$$\frac{\Delta I_0}{K} = \frac{(b + 1)}{K} \Delta I_{co} \longrightarrow \Delta I_{co}$$

b) Les valeurs théoriques de  $I$  et de  $V$  après stabilisation sont indépendantes du transistor, ce mode de polarisation est donc très intéressant, il permet en dehors de toute crainte de variations de la température, d'assurer approximativement le point de polarisation sur un montage pour des transistors très différents.

c) La tension n'est stabilisée que par l'intermédiaire du courant ; lorsque la chute de tension dans le circuit du collecteur est notable, les variations relatives de la tension du collecteur deviennent importantes. Il faut donc éviter les résistances élevées en série dans l'alimentation.

### III-8. — AMPLIFICATEURS A COURANT CONTINU.

En raison de l'amplification du courant qu'ils procurent et de la simplicité de leur alimentation, les transistors se prêtent bien à l'amplification de signaux comprenant des composantes continues.

L'étage le plus simple que l'on puisse imaginer est représenté sur la figure III-28 ; lorsque l'on désire

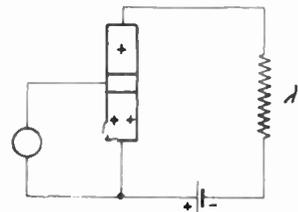


FIG. III-28. — Amplificateur à courant continu le plus simple.

amplifier des signaux de signe variable on obtient de bons résultats avec le dispositif de la figure III-29 ; les diodes permettent le passage du courant en shuntant le transistor bloqué par le signal.

La linéarité, la stabilité et l'étendue de la bande passante peuvent être améliorées, au détriment du

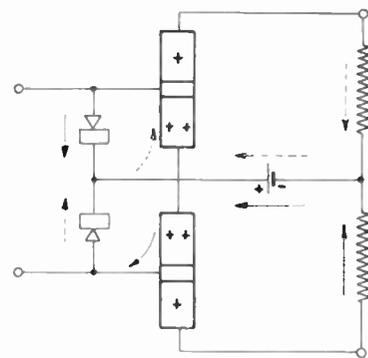


FIG. III-29. — Amplificateur à courant continu (signal de signe quelconque).

gain, en introduisant une réaction négative ; cet effet s'obtient facilement en plaçant une résistance en série avec l'émetteur (montage émetteur à la masse) à condition que les impédances externes soient faibles respectivement devant  $r_e + r_b$  et  $\rho_c$  puisque la réaction est du type série-série.

Lorsque l'on désire réaliser un amplificateur à plusieurs étages on peut exploiter l'existence de deux types complémentaires de transistor, NPN et PNP.

La figure III-30 donne une idée d'un amplificateur à grand gain utilisant cette possibilité.

Dans la pratique il est rare que l'on puisse employer des montages aussi simples que ceux décrits jusqu'à

présent, la sensibilité des éléments conduit à des phénomènes de dérive très importants. Lorsque l'on a pris les précautions d'usage concernant la stabilisation des sources d'énergie on se trouve devant le problème de la variation rapide de  $I_{co}$  avec la température.

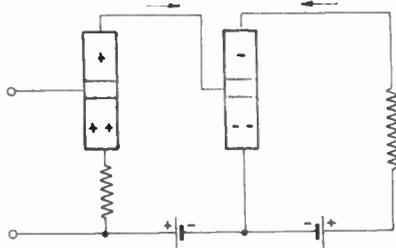


FIG. III-30. — Couplage direct de 2 transistons PNP et NPN.

Stabilisation par compensation.

On peut annuler en grande partie l'effet de la température par une compensation entre étages ; plusieurs dispositifs sont réalisables dans cet ordre d'idée un de ceux-ci est donné sur la figure III-31. Avant

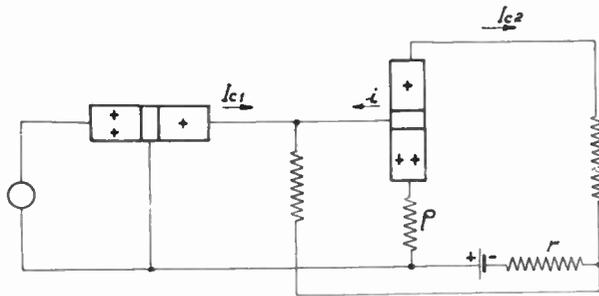


FIG. III-31. — Stabilisation et compensation d'un amplificateur à courant continu.

le premier étage amplificateur on place un transistor dont la base est à la masse et qui affaiblit très peu le signal ( $a \neq 1$ ) et peut même apporter un gain en puissance si le générateur a une faible impédance. Une augmentation de température tend à produire des variations.

$$+ \Delta I_{c1}$$
$$+ \Delta I'_{c2}$$

Le courant de polarisation  $i$  étant de sens opposé à  $I_{c1}$  en raison du déphasage du montage émetteur à la masse, la variation  $\Delta I_{c1}$  se traduit par une diminution de  $i$ , c'est-à-dire par une variation  $-\Delta I''_{c2}$  de  $I_{c2}$  ; en définitive la dérive est de :

$$\Delta I_{c2} = + \Delta I'_{c2} - \Delta I''_{c2}$$

Il est possible d'annuler la dérive dans une certaine plage de l'échelle des températures en ajustant les éléments du montage en fonction des paramètres des transistons employés.

Stabilisation par thermistance.

En raison de l'allure exponentielle de la croissance de  $I_{co}$  on peut obtenir une compensation en utilisant les propriétés des thermistances dont la résistance est également fonction exponentielle de la température ; la stabilisation obtenue dépend moins des transistons que dans la compensation entre transistons. L'utilisation simultanée des deux types de stabilisation donne d'excellents résultats pour des variations de plusieurs dizaines de degrés.

III-9. — BRUIT.

L'origine des bruits dans les semi-conducteurs est assez mal connue, elle paraît néanmoins liée au processus même de passage du courant continu d'alimentation ou de polarisation et l'on retrouve des phénomènes identiques aussi bien dans les diodes que dans les transistons. Une des particularités de ce bruit est son spectre de puissance qui varie dans un large domaine comme l'inverse de la fréquence. Si  $\Delta W$  représente l'énergie d'un bruit dû à un transistor dans une bande étroite  $\Delta f$  centrée sur la fréquence  $f$ , on peut écrire :

$$\Delta W = K \frac{\Delta f}{f}$$

Cette relation est valable pour de très basses fréquences (fraction de période), suivant les cas, elle cesse d'être valable vers quelques dizaines ou quelques centaines de kilocycles ; la composante en  $\frac{1}{f}$  devient alors négligeable devant un bruit ressemblant à un bruit blanc qui maintient le bruit global un peu au-dessus du bruit d'origine thermique.

L'intégration de la relation précédente conduit à énoncer la loi.

En basse fréquence le bruit d'un transistor dans une bande de fréquences  $f_1 - f_2$  ne dépend que du rapport  $\frac{f_2}{f_1}$  ; autrement dit le bruit par octave est constant.

Les phénomènes à l'origine du bruit peuvent, dans le cas d'un transistor, se représenter par deux générateurs de tension, non indépendants, placés en série avec l'émetteur et le collecteur. Les f.e.m. de bruit dépendent de nombreux paramètres et la grandeur qui est la plus intéressante à considérer est le facteur de bruit.

Facteur de bruit.

Par définition le facteur de bruit est le rapport du bruit réel, existant à la sortie d'un montage déterminé, au bruit fictif que l'on obtiendrait dans le même montage si l'amplificateur était sans bruit, la seule

source de bruit étant la f.e.m. d'origine thermique du générateur produisant le signal.

De par sa définition le facteur de bruit d'un système amplificateur est indépendant de l'impédance de charge mais dépend par contre de l'impédance du générateur. Le facteur de bruit passe normalement par un minimum pour une valeur particulière de cette impédance du circuit extérieur d'entrée, mais les ordres de grandeurs font que, dans une gamme assez large couvrant les impédances usuelles rencontrées (de  $R_{11}$  à  $\tau R_{11}$ ), le facteur de bruit varie assez peu, par exemple de quelques dB. Dans le cas où le bruit du collecteur l'emporte sur celui de l'émetteur, l'impédance de charge optimum est égale à  $R_{11}$ . Le facteur de bruit est pratiquement le même dans les montages base et émetteur à la masse.

Le facteur de bruit est fonction des tensions et courants d'alimentation et polarisation ; il croît souvent rapidement avec  $V$  et  $I$ , néanmoins il existe des éléments assez peu sensibles à la dissipation. La mesure du facteur de bruit se fait normalement pour une alimentation sous 1,5 volt et 0,5 mA qui présente les avantages suivants :

— le bruit diminue peu pour une dissipation plus faible.

— le gain en puissance est encore assez élevé (il décroît avec  $I$  et  $V$ ).

— la dissipation est suffisante pour l'amplification des signaux faibles rencontrés généralement lorsque l'on est conduit à prendre le bruit en considération.

Le fabricant donne souvent le facteur de bruit  $F_0$  pour un cycle à 1 kc/s (1,5 V et 0,5 mA) ; on en déduit le niveau absolu de bruit  $N$  à l'entrée d'un amplificateur dans une bande  $f_1 - f_2$  :

$$\Delta W = K \frac{\Delta f}{f} \quad F_0 \times 16 \cdot 10^{-21} = \frac{K}{1\ 000}$$

$$W = K \text{Log}_e \frac{f_2}{f_1}$$

$$N \text{ dB} = 10 \log \frac{W}{10^{-8}} = 10 \log W + 30$$

$$N \text{ dB} = 30 + 10 [\log 1\ 000 + \log 16 \cdot 10^{-21} + \log F_0] \\ + 10 \log_{10} \text{Log}_e \frac{f_2}{f_1}$$

$$N = -138 \text{ dB} + F_0 \text{ dB} + 10 \log_{10} \text{Log}_e \frac{f_2}{f_1}$$

Exemple :

$$F_0 = 20 \text{ dB} \quad f_1 = 300 \text{ p/s} \quad f_2 = 3\ 400 \text{ p/s}$$

$$N = -138 \text{ dB} + 20 + 3,8$$

$$N \# -114 \text{ dB} \# -13 \text{ N}$$

Les valeurs courantes de  $F_0$  se situent entre 10 dB et 30 dB (1 à 3 Népers), on voit par conséquent que dans une bande vocale le niveau absolu de bruit à l'entrée d'un amplificateur à transistor peut descendre au-dessous de -14 Népers en sélectionnant l'élément du premier étage.

### III-10. — EXEMPLES D'APPLICATIONS EN BF.

Les transistors au germanium de petite puissance dont la technique est assez avancée permettent déjà de nombreuses applications dans le domaine des basses fréquences.

Les exemples ci-dessous ont été choisis parmi des réalisations du Centre National d'Etudes des Télécommunications qui ont donné lieu à des essais avec mise en exploitation réelle dans le réseau téléphonique.

#### *Amplificateur BF (Répéteur 4 fils).*

Pour étudier le comportement des transistors montés en amplificateur, un circuit Paris-Bordeaux à fréquence vocale a été complètement équipé de répéteurs à transistors. Il ne s'agit bien entendu que d'une expérience, les circuits à courants porteurs tendant à l'heure actuelle à remplacer les circuits BF pour les liaisons à grandes distances ; par contre l'amplificateur mis au point pourra servir de modèle pour les équipements nombreux (extrémité de circuit par exemple) qui retransmettent des fréquences vocales.

Le problème se posait de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \text{gain maximum} &= 3 \text{ N} \\ \text{impédances terminales} &= 800 \ \Omega \\ \text{niveau de sortie maximum} &+ 0,7 \text{ N} \end{aligned}$$

Un seul transistor de faible dissipation (50 mW) permettait en principe de résoudre le problème en raison de son gain de 4 N. Mais l'amplificateur obtenu aurait présenté l'inconvénient d'avoir des performances liées strictement aux paramètres du transistor ; les transformateurs d'adaptation en particulier auraient dû être calculés en fonction de chaque transistor et une élévation de 10° de la température aurait perturbé sensiblement les caractéristiques du répéteur.

Ce dernier a donc été muni de deux transistors couplés directement (montage émetteur à la masse) le gain en puissance maximum étant d'environ 7 N. Le gain utilisable en réaction négative, 4 N, a permis une stabilisation considérable des caractéristiques de l'amplificateur.

La réaction appliquée, du type série à la sortie, dérivation à l'entrée, présente des avantages très intéressants :

- 1° L'impédance de sortie est accrue.
- 2° L'impédance d'entrée est réduite.
- 3° Le gain en courant global est stabilisé.

Le montage, schématisé sur la figure III-32 offre donc toutes les caractéristiques d'un transistor idéal ; l'impédance de sortie est énorme, la propriété d'injecteur de courant est renforcée ; l'impédance d'entrée devient très faible (une dizaine d'ohms dans

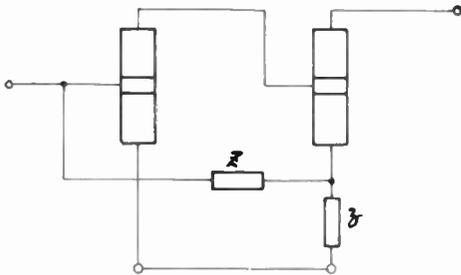


FIG. III-32. — Réaction série-dérivation, particulièrement intéressante (schéma de principe).

le cas présent) et la réaction stabilise le paramètre fondamental, le gain en courant, qui devient :

$$\alpha = \left| 1 + \frac{Z}{z} \right|$$

Les impédances internes de l'amplificateur peuvent se fixer aisément à l'aide de deux résistances placées l'une en série avec l'entrée, l'autre en parallèle sur la sortie du dispositif.

La figure III-33 représente le répéteur complet avec ses réseaux d'alimentation et de stabilisation à partir d'une source unique. Le rapport du translateur d'entrée est 1/1, celui du translateur de sortie est de  $\sqrt{20/1}$  ; la charge de l'étage final est donc définie par 800 Ω (résistance fixant l'impédance de sortie) en parallèle avec 800 Ω (impédance de la ligne), soit 8 000 Ω en tenant compte du translateur. Le transistor du dernier étage se trouve donc dans les conditions optima du point de vue de l'amplitude maximum que peut atteindre le signal puisque :

$$\frac{V}{I} = \frac{20 \text{ V}}{2,5 \text{ mA}} = 8 \text{ k}\Omega$$

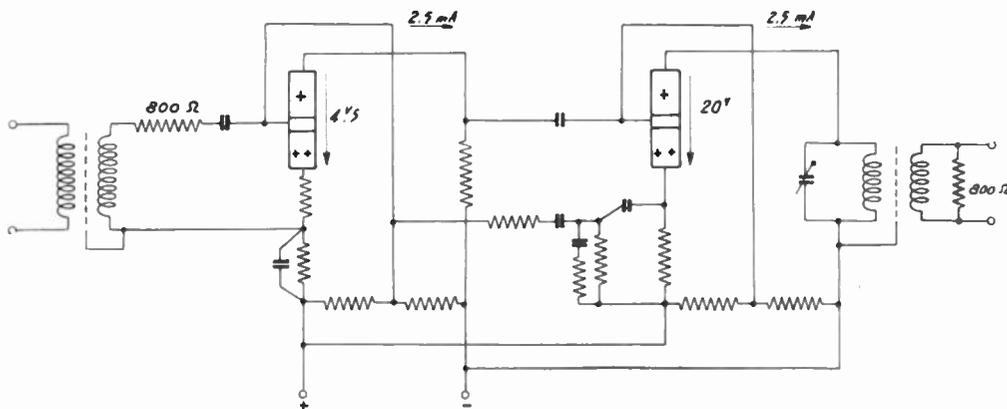


FIG. III-33. — Amplificateur Paris-Bordeaux.

Le rendement étant voisin de 50 % le transistor peut débiter sans déformation un signal maximum correspondant à environ  $P = 20 \text{ V} \times 2,5 \text{ mA} \times \frac{1}{2} = 25 \text{ mW}$ .

La moitié de la puissance est perdue dans la résistance de 800 Ω mais on trouve à la sortie du répéteur un signal maximum bien supérieur au niveau désiré (4 mW).

Le taux élevé de réaction négative (4 N), procure une indépendance très grande des caractéristiques du répéteur vis à vis des variations de la source d'alimentation, de la température et du changement de transistor. La contre-distorsion s'obtient à l'aide de condensateurs placés dans le réseau de réaction.

### Répéteurs 2 fils à impédance négative.

L'étude des répéteurs utilisant des impédances négatives a été activement menée depuis quelques années par le Département « Transmission » du C.N.E.T. Ces répéteurs présentent les avantages suivants par rapport aux répéteurs classiques à équilibres :

- Simplicité de mise en œuvre.
- Disparition du signaleur.
- Réduction notable du prix de revient.

L'emploi de transistors pour leur réalisation renforce considérablement l'intérêt de ces appareils.

La faible consommation et le faible encombrement permettent de placer le répéteur à l'endroit qui convient le mieux, en le téléalimentant par la ligne elle-même si besoin est. Cette possibilité est particulièrement intéressante : le gain d'un amplificateur à impédance négative pouvant être d'autant plus grand que celui-ci se trouve plus éloigné des extrémités ; d'autre part, dans le cas de lignes hétérogènes, on a un avantage à placer le répéteur en un point de discontinuité.

La réduction notable du prix et la possibilité de laisser les répéteurs sans entretien pendant une longue période (grande durée de vie des transistors)

permettent d'envisager leur emploi systématique dans des cas très nombreux ; il peut par exemple devenir rentable d'amplifier des circuits à faible trafic ou mêmes des lignes d'abonnés.

Dans tous les cas le gain du répéteur est limité par la stabilité qui doit être totale (stabilité intrinsèque) et par les réflexions aux extrémités des circuits.

La figure III-34 représente le schéma complet du répéteur mis au point, avec le dispositif de stabilisation de la polarisation et le réseau de réglage. La

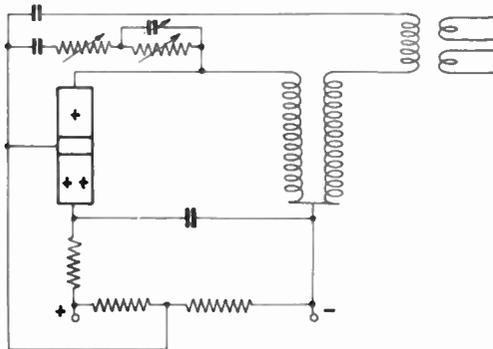


FIG. III-34. — Répéteur 2 fils à impédance négative.

dissipation de 25 mW (10 volts, 2,5 mA) permet l'amplification sans déformation des courants de conversation. Les quarante amplificateurs en service à titre d'essais à la fin de 1954 ne diffèrent que par le translateur de ligne, malgré la nature très variée des problèmes rencontrés.

Cet amplificateur peut être monté en répéteur dipôle (généralement en série avec la ligne), c'est le cas rencontré à l'Ile de Ré où les amplificateurs sont placés dans la guérite du câble sous-marin, dans l'Ile, et sont téléalimentés sur une paire à partir d'un des bureaux d'extrémité. La position centrale (possible grâce à la facilité de téléalimentation) permet un gain supérieur à celui que procurait les répéteurs classiques placés en extrémité de circuit comme le montre la figure III-35.

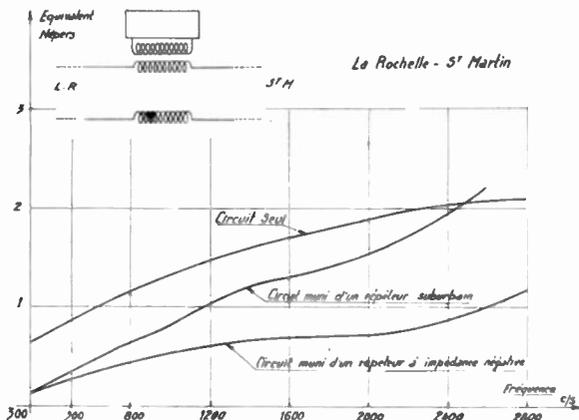


FIG. III-35. — Exemple d'amplification obtenue avec un répéteur dipôle téléalimenté, loin des extrémités.

Le même répéteur peut être utilisé dans des réseaux en L en  $\pi$  ou en T $\acute{e}$ , avec un ou deux répéteurs associés à des impédances passives ; la figure III-36 représente un montage en L, efficace sur des circuits

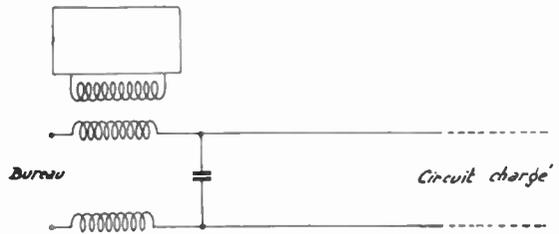


FIG. III-36. — Répéteur en L (impédance négative).

pupinisés en extrémité de circuit ; la branche dérivation ne comprend qu'un simple condensateur. La figure III-37 met en évidence les résultats obtenus sur un circuit régional Epinal-Val d'Ajol. L'alimentation s'effectue sans installations spéciales, à partir

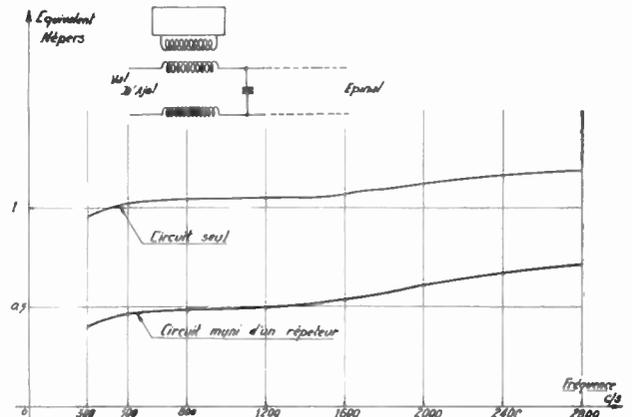


FIG. III-37. — Circuit Epinal-Val d'Ajol (Répéteur en extrémité).

du secteur, même quand le nombre de répéteurs est élevé, en raison de la faible consommation. La figure III-38 représente un bloc comprenant 3 répéteurs (deux circuits réels et un fantôme) et le dispositif redresseur d'alimentation correspondant. Le répéteur complet est monté sur un culot et se présente comme une lampe ou un relais.

Enfin, la figure III-39 représente l'effet d'un répéteur quadripôle en T $\acute{e}$ -Ponté (deux impédances négatives) placé au centre de 10 kilomètres de circuit de 6/10 mm de diamètre.

D'une façon générale les transistrons, en tant qu'éléments actifs, permettent de réaliser des impédances négatives variées qui, par l'emploi de réaction négative, sont aussi bien définies que des impédances passives. Ces impédances actives, de faible volume et faciles à alimenter vont s'introduire dans les réseaux au même titre que les résistances, les inductances et les condensateurs. Il est par exemple possible de multiplier la surtension de circuits résonnants par des facteurs importants, 5 à 10, ou de réaliser des filtres où la dissipation devient tout à fait négligeable.

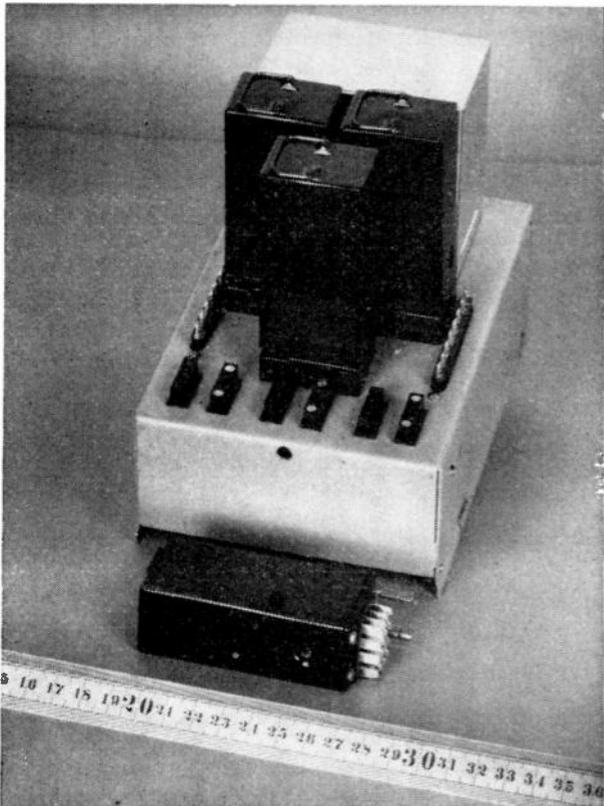


FIG. III-38. — Bloc comprenant les trois répéteurs 2 fils d'une quarte avec leur alimentation (110 volts). Un répéteur complet est placé derrière la règle graduée.

Télégraphie.

Un système de télégraphie harmonique à modulation de fréquence est en cours d'essais, son volume très réduit rend nécessaire la miniaturisation des filtres classiques plus gros que les appareils eux-mêmes. La consommation du récepteur se situe aux environs de 40 mW (7 volts - 6 mA) ; la partie la

plus originale du système est le dispositif de commande du relais placé après le discriminateur (figure III-40) ; suivant la valeur de la fréquence reçue,

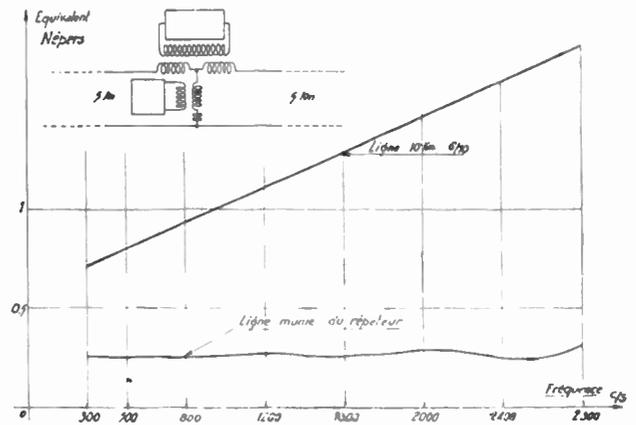


FIG. III-39. — Répéteur quadripôle en T ponté (2 impédances négatives).

le courant détecté après le discriminateur débloque l'un ou l'autre des enroulements du relais, le principe d'amplification est schématisé sur la figure III-29.

(à suivre)

BIBLIOGRAPHIE

W. SHOCKLEY. — The theory of P-N junctions in Semi-conductors and P-N junction transistors. *B.S.T.J.* July 1949.  
 R.L. WALLACE, J.R. and W.J. PIETENPOL. — Some Circuit Properties and applications of N-P-N transistors. *B.S.T.J.* July 1951.  
 F. JOB et J.M. MOULON. — Les transistrons. *Journal des Télécommunications.* Sept. 1952.  
 J.M. MOULON. — Condition de l'équivalence d'un quadripôle quelconque à un quadripôle passif. Stabilité intrinsèque. Etude 239 T (S.R.C.T.).  
 F. SHEA. — Principles of transistor circuits.  
 J.M. MOULON. — Propriétés et utilisation des transistrons. *Onde Electrique,* Janvier 1953.  
 J.M. MOULON. — Les répéteurs à impédance négative. *Echo des Recherches,* n° 8 et 10.

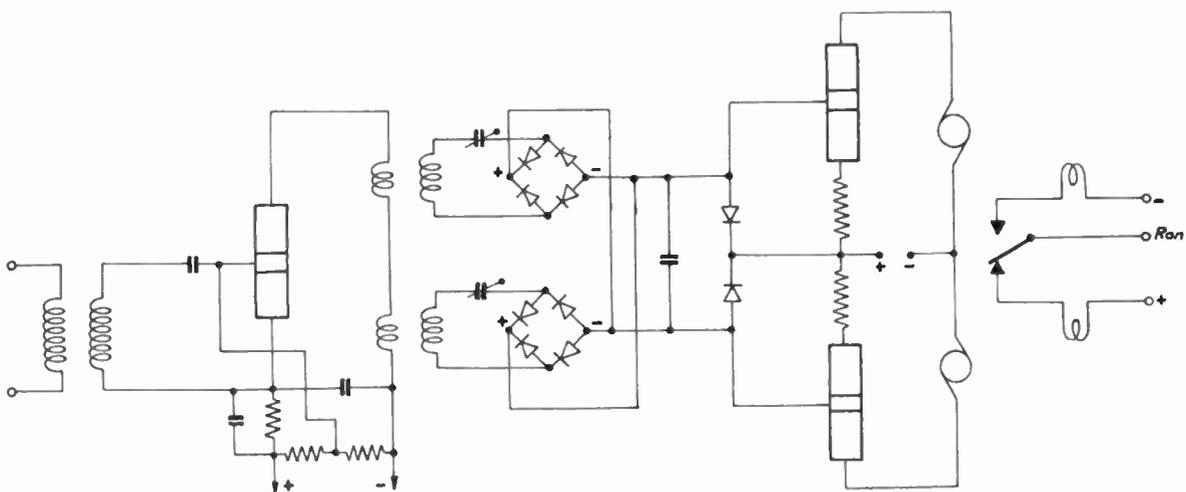


FIG. III-40. — Récepteur de télégraphie à modulation de fréquence. Etage discriminateur amplificateur.

# AMPLIFICATEUR A TRANSISTRONS A FAIBLE CONSOMMATION

PAR

C. HANNIGSBERG

*Société des Lignes Télégraphiques et Téléphoniques*

## I. — INTRODUCTION.

L'emploi de transistrons dans un appareil devant assurer une exploitation satisfaisante soulève de nombreuses difficultés dues à la faible puissance de sortie et à la fréquence de coupure relativement basse, à la dispersion des caractéristiques et à leurs variations avec la température. Ce dernier point, omis en général avec les tubes à vide, est primordial avec les transistrons : sa négligence peut compromettre la stabilité de l'appareil et même provoquer la destruction des transistrons. Il fait l'objet du présent article.

Les moyens propres à limiter l'influence de la température sont étudiés dans le cas d'un amplificateur ayant les caractéristiques suivantes, voisines de celles d'un répéteur téléphonique.

Gain entre impédance d'entrée et de sortie de 600 ohms .....	3 Nép.
Puissance de sortie.....	≥ 12 mW
Bande de fréquence : 300 à 3 400 c/s avec distorsion linéaire .....	< 5 c.N
Alimentation à partir d'une source unique.	

On examine d'abord comment les températures extrêmes de 15 et 50° C fixent les conditions limites de fonctionnement des transistrons. Les circuits de stabilisation nécessaires sont calculés pour chacun des transistrons pris isolément. Ces circuits consomment environ six fois l'énergie nécessaire au fonctionnement à température fixe.

On montre ensuite qu'en établissant une liaison directe entre les deux transistrons et en choisissant convenablement les éléments des circuits, on peut obtenir une stabilisation mutuelle des étages sans dépasser la consommation nécessaire au fonctionnement à température fixe.

## 2. — DÉTERMINATION DU CIRCUIT EN COURANT ALTERNATIF.

Une contre-réaction de l'ordre de 3 Népers est prévue pour assurer la stabilité du gain. Deux étages d'amplification sont nécessaires.

Pour éviter des rotations de phase importantes, incompatibles avec un taux de contre-réaction substantiel, il faut éliminer une liaison par transformateur. Ceci conduit à employer des transistrons à jonction, suivant le montage dit « émetteur à la masse ».

Un seul transistron de sortie, dissipant au maximum 50 mW et fonctionnant en classe A, peut délivrer la puissance voulue.

Avec l'« émetteur à la masse », le gain en courant est :

$$b = \frac{a}{1 - a} \quad [1]$$

$a$  étant le facteur d'amplification du transistron dans le montage « base à la masse ». Pour les transistrons à jonction,  $a$  est très sensiblement égal au facteur d'amplification en courant en court-circuit,  $\alpha$ , donné avec les caractéristiques des transistrons.

Le facteur  $\alpha$  comporte en réalité une partie imaginaire qui limite la fréquence maximum d'utilisation des transistrons à une fréquence  $f_c$  dite de coupure et un déphasage est déjà sensible à une fréquence bien inférieure, de l'ordre de  $f_c/5$ .

Dans un montage où intervient le facteur  $b$ , la fréquence de coupure (fréquence à laquelle la valeur de  $b$  est à 3 dB au-dessous de sa valeur à très basse fréquence) est bien inférieure à celle donnée pour  $\alpha$ , et d'autant plus basse que  $\alpha$  est voisin de l'unité.

Avec les transistrons actuellement disponibles <sup>(1)</sup> du type PNP (2 N 34), la fréquence de coupure de  $\alpha$  est de 100 kc/s environ et celle de  $b$  est 10 à 20 fois plus faible, de l'ordre de 20 kc/s et moins. Le déphasage dû à la partie imaginaire de  $b$  se fait sentir à des fréquences encore plus basses. On ne peut, et l'expérience le confirme, obtenir une contre-réaction totale importante sans compliquer les circuits. Une contre-réaction locale sur le premier étage limite les rotations de phase et permet une contre-réaction totale relativement plus forte.

<sup>(1)</sup> Cette étude a été entreprise au début de l'année 1954.

Le premier schéma de l'amplificateur étudié est représenté sur la figure 1. A part l'emploi des transistons, il n'est pas différent d'un amplificateur à tubes à vide.

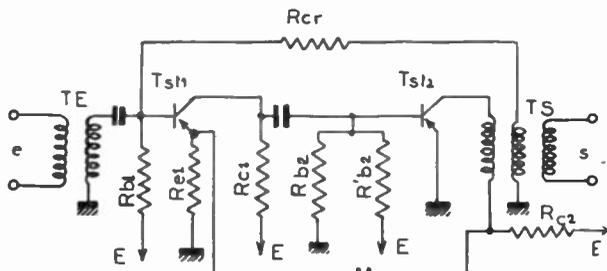


FIG. 1.

Les transistons sont des 2 N 31 à jonction, R C A ou Sylvania.

Dans le circuit émetteur du premier étage, la résistance  $R_{e1}$  produit une contre-réaction locale et reçoit du dernier étage un courant de contre-réaction pour éviter un accrochage haute fréquence.

La contre-réaction principale est appliquée du transformateur de sortie à la base du transistor d'entrée par la résistance  $R_{cr}$ .

Le transistor d'entrée est polarisé par les courants passant dans la résistance  $R_{e1}$  et dans le circuit  $R_{b1}$ ,  $R_{cr}$ , transformateur de sortie, masse ; celui de sortie par le diviseur  $R_{b2}$ ,  $R'_{b2}$ .

Les performances obtenues sont :

Puissance de sortie (à température ambiante de 15 à 20° C) .....	> 12 mW
Distorsion linéaire Bande 300-3 400 c/s .....	≤ 2 cN
Variation du gain en changeant les transistons (16 transistons essayés) .....	< 2 cN
Distorsion harmonique (mesurée à 1 000 c/s au niveau maximum de sortie) .....	de l'ordre de 3 %

### 3. — INFLUENCE DE LA TEMPÉRATURE.

Cet amplificateur est très sensible aux variations de température. Le gain reste constant par suite de la contre-réaction, mais le niveau de sortie, admissible sans écrêtage ni déformation, décroît rapidement lorsque la température croît. De plus, le débit de l'étage de sortie augmente dans des proportions inquiétantes.

La détermination des circuits de polarisation et de la tension d'alimentation pour conserver les performances de l'amplificateur à plus haute température (50° C) fait l'objet des chapitres suivants.

### 4. — CIRCUITS DE POLARISATION DES ÉTAGES CONSIDÉRÉS INDÉPENDAMMENT.

#### 4-1. — Enoncé du problème. — Notations.

Il faut préciser les conditions de fonctionnement des transistons et déterminer les éléments des circuits

nécessaires à la stabilisation, pour chaque étage séparément, en supposant toutefois qu'ils sont alimentés par une seule et même source et en cherchant à obtenir, dans la mesure du possible, la consommation minimum.

Les notations seront celles de l'ouvrage de R.F. SHEA [1].

Les indices 1 ou 2 seront affectés aux symboles se rapportant à l'étage d'entrée (Transistron 1) ou à l'étage de sortie (Tst 2). Ils seront omis lorsqu'il n'y aura pas ambiguïté.

Les quantités variant avec la température seront affectées de l'indice *B* à basse température ( $T_B \approx 15^\circ \text{C}$ ) et de l'indice *H* à haute température ( $T_H \approx 50^\circ \text{C}$ ).

Les courants et les tensions sont supposés positifs dans le sens positif des axes du diagramme  $I_{\text{collecteur}}$ ,  $V_{\text{collecteur}}$ . C'est exact avec des transistons du type N P N. Pour les 2 N 31 du type P N P, il suffit de changer les signes.

#### 4-2. — Détermination du point de repos de l'étage de sortie.

##### 4.2.1. — Point de repos optimum à température fixe.

Dans le réseau des caractéristiques  $V_c$ ,  $I_c$  en fonction du courant de base  $I_b$ , le domaine de fonctionnement est limité pour les 2 N 31 aux valeurs suivantes indiquées sur la figure 2.

$$I_{c \max} = 8 \text{ mA} ; \quad V_{c \max} = 25 \text{ V}$$

Puissance dissipée par le collecteur  $P_{\max} = 50 \text{ mW}$ .

D'autres limitations doivent être imposées à l'étage de puissance. Il faut, malgré la contre-réaction conserver un taux de distorsion harmonique raisonnable et surtout éviter que le point de fonctionnement pénètre dans les régions de saturation ou de cut-off.

La courbure des caractéristiques vers les faibles valeurs de la tension collecteur-base conduit à limiter  $V_c$  à un volt minimum environ. Vers les faibles valeurs du courant collecteur, les caractéristiques ne sont plus régulièrement espacées en fonction du paramètre  $I_b$ . Il semble que  $I_c$  doive être limité à 0,50 mA minimum.

De ces données, on peut déduire les coordonnées du point de repos (tension collecteur base  $V_0$  et courant collecteur  $I_0$  lorsqu'aucun signal n'est appliqué) pour obtenir le rendement maximum du transistor en régime dynamique.

Compte tenu de la puissance demandée à la sortie (12 mW), des pertes dans le transformateur et dans la résistance  $R_{c2}$  (figure 1), on peut fixer à 15 mW la valeur de la puissance à obtenir du transistor.

On trouve (figure 2) le point de repos optimum  $X_1$  de coordonnées :

$V_0 = 9,3 \text{ V}$  ;  $I_0 = 4,12 \text{ mA}$  d'où  $P_0 = 38,5 \text{ mW}$   
avec  $u_c = 8,3 \text{ V}$  ;  $i_c = 3,62 \text{ mA}$   $P_{\sim} = 15 \text{ mW}$ .

Le rendement du transistor est :  $\frac{15}{38,5} = 39 \%$ .

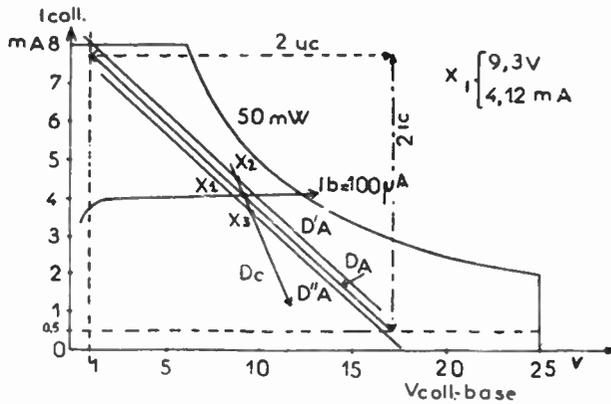


FIG. 2.

La base étant pratiquement au potentiel de la masse et la résistance de l'enroulement du primaire du transformateur et de  $R_{c2}$  étant d'environ  $2 \text{ k}\Omega$ , la tension de la source d'alimentation devra être de  $9,3 + 2 \times 4,12 = 17,5 \text{ volts}$ .

Le courant de la base est alors  $100 \mu\text{A}$  environ et la consommation du diviseur  $R_{b2}, R'_{b2}$  est  $120 \mu\text{A}$  environ.

Le débit total et la puissance fournie par la source sont :

$$I_s = 4,24 \text{ mA} \text{ et } P_s = 74 \text{ mW}.$$

Le rendement de l'étage est :  $\frac{12}{74} = 16 \%$ .

4.2.2. — Déplacement du point de repos en fonction de la température. (fig. 2).

En faisant abstraction des courbes caractéristiques elles-mêmes, on peut voir dans le système d'axes ( $V_c, I_c$ ) l'effet d'une élévation de température qui produit une déformation des courbes et un déplacement d'ensemble correspondant à une augmentation du courant collecteur.

Le point repos  $X_1$  se déplace jusqu'en  $X_2$  le long de  $D_c$ , droite de charge en courant continu (charge constituée par  $R_{c2}$  et la résistance de l'enroulement du transformateur). La droite de charge en alternatif  $D_A$ , pour l'impédance, supposée réelle, vue du primaire du transformateur de sortie, subit une

translation  $X_1 X_2$  et vient en  $D'_A$ . L'onde de sortie sera déformée du côté des  $V_c$  faibles par suite de la saturation et le courant  $I_c$  dépassera la valeur maximum admise.

Si, au contraire, le point de repos  $X_1$  était déterminé à haute température, un refroidissement l'amènerait en  $X_3$  et  $D_A$  en  $D''_A$ . L'onde de sortie serait tronquée du côté des  $I_c$  faibles par suite du cut-off.

Donc, pour obtenir un fonctionnement correct lorsque la température varie, il faut accepter une dissipation collecteur-base plus importante, voisine de la valeur maximum permise.

4.2.3. — Point de repos pour un domaine de température.

4.2.3.1. — Point de repos à haute température ( $T_H \approx 50^\circ \text{ C}$ ).

La droite de charge à haute température  $D_H$  (figure 3) sera limitée au point  $I_{c \text{ max}} = 8 \text{ mA}$ ,  $V_{c \text{ min}} = 1 \text{ V}$  et tangente à l'hyperbole d'équipuissance  $50 \text{ mW}$ . L'impédance de charge correspondante est de  $2850 \text{ ohms}$ .

Pour obtenir les  $15 \text{ mW}$  désirés, on trouve :

$$u_c = 9,25 \text{ V} ; i_c = 3,25 \text{ mA}$$

et  $V_{oH} = 10,25 \text{ V}$  ;  $I_{oH} = 4,75 \text{ mA}$  (point  $X_H$ ).

4.2.3.2. — Point de repos à basse température ( $T_B \approx 15^\circ \text{ C}$ ).

A basse température, le point  $X_H$  est venu en  $X_B$  et  $D_H$  en  $D_B$ .

Le courant minimum étant fixé à  $0,50 \text{ mA}$ , on obtient :

$$I_{oB} = 0,50 + i_c = 3,75 \text{ mA}.$$

La variation de courant possible entre  $X_H$  et  $X_B$  est donc de  $1,00 \text{ mA}$ . Pour une résistance en courant continu de  $2 \text{ k}\Omega$ , la variation de tension de  $X_H$  à  $X_B$  est de deux volts d'où :

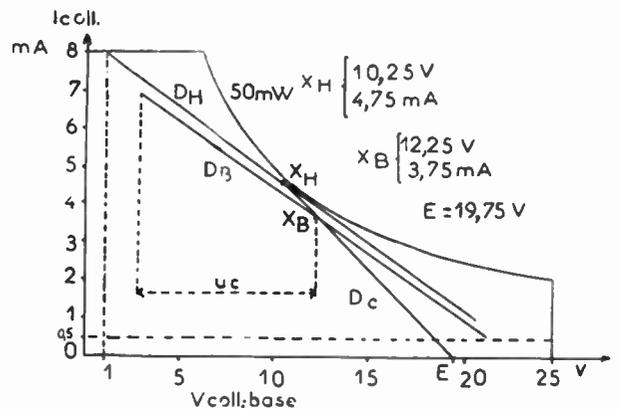


FIG. 3.

$$X_B : V_{oB} = 12,25 \text{ V} ; I_{oB} = 3,75 \text{ mA}.$$

La tension de la source doit être de  $19,75 \text{ V}$  et, à température moyenne, le débit total et la puissance fournie sont :

$$I_s = 4,3 \text{ mA} ; P_s = 85 \text{ mW}.$$

Le rendement de l'étage est égal à :  $\frac{12}{85} = 14 \%$ .

$$I_{coB} = \frac{V_{cB}}{r_{cB}} ; \alpha I_e = I_{cB} - I_{coB}$$

4-3. — Stabilisation de l'étage de sortie.

4.3.1. — Nécessité de la stabilisation.

Les résultats précédents montrent que l'on peut admettre au maximum une variation de 1,00 mA du courant collecteur.

En courant continu, le schéma équivalent au transistor alimenté par une seule source est représenté sur la fig. 4;  $r_e$ ,  $r_b$ ,  $r_c$  sont respectivement les résistances d'émetteur, de base et de collecteur, internes au transistor, et  $\alpha$  le gain en courant. Les valeurs indiquées sur la figure sont celles données pour un transistor 2 N 31.

d'où  $I_e$  et  $(1 - \alpha)I_e$ . Les valeurs calculées sont indiquées sur le tableau de la figure 4. Le potentiel du point J par rapport à la masse est  $R_e I_{eB} = 0,124$  V. et la chute de tension entre les points B et J,  $r_b [(1 - \alpha) I_{eB} - I_{coB}] = 9,4$  mV, peut être négligée. Le potentiel du point C est alors :

$$r_e I_{eB} + V_{cB} = 12,38 \text{ V.}$$

La chute de tension dans  $R_L$  est :

$$R_L I_{cB} = 7,5 \text{ V}$$

d'où la tension d'alimentation

$$E = 12,38 + 7,5 = 19,88 \text{ V}$$

$$\text{puis } R_b = \frac{E - \text{pot. J}}{(1 - \alpha) I_{cB} - I_{coB}} = 340 \text{ k}\Omega.$$

L'état de ce circuit à haute température s'obtient à partir des équations suivantes (fig. 4). On a :

Boucle EBJCE  $I_b (R_b + r_b) + I_{co} r_c + I_c R_L = 0$

Boucle EBJ masse  $E = -I_b (R_b + r_b) + I_e r_e$

Point C et J  $I_c = I_{co} + \alpha I_e = I_b + I_e$

Avec les valeurs indiquées, on en tire :

$$I_{coH} = 136 \mu\text{A} \quad I_{eH} = 12,5 \text{ mA} \quad I_{cH} = 12,4 \text{ mA}$$

$$\text{puis } V_{cH} = 13,6 \text{ V.}$$

La puissance dissipée dans le transistor serait :

$$12,5 \times 13,6 = 170 \text{ mW.}$$

Il est évident que le transistor serait détruit avant d'arriver à cet état, d'autant plus que l'échauffement de la jonction tendrait encore à faire augmenter  $I_{co}$ , donc aussi  $I_c$ .

4.3.2. — Première méthode de stabilisation (fig. 5).

Les variations de  $I_e$  et de  $I_c$  peuvent être réduites en cherchant à limiter les variations du potentiel, par rapport à la masse du point B et par conséquent, celui du point J.

Ce résultat peut être obtenu en reliant la base B à un diviseur de tension branché entre E et masse. Ce diviseur peut être remplacé dans les calculs par sa

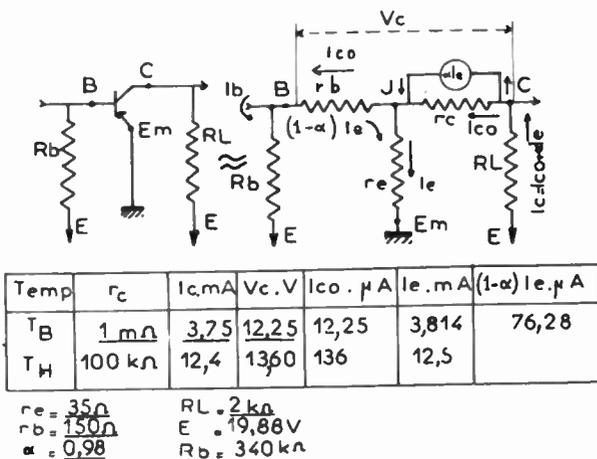


FIG. 4.

La valeur finie de la résistance  $r_c$  a pour conséquence le passage d'un courant collecteur, même lorsque le courant émetteur est nul. Ce courant est donné par :

$$I_{co} = \frac{V_c}{r_b + r_c} \approx \frac{V_c}{r_c} \quad (r_b \ll r_c).$$

En première approximation, les variations de  $r_b$ ,  $r_e$  et  $\alpha$  en fonction de la température sont négligeables vis-à-vis de celles de  $r_c$ . En effet,  $r_c$  représente la résistance inverse de la jonction collecteur-base et décroît exponentiellement en fonction de la température lorsque cette dernière augmente.

La variation de  $r_c$  et par conséquent de  $I_{co}$  (à tension collecteur-base constante) est de l'ordre de 6,5 % par degré centésimal sur les transistors en notre possession.

Une variation de 35° (de 15 à 50° C) de la température ambiante divisera la valeur de  $r_c$  par 10 environ. Le calcul des éléments du circuit pour le fonctionnement à basse température (point X<sub>B</sub> de la figure 3) est le suivant.

Des données  $I_{cB}$ ,  $V_{cB}$  et  $r_{cB}$ , on déduit :

résistance équivalente  $R_b$  reliée à une source de polarisation  $E_p$ .

Les valeurs calculées sont notées sur le tableau de la figure 5.

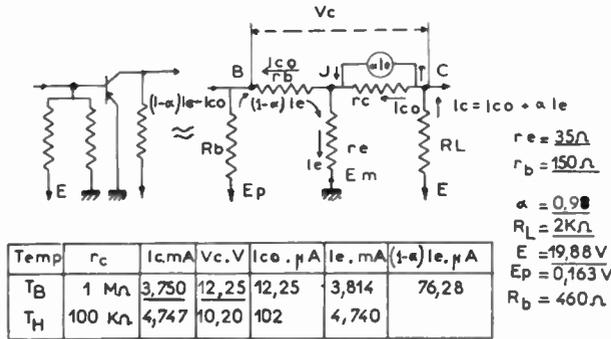


Fig. 5.

Le transistor est bien stabilisé, mais la valeur de la résistance  $R_b$ , en dérivation sur l'impédance d'entrée est trop faible. En effet, l'impédance d'entrée représentée (voir ouvrage cité) par la formule suivante :

$$r_i = r_b + r_e \frac{r_c + Z}{r_c (1 - \alpha) + Z}$$

où  $Z$  est l'impédance de charge, est avec  $Z = 2\ 850$  ohms ;  $r_i \approx 1\ 500$  ohms.

La valeur de  $R_b$ , 460 ohms, est beaucoup trop faible et cette solution doit être abandonnée.

4.3.3. — Seconde méthode de stabilisation.

On se fixera une valeur égale à  $10\ r_i$ , soit 15 k $\Omega$  pour l'ensemble des résistances  $R_{c1}$ ,  $R_{b2}$ ,  $R'_{b2}$  (fig. 1) venant en parallèle sur  $r_i$ , soit par exemple :

$$R_{c1} = 30\ k\Omega \quad \text{et} \quad R_b = R_{b2} // R'_{b2} = 30\ k\Omega.$$

$R_b$  est maintenant fixée, la stabilisation s'obtient par une résistance  $R_e$  en série dans l'émetteur (que l'on découple pour ne pas changer le gain en alternatif) et par un choix convenable des tensions  $E$  et  $E_p$  (fig. 6).

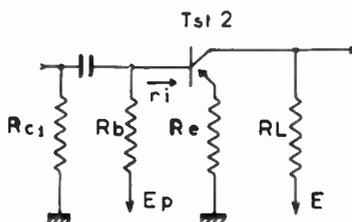


Fig. 6.

La résistance  $R_e$  augmente la résistance en courant continu du circuit source, collecteur, masse et les chutes de tension dans  $R_L$  et  $R_e$ . Par suite, la variation de la tension  $V_c$ , pour une même variation de courant, sera plus importante. Or, nous avons trouvé

dans le cas précédent que la tension collecteur-base passait de 12,25 V à 10,20 V, soit déjà à une valeur un peu plus faible que celle fixée pour les conditions limites à haute température.

Il faut donc chercher un domaine de fonctionnement donnant la plus grande latitude pour les variations de tension et trouver les éléments répondant à ces conditions.

À haute température, l'excursion du point représentatif de l'état du collecteur sera limitée comme précédemment à :  $I_{c,max} = 8\ \text{mA}$   $V_{c,min} = 1\ \text{V}$

d'où le point de repos limite  $X_H$  :

$$V_{oH} = 10,25\ \text{V} ; I_{oH} = 4,75\ \text{mA}.$$

À basse température, on prendra  $I_{c,min} = 0,5\ \text{mA}$  et  $V_{c,max}$  déterminé par la droite de charge tangente à l'hyperbole d'équi-puissance 50 mW.

On trouve (fig. 7)  $V_{c,max} = 22,5$  volts, d'où le point de repos à basse température :

$$X_H \begin{cases} 10,25\ \text{V} \\ 4,750\ \text{mA} \end{cases} \quad X_B \begin{cases} 13,25\ \text{V} \\ 3,750\ \text{mA} \end{cases}$$

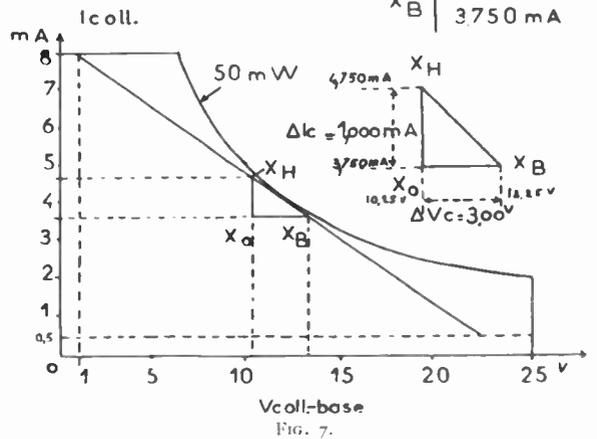


Fig. 7.

$$X_B : \begin{cases} V_{oB} = 22,5 - 9,25 = 13,25\ \text{V} \\ I_{oB} = 3,750\ \text{mA} \end{cases}$$

Le point de repos devra donc, quelle que soit la température comprise entre 15° et 50° C se trouver à l'intérieur du triangle  $X_0 X_B X_H$ . Nous le prendrons à 15° C en  $X_B$  et nous chercherons à l'amener à 50° C sur le segment  $X_0 X_H$ .

Les données sont résumées sur la figure 8.

Les résistances  $r_b$  et  $r_e$  faibles, vis-à-vis de  $R_b$  et  $R_e$ , ont été négligées.

Ayant calculé

$$I_{coB} = \frac{V_{cB}}{r_{cB}} \quad I_{coH} = \frac{V_{cH}}{r_{cH}} \quad I_{eB} = \frac{I_{cB} - I_{co}}{\alpha}$$

on peut écrire, sans préciser la température, les relations suivantes :

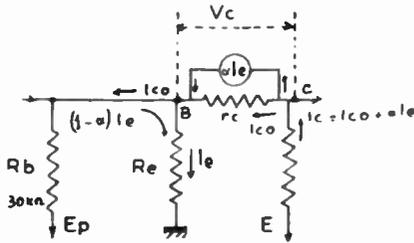
Boucle  $E_p B$  masse :

$$[R_b (1 - \alpha) + R_e] I_e - R_b I_{co} = E_p$$

Boucle  $ECB$  masse :

$$[R_L + R_e] I_e + R_L I_{co} = E - V_c$$

$\alpha = 0,98$   
 $R_b = 30 \text{ k}\Omega$   
 $R_L = 2 \text{ k}\Omega$   
 $R_e = 25 \text{ k}\Omega$   
 $E = 115 \text{ V}$   
 $E_p = 96 \text{ V}$   
 $I_{tot} = 4,40 \text{ mA}$   
 $PS = 500 \text{ mW}$



Temp	$r_c$	$I_c, \text{mA}$	$V_c, \text{V}$	$I_{co}, \mu\text{A}$	$I_e, \text{mA}$
$T_B$	1 M $\Omega$	3,750	13,25	13,25	3,813
$T_H$	100 k $\Omega$	3,945	10,25	102,5	3921

Fig. 8.

En posant  $\Delta I_{co} = I_{coH} - I_{coB}$  ;  $\Delta I_e = I_{eH} - I_{eB}$  on obtient par soustraction de ces relations écrites à  $15^\circ$  et à  $50^\circ$  C.

$$[R_b (1 - \alpha) + R_e] \Delta I_e - R_b \Delta I_{co} = 0$$

$$[R_L + R_e] \Delta I_e + R_L \Delta I_{co} = V_{cB} - V_{cH}$$

d'où, en remplaçant  $R_b$ ,  $\alpha$ ,  $I_{co}$ ,  $R_L$ ,  $V_c$  par leurs valeurs numériques :

$$I_e = 110 \mu\text{A} \quad \text{et} \quad R_e \approx 25 \text{ k}\Omega.$$

On a ensuite :  $E_p = [R_b (1 - \alpha) + R_e] I_{eB} - R_b I_{coB} \approx 96 \text{ volts}$

puis :  $E = [\alpha R_L + R_e] I_{eB} + R_L I_{coB} + V_{cB} \approx 115 \text{ volts}$

A partir de la source  $E$  à 115 volts, la source  $E_p$  et la résistance  $R_b$  seront constituées par un diviseur de tension  $R_2$ ,  $R_3$

avec  $R_2 = 180 \text{ k}\Omega$  et  $R_3 = 36 \text{ k}\Omega$ .

Le schéma est alors celui de la figure 9.

L'examen des valeurs indiquées dans le tableau de la figure 8 montre que cette solution est satisfaisante.

#### 4.3.4. — Rendement de l'étage de sortie.

Dans ce cas, à température moyenne, le courant débité par la source est 4,4 mA, d'où :

Puissance fournie par la source  $115 \times 4,40 = 500 \text{ mW}$

$$\text{Rendement de l'étage} \quad \frac{12}{500} \approx 2,5 \%$$

En rapprochant de ces nombres ceux obtenus au paragraphe 1.2.1. (71 mW ; 16 %) on voit ce que coûte la stabilisation : 126 mW, environ 6 fois la puissance strictement nécessaire au fonctionnement.

On montrera au paragraphe 5 qu'une modification du schéma de la figure 1 consistant à établir une liaison directe entre les étages, permet d'obtenir une stabilisation mutuelle des transistons, avec une économie considérable sur la consommation. De plus, l'encombrement est réduit par la suppression des condensateurs de liaison.

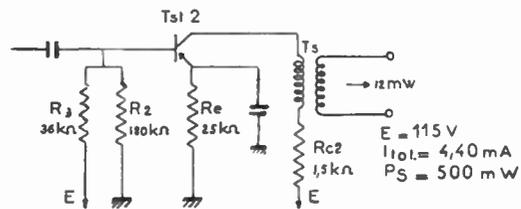


Fig. 9.

#### 4-1. — Stabilisation de l'étage d'entrée.

##### 4.1.1. — Données.

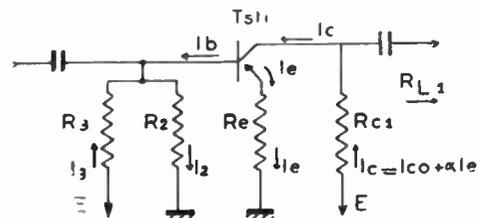
Le problème se pose d'une façon entièrement différente pour l'étage d'entrée quoique le principe de la stabilisation soit le même. Dans ce cas, en effet, la puissance à délivrer en alternatif est très faible, mais la résistance en continu du circuit collecteur est importante.

Cet étage fonctionnera avec un faible courant collecteur et des variations importantes de ce courant et de la tension collecteur-base pourront être tolérées.

Les données sont : (voir figure 10).

Tension d'alimentation  $E = 115 \text{ V}$ .

Résistance du circ. collecteur  $R_{c1} = 30 \text{ k}\Omega$



$E = 115 \text{ V}$   
 $R_{c1} = 30 \text{ k}\Omega$   
 $R_{L1} = 1350 \Omega$

Fig. 10.

Impédance de charge en altern.  $R_{L1} = 1\ 350$  ohms environ

Puissance en courant altern. : le gain en puissance du second étage est donné par la formule (voir ouvrage cité) :

$$G_2 = \left[ \frac{a}{(1-a) + \frac{Z_{L2}}{r_c}} \right]^2 \frac{Z_{L2}}{r_{i2}}$$

Avec  $Z_{L2}$  = impédance de charge ( $Z_{L2} = 2\ 850$  ohms)

$r_{i2}$  = impédance d'entrée ( $r_{i2} = 1\ 500$  ohms)

et  $a \approx \alpha = 0,98$  et  $r_c = 1\ M\Omega$ , on trouve  $G_2 = 3\ 000$

Pour obtenir 15 mW au collecteur du second étage, il faudra donc lui fournir une puissance de 5  $\mu$ W.

Compte tenu des pertes dans la liaison, on demandera au premier étage une puissance de 6  $\mu$ W dans une impédance de  $r_{i2} = 1\ 200$  ohms environ ce qui correspond aux valeurs crêtes du courant et de la tension :

$$i_c = 100\ \mu A ; u_c = 0,12\ V.$$

4.1.2. — *Domaine de fonctionnement* (fig. 11).

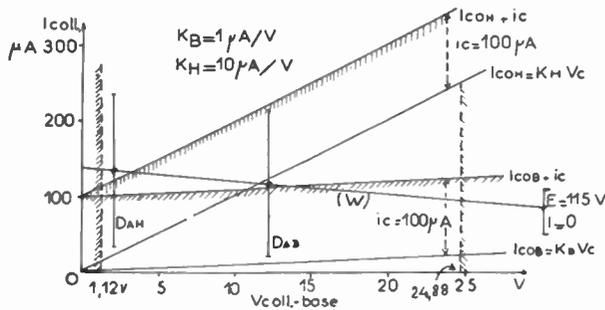


FIG. 11.

L'excursion en courant étant faible, le transistor peut fonctionner au voisinage de la caractéristique de cut-off (courbe  $V_c, I_c$  pour un courant émetteur-base nul).

Cette courbe se déplace fortement, dans le diagramme  $V_c, I_c$ , lorsque la température varie et peut en première approximation, être assimilée à une droite, passant par l'origine d'équation  $I_{co} = kV_c$ ,  $k$  étant un coefficient dépendant de la température ;  $k = \frac{1}{r_c}$  ( $r_c$  = résistance inverse de la jonction collecteur-base).

La caractéristique de cut-off aura pour équation :

à basse température  $I_{coB} = k_B V_c$  (1)

à haute température  $I_{coH} = k_H V_c$  (2)

Les ordres de grandeur sont :

$$k_B = 1.10^{-6} = 1\ \mu A/volt\ environ$$

$$k_H = 10.10^{-6} = 10\ \mu A/volt\ environ.$$

La droite de charge en alternatif  $D_A$  correspondant à une impédance faible (1 350 ohms) est presque parallèle à l'axe des ordonnées, il s'ensuit que les points de repos à basse et haute température devront être situés respectivement au-dessus des droites  $I_{coB} + i_c$  et  $I_{coH} + i_c$ .

Pour éviter d'atteindre les parties courbes des caractéristiques aux faibles tensions collecteur-base, cette tension ne devra pas descendre au-dessous de la valeur  $v_0$ , de l'ordre de 1 volt. La tension  $V_{oH}$  du point de repos, à haute température, devra donc être supérieure ou égale à cette quantité augmentée de  $u_c$ , soit :

$$V_{oH} \geq v = v_0 + u_c = 1 + 0,12 = 1,12\ V. \quad (3)$$

Il faut aussi limiter l'excursion à basse température à la tension maximum admissible de 25 volts, d'où

$$V_{oB} \leq V_{max} - u_c = 25 - 0,12 = 24,88\ V. \quad (4)$$

Le point de fonctionnement se déplace sur la droite de charge en courant continu, passant par le point  $V_c = E ; I_c = 0$  et de coefficient angulaire  $-\frac{1}{W}$ .  $W$  représentant la résistance totale de charge en continu du circuit source, collecteur, émetteur, masse et, en négligeant la différence entre les courants collecteur et émetteur on peut écrire

$$W = R_{c1} + R_c \quad (5)$$

Il est commode pour la suite des calculs d'introduire un paramètre important qui caractérise le circuit : le facteur de stabilisation  $S$ .

$S$  est défini comme le rapport de la variation du courant collecteur  $I_c$  à la variation du courant de cut-off  $I_{co}$  à tension collecteur-base constante :

$$S = \left[ \frac{\Delta I_c}{\Delta I_{co}} \right]_{V_c = C^{te}} \quad (6)$$

Les circuits étudiés précédemment montrent que  $S$  caractérise surtout le circuit et non le transistor. En toute rigueur, l'expression de  $S$  contient le facteur d'amplification  $\alpha$ , mais cette quantité intervient dans l'expression  $(1 - \alpha)$  dont la valeur peut être négligée comme le montre la formule 7 ci-après.

$S$  peut donc s'exprimer en fonction des éléments du circuit.

En effet, l'expression de  $I_c$  en fonction du seul courant  $I_{co}$  est :

$$I_c = \frac{I_{co} \left[ 1 + R_e \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) \right] + \frac{\alpha E}{R_3}}{(1 - \alpha) + R_e \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right)} \quad \text{(voir ouvrage cité) page 102}$$

d'où :

$$S = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_{co}} = \frac{1 + R_e \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right)}{1 - \alpha + R_e \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right)} \approx 1 + \frac{1}{R_e \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right)} = 1 + \frac{\rho}{R_e} \quad (7)$$

en posant : 
$$\frac{1}{\rho} = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \quad (8)$$

Compte tenu de (7), l'expression donnant  $I_c$  peut s'écrire :

$$I_c = S I_{co} + \frac{E}{R_3} (S - 1) \quad (9)$$

Revenons à la figure 11.

Pour obtenir le fonctionnement avec le courant minimum, on prendra, à basse température le point de fonctionnement sur la droite  $I_{cOB} + i_c$ , donc :

$$I_{cB} = k_B V_{cB} + i_c \quad (10)$$

En introduisant  $S$ , d'après (9) et (1), (10) peut s'écrire :

$$I_{cB} = S k_B V_{cB} + \frac{E}{R_3} (S - 1) \quad (11)$$

A haute température, on devra avoir :

$$I_{cH} \geq k_H V_{cH} + i_c \quad (12)$$

et 
$$I_{cH} = S k_H V_{cH} + \frac{E}{R_3} (S - 1) \quad (13)$$

Les équations (11) et (13) donnent :

$$S = \frac{I_{cH} - I_{cB}}{k_H V_{cH} - k_B V_{cB}} \quad (14)$$

Comme  $S$  doit être supérieur à l'unité pour permettre la réalisation physique du circuit et que  $I_{cH} - I_{cB} > 0$ , il faut avoir :

$$k_H V_{cH} - k_B V_{cB} > 0 \quad (15)$$

En tenant compte des limites imposées à  $V_{cB}$  et  $V_{cH}$ , par (3) et (4), le point de fonctionnement devra se trouver, à basse température sur un segment  $mn$  de la droite donnée par (10) (voir figure 12) et, à haute température, à l'intérieur du domaine  $M N P Q$  défini par :

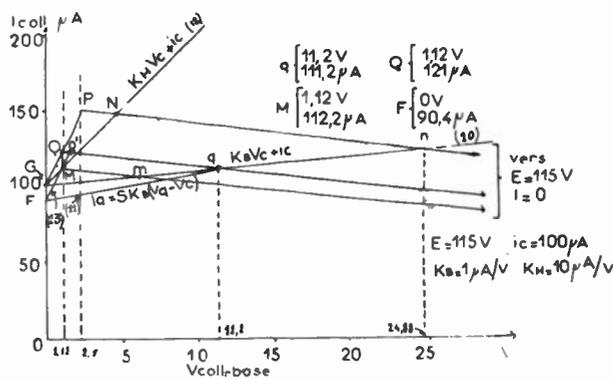


FIG. 12.

Point  $M$  — intersection de la droite  $v = 1,12 \text{ V}$  avec la droite d'équation (12)

$$I_{cH} = k_H V_{cH} + i_c$$

Point  $Q$  — intersection de la droite  $v = 1,12 \text{ V}$  avec la droite de charge en continu passant par le point  $q$  situé sur (10) tel que :

$$(V_{cB})_q = \frac{k_H}{k_B} v (= 10 \times 1,12 = 11,2 \text{ V})$$

Point  $P$  — situé sur la droite de charge passant par  $n$  ( $V_{oB \text{ max}} = 24,88 \text{ V}$ ) et correspondant à

$$(V_{oH})_p = \frac{k_B}{k_H} V_{oB \text{ max}} \left( = \frac{24,88}{10} \approx 2,50 \text{ V} \right)$$

Point  $N$  — intersection de la droite de charge passant par  $n$  et de la droite d'équation (12)

$$I_{cH} = k_H V_{cH} + i_c$$

$M N, M Q, N P$  sont des segments de droite —  $Q P$  est une portion d'hyperbole.

Il est inutile de préciser que les points de repos à basse et haute température se trouvent sur la même droite de charge en courant continu.

#### 4.4.3. — Détermination des éléments.

Il faut trouver un couple de points, dans les domaines ainsi définis, permettant de vérifier les équations

(11) et (13) avec une valeur acceptable pour  $S$  et la plus grande possible pour minimiser la consommation du circuit de stabilisation.

Les droites (11) et (13), sur lesquelles se trouvent les points de repos se coupent sur l'axe  $I_c$  au point  $F$  d'ordonnée  $\frac{E}{R_3}(S - 1)$ , et leurs coefficients angulaires sont respectivement égaux à  $S$  fois ceux des droites (10) et (12).

On peut procéder géométriquement pour déterminer  $S$  et le point  $F$ .

On s'impose de travailler sur la droite de charge  $qQ$ .

Soit  $G$  le point commun aux droites (10) et (12), sur l'axe des  $I_c$  et d'ordonnée  $i_c$ . La valeur du coefficient angulaire de  $GQ$  sera prise comme valeur du coefficient  $S k_{II}$ , d'où  $S$ .

Du point  $q$ , on trace la droite de coefficient angulaire  $S k_B$ . Elle coupe l'axe des  $I_c$  en  $F$  d'où la valeur de  $\frac{E}{R_3}(S - 1)$  et celle de  $R_3$ .

Du point  $F$ , on trace la droite de coefficient angulaire  $S k_{II}$ . Elle coupe  $qQ$  en  $Q'$  qui est le point de repos à haute température.

Les valeurs utiles sont indiquées sur la figure 12.

On trouve :  $S = \frac{gQ}{gM} = 1,85$ ;  $R_3 = 1,1 \text{ m}\Omega$ ;  $W = 940 \text{ k}\Omega$ .

puis d'après (5)  $R_e = 910 \text{ k}\Omega$

et d'après (7) et (8)  $R_2 = 470 \text{ k}\Omega$ .

Le débit total à basse température est celui correspondant au point  $q$ .  $I_{cB} = 111,2 \mu\text{A}$  augmenté du débit dans  $R_3$ , soit, en négligeant le courant de base :

$$I_{R3B} = \frac{E - R_e I_{cB}}{R_3} = 13 \mu\text{A}.$$

Le débit total est de  $125 \mu\text{A}$ , correspondant à une puissance fournie par la source d'environ  $15 \text{ mW}$ .

4.1.4. — Remarque.

Remarquons un avantage des transistors sur les tubes à vide. Presque toute la puissance est consommée par le transistor de sortie ( $500 \text{ mW}$ ) alors que celle du transistor d'entrée est négligeable ( $15 \text{ mW}$ ) et pourrait être encore plus faible si l'on ne s'était pas imposé d'utiliser une source unique pour alimenter l'amplificateur. A puissance de sortie déterminée, en régime sinusoïdal, l'augmentation du nombre d'étages à transistor influe très peu sur la consommation totale, alors qu'avec des tubes à vide, chaque étage supplémentaire augmente la consommation d'au moins  $2000 \text{ mW}$ , ne serait-ce que pour le chauffage du filament.

4-5. — Résumé.

Puissance consommée.

Sans stabilisation et à température constante (2<sup>e</sup> étage seul).

à basse température 71 mW

à haute température 85 mW

Avec stabilisation (2<sup>e</sup> étage seul) . . . . . 500 mW

(1<sup>er</sup> étage seul) . . . . . 15 mW

Amplificateur complet 515 mW

La puissance consommée pour la stabilisation est environ 6 fois la puissance minimum requise. Ce peut être prohibitif dans certaines applications. On va étudier au chapitre suivant un montage permettant de réduire cette consommation.

Le schéma complet de l'amplificateur réalisé suivant les principes qui viennent d'être étudiés est représenté sur la figure 13.

4-6. — Résultats expérimentaux.

Le montage ainsi déterminé a été essayé avec une série de 16 transistors 2 N 34 (4 R C A et 12 Syl- vania). Deux transistors franchement en dehors des caractéristiques nominales ont dû être éliminés.

Avec une alimentation de 115 volts, il a fallu retoucher les valeurs des résistances des diviseurs alimentant les bases pour certains couples de transistors.

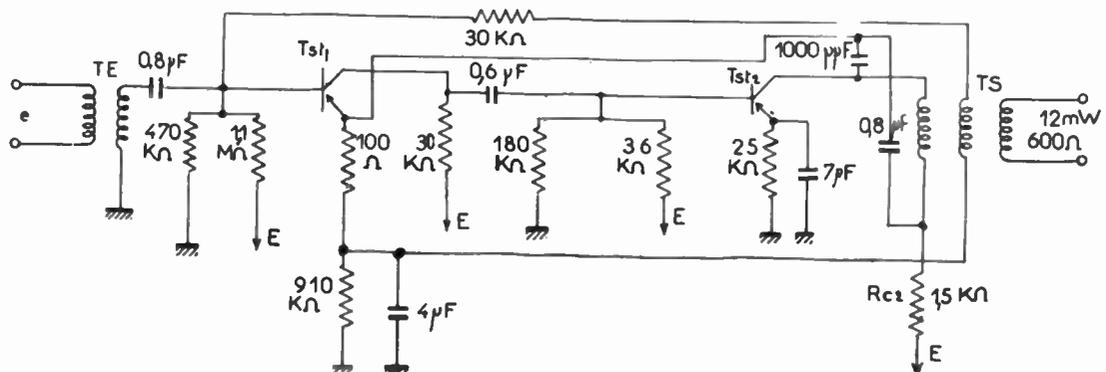


Fig. 13.

Ceci s'explique aisément par la dispersion des caractéristiques, notamment de  $r_c$  des transistons.

On a trouvé qu'en portant l'alimentation à 135 volts et en calculant les éléments du montage pour cette valeur, tous les transistons essayés sont interchangeables.

Le montage fonctionne encore correctement avec une tension d'alimentation de 80 volts à condition d'ajuster certains éléments pour les transistons utilisés.

En débordant un peu les limites imposées pour les transistons, on a pu obtenir, avec une tension d'alimentation de 90 volts et un débit total de 5,5 mA (soit environ 500 mW fournis), une puissance de sortie de 25 mW avec une distorsion harmonique de l'ordre de 3 %, toutes les autres performances de l'amplificateur restant inchangées.

5. — STABILISATION MUTUELLE DES ÉTAGES.

5-1. — Conditions de stabilisation d'un étage par l'autre.

Nous avons vu que les éléments des circuits déterminent le déplacement du point de repos lorsque la température varie.

On peut profiter de la variation du courant collecteur  $I_{c1}$  du premier étage pour changer le courant de polarisation du transistor du second étage et limiter les déplacements du point de repos de ce dernier. Ce mode de fonctionnement exige une liaison directe entre les deux étages.

Dans ces conditions, le rendement du second étage est amélioré et la tension de la source peut être diminuée jusqu'à la valeur obtenue pour le montage sans compensation de température (paragraphes 4.2.1 et 4.2.3.2).

Il est intéressant de réduire les variations de courant si l'on a à envisager l'alimentation en série ou en parallèle de plusieurs amplificateurs par une source d'impédance interne non négligeable. Les variations de débit les plus importantes venant de l'étage de sortie, nous allons étudier la stabilisation pour obtenir le même débit de cet étage à basse et à haute température.

La tension de la source sera la plus faible possible, soit 20 volts.

5-2. — Répartition des courants dans l'étage de sortie — Tst 2.

Prenons les conditions trouvées (au paragraphe 4.2.3.2.) à basse température :  $I_{c2B} = 3,75$  mA  $V_{c2B} = 12,25$  V.  $I_{c02B} = 12,25$   $\mu$ A.

Le courant total collecteur  $I_{cB}$  (fig. 14) vérifiant la relation :

$$I_{c2B} = I_{c02B} + \alpha I_{c1B} \quad (16)$$

on obtient, avec :  $\alpha = 0,98$  ;  $I_{c2B} = 3814$   $\mu$ A puis :  $(1 - \alpha) I_{c2B} = 76,28$   $\mu$ A.

Le courant de base,  $I_{b2B}$  pris dans le même sens que le courant collecteur est :

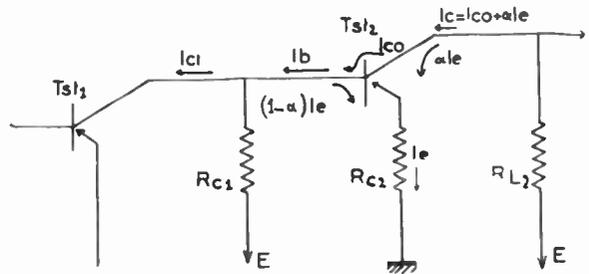


FIG. 14.

$$I_{b2B} = I_{c02B} - (1 - \alpha) I_{c2B} = -64 \mu\text{A}.$$

La résistance  $R_{c2}$  (fig. 13) ayant pu être supprimée dans le nouveau montage, la résistance, en courant continu, du circuit collecteur devient :  $R_{L2} = 500$   $\Omega$ . La tension collecteur-masse est :

$$E - I_{c2B} R_{L2} = 18,13 \text{ V.}$$

Négligeant la chute de tension émetteur-base, la tension émetteur-masse est égale à la tension base-masse, c'est-à-dire :

$$18,13 - 12,25 = 5,88 \text{ V}$$

La résistance  $R_{e2}$  est donnée par :

$$R_{e2} = \frac{V_e}{I_{c2B}} = \frac{5,88}{3,814} = 1,540 \text{ k}\Omega.$$

Pratiquement  $R_{e2} = 1,5$  k $\Omega$

On peut encore calculer la valeur de la résistance  $R_{c1}$  commune au circuit collecteur du Tst 1 et au circuit base du Tst 2 par la relation :

$$R_{c1} (I_{c1B} - I_{b2B}) = E - V_{b2B} \quad (17)$$

en observant que, d'après les conditions de fonctionnement du premier étage (voir figure 11) on doit avoir :

$$I_{c1B} \geq I_{c01B} + i_c \text{ soit } I_{c1B} \geq 100 \mu\text{A},$$

en négligeant  $I_{c01B}$  de l'ordre de quelques microampères, puisque  $V_{c1B}$  est au plus égal à 5,88 volts.

L'équation (17) donne alors :

$$R_{c1} \frac{E - V_{b2B}}{I_{c1B} - I_{b2B}} \leq \frac{20 - 5,88}{100 + 64} = 86 \text{ k}\Omega.$$

Pour diminuer le débit du 1<sup>er</sup> étage, on prendra  $R_{c1}$ , voisin de la limite supérieure, par exemple :  $R_{c1} = 80 \text{ k}\Omega$  et, d'après l'équation (17) on obtient :

$$I_{c1B} = I_{b2B} + \frac{E - V_{b2B}}{R_{c1}} = 113 \text{ }\mu\text{A}. \quad (18)$$

Ces résultats sont résumés sur la figure 15.

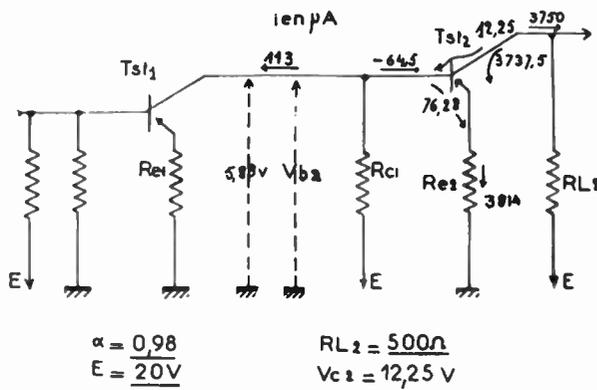


FIG. 15.

Calculons maintenant les éléments du circuit du Tst 1 de façon que, à haute température, le courant collecteur  $I_{c2H}$  se maintienne à la même valeur qu'à basse température, soit  $3\,750 \text{ }\mu\text{A}$ , bien que le courant  $I_{c2}$  devienne environ 10 fois plus grand, c'est-à-dire de l'ordre de  $125 \text{ }\mu\text{A}$ .

L'équation (16) avec les valeurs prises par  $I_c$  et  $I_{c0}$  à haute température, respectivement  $3\,750$  et  $125 \text{ }\mu\text{A}$  donne :

$$I_{e2H} = 3\,597 \text{ }\mu\text{A}$$

et l'on trouve :

$$I_{b2B} = + 52 \text{ }\mu\text{A}.$$

Le courant dans la base a changé de sens.

Le courant émetteur étant passé de  $3\,814 \text{ }\mu\text{A}$  à  $3\,597 \text{ }\mu\text{A}$ , la tension émetteur-masse, donc aussi la tension base-masse, est passée de  $5,88$  volts à :

$$V_{b2B} = 5,88 \frac{3\,597}{3\,814} = 5,55 \text{ volts}.$$

Le courant  $I_{c2}$  étant inchangé, la tension collecteur-base est alors :

$$V_{c2H} = 18,13 - 5,55 = 12,58 \text{ V}.$$

Le courant collecteur de Tst 1 est donné par l'équation (18) écrite à haute température :

$$I_{c1H} = I_{b2H} + \frac{E - V_{b2H}}{R_{c1}}.$$

On obtient :

$$I_{c1H} = 233 \text{ }\mu\text{A}.$$

Ces résultats sont résumés sur la figure 16.

Le tableau suivant permet de comparer les valeurs des divers courants et des tensions à basse et haute

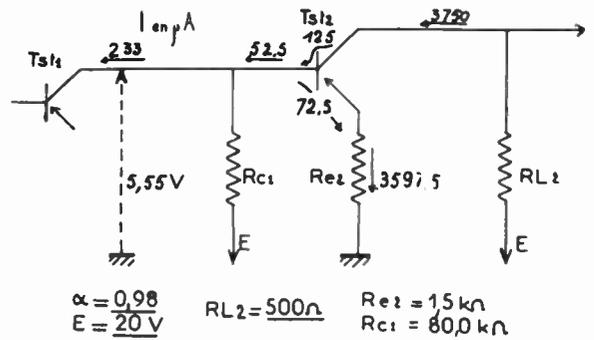


FIG. 16.

température, les données étant, rappelons-les :

$$\alpha = 0,98 \quad E = 20 \text{ V} \quad R_{L2} = 500 \Omega \quad R_e \approx 1,5 \text{ k}\Omega \\ R_{c1} = 80 \text{ k}\Omega$$

temp.	$r_c$	$I_{c2} \text{ }\mu\text{A}$	$I_{c2} \text{ }\mu\text{A}$	$I_{c2} \text{ }\mu\text{A}$	$I_{b2} \text{ }\mu\text{A}$	$V_{c2} \cdot V$	$V_{b2} \cdot V$	$I_{c1} \text{ }\mu\text{A}$
$T_B$	$1 \text{ M}\Omega$	3750	12,25	3814	-64	12,25	5,88	113
$T_H$	$100 \text{ K}\Omega$	3750	125	3597	+52	12,58	5,55	233

### 5-3. — Calcul de l'étage d'entrée.

#### 5.3.1. — Données.

Le schéma du circuit du premier étage est le même que celui utilisé dans le premier amplificateur (fig. 10) mais maintenant les conditions imposées sont différentes.

On connaît en effet :

— La valeur de la résistance du collecteur

$$R_{c1} = 80 \text{ k}\Omega$$

— Les valeurs du courant collecteur à basse et haute température :

$$I_{c1B} = 113 \text{ }\mu\text{A} \quad I_{c1H} = 233 \text{ }\mu\text{A}$$

— et les valeurs de la tension collecteur-masse (égales à  $V_{b2}$ ) à basse et à haute température :

$$V_{b2B} = 5,88 \text{ V} \quad V_{b2H} = 5,55 \text{ V}.$$

Il faudra aussi tenir compte du courant  $I_{b2}$  de la base du second transistor qui traverse la résistance commune  $R_{c1}$ .

#### 5.3.2. — Calcul de la résistance d'émetteur $R_{e1}$ .

Négligeant encore la différence entre les courants collecteur et émetteur, on pose :

$$W_1 = R_{e1} + R_{c1}$$

$W_1$  représentant la résistance totale de charge en courant continu du circuit source, collecteur, émetteur, masse.

La détermination de cette résistance est fixée par les considérations suivantes (voir figure 17).

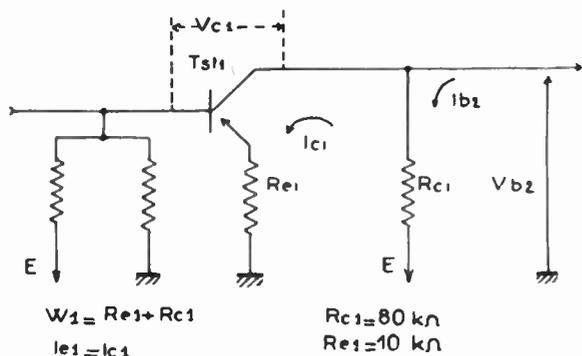


FIG. 17.

La tension  $V_{c1}$  doit être inférieure ou au plus égale à la tension  $V_{b2}$ .

La tension  $V_{c1}$  doit être supérieure à la tension minimum collecteur-base admissible :

$$v = v_0 + u_c = 1,12 \text{ V} \quad (\text{voir paragraphe 4.4.2}).$$

On peut écrire, d'après la figure 17 :

$$\begin{aligned} V_{c1} &= E - R_{c1} (I_{c1} - I_{b2}) - R_{e1} I_{c1} \\ V_{c1} &= E + R_{c1} I_{b2} - W_1 I_{c1} \end{aligned} \quad (19)$$

et les conditions indiquées deviennent :

$$v \leq E + R_{c1} I_{b2} - W_1 I_{c1} \leq V_{b2}$$

En prenant successivement les deux signes d'inégalité avec les valeurs prises par  $I_{b2}$ ,  $I_{c1}$  et  $V_{b2}$  à basse et haute température, on obtient :

$$W_1 \geq \frac{E + R_{c1} I_{b2B} - V_{b2B}}{I_{c1B}} = 80 \text{ k}\Omega$$

$$W_1 \leq \frac{E + R_{c1} I_{b2B} - v}{I_{c1B}} = 122 \text{ k}\Omega$$

puis :

$$W_1 \geq \frac{E + R_{c1} I_{b2H} - V_{b2H}}{I_{c1H}} = 80 \text{ k}\Omega$$

$$W_1 \leq \frac{E + R_{c1} I_{b2H} - v}{I_{c1H}} = 99 \text{ k}\Omega$$

Donc :

$$80 \leq W_1 \leq 99 \text{ k}\Omega$$

Adoptons une valeur moyenne  $W_1 = 90 \text{ k}\Omega$

d'où :  $R_{e1} = W_1 - R_{c1} = 10 \text{ k}\Omega$

### 5.3.3. — Détermination des autres éléments.

Il faut maintenant trouver les points de repos du transistor Tst 1 à  $T_B$  et  $T_H$ .

La résistance  $R_{c1}$  étant parcourue par le courant  $I_{b2}$  du second transistor, on peut considérer que le premier n'est pas alimenté par la source de tension  $E$ , mais par une source virtuelle de tension  $E_1$  donnée par (voir figure 17).

$$E_1 = E + R_{c1} I_{b2}$$

on aura à basse température :

$$E_{1B} = E + R_{c1} I_{b2B} = 14,88 \text{ V}$$

et à haute température :

$$E_{1H} = E + R_{c1} I_{b2H} = 24,16 \text{ V}$$

La tension collecteur-base s'écrit maintenant, d'après (19) :

$$V_{c1} = E_1 - W_1 I_{c1}$$

d'où :  $V_{c1B} = E_{1B} - W_1 I_{c1B} = 4,71 \text{ V}$

et  $V_{c1H} = E_{1H} - W_1 I_{c1H} = 3,19 \text{ V}$ .

Les coordonnées des points de repos sont donc respectivement :

$$X_B \left\{ \begin{aligned} V_{c1B} &= 4,71 \text{ V} \\ I_{c1B} &= 113 \mu\text{A} \end{aligned} \right. \quad \text{et} \quad X_H \left\{ \begin{aligned} V_{c1H} &= 3,19 \text{ V} \\ I_{c1H} &= 233 \mu\text{A} \end{aligned} \right.$$

Ces résultats sont indiqués sur le diagramme de la figure 18.

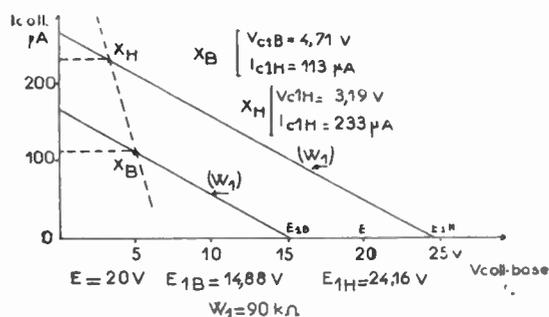


FIG. 18.

L'équation (11) paragraphe 4.4.2. donne alors, à basse et haute température, les relations :

$$I_{c1B} = Sk_B V_{c1B} + \frac{E_{1B}}{R_3} (S - 1) \quad (20)$$

$$I_{c1H} = Sk_H V_{c1H} + \frac{E_{1H}}{R_3} (S - 1) \quad (21)$$

d'où l'on tire :

$$S = \frac{I_{c1H} E_{1B} - I_{c1B} E_{1H}}{k_H V_{c1H} E_{1B} - k_B V_{c1B} E_{1H}}$$

Avec les valeurs indiquées sur la figure 18 et  $k_B = 1 \mu A/V$ ,  $k_H = 10 \mu A/V$ , on obtient  $S \approx 2$ .

L'équation (20) permet de calculer  $R_3$ , on trouve  $R_3 = 144 \text{ k}\Omega$  puis les équations (7) et (8) donnant  $\rho$  et  $R_2$ , on obtient  $R_2 = 10,75 \text{ k}\Omega$ .

Pratiquement, on prendra :

$$R_3 = 150 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 10 \text{ k}\Omega$$

Le schéma de l'amplificateur, au point de vue des courants continus, est représenté sur la figure 19.

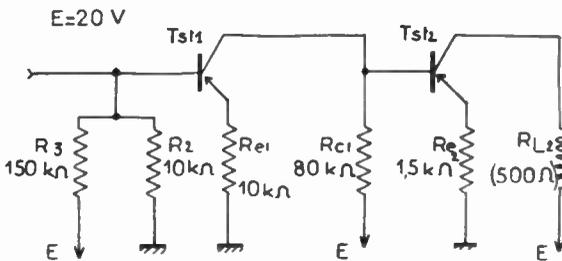


FIG. 19.

Il est intéressant d'analyser le processus de la stabilisation mutuelle des deux étages.

La variation du courant collecteur du premier étage, en agissant sur le courant de polarisation du second maintient constant le débit du collecteur de ce dernier. En retour, la variation du courant de base du second transistor dans la résistance commune  $R_{c1}$  correspond à une variation fictive de tension de la source alimentant le premier, ce qui permet, tout en obtenant la variation voulue du courant collecteur de conserver une variation de la tension collecteur-base acceptable malgré la valeur élevée de la résistance de charge en courant continu.

5-1. — Puissance consommée et Rendement.

Les courants débités par la source sont :

le courant collecteur  $I_{c2}$  du second étage égal à  $3\,750 \mu A$  à  $T_B$  et  $T_H$ ,

le courant total  $I_{tot}$  dans  $R_{c1}$  égal à :

$$I_{c1B} = 177 \mu A \text{ à } T_B$$

et à  $I_{c1H} = 181 \mu A$  à  $T_H$ ,

le courant  $I_3$  dans  $R_3$  sensiblement égal à :

$$I_3 \approx \frac{E - V_{e1}}{R_3} \approx \frac{E - R_{e1} I_{c1}}{R_3}$$

d'où :

$$I_{3B} = 126 \mu A \text{ et } I_{3H} = 117 \mu A.$$

Le courant  $I_s$  fourni par la source est donc :

$$\text{à } T_B : I_{SB} = 3\,750 + 177 + 126 = 4\,053 \mu A$$

$$\text{à } T_H : I_{SH} = 3\,750 + 181 + 117 = 4\,048 \mu A.$$

Il est donc pratiquement constant et égal à

$$I_s = 4,05 \text{ mA.}$$

La puissance fournie est

$$P_s = EI_s = 20 \times 4,05 = 81 \text{ mW.}$$

La puissance nominale de sortie à fréquence vocale

est de 12 mW soit un rendement de  $\frac{12}{81} \approx 15 \%$ .

5-5. — Schéma complet.

La figure 20 représente le schéma complet de l'amplificateur. Le courant de base du premier transistor étant très faible peut passer sans inconvénient dans le transformateur d'entrée. Le diviseur  $R_2, R_3$  découplé, est relié au point froid du transformateur d'entrée qui attaque directement la base de Tst 1. La suppression d'un condensateur de liaison de forte valeur et de bonne qualité donne un gain de place. Les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  sont de faible valeur. Tous les autres condensateurs servent de découplage et peuvent être des condensateurs électrolytiques miniatures ou des condensateurs au tantale.

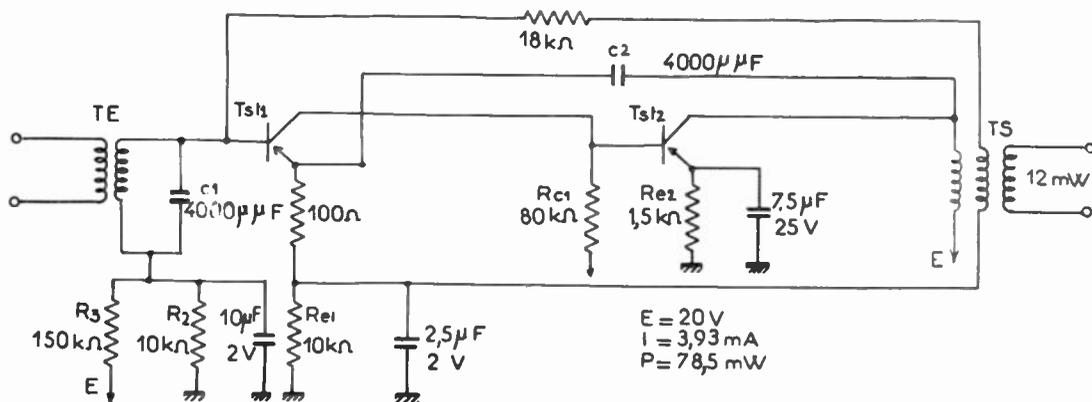


FIG. 20.

L'amplificateur complet, y compris les transistrons se monte très aisément avec des éléments courants dans un boîtier type PTT 2/3 de dimensions  $80 \times 80 \times 32$  mm. La plus grande partie de la place est prise par le transformateur de sortie dont un enroulement est traversé par du courant continu.

#### 5-6. — Résultats obtenus.

Dans les calculs précédents, on a admis que les points de fonctionnement des transistrons se déplaçaient dans le réseau des caractéristiques jusqu'aux limites correspondant à la saturation ou au cut-off. Les résultats obtenus dépendent principalement de deux caractéristiques des transistrons,  $\alpha$  et  $I_{co}$  (par l'intermédiaire de  $r_c$ ).

Pour un transistor donné et dans la gamme des températures considérées, les variations de  $\alpha$  sont faibles, de l'ordre de 0,5 % mais produisent des variations importantes du facteur  $(1 - \alpha)$  qui intervient plusieurs fois dans les calculs.

D'un transistor à l'autre, d'un même type, les écarts sur  $\alpha$  peuvent être de l'ordre de 1 à 2 %.

D'autre part,  $\alpha$  varie avec le temps (durée de vie).

La dispersion sur les valeurs de  $I_{co}$ , c'est-à-dire sur les valeurs des coefficients  $k_B$  et  $k_H$  est plus importante. Ils varient facilement du simple au double d'un transistor à l'autre. Il s'ensuit que si l'on désire un fonctionnement dans les conditions limites indiquées, il faudra mesurer exactement les valeurs des paramètres des transistrons utilisés dans le montage et calculer les éléments des circuits avec ces valeurs ou bien ajuster expérimentalement les résistances sur l'amplificateur, de façon à maintenir constant le débit à basse et haute température.

Pratiquement, à basse température, on réglera le débit de Tst 2 et la tension  $V_{b2}$  en agissant sur les résistances  $R_{e2}$  et  $R_2$ . Puis à haute température, on ramènera le débit de Tst 2 à la même valeur en agissant sur  $R_3$ .

Il suffit, pour ces réglages de porter seulement les transistrons dans des étuves à température voulue. La température des transistrons est pratiquement stabilisée en 10 minutes environ. Les valeurs correctes des résistances sont ainsi déterminées expérimentalement en trois cycles de variation de température.

En procédant de cette façon, on a pu obtenir des puissances de sortie s'élevant jusqu'à 18 mW soit un rendement de  $\frac{18}{81} \approx 22\%$ .

Etant donné la longue durée de vie présumée des transistrons (70 000 heures, environ 8 années, et certainement plus avec les nouvelles fabrications), la nécessité de ces réglages ne semble pas être un gros inconvénients.

L'interchangeabilité des transistrons sur un montage donné peut être obtenue, mais au prix d'une dépense supplémentaire d'énergie. Des mesures et des essais effectués sur 16 transistrons du type 2 N 34

(12 Sylvania et 4 R C A) de façon à obtenir sans distorsion une puissance de sortie de 12 mW quels que soient les transistrons utilisés, soit en entrée, soit en sortie et quelle que soit la température dans les limites indiquées, ont conduit, (après élimination de deux transistrons se refusant à délivrer plus de 6 mW en position de sortie) à alimenter l'amplificateur sous 35 volts, le débit étant d'environ 5 mA.

soit une puissance consommée de

$$P_s = 35 \times 5 = 175 \text{ mW}$$

Le rendement nominal tombe alors à  $\frac{12}{175} \approx 7\%$ .

Suivant le jeu de transistrons employé sur ce dernier montage, la puissance de sortie obtenue sans distorsion a varié de 12 à 22 mW.

#### BIBLIOGRAPHIE

- [1] R.F. SHEA. Principles of transistor circuits. John Wiley and Sons N.Y. 1953.

#### NOTATIONS

$\alpha$	Facteur d'amplification en courant (base à la masse), le collecteur directement à la source.
$B$	En indice = à basse température $T_B$ .
$E, F_p$	Tensions des sources d'alimentation et de polarisation.
$H$	En indice = à haute température $T_H$ .
$i_c$	Courant crête alternatif.
$I_b, I_c, I_e$	Courants de base, collecteur, émetteur.
$I_{co}$	Courant de cut-off = courant collecteur pour un courant émetteur nul (C'est le courant inverse de la jonction collecteur-base. Il n'est pas contrôlé par le courant émetteur).
$I_o$	Courant collecteur au point de repos.
$I_s$	Courant fourni par la source d'alimentation.
$k$	Conductance de la jonction collecteur-base $\left(k = \frac{1}{r_c}\right)$ .
$P_o$	Dissipation collecteur-base au point de repos.
$P_s$	Puissance fournie par la source d'alimentation.
$P_{\sim}$	Puissance en alternatif.
$r_b, r_c, r_e$	Résistances de base, collecteur, émetteur du schéma équivalent au transistor.
$R_b, R_c, R_e$	Résistances insérées dans les circuits de base, collecteur, émetteur.
$S$	Facteur de stabilisation.
$T_B, T_H$	Température ambiante (basse $\approx 15^\circ\text{C}$ — Haute $\approx 50^\circ\text{C}$ )
$T_{st}$	Transistron.
$u_c$	Tension crête alternative.
$v$	Tension minimum Collecteur-base.
$V_b, V_c, V_e$	Tensions Base-masse, Collecteur-base, Emetteur-masse.
$V_o$	Tension Collecteur-base au point de repos.
$H$	Résistance totale de charge en courant continu.
1	En indice = relatif au circuit du 1 <sup>er</sup> Etage.
2	En indice = relatif au circuit du 2 <sup>e</sup> Etage.

Dans les tableaux et les figures, les valeurs soulignées correspondent aux données.

# ÉLÉMENTS MODULATEURS POUR SYSTÈMES DE TÉLÉCOMMUNICATIONS A COURANTS PORTEURS

PAR

DOUÇOT et ROY

*Ingénieurs à la Compagnie des Freins et Signaux de Westinghouse*

Les éléments redresseurs OXYMETAL des types 28 S 4 A — 30 S 9 A — et 26 S 16 A, étudiés spécialement pour la modulation et la démodulation dans les systèmes de téléphonie à courant porteur, ont fait l'objet de longues recherches en laboratoire, afin d'obtenir des éléments répondant aux exigences sévères que pose ce problème de transmission.

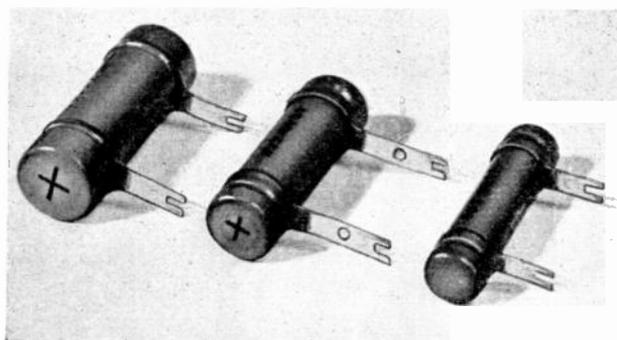


FIG. 1.

De nombreux circuits de transmission par courant porteur comprenant des redresseurs OXYMETAL des types 28 S 4 A — 30 S 9 A ou 26 S 16 A sont actuellement en service. La plupart sont basés sur le principe du circuit « en anneau » représenté par la figure 2 et utilisé aussi bien pour la modulation que pour la démodulation.

Les redresseurs, dans cette application, sont soumis à des tensions ou parcourus par des courants engendrés par deux sources différentes :

— l'une, celle qui fournit le courant de l'onde porteuse, de fréquence  $F$ , doit appliquer à chacun des éléments redresseurs de l'anneau une tension  $U$

suffisante pour que le point de fonctionnement se situe sur une des branches rectilignes de la caractéristique de chaque élément.

— l'autre, celle des courants de signalisation, de fréquence  $f$ , doit avoir une amplitude plus faible pour que le point de fonctionnement continue à se déplacer sur la même branche.

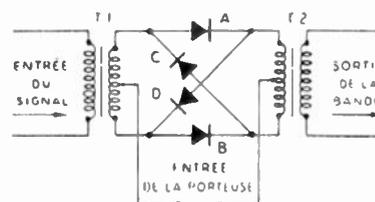


FIG. 2.

## Modulation.

L'onde porteuse de fréquence  $F$  est appliquée aux points milieu des transfos symétriques  $T_1$  et  $T_2$  (fig. 2), tandis que la tension de modulation, ou signal, est appliquée au primaire de  $T_1$ , on recueille sur  $T_2$  le courant modulé.

Chaque alternance de  $F$  a son propre chemin (fig. 3). On remarque :

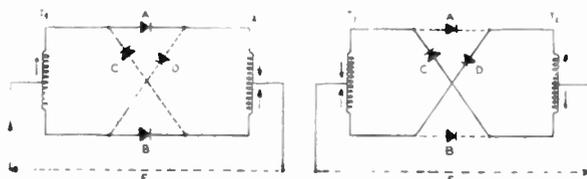


FIG. 3.

1) si ces chemins présentent la même impédance, aucune tension porteuse n'est induite dans  $T_1$  ou  $T_2$ .

2) une alternance passe dans les éléments A et B, l'autre dans les éléments C et D, dans le sens direct.

Ce courant détermine une polarisation des redresseurs ce qui fixe le point de fonctionnement de chaque redresseur pour le signal de fréquence  $f$ .

En analysant le passage du signal, on remarque qu'il emprunte le chemin des redresseurs A et B, fig. 4 a, pour une alternance de  $F$  fig. 4 b et les redresseurs C et D pour l'autre alternance de  $F$ .

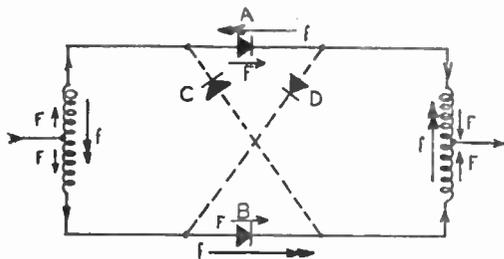


FIG. 4a

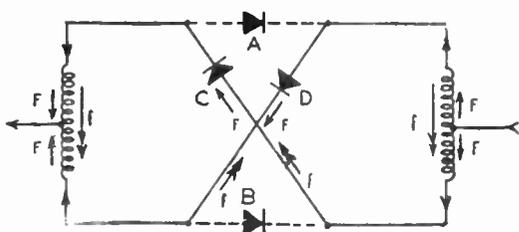


FIG. 4b.

→ porteuse  
- - -> signal

On voit qu'il y a inversion dans le transfo de sortie  $T_2$ .

La figure 5 donne la composition pour les 2 cas donnés en figure 4, le même raisonnement s'applique aux périodes suivantes de  $F$  et on a représenté une période complète de  $f$ .

Il est essentiel que l'amplitude de  $F$  soit notablement plus grande que celle de  $f$ . Le rapport  $\frac{F}{f}$  a

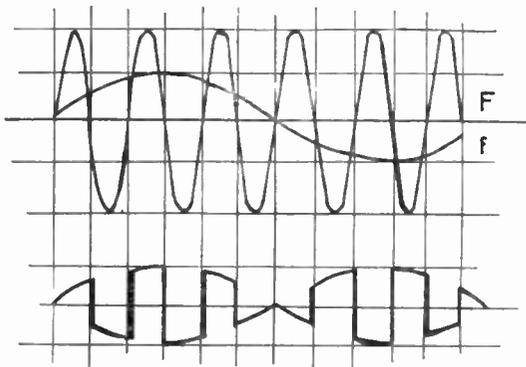


FIG. 5.

été choisi égal à 3 pour la commodité de la représentation.

L'analyse harmonique du courant de sortie montre une superposition de courants de fréquences  $F + f$ ,  $F - f$  etc...

### Démodulation.

A l'autre extrémité de la ligne, côté réception, on utilise le même dispositif et l'on recueille sur  $T_1$  le courant initial de fréquence  $f$ .

### Réalisation.

On voit qu'il est nécessaire que les 4 redresseurs d'un « anneau modulateur » présentent la même impédance.

Le montage de l'anneau consiste précisément à « appairer » les 4 redresseurs.

Aux fréquences utilisées, seule la résistance des redresseurs est à prendre en considération.

La résistance directe en particulier, la résistance inverse devant être la plus élevée possible.

Il est donc nécessaire de monter ensemble 4 éléments redresseurs offrant des résistances directes aussi semblables que possible tant en continu qu'en dynamique, c'est-à-dire des pentes ou des résistances différentielles sensiblement égales.

La réalisation d'un anneau nécessite :

- a) le montage des éléments constitutifs ;
- b) le marquage ;
- c) les essais électriques d'appairage.

### Montage.

L'élément redresseur se présente sous la forme d'un tube de matière moulée spéciale fermé à chacune de ses extrémités par un embout en laiton argenté serti. Le canal du tube contient une rondelle redressante à oxyde de cuivre. Elle est serrée entre des rondelles intercalaires, qui transmettent la pression assurée par un ressort calibré. Les rondelles redressantes sont stockées avant montage, pendant une période assez prolongée pour obtenir la stabilisation de leurs caractéristiques.

Les intercalaires et le piston sont en cuivre argenté pour prévenir l'oxydation de ces pièces.

La dimension des pièces exige de nombreuses précautions à apporter au montage. L'atelier est séparé de l'atelier principal pour éviter les poussières et vapeurs nocives. Les pièces sont conservées dans des bocaux d'où elles ne sont extraites qu'au moment du montage. Les pièces sont manipulées à l'aide de précelles pour éviter les empreintes grasses ou acides, causes de mauvais contacts et d'oxydations futures.

L'ordre des opérations et l'outillage ont été spécialement adaptés à ce montage délicat. La peinture et le marquage font l'objet de soins particuliers.

### Marquage des éléments.

Une marque codifiée donnant le type, le montage, la note technique et la date de fabrication est imprimée sur le corps de chaque élément.

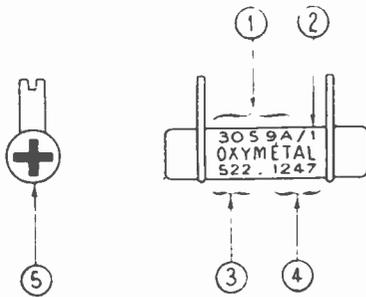


FIG. 6.

- 1) Type de l'élément ;
- 2) Chiffre indiquant le nombre de rondelles redressantes en série.
- 3) Numéro de la Note technique donnant les caractéristiques techniques de réception de l'élément.
- 4) Date de fabrication : Les deux premiers chiffres indiquent la semaine de l'année précisée par les deux derniers.
- 5) Repérage de la polarité sur embout positif.

### Essais.

La salle de mesure, ou salle d'apairage, est maintenue à une température constante de 20° à 1° près. Cinq *essais* successifs sont nécessaires pour obtenir un anneau convenable.

— On élimine d'abord tous les éléments présentant une résistance inverse trop faible.

— On trie alors les éléments en direct de milli en milliampère. On obtient ainsi 6 classes, les éléments hors classes sont éliminés.

— Un second tri consiste à classer chacune des catégories ci-dessus en subdivisions plus serrées encore.

On obtient ainsi une trentaine de classes.

Ces mesures sont très délicates et nécessitent une grande attention des opératrices. Les schémas sont adaptés à ces mesures et les montages périodiquement révisés, ainsi que les appareils de mesure.

— Il s'agit, dans un 3<sup>e</sup> tri, de classer les éléments en résistance différentielle. On branche chaque élément dans un pont (fig. 7) alimenté à une fréquence audible. L'élément est polarisé. L'équilibre est constaté à l'écouteur téléphonique, il est réalisé avec une

résistance graduée directement en ohms. Tous les éléments donnant la même résistance différentielle, sont passés ensemble à l'opératrice suivante. On remarque le grand nombre de classes, dans chacune desquelles il faut puiser pour apairer.

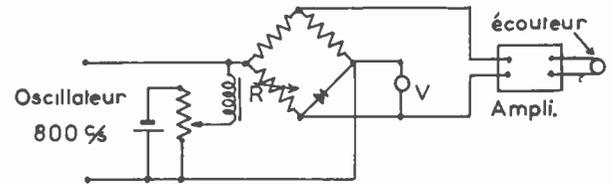


FIG. 7.

C'est dire, d'une part, l'ordre qui doit régner dans cette pièce, et d'autre part le volant d'éléments nécessaire pour accroître les probabilités d'apairage.

— L'apairage, proprement dit, consiste à associer 4 éléments de la même classe.

Le montage utilisé (fig. 8) est composé essentiellement d'un oscillateur 6 kcs, d'une ligne artificielle d'affaiblissement 5 Np et d'un ampli-détecteur.

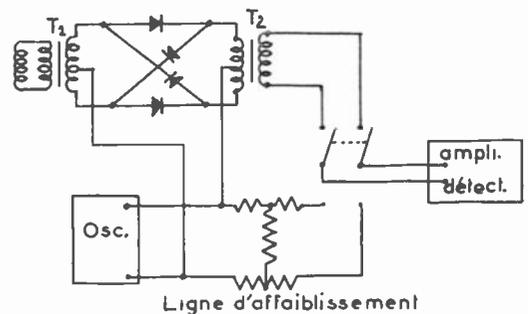


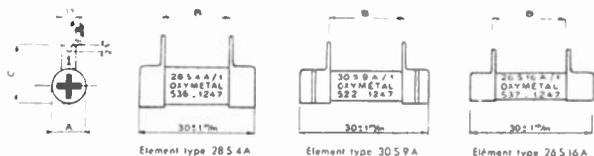
FIG. 8.

On substitue à la ligne une maquette sur laquelle sont montés 4 redresseurs. On vérifie que les 4 positions possibles par permutation des éléments de chaque paire, donnent un affaiblissement supérieur à celui de la ligne artificielle. La position donnant le meilleur affaiblissement est repérée par un point de couleur sur l'embout de chacun des éléments.

On voit que là encore la méthode préside aux opérations. On reconnaîtra que le souci de la qualité est constant lorsque l'on aura précisé que pendant ces essais les éléments sont manipulés à l'aide de pinces isolantes spéciales.

### Présentation.

Les éléments ainsi constitués peuvent être livrés en vrac ou montés sur une plaquette — support en matière moulée (fig. 9) ou en bakélite imprégnée suivant les désirs. Les points de couleur permettent de brancher la plaquette sur la position reconnue la meilleure.



Élément type 2854A

Élément type 3059A

Élément type 26516A

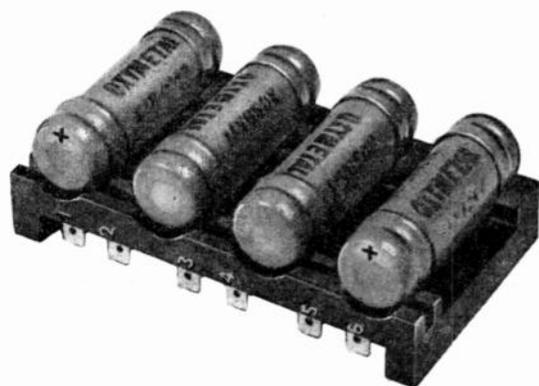
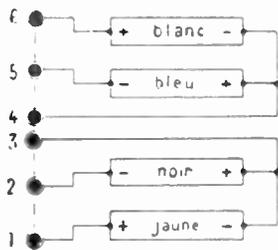


Fig. 9. — Encombrement des éléments.

### MODULATEURS MINIATURES

La nécessité de réduire les dimensions des appareils a conduit à étudier des modulateurs plus petits. La C.F.S.W. a mis au point un modulateur « miniature », dont les dimensions sont indiquées par la fig. 10 et destiné à remplacer la plaquette de la fig. 6. Des essais de deux ans ont montré la perfection des appareils.

#### Réalisation.

Un anneau n'est plus constitué de 4 éléments, mais de 4 rondelles formant un seul élément. Il est donc essentiel d'apairer les 4 rondelles avant de les monter ensemble.

On réalise d'emblée les difficultés qu'il y aurait, à effectuer, sur 4 rondelles de 4 mm de diamètre, les mesures décrites page 6.

Près de trois années d'essais et de mise au point ont été nécessaires pour réaliser de tels éléments correctement et avec un rendement industriel.

Les principes décrits schémas 7 et 8 sont encore valables. Mais, en outre, le cahier des charges prévoit : la mesure d'un rapport de résistances > 1 000

sur une rondelle et la mesure de l'affaiblissement du courant modulateur pour un courant porteur de 100 kc/s.

Grâce à la collaboration de l'Administration des P.T.T. et des constructeurs, des schémas ont été mis au point.

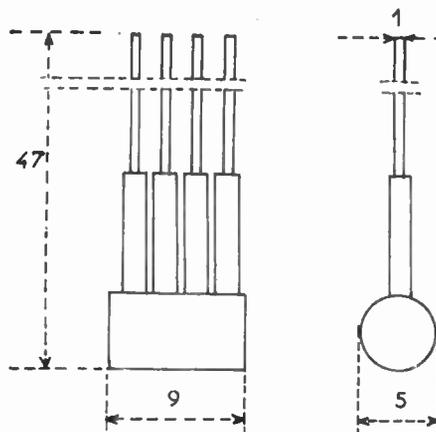
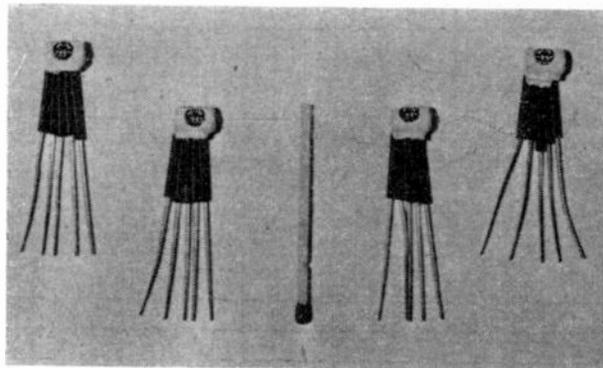


Fig. 10.

Il ne peut être fait d'apairage à proprement parler, mais on vérifie que le modulateur donne bien les affaiblissements imposés par le cahier des charges. Ces mesures peuvent d'ailleurs être faites à 20° et à 50°.

Des précautions spéciales doivent être prises lors des manipulations au cours des essais, en effet, la faible masse de ces éléments oblige à les toucher le moins possible avec les mains, du fait de leur échauffement rapide. On a dû réaliser des supports en plexiglas permettant une interconnexion rapide des 5 sorties.

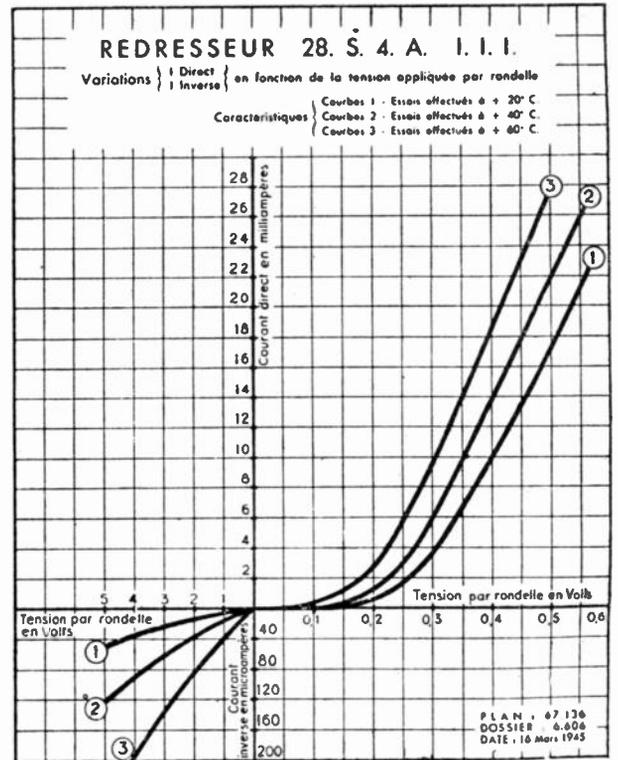
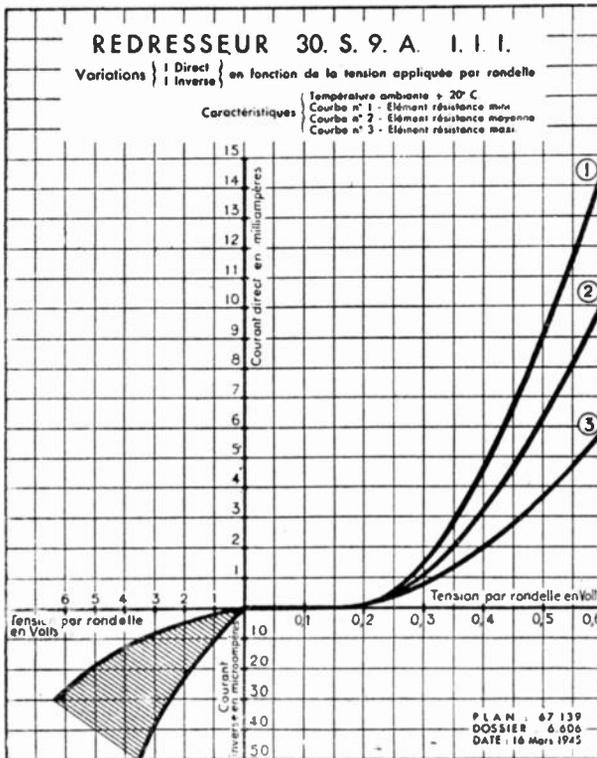
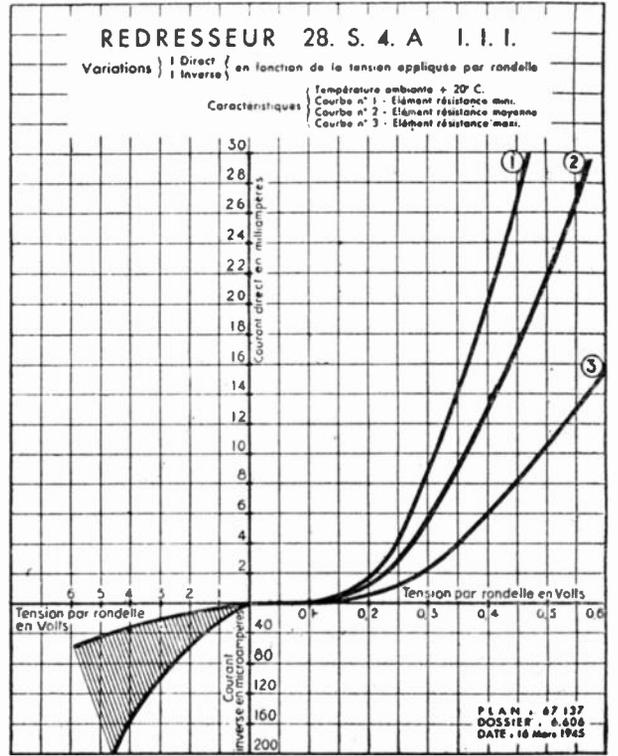
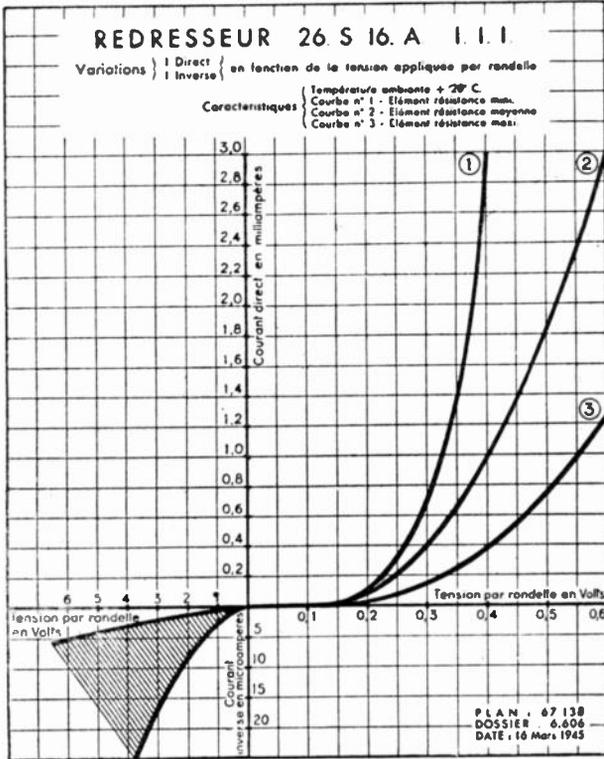
Des essais mécaniques sont effectués également sur les modulateurs miniatures.

#### Fabrication des rondelles redressantes Cuproxyde.

Les rondelles redressantes sont l'essentiel du modulateur quelques précisions sur leur fabrication compléteront les renseignements ci-dessus.

La matière première dont on part, est un cuivre sélectionné, ne contenant aucune des impuretés nuisibles pour la fabrication des redresseurs.

Le cuivre se présente sous forme de bandes d'environ 1 mm d'épaisseur, et de largeur et longueur



variables suivant les producteurs. Il est découpé à la forme désirée, et les flans obtenus, généralement des disques, sont nettoyés chimiquement. Ils sont ensuite oxydés dans un four électrique, par chauffage dans l'air ou dans une atmosphère contenant un excès d'oxygène, à une température voisine de 1 000° C.

Au cours de cette opération, il se forme à la surface du disque, une couche d'oxyde cuivreux  $Cu_2O$ , d'une belle couleur rouge. L'épaisseur de cette couche est d'environ 0,1 mm.

Les flans sont ensuite transférés dans une enceinte chauffée, dont la température peut varier de 200° à 600° C suivant le type de redresseur à fabriquer.

## Caractéristiques électriques et mécaniques.

Type	Réception à 20° C				Capacité en pF	Limites d'utilisation		Dimensions $\frac{m}{m}$			Poids en grammes
	Direct		Inverse			U inverse	I direct	A	B	C	
	mA	V	$\mu$ A	V							
26 S 16 A	1 à 5	0,5	16	2	750	2 V	1 mA	7,6	18	15	4,5
30 S 9 A	5 à 15	0,6	20	0,6	1 500	2 V	5 mA	9,6	18	18	7
28 S 4 A	10 à 30	0,5	85	2	6 000	2 V	10 mA	11,6	18	21	9,5

Pendant ce refroidissement partiel, la surface de l'oxyde cuivreux se recouvre d'une mince pellicule d'oxyde cuivrique CuO, indésirable. Lorsque les flans ont atteint la température convenable, ils sont refroidis brusquement, de manière à stabiliser à froid, les caractéristiques électriques qu'ils possédaient au moment de la trempe. On peut observer à ce moment que les disques, oxydés seulement sur une face, présentent une courbure prononcée, due au foisonnement de l'oxyde.

A ce moment, le disque redresseur est formé des couches suivantes :

- le flan en cuivre,
- Sur ce flan, une couche d'oxydure Cu<sub>2</sub>O de 0,1 mm,
- A la surface de l'oxydure, une couche très mince d'oxyde CuO.

Ce dernier corps est éliminé de la surface de l'oxyde cuivreux, par un traitement chimique dans un bain acide.

Après lavage et séchage, il reste à réaliser la deuxième électrode du redresseur. Plusieurs procédés ont été utilisés.

A l'origine, cette électrode était constituée par une couche de graphite, obtenue en frottant la surface de l'oxyde avec de la poudre de graphite.

Un perfectionnement a été apporté à ce procédé par l'emploi de graphite colloïdal.

Actuellement les procédés les plus utilisés sont :

- Réduction électro-chimique de la surface de l'oxyde, ce qui donne une couche de cuivre que l'on peut nickeler,
- Pulvérisation cathodique de métaux précieux,
- Evaporation thermique d'or ou d'argent,

Les modulateurs utilisent des rondelles dont la contre électrode est en or.

Le comportement des éléments dans le temps, ou « vieillissement » est un facteur déterminant, il est intéressant de la connaître.

Le vieillissement est exprimé par la relation :

$$\frac{I_0 - I_t}{I_0} \times 100$$

ou  $I_0$  = courant dans le sens direct, à l'origine, sous 0,5 V,

$I_t$  = courant dans le sens direct, au temps  $t$ , sous 0,5 V.

On a trouvé les vieillissements suivants au cours d'une période d'essais de 10 ans :

Temps	Vieillessement
1 an	7,5 %
2 ans	13,5 %
3 ans	16,5 %
4 ans	18 %
5 ans	18,5 %
6 ans	19 %
7 ans	19,5 %
8 ans	20 %
10 ans	20,5 %

## Conclusions.

Eu égard, au service demandé à de tels éléments qui permettent de sérieuses économies sur les câbles, on conçoit qu'il n'est pas superflu d'imposer des conditions de réception très sévères.

Ces cahiers des charges ont été mis au point en liaison avec les constructeurs et l'Administration des P.T.T., au cours de réunions de S O T E L E C où les participants travaillent vraiment en communauté d'idées.

Les réalisations ci-dessus décrites en sont la meilleure preuve.

# ÉVOLUTION DE LA TECHNIQUE DES CONDENSATEURS AU PAPIER DURANT LES DIX DERNIÈRES ANNÉES

PAR

J.-P. MAYEUR

*Ancien élève de l'École Polytechnique  
Ingénieur  
à la Compagnie Industrielle des Téléphones*

## GÉNÉRALITÉS.

De nombreux progrès ont été réalisés dans la technique des condensateurs au papier depuis la dernière guerre. Les caractéristiques électriques et mécaniques se sont constamment améliorées, cependant que les encombrements diminuaient.

Il semble que nous arrivons maintenant à une certaine stabilisation des caractéristiques tant électriques que mécaniques, et que nous pouvons raisonnablement relever les progrès réalisés en France ces dix dernières années, faire le point de la technique actuelle et voir les perspectives d'avenir de ce type de condensateurs.

Nous rappelons que nous ne nous intéressons dans cet article qu'aux condensateurs au papier classique, à l'exclusion des condensateurs au papier métallisé, dont la fabrication en France est trop récente pour permettre une étude comparative sérieuse.

## Etat de la technique française en 1945-1946.

Voyons donc d'abord ce qu'était un condensateur au papier en 1945-1946, en France.

## ÉTANCHÉITÉ.

Une première remarque s'impose : à cette époque la plupart des incidents dans le fonctionnement des équipements de transmissions provenaient d'une mauvaise tenue dans le temps des condensateurs au papier. La cause première en était d'ailleurs connue des spécialistes : l'étanchéité des condensateurs, dont les connexions étaient sorties par des passe-fils sertis, était assez aléatoire. On tentait bien, après fabrication de vérifier cette étanchéité, par passage sous dépression en bain

d'huile, mais ceci permettait tout juste de vérifier que le joint résistait à une dépression extérieure, mais non à l'introduction d'air ou d'humidité — et surtout, ce qui était plus grave, cette méthode ne donnait aucune garantie sur la tenue dans le temps, les matériaux de bouchage employés se modifiant à la longue (retrait du brai, durcissement des caoutchoucs, etc...).

Quels inconvénients en résultait-il ? Tout d'abord la résistance d'isolement diminuait dans le temps, au point que les cahiers des charges ne réclamaient que la valeur relativement très faible de  $500 \text{ M}\Omega$  pour des capacités inférieures à  $1 \mu\text{F}$ , et de  $500 \text{ M}\Omega \mu\text{F}$  comme constante de temps des capacités supérieures à cette valeur — ces chiffres étaient d'ailleurs péniblement atteints.

## IMPRÉGNANTS.

Second inconvénient, les imprégnants, qui étaient nécessairement solides, à la rigueur visqueux (types paraffine ou vaseline) — pour plus de commodité nous les qualifierons systématiquement de « cires » — se modifiaient dans le temps au contact de l'air, ce qui entraînait une variation de la capacité. Cette variation était d'ailleurs surtout sensible durant la première année après la fabrication, atteignant couramment  $+ 3 \%$ . A titre comparatif, signalons qu'à la même époque on considérait comme normale une variation correspondante de  $+ 0,3 \%$  pour des condensateurs au styroflex ou de  $\pm 0,02 \%$  pour des condensateurs au mica ou à la céramique.

Nous devons d'ailleurs reconnaître que l'instabilité de la cire intervenait pour 1 à 2 % dans cette variation. Obligés d'employer des cires dont nous n'étions pas sûrs, nous devons donc limiter

le domaine de température d'emploi à une plage étroite (— 10° C à + 60° C) pour éviter d'une part que la cire ne se fendille sous l'action du froid — d'autre part qu'elle n'exsude une fois fondue (vers 60°) ce qui à la longue aurait permis l'introduction d'air ou de vapeur d'eau dans le condensateur et par suite sa détérioration par court-circuit (claquage).

TENSIONS D'UTILISATION.

De plus cette instabilité de la qualité des cires et l'incertitude de l'étanchéité de la pièce finie, obligeaient à prendre d'énormes sécurités pour l'emploi, en diminuant le champ entre les armatures et rendaient illusoire toute étude systématique de durée de vie.

Les condensateurs travaillaient donc sous des champs de 1 à 8 volts par micron seulement, selon l'épaisseur de diélectrique employée. Le volume nécessaire pour loger un condensateur au papier de capacité donnée, sous une tension donnée, était donc très élevé par rapport au reste du matériel, et ceci gênait considérablement les utilisateurs.

En résumé donc, la situation était la suivante : mauvaise étanchéité et instabilité des cires d'imprégnation, d'où résultait :

- faibles résistances d'isolement :
- variation de la capacité dans le temps :
- plage de température limitée :
- volume élevé.

Etudes entreprises et résultats obtenus.

ÉTANCHÉITÉ.

L'étanchéité des condensateurs a donc été l'objectif premier que se sont fixé dès 1945 les laboratoires de la Cie Industrielle des Téléphones et de SIRE. Dans ce but, ils ont étudié simultanément

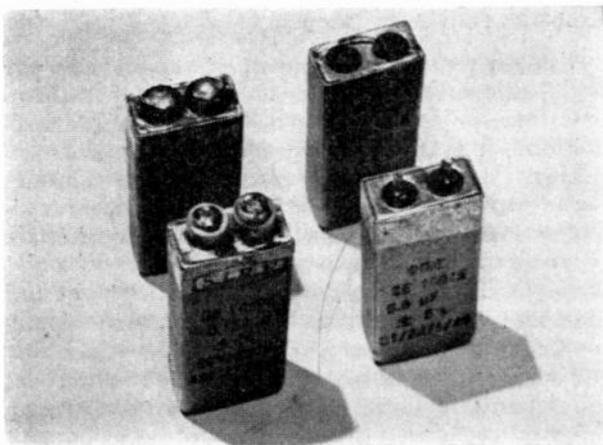


FIG. 1. — Exemple d'évolution des traversées isolantes d'un type de condensateur.

plusieurs procédés parmi lesquels on peut citer comme ayant reçu une application industrielle l'emploi d'un couvercle métallique soudé ou serti spécialement au boîtier, les connexions

passant par des traversées isolantes réellement étanches, (néoprène serti, borne céramique soudée, perle de verre, d'émail ou de verre fritté soudée) et l'emploi de résines thermodurcissables adhérant au boîtier ou moulant totalement le condensateur (fig. 1).

Quels avantages furent retirés de la réalisation industrielle de l'étanchéité ? Laissant provisoirement

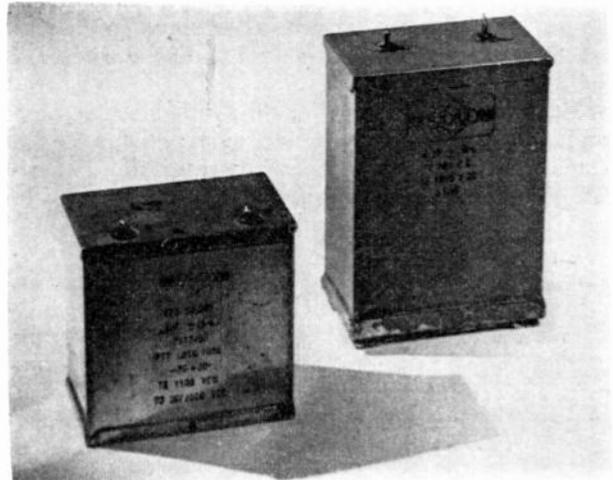


FIG. 2. — L'étanchéité réelle a permis, par une étude systématique des qualités des cires, de diminuer le volume à capacité et tension d'essai égales (4 μF. 1 500 V.E.).

de côté la possibilité d'employer de nouveaux imprégnants liquides ou chlorés, nous y reviendrons plus loin, nous voyons d'abord que les deux premières servitudes relevées plus haut — résistance d'isolement trop faible et variation dans le

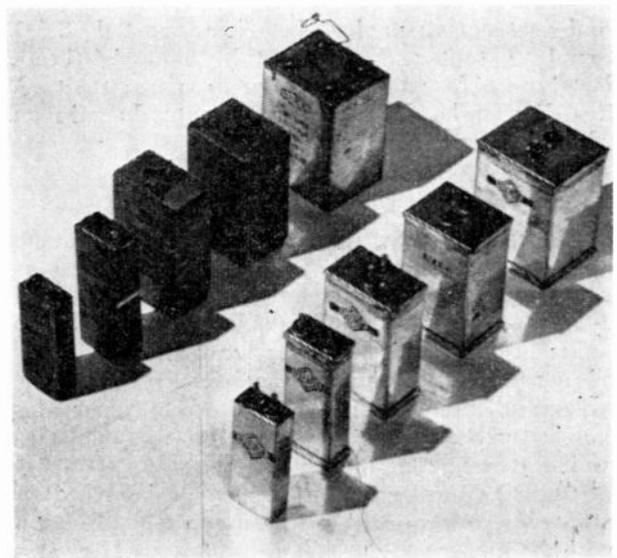


FIG. 3. — A gauche une série de condensateurs type 1946, à droite la série type 1953 équivalente. A sécurité égale (tension de service 500 V) le rapport des capacités réalisables dans les boîtiers de même volume se situe entre 3 et 3,4.

temps — ont automatiquement disparu. La résistance d'isolement minimum est passée actuellement à 50 000 M Ω (la constante de temps de

condensateurs de capacité supérieure à  $1 \mu\text{F}$  devant de même supérieure à  $50\,000 \text{ M}\Omega\mu\text{F}$ , des valeurs de  $100\,000 \text{ M}\Omega$  étant couramment dépassées.

D'autre part, la qualité des cires ayant été simultanément améliorée, la capacité ne varie pratiquement plus — et cette fois-ci la légère variation inférieure à  $0,5 \%$  pour un cycle de vieillissement accéléré correspondant à 15 ans de service normal) est due à une polarisation très lente du diélectrique, normale en service. Ces deux premières caractéristiques semblent actuellement difficiles à améliorer.

L'étanchéité obtenue rend le condensateur indépendant des causes extérieures pouvant amener sa destruction, autres que la température et la tension appliquée. Il a donc été possible d'étudier la durée de vie minimum probable des condensateurs, cette durée étant définie comme celle qu'atteindront ou dépasseront  $99 \%$  des condensateurs au moins. Elle a été déterminée par des cycles de vieillissement accéléré, l'accélération étant obtenue en augmentant tension appliquée et température, après vérification des lois généralement admises :

1°) l'action de la tension et l'action de la température sont indépendantes ;

2°) à une augmentation dans un rapport  $K$  de la tension appliquée correspond une diminution dans le rapport  $K^5$  de la durée de vie ;

3°) à une diminution de  $10^\circ \text{C}$  de la température ambiante correspond une durée de vie doublée.\*

Les résultats de ces essais, extrapolés à une durée de vie minimum probable de 15 ans environ à  $60^\circ$ , ont conduit à définir des tensions d'emploi auxquelles correspondent des champs de 10 à 20 volts par micron.

Tout ceci a permis de diminuer les volumes des condensateurs au papier, dans le rapport de 3,5 à 1 environ, tout en améliorant les caractéristiques électriques. Les photos ci-dessus permettent, à titre d'exemple, de se rendre compte du gain en volume obtenu (fig. 2 et 3).

#### IMPRÉGNANTS.

Un second avantage notable que le fabricant de condensateurs a retiré de l'étanchéité a été le plus grand choix possible pour l'imprégnant. Son rayon d'action s'est étendu au domaine des imprégnants liquides et à celui des imprégnants chlorés (très sensibles aux influences extérieures).

L'emploi des huiles a augmenté la plage des températures auxquelles pouvaient être soumis les condensateurs (cette plage s'étendant de  $-100^\circ \text{C}$  à  $+120^\circ \text{C}$  sous certaines conditions). Les huiles, employées couramment maintenant, sont parfaitement définies, mais les laboratoires de SIRE étudient constamment les nouveaux types présentés par les fabricants, pour arriver à améliorer encore la qualité et en particulier la durée de vie,

\* Nota : Ceci est valable au moins pour les températures supérieures à  $40^\circ \text{C}$ . Les essais accélérés se font à  $70^\circ$  pour les cires ou à  $85^\circ$  pour les huiles. Certains auteurs parlent de  $60^\circ \text{C}$ . — Les essais SIRE indiquent une valeur voisine de  $10^\circ \text{C}$ . — Les essais étant une accélération du cycle réel, la sécurité exige d'admettre le nombre le plus élevé, soit ici  $10^\circ$ .

ce qui permettrait en conservant la même sécurité de diminuer le volume (fig. 4).

Un certain nombre de produits chlorés, solides ou liquides ont d'ailleurs été mis au point ces dernières années. Leur permittivité plus élevée que celle des cires ou huiles habituelles permettent à

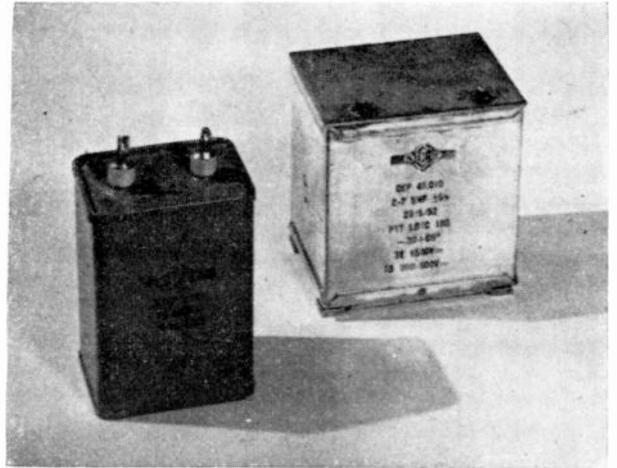


FIG. 4. — Par emploi d'imprégnants liquides (huile) au lieu d'imprégnants solides (cire) on arrive, à caractéristiques égales, à diminuer le volume d'un condensateur dans le rapport de 3 à 2 environ.

SIRE de réaliser des condensateurs de volume environ  $20 \%$  plus réduit, toutes choses égales d'ailleurs.

Cependant ces produits imposent actuellement un certain nombre de servitudes qui interdisent d'en généraliser l'emploi dans le domaine radioélectrique : nécessité de travailler en courant alternatif pur, sans tension continue superposée, de façon à éviter toute polarisation du diélectrique — et à une fréquence très basse, les pertes augmentant rapidement avec la fréquence. Ces servitudes seront-elles éliminées avec certains nouveaux produits chlorés ? Le problème est toujours en étude aux laboratoires SIRE.

#### ANGLE DE PERTES.

D'autres caractéristiques ont été améliorées par modifications des méthodes de fabrication du condensateur (bobinage, prise des connexions, imprégnation), à la suite d'études de laboratoires.

Ainsi l'angle de pertes (défini comme toujours par sa tangente) a fait l'objet d'une analyse expérimentale très poussée en laboratoire. Cette étude a permis non seulement d'obtenir sans difficulté la valeur limite imposée en 1945 ( $80 \cdot 10^{-4}$ ) et qui était souvent dépassée en fabrication mais également de faire passer cet angle de pertes à une valeur comprise entre 30 et  $60 \cdot 10^{-4}$  selon les imprégnants, la limite maximum de  $50 \cdot 10^{-4}$  imposée par certains utilisateurs étant couramment obtenue, bien que cette valeur paraisse un peu critique.

#### DOMAINE DE FRÉQUENCES.

Une étude très complète de la tenue en haute fréquence des condensateurs (fréquence de résonance propre) a été également effectuée. Une

recherche expérimentale et une recherche purement théorique, menées de front, ont permis de réaliser une série de condensateurs tubulaires à hautes performances, après avoir d'ailleurs mis en évidence que le procédé classique consistant à souder les tranches des armatures débordantes ne permettait pas d'obtenir les meilleurs résultats.

Un tableau récapitulatif, en annexe, résumant les résultats cités, permet de se rendre compte des progrès réalisés, et du niveau de qualité actuel.

#### CONCLUSION.

Quels enseignements pouvons-nous tirer des résultats de cette évolution ? Tout était à faire en 1945, et il semble bien qu'une grande partie du travail soit réalisée maintenant. On est arrivé à une certaine stabilisation des caractéristiques, ce qui correspond en fait à un ralentissement de l'évolution et il paraît vraisemblable que l'on se trouve assez près du maximum des possibilités du condensateur au papier. Des condensateurs de type nouveau — au papier métallisé, à isolant plastique en particulier — commencent à concurrencer le

condensateur au papier dans de nombreux domaines, mais il ne semble pas pour le moment qu'ils puissent le remplacer dans toutes ses applications.

TABLEAU ANNEXE  
RÉSUMÉ DE L'ÉVOLUTION

Qualité	Etat en 1945	Etat en 1955	
		Imprégnant cire	Imprégnant huile
Étanchéité	Douteuse	Parfaite	Parfaite
Variation de capacité dans le temps	+ 3 % par an	Négligeable	Négligeable
Angle de pertes à 20° C	80. 10 <sup>-4</sup>	40. 10 <sup>-4</sup>	60. 10 <sup>-4</sup>
Résistance d'isolement	50 M Ω	50000 M Ω	30000 M Ω
Domaine de températures d'emploi	- 10° à + 60° C	- 20° à + 60° C	- 100° à + 120° C
Volume relatif	3,5	1	0,7
Domaine de fréquence	Inconnu	bien défini - très étendu pour certaines séries	

# LES CONDENSATEURS AU POLYSTYROL

PAR

S. FLAKS

ET

A. PIGEONNIER

*Ingénieurs à la Société Anonyme  
des Lignes Télégraphiques et Téléphoniques*

## PLAN

1. — INTRODUCTION.
2. — LE DIÉLECTRIQUE : LA FEUILLE DE POLYSTYROL.
  - 2.1. — Généralités sur le polystyrol.
  - 2.2. — Premiers essais de mise en œuvre : plastification.
  - 2.3. — Fabrication de la feuille : extrusion et étirage.
3. — FABRICATION DES CONDENSATEURS AU POLYSTYROL.
  - 3.1. — Emploi de la feuille de polystyrol.
  - 3.2. — Connexions de sortie.
  - 3.3. — Ajustage des condensateurs.
  - 3.4. — Protection et aspect extérieur.
  - 3.5. — Encombrement.
4. — CONDITIONS D'UTILISATION.
  - 4.1. — Limites de température.
  - 4.2. — Humidité.
  - 4.3. — Tensions maxima entre armatures.
  - 4.4. — Puissance maximum en courant alternatif.
5. — CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES.
  - 5.1. — Isolement — Coefficient de température.
  - 5.2. — Capacité — Stabilité dans le temps, coefficient de température.
  - 5.3. — Facteur de puissance.
  - 5.4. — Charge résiduelle relative.
6. — CONCLUSION.

### 1. Introduction.

L'industrie des télécommunications et, plus généralement, de l'électronique, a des besoins croissants en pièces détachées de qualité toujours meilleure : la bande de fréquences utilisée s'étend du courant continu jusqu'à des fréquences de plus en plus élevées ; la sécurité de fonctionnement exige des circuits stables dans des conditions d'emploi défavorables, conditions climatiques, perturbations mécaniques.

Parmi ces pièces détachées, le condensateur fixe est l'une des plus répandues ; il apparaît sous des formes diverses, caractérisées par le diélectrique utilisé : matière céramique, mica, papier sec ou imprégné, polystyrol. Le présent exposé se propose de

décrire la fabrication et d'indiquer les propriétés essentielles des condensateurs au polystyrol.

### 2. Le diélectrique.

#### 2.1. — GÉNÉRALITÉS SUR LE POLYSTYROL.

Le polystyrol est un polymère du styrène  $C_6H_5 \cdot CH_2 \cdot CH_2$ . Ce dernier est un liquide incolore transparent dont le point d'ébullition est  $143^\circ C$ . Il a été préparé pour la 1<sup>re</sup> fois par Simon en 1839. La polymérisation qui le transforme en une masse dure transparente peut être obtenue par différents procédés (chauffage, catalyse, etc...).

Le tableau ci-dessous donne ses propriétés physiques, dont les plus remarquables sont soulignées :

Densité .....	1,05
Absorption d'eau .....	nulle
Allongement à la rupture ..	4 %
Coefficient de dilatation linéaire .....	80 à 100 $10^{-6}$ par °C
Facteur de puissance jusqu'à 60 Mc/s .....	0,0002 à 0,0003
Constante diélectrique ....	2,4 à 2,7
Résistivité de surface (après 24 heures dans l'eau) ...	$3,10^{16}$ ohms/cm <sup>2</sup>
Résistivité .....	$10^{17}$ à $10^{19}$ ohms/cm
Point de ramollissement ..	75° C
Tension de claquage .....	200 kV/mm.

Le ramollissement ne devient sensible qu'au delà de 85° C ; à la pression atmosphérique, il se dépolymérise totalement à 320° C.

Les matières premières qui sont la source du polystyrol sont : l'éthylbenzène et les hydrocarbures.

## 2.2. — PREMIERS ESSAIS DE MISE EN ŒUVRE : PLASTIFICATION.

Le produit naturel pris en masse étant très cassant et ayant une très faible élasticité, de nombreux essais de plastification ont été tentés afin de l'utiliser dans l'industrie électrique (isolement des fils, câbles,...) : essais de divers plastifiants organiques.

La fabrication par calandre de feuilles minces plastifiées n'a pas donné de résultats satisfaisants ; le produit obtenu reste fragile et perd ses remarquables propriétés électriques : à titre de comparaison, il est bien plus fragile que l'acétate de cellulose et ses caractéristiques électriques ne sont guère supérieures. Il en fut de même pour les essais d'extrusion.

## 2.3. — FABRICATION DE LA FEUILLE : EXTRUSION ET ÉTIRAGE.

Des essais systématiques pour la mise en œuvre du polystyrol furent poursuivis. On s'aperçut que le fait d'étirer le produit augmentait dans des proportions considérables son élasticité et ce fut le point de départ de recherches pour obtenir des feuilles souples et de résistance mécanique suffisante (1).

La fabrication actuelle consiste à extruder un tube et à lui faire subir un étirage simultanément longitudinal et transversal ; en découpant ce tube suivant deux génératrices, on obtient deux feuilles se prêtant parfaitement aux emplois d'enrubannage ou de bobinage.

Par ce procédé, il se produit un allongement et une orientation distribuée des molécules : au lieu de la molécule en forme ronde existant dans la polymérisation en bloc, on obtient une majorité de molécules en forme de bâtonnets allongés, dont l'orientation est également répartie dans le plan de la feuille. On transforme ainsi le polystyrol, qui est cassant, en une feuille flexible, légèrement élastique et résistant à la traction.

(1) Références bibliographiques (Voir à la fin de l'article).

Le produit, connu en Allemagne sous le nom de « Styroflex » et en Angleterre sous celui de « Styrafoil », se présente sous forme de feuilles ayant 6 à 20 microns d'épaisseur, que l'on découpe à la largeur convenant à la fabrication des condensateurs de diverses capacités.

## 3. Fabrication des condensateurs au polystyrol.

### 3.1. — EMPLOI DE LA FEUILLE DE POLYSTYROL.

L'emploi de la feuille de polystyrol comme diélectrique pour condensateurs est d'abord apparu en Allemagne.

Cette technique a été, par la suite, développée en France ; elle a permis d'obtenir des condensateurs dont les caractéristiques sont remarquables, notamment en ce qui concerne la résistance d'isolement, le facteur de qualité, la stabilité dans le temps, la charge résiduelle et la susceptibilité vis-à-vis des agents atmosphériques, en particulier l'humidité.

Le principe de la fabrication est analogue à celui des condensateurs au papier ; la figure 1 représente

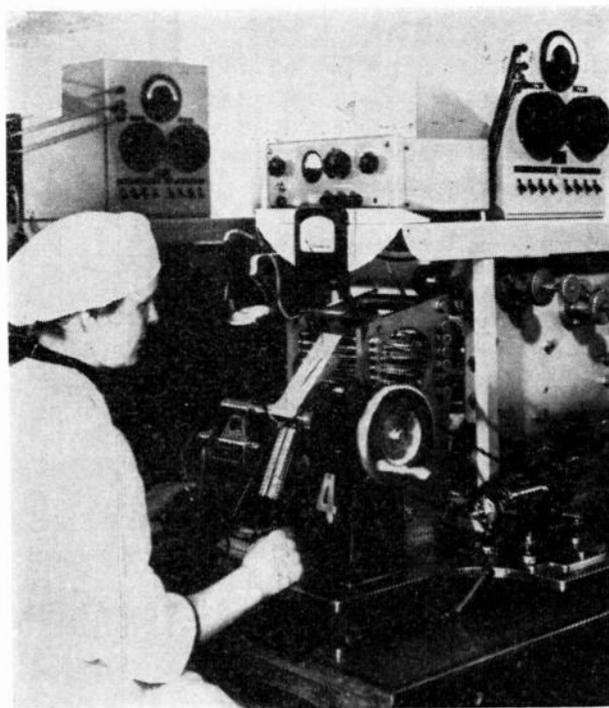


FIG. 1.

une machine à bobiner. Cette machine est équipée d'un pont de mesure qui permet à l'opératrice de repérer la valeur de la capacité du bobinage effectué.

Ces condensateurs sont bobinés à une valeur d'environ 1 à 2 % en-dessous de la valeur désirée.

Le bobinage ainsi obtenu est ensuite porté, dans une étuve, à une température telle que les feuilles de polystyrol subissent un ré-arrangement moléculaire et se contractent lentement ; cette contraction rend l'ensemble absolument compact et indéformable.

### 3.2. — CONNEXIONS DE SORTIE.

La disposition des connexions de sortie est un problème délicat.

Les premiers condensateurs étaient à ce point de vue analogues à ceux au papier. En particulier, les sorties, constituées par des petites bandes de cuivre, étaient posées à plat sur l'armature en aluminium et le contact sortie-armature était assuré par le passage du condensateur à l'étuve qui vitrifiant le polystyrol, le rendait compact. A l'usage, la qualité électrique de ce contact se révéla médiocre ; la différence entre les coefficients de dilatation du polystyrol ( $+ 80.10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ ) et de l'aluminium ( $+ 23.10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ ) provoque, pendant les variations de température subies par le condensateur, une diminution de la pression de contact entre la feuille d'aluminium et la sortie en cuivre ; d'autre part, il se forme progressivement une fine couche d'alumine que les faibles tensions alternatives mises en jeu de 0,1 à 1 volt, n'arrivent pas à faire claquer : il apparaît ainsi entre l'armature et la connexion de sortie une résistance qui provoque une baisse de la surtension du condensateur. Des difficultés analogues ont été signalées par l'industrie allemande <sup>(2)</sup>.

Cet inconvénient est totalement éliminé avec les condensateurs actuels, bobinés à armatures déodorantes, soudées aux fils de sorties ; cette technique, qui donne les valeurs de surtension les plus grandes pour une même nature d'armatures, permet en outre de supprimer l'inductance propre du condensateur.

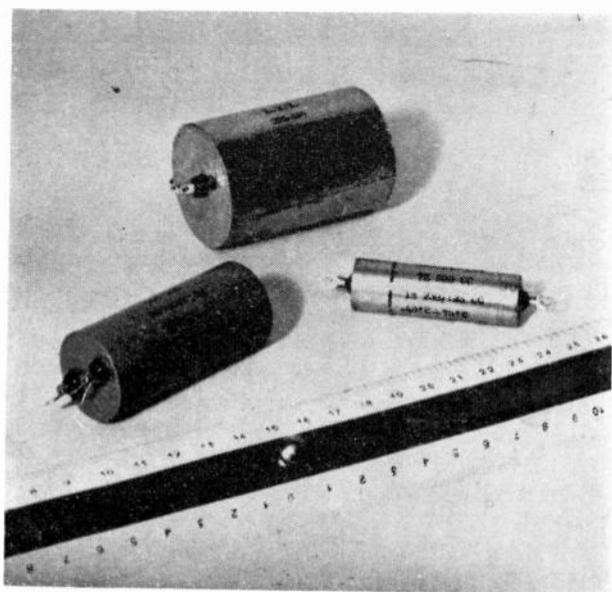


FIG. 2.

### 3.3. — AJUSTAGE DES CONDENSATEURS.

Les condensateurs bobinés comportent, en plus du bobinage principal, des armatures additionnelles ; après cuisson des condensateurs, on ajuste la valeur

du condensateur en ajoutant à la capacité du bobinage principal l'une ou plusieurs des capacités formées par les armatures additionnelles. On peut ainsi obtenir des valeurs précises avec une tolérance qui peut être de  $\pm 0,5\%$  à  $\pm 0,5$  pF près.

### 3.4. — PROTECTION EXTÉRIEURE.

3.4.1. — Les condensateurs au polystyrol de fabrication courante sont présentés sous les aspects suivants :

a) Condensateurs en boîtier cylindrique métallique étanche avec une sortie sous perle de verre avec cosse, l'autre armature étant réunie au boîtier. fig. 2.

b) Condensateurs protégés par une enveloppe en matière plastique. fig. 3.

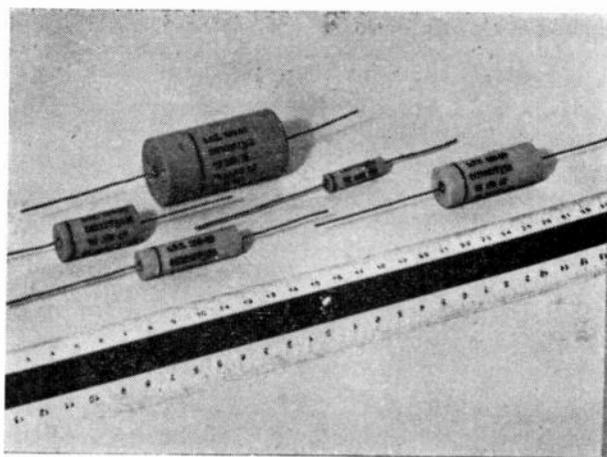


FIG. 3.

c) Condensateurs miniatures (cylindre de 4 mm de diamètre, 30 mm de longueur) pouvant être utilisés comme condensateurs d'appoint, protégés par une couche de polystyrol. fig. 4.

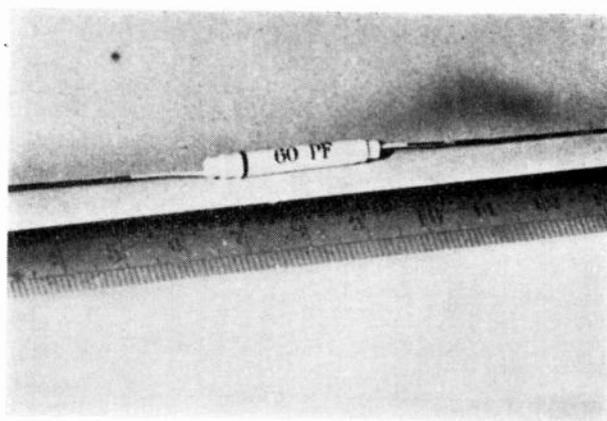


FIG. 4.

3.4.2. — Pour les applications particulières, les condensateurs se présentent éventuellement sous

<sup>(2)</sup> Références bibliographiques (Voir à la fin de l'article).

d'autres formes. Citons les condensateurs pour hautes tensions, de 5 à 30 000 volts (fig. 5) réalisés avec une épaisseur de diélectrique supérieure aux précédents, protégés par une couche de polystyrol ou de

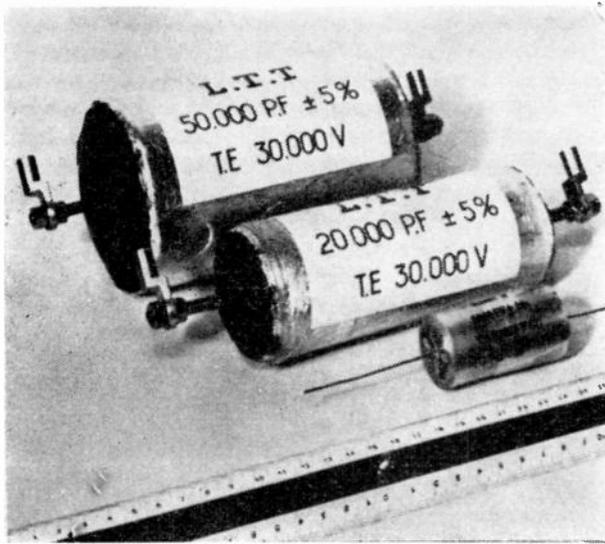


Fig. 5.

polyéthylène moulé par injection ; les condensateurs annulaires, bobinés sur un mandrin cylindrique, employés dans les compteurs de Geiger, fig. 6 ; les condensateurs plats, fig. 7, qui permettent l'utilisation maximum d'un volume parallélépipédique.



Fig. 6.

### 3.5. — ENCOMBREMENT.

La figure 8 indique, pour les condensateurs du type représenté fig. 3, qui sont d'application courante, le volume en fonction de la capacité, pour les tensions d'essai fabrication 200 V, 750 V, 1 500 V.

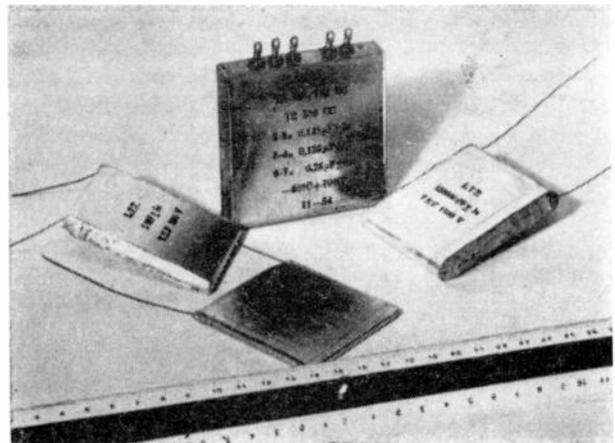


Fig. 7.

Pour fixer les idées, on peut remarquer que, pour une même épaisseur de diélectrique, les condensateurs au polystyrol sont 2,5 fois plus volumineux que les condensateurs au mica.

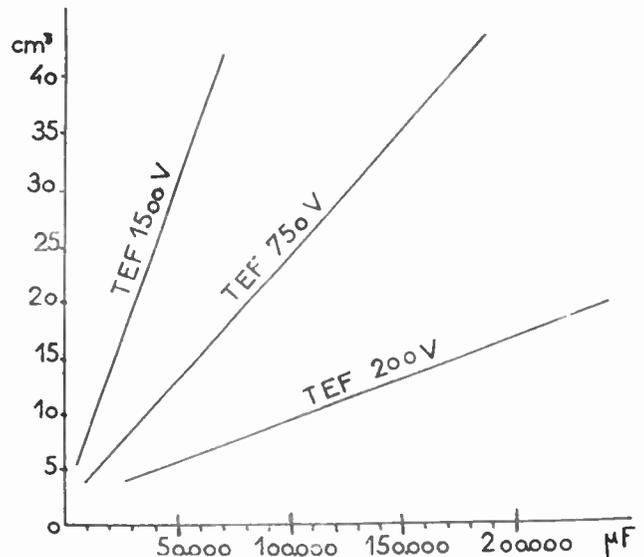


Fig. 8. — Volume en fonction de la capacité pour les tensions d'essai fabrication 200 V, 750 V, 1 500 V.

Observons que, pour des condensateurs soumis à de faibles tensions, on peut utiliser des feuilles de polystyrol beaucoup plus minces que des feuilles de mica et obtenir, pour une même capacité, des condensateurs au polystyrol qui ne sont pas plus volumineux que les condensateurs au mica.

### 4. Conditions d'utilisation.

#### 4.1. — LIMITES DE TEMPÉRATURE.

Les condensateurs au polystyrol peuvent être employés jusqu'à + 70 degrés centigrades. (La température maximum de 70° est supérieure à celle de la plupart des condensateurs au papier ou au mica imprégnés dont la matière d'imprégnation se ramollit au-dessus de 60° C.).

#### 4.2. — HUMIDITÉ RELATIVE.

Le polystyrol est pratiquement imperméable à l'humidité et les condensateurs conservent un isolement élevé même placés en atmosphère humide sauf évidemment s'il y a condensation (par suite d'une variation brusque de température par exemple) : un simple séchage suffit pour leur faire reprendre rapidement leurs qualités initiales.

Dans le cas d'une atmosphère dont l'humidité relative est inférieure ou égale à 75 %, il est recommandé d'utiliser la protection en matière plastique (fréquemment en polystyrol teinté) qui évite en grande partie les inconvénients de la condensation, celle-ci s'opérant sur le boîtier. On a ainsi des perturbations moins importantes et un retour beaucoup plus rapide aux valeurs initiales.

Dans une atmosphère dont l'humidité relative peut être quelconque, et si l'on risque d'approcher des températures limites, il est recommandé d'utiliser des condensateurs étanches.

#### 4.3. — TENSIONS MAXIMA ENTRE ARMATURES.

On distingue les tensions d'essai et les tensions de service.

##### Tensions d'essai.

En cours de fabrication, le condensateur est essayé sous une tension dite tension d'essai de « Fabrication », cette tension ne doit plus être appliquée par la suite sans risque de détérioration.

Pour toutes les opérations de contrôle ultérieures, on emploie une tension plus faible dite tension d'essai de « Contrôle », c'est cette tension qui est marquée sur les condensateurs, elle est indiquée en volts courant continu.

##### Tensions de service.

La tension de service est celle que l'utilisateur ne doit pas dépasser en service normal et que le condensateur peut supporter en permanence.

On distingue, suivant le degré de sécurité désiré, la tension de service à haute sécurité, celle à sécurité courante.

Les tensions d'essais et de service des condensateurs fabriqués couramment sont indiquées dans le tableau ci-dessous :

Tensions d'essai en volts courant continu		Tensions de service en volts courant continu	
Fabrication	Contrôle	Sécurité courante	Haute sécurité
1 500	1000	500	250
750	500	250	125
200	125	50	25

En pratique, on doit choisir le type de condensateur de manière que la valeur de crête de la tension appliquée ne dépasse pas de plus de 10 % la valeur de la tension de service indiquée.

#### 4.4. — PUISSANCE MAXIMUM EN COURANT ALTERNATIF.

La puissance dissipée par suite des pertes doit rester inférieure à 50 mW par dixième de microfarad, ce qui limite la puissance apparente appliquée au condensateur à 100 VAR par dixième de microfarad.

En outre, pour les condensateurs de fabrication courante (séries normalisées « équipement de transmission ») l'intensité efficace ne doit pas dépasser 2 ampères quelle que soit la capacité. Lorsque les conditions d'utilisation exigent des valeurs supérieures, il est nécessaire de prévoir des encombrements supérieurs, des sections de connexions plus larges.

### 5. Caractéristiques électriques.

#### 5.1. — ISOLEMENT.

Le polystyrol permet de réaliser des condensateurs dont la valeur d'isolement est particulièrement élevée ; c'est là une de leurs supériorités. La résistance d'isolement atteint, pour des condensateurs de fabrication courante, plus de 500 000 M $\Omega$  par microfarad à 20° C et des valeurs de 50 000 000 de M $\Omega$  sont couramment obtenues pour des condensateurs de capacité égale ou inférieure à 10 000 pF. Si des précautions sont prises lors de l'exécution du bobinage et pour la protection du condensateur, ces valeurs peuvent être conservées dans le temps.

Dans les conditions actuelles, la valeur minima garantie est 120 000 M $\Omega$ .

##### Variation avec la température.

La résistance d'isolement varie avec la température, sa valeur diminue lorsque la température

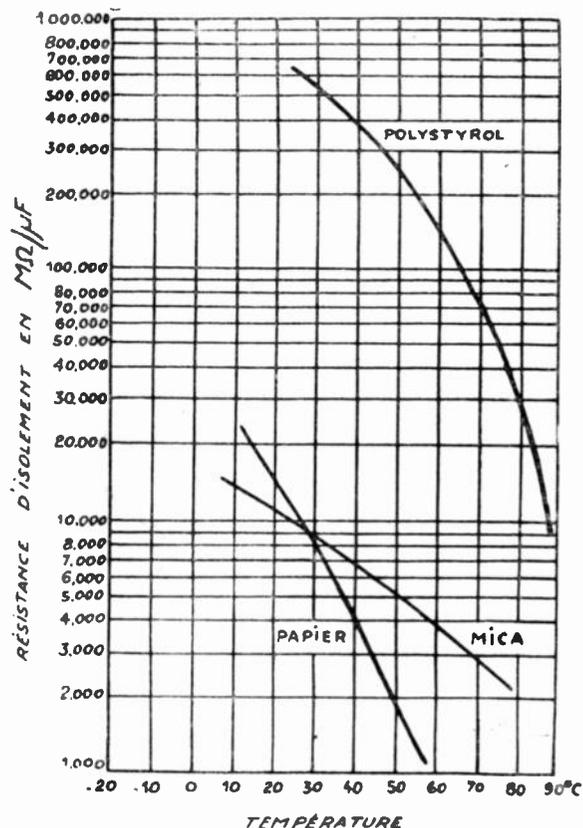


FIG. 9. — Résistance d'isolement des condensateurs au polystyrol, au mica et au papier, en fonction de la température.

augmente ; la loi de variation est approximativement une diminution de moitié pour un accroissement de 20° C de la température.

La figure 9 donne la variation de la résistance d'isolement en fonction de la température. On a également indiqué sur cette figure les courbes analogues pour des condensateurs au papier et des condensateurs au mica.

5.2. — CAPACITÉ — STABILITÉ DANS LE TEMPS.

Le traitement thermique appliqué aux condensateurs bobinés avec des feuilles de polystyrol à molécules orientées confère à ces derniers une bonne stabilité de la valeur de la capacité.

Lorsque l'on désire une très bonne stabilité, on vieillit artificiellement les condensateurs en leur faisant subir quelques cycles de température.

Les mesures effectuées sur des lots importants de fabrication indiquent une variation moyenne pour les 4 premiers cycles de 1 pour mille, le maximum enregistré ne dépassant pas 3 pour mille.

La figure 10 montre les courbes de vieillissement relevées sur un condensateur au polystyrol, un condensateur au mica et un condensateur au papier.

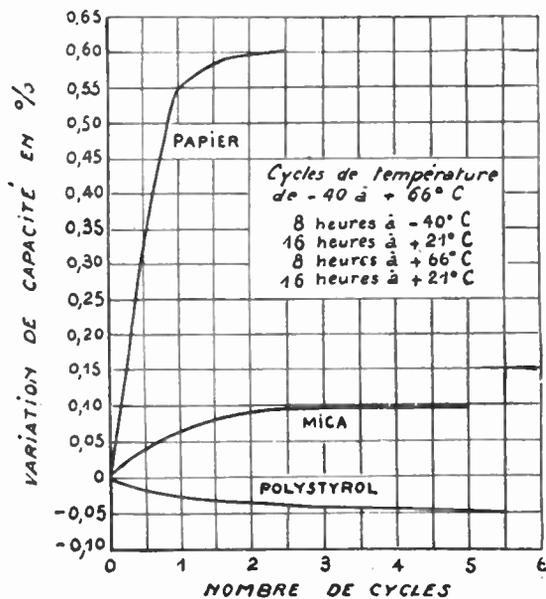


FIG. 10. — Vieillissement (variation de capacité) des condensateurs au polystyrol, au mica et au papier, consécutif à des cycles successifs de température entre -40 et +66° centigrades.

Coefficient de température.

Le coefficient de température des condensateurs au polystyrol, plus élevé que celui des condensateurs au mica, est négatif ; sa valeur est de l'ordre de  $-150.10^{-6}$  par degré C. Cette valeur peut, dans certains cas, compenser le coefficient de température de bobines d'inductance, ce qui permet de former des circuits oscillants dont le coefficient de température est nettement inférieur à celui des éléments qui le constituent.

5.3. — FACTEUR DE PUISSANCE.

La faible absorption diélectrique qui caractérise le condensateur au polystyrol se traduit par un facteur de qualité relativement élevé. A 1 000 pps, le facteur de qualité des condensateurs au styroflex est 4 fois supérieur à celui des condensateurs au mica.

La figure 11 montre les valeurs du coefficient de surtension Q relevées sur un condensateur au papier, un condensateur au mica et un condensateur au polystyrol en fonction de la fréquence de 1 à 10 kc/s.

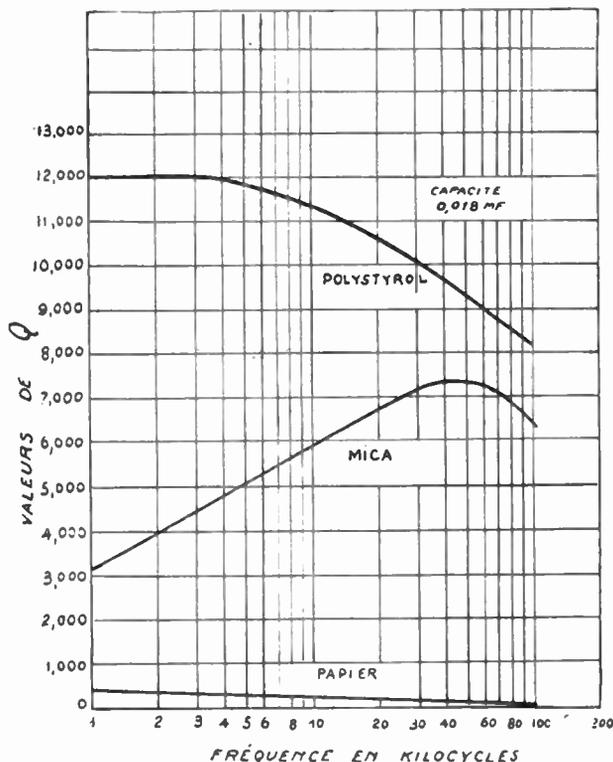


FIG. 11. — Valeurs de Q (rapport de la réactance à la résistance) pour les condensateurs au polystyrol, au mica et au papier.

5.4. — CHARGE RÉSIDUELLE RELATIVE.

Les condensateurs au polystyrol sont actuellement les condensateurs connus ayant l'absorption diélectrique la plus faible et ce jusqu'à des températures de l'ordre de 60° C. Quand un condensateur ordinaire est déchargé par un court-circuit rapide, on trouve un peu plus tard qu'une charge s'est formée de nouveau, on explique ordinairement ceci en disant qu'une partie de la charge qui est absorbée par le diélectrique n'est libérée que lentement. La charge résiduelle extrêmement faible des condensateurs au polystyrol permet de dire « qu'ils n'ont pas de mémoire ».

Cette propriété des condensateurs au polystyrol, jointe à leur très haut isolement, permet d'envisager leur emploi dans les calculateurs électroniques, les circuits à constante de temps, les amplificateurs à courant continu, les compteurs de radiations, etc...

La figure 12 illustre la charge résiduelle relative en fonction de la température pour des condensateurs au polystyrol, au papier, au mica.

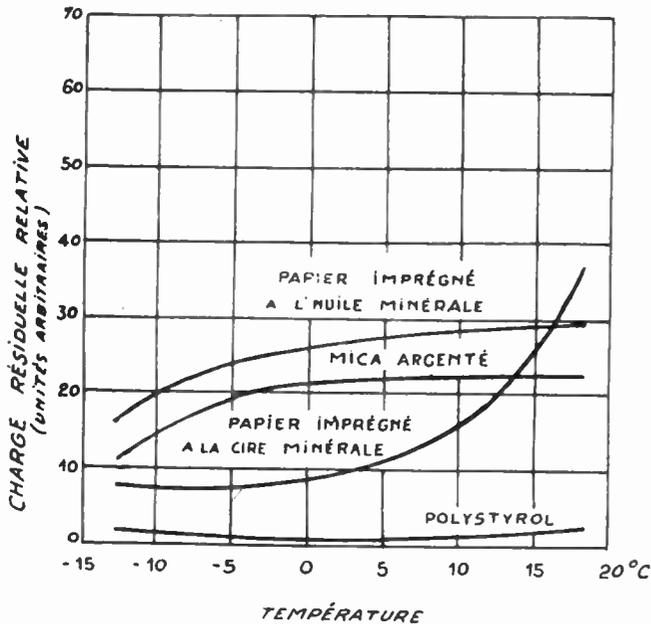


FIG. 12. — Charge résiduelle relative des condensateurs au polystyrol, au mica et au papier.

### Conclusion.

La transformation du polystyrol en feuilles souples et résistantes à la traction est une opération délicate qui nécessite une mise au point minutieuse. La fabrication des condensateurs exige également beaucoup de précautions, notamment celles requises chaque fois que l'on met en œuvre un bon diélectrique, qui se charge par frottement et attire les poussières. Néanmoins, les quantités de matières mises en jeu sont faibles et les procédés de fabrication s'adaptent à une production en série ; ceci permet d'obtenir, avec des prix de revient modérés, des condensateurs d'excellentes qualités, susceptibles d'applications nombreuses, non seulement dans les équipements de télécommunications, mais dans tout le vaste domaine de l'électronique.

### BIBLIOGRAPHIE

- [1] Styroflex und seine Bedeutung für den Kabelbau . E. FISHER et F.H. MULLER. *E.F.D.* Mars 1938.
- [2] Entwicklungslinien auf dem gebiet der elektrischen Bauelemente der Nachrichtentechnik. P. HEMMINGER. *Frequenz.* Déc. 1953 et Janvier 1954.

# COMPORTEMENT EN HAUTE FRÉQUENCE DES CONDENSATEURS AU MICA

PAR

P. VARALDI-BALAMAN  
*Ingénieur ESE, Licencié ès-Sciences*

et

V. KOHAN  
*Ingénieur à la Société Stéafix*

## 1. Angles de perte et résistance série équivalente.

Les pertes dans un condensateur soumis à une tension haute fréquence apparaissent comme dues à deux causes : l'hystérésis diélectrique, d'une part, et d'autre part les résistances des conducteurs ou des contacts.

Si  $W$  est l'ensemble de ces pertes,  $W_d$  les pertes dans le diélectrique,  $W_c$  les pertes dans les conducteurs, on peut écrire

$$W = W_d + W_c$$

$W_d$  a pour valeur  $\delta_d \cdot V \cdot I$ ,  $\delta_d$  étant l'angle de perte du diélectrique,  $V$  et  $I$  la tension efficace aux bornes du condensateur et le courant efficace qui le traverse.

Quant à  $W_c$  il a pour valeur  $R_c I^2$ ;  $R_c$  étant la somme des résistances série et de contact.

Si  $Z$  est l'impédance du condensateur à la fréquence considérée, il vient :

$$W = \left( \delta_d + \frac{R_c}{Z} \right) V \cdot I.$$

et l'angle de perte apparent du condensateur est :

$$\delta = \delta_d + \frac{R_c}{Z}$$

Sa résistance apparente étant

$$R = \delta_d Z + R_c$$

Dans la première partie de la présente étude, nous déterminerons les lois de variation de  $\delta$  et de  $R$  en fonction de la fréquence et de la température, lorsque les condensateurs sont soumis à un régime de « courants faibles » (énergie réactive négligeable).

## 2. Variation de l'angle de perte et de la résistance série équivalente en fonction de la fréquence.

On suppose que la température reste constante.

Formulons une première hypothèse, celle que  $\delta_d$  reste constant quand la fréquence varie.

Et une deuxième hypothèse, celle que  $R_c$  est fonction de la fréquence et de la forme :

$$R_c = r_c F \quad \begin{array}{l} r_c \text{ résistance à } 1 \text{ Mc/s} \\ F \text{ fréquence en Mc/s} \end{array}$$

On pourrait s'attendre à trouver une expression de la forme :

$$R_c = r_c F^{1/2}$$

en vertu des lois de l'effet pelliculaire, mais l'expérience a montré qu'elle ne convenait pas, alors qu'elle a bien confirmé la première égalité.

Il vient

$$R = \delta_d Z + r_c F$$

ou en posant

$$Z = \frac{Z_1}{F} \quad Z_1 \text{ impédance à } 1 \text{ Mc/s}$$

et

$$\delta_d Z_1 = r_d \quad \begin{array}{l} \text{résistance équivalente aux pertes} \\ \text{diélectriques à } 1 \text{ Mc/s} \end{array}$$

$$R = \frac{r_d}{F} + r_c F$$

expression qui passe par un minimum pour

$$\frac{dR}{dF} = 0$$

Soit pour une valeur  $F_0$  de la fréquence telle que :

$$F_0^2 = \frac{r_D}{r_c}$$

en posant

$F = \varphi \cdot F_0$  on trouve les relations :

$$R = \delta_D Z_0 \left( \frac{1}{\varphi} + \varphi \right)$$

$$\delta = \delta_D (1 + \varphi^2)$$

$Z_0$  étant l'impédance du condensateur à la fréquence  $F_0$

Ce qui donne les courbes n° 1

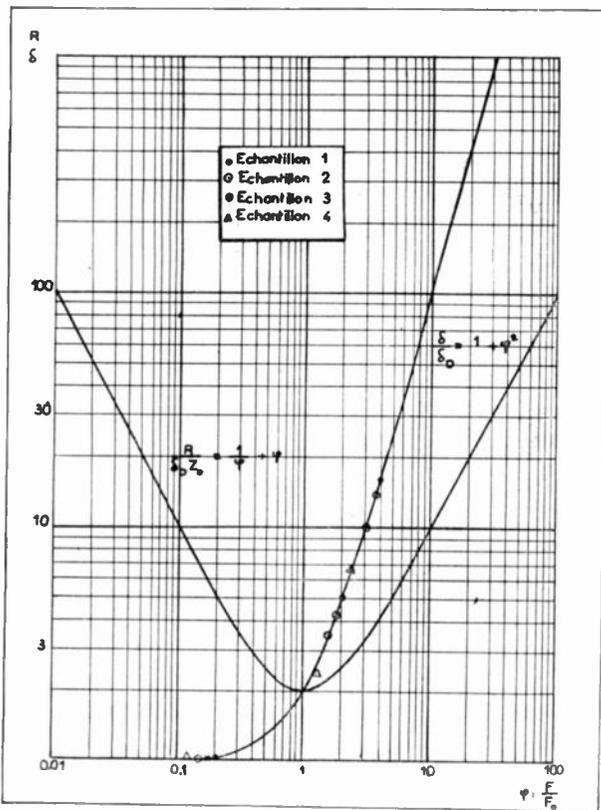


FIG. 1. — Elle indique comment varie l'angle de pertes  $\delta$  d'un condensateur et la résistance série  $R$  équivalente à ces pertes, en fonction du rapport  $\varphi$  entre la fréquence  $F$  et une fréquence  $F_0$  pour laquelle  $R$  est minimum.

L'expérience a vérifié ces lois de façon satisfaisante.

### 3. Variation de l'angle de perte avec la température.

L'expérience a montré que l'angle de perte du diélectrique  $\delta$  suit une loi géométrique en fonction de sa température. Si  $x$  est celle-ci exprimée en  $^{\circ}\text{C}$ , on a la relation :

$$\delta_D = \Delta_0 e^{i \cdot x}$$

$\frac{1}{\beta}$  est l'accroissement de température qui multiplie la valeur initiale de  $\delta$  par le nombre  $e = 2,718$ .

Pour le mica la valeur de  $\frac{1}{\beta}$  est assez élevée, supérieure à  $100^{\circ}\text{C}$  ; on verra que cette circonstance rend les condensateurs au mica, sous réserve qu'ils soient rationnellement construits, *très peu sensibles aux risques d'emballlement* lorsqu'ils sont soumis à une puissance réactive, ce qui, joint à leurs très faibles pertes, en fait d'excellents condensateurs d'émission.

Quant à  $r_c$  il est évidemment de la forme :

$$r_c = r_0 (1 + \lambda x)$$

$\lambda$  étant le coefficient  $\frac{dR}{dx}$  du cuivre, de l'ordre de  $4.10^{-3}$  si bien que l'expression de  $\delta$  en fonction de  $x$  et de  $F$  est de la forme :

$$\delta = \Delta_0 e^{i \cdot x} + \frac{r_0}{Z_1} (1 + \lambda x) F^2$$

Plus la fréquence est élevée, moins rapide est donc l'accroissement de  $\delta$  en fonction de la température, puisque les pertes dans les conducteurs, qui deviennent les plus importantes, croissent moins vite avec la température que les pertes diélectriques.

### 4. Variation de l'angle de perte avec la tension efficace. Haute Fréquence appliquée aux bornes du condensateur.

Nous avons été amenés à admettre que l'angle de pertes variait également avec la tension  $V$  suivant une loi géométrique.

Cette hypothèse n'a pu être vérifiée directement, mais les conséquences que l'on en tire l'ont été, comme le montrent les paragraphes suivants :

Dans ces conditions, l'expression de  $\delta_D$  en fonction de  $x$  et de  $V$  est de la forme :

$$\delta_D = \Delta_0 e^{\frac{V}{V_c}} \cdot e^{i \cdot x}$$

$\Delta_0$  est la valeur vers laquelle tend  $\delta_D$  quand la tension aux bornes du condensateur tend vers zéro pour  $x = 0$ .

$V_c$  est la valeur de  $V$  qui multiplie la valeur initiale de  $\delta_D$  par le nombre  $e = 2,718$

### 5. Etude de l'emballlement de température, échauffement critique d'emballlement.

Nous nous placerons dans l'hypothèse où les pertes Joule sont négligeables devant les pertes diélectriques ; l'expérience montre que, lorsque l'on applique aux bornes d'un condensateur à diélectrique mica ou céramique une tension  $V$  croissante, l'échauffement  $\Delta\theta$ , différence entre la température  $x$  du condensateur et l'ambiante  $\theta$ , croît suivant une fonction telle que :

$$\frac{d\Delta\theta}{dV}$$

soit également croissante, et tend vers l'infini lorsque  $V$  tend vers une tension limite  $V_e$  que nous appellerons *Tension d'emballement*.

Par définition, si  $W$  est l'énergie dissipée,  $Z$  l'impédance du condensateur à la fréquence  $F$  mégacycles, l'angle de perte a pour expression :

$$\delta_D = \frac{WZ}{V^2}$$

mais

$$\delta_D = \Delta_0 e^{\frac{V}{V_c}} e^{\pm x}$$

d'où

$$V^2 e^{\frac{V}{V_c}} = \frac{ZW}{\Delta_0 e^{\pm x}}$$

d'une part

$$x = \theta + \Delta\theta$$

d'autre part, lorsque l'équilibre thermique est atteint, toute la chaleur produite par l'énergie dissipée dans le diélectrique est évacuée par le boîtier par convection ; la loi d'évacuation est de la forme :

$$W = W_1 \Delta\theta^n$$

Nous avons déterminé expérimentalement la valeur de  $n$ .

Dans ces conditions la relation précédente devient :

$$V^2 e^{\frac{V}{V_c}} = \frac{ZW_1}{\Delta_0 e^{\pm\theta}} \frac{\Delta\theta^n}{e^{\pm\Delta\theta}}$$

$V$  atteint sa valeur maximum  $V_e$  quand

$$\frac{d\Delta\theta}{dV} = \infty \quad \text{ou} \quad \frac{dV}{d\Delta\theta} = 0$$

Condition vérifiée quand :

$$\frac{d}{d\Delta\theta} \frac{\Delta\theta^n}{e^{\pm\Delta\theta}} = 0$$

On trouve que cette condition est vérifiée quand  $\Delta\theta$  a pour valeur  $\Delta\theta_e$  telle que :

$$\Delta\theta_e = \frac{n}{\beta}$$

Telle est la relation qui permet de définir l'échauffement d'emballement. On voit que plus  $\frac{1}{\beta}$  est grand, autrement dit moins vite l'angle de perte croît avec la température, plus l'échauffement d'emballement  $\Delta\theta_e$  est élevé ; pour le mica, en raison du fait que  $\frac{1}{\beta}$  est grand, cette condition est très favorable.

La valeur de  $V_e$  correspondante est donnée par la relation :

$$V_e^2 e^{\frac{V_e}{V_c}} = \frac{ZW_1}{\Delta_0 e^{\pm\theta}} \left[ \frac{\Delta\theta_e}{e} \right]^n$$

posons

$$t = \frac{\Delta\theta}{\Delta\theta_e} \quad v_M^2 = V_e^2 e^{\frac{V_e}{V_c}}$$

$$v = \frac{1}{2} \frac{V}{V_c} \quad v_M = \frac{1}{2} \frac{V_M}{V_c}$$

le calcul donne :

$$v e^v = v_M \left[ t \cdot e^{1-t} \right]^{\frac{n}{2}}$$

Cette équation permet d'exprimer  $\frac{\Delta\theta}{\Delta\theta_e}$  en fonction

de  $V$ , et par suite de  $\frac{V}{V_e}$

$100 \frac{\Delta\theta}{\Delta\theta_e}$  est l'échauffement en pour cent de l'échauffement d'emballement.

$100 \frac{V_e}{V}$  est la tension appliquée en pour cent de la tension d'emballement.

Les courbes de la figure 2 donnent la loi de variation de  $\frac{\Delta\theta}{\Delta\theta_e}$  en fonction de  $\frac{V}{V_e}$  pour diverses valeurs de  $v_M$ .

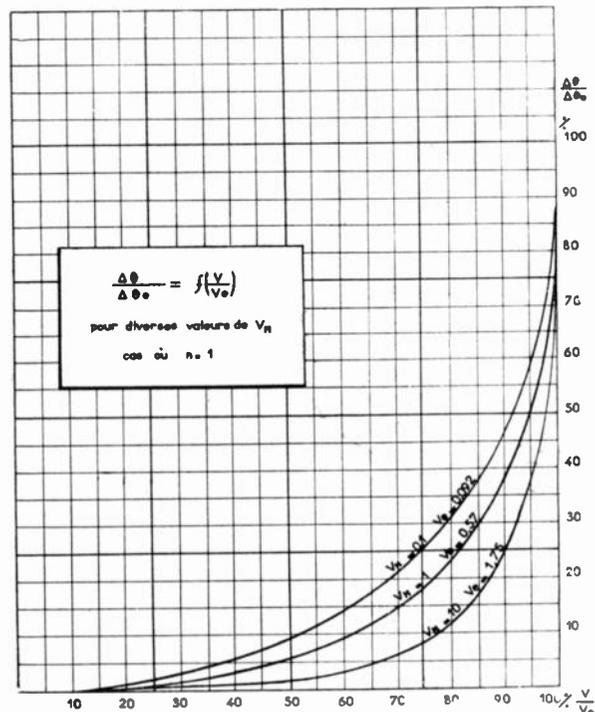


FIG. 2. — Elle donne la loi de variation du rapport de l'échauffement  $\Delta\theta$  du condensateur à son échauffement d'emballement  $\Delta\theta_e$  en fonction du rapport de la tension  $V$  aux bornes du condensateur à la tension d'emballement  $V_e$ , pour diverses valeurs de  $v_M$  définie dans le texte.

Des essais effectués à la fréquence de 0,35 Mc/s ont permis de tracer expérimentalement les courbes

$$\Delta\theta = f(V)$$

d'un grand nombre de modèles de condensateurs et de vérifier de façon satisfaisante la théorie précédente. (Voir courbes fig. 8, 11 et 13).

Avec des condensateurs au mica fabriqués rationnellement, il a été possible d'obtenir une valeur de  $\Delta\theta_e$  de l'ordre de 80° C.

On voit sur les courbes de la figure 2 que les conditions optimum de fonctionnement se trouvent comprises entre le quart et le tiers de cette valeur, soit un échauffement du boîtier au-dessus de l'ambiante de l'ordre de 20 à 25° C.

La tension de service est alors inférieure de 25 % environ à la tension d'emballage.

Ceci montre qu'il y a lieu de respecter les indications des catalogues pour lesquelles la tension de régime indiquée correspond à un échauffement de 20° C.

Pour d'autres diélectriques que le mica, ou pour les condensateurs au mica construits de façon irrationnelle, la valeur de  $\Delta\theta_e$  peut être inférieure à 80° C. Il sera alors prudent de prendre des valeurs de  $\Delta\theta$  inférieures à 20° C, autrement dit de n'admettre dans les catalogues qu'une température d'échauffement en service normal inférieure à ce chiffre, si l'on ne veut pas s'exposer à des incidents fâcheux.

Une autre remarque intéressante est que  $\Delta\theta_e$  paraît indépendant, du moins dans le cas du mica, de la température ambiante  $\theta$ ; si celle-ci passe de  $\theta$  à  $\theta'$ , il suffira donc de réduire le régime de fonctionnement d'après la loi :

$$v' \cdot e^{v'} = \frac{v \cdot e^v}{e^{\frac{\theta' - \theta}{2}}}$$

$v' = \frac{1}{2} \frac{V'}{V_c}$   $V'$  étant la nouvelle tension de fonctionnement pour l'ambiante  $\theta'$ . (Voir courbe 1 de la figure 16).

La nouvelle température de fonctionnement sera  $\theta' + \Delta\theta$ , avec toujours  $\Delta\theta = 20^\circ \text{C}$ .

En pratique, et en raison de la valeur élevée de  $\frac{1}{\beta}$  pour le mica, ces coefficients de réduction seront faibles.

Si l'angle de perte variait suivant une loi plus rapide qu'une loi géométrique en fonction de la température, ce qui est le cas de certains diélectriques, la dernière expression ne serait plus valable, et il faudrait alors réduire les régimes de fonctionnement dans un rapport beaucoup plus important, si bien que les régimes de fonctionnement donnés pour une température ambiante de 20° C par exemple n'auraient plus aucune signification pratique.

Dans la théorie précédente, nous avons admis que l'énergie dissipée sous forme de chaleur à l'intérieur du diélectrique était convenablement évacuée, de façon à ce que la température du diélectrique soit

sensiblement la même en tous les points. S'il n'en était pas ainsi, et si par exemple certains points atteignaient une température sensiblement supérieure à  $\theta + \Delta\theta$ , il y aurait lieu de prendre des marges de sécurité plus grandes.

On remarquera que, si le mica est, comme la céramique, mauvais conducteur de la chaleur, il présente sur elle l'avantage de se cliver en fines lamelles, entre lesquelles on pourra intercaler des lames de métal bon conducteur à la fois de la chaleur et de l'électricité; il est donc recommandé d'argenter les lamelles, la chaleur est alors aisément évacuée vers l'extérieur.

S'il n'en était pas ainsi, l'échauffement d'emballage aurait une valeur beaucoup plus faible, ce qui obligerait à dimensionner très largement le condensateur et à augmenter très considérablement son poids de mica, donc son volume et son prix.

C'est en nous basant sur ces considérations que nous avons écarté la solution classique qui consiste à empiler de grandes épaisseurs de lames de mica et de feuilles d'étain: les blocs compacts éliminent mal la chaleur. Nous avons adopté <sup>(1)</sup> un mode de montage utilisant des lames de mica circulaires, argentées, et séparées par des feuilles de cuivre en liaison avec des masses du même métal éliminant aisément la chaleur dans un boîtier rempli d'huile. L'axe central de serrage est isolant, les connexions, qui lui sont parallèles, sont croisées de façon à ce que le champ sur l'axe soit nul; grâce à ce dispositif la self de ces condensateurs est pratiquement négligeable; en outre, il est possible d'accroître indéfiniment la tension de fonctionnement en multipliant le nombre des galettes élémentaires.

Ce modèle est extrêmement intéressant non seulement pour les applications haute fréquence jusqu'aux fréquences très élevées, mais aussi pour les lignes à retard de radars, particulièrement en raison de ces deux dernières propriétés.

Lorsque la fréquence est telle que les pertes Joule ne sont plus négligeables devant les pertes diélectriques, la théorie montre et l'expérience a confirmé que la valeur de  $\Delta\theta_e$  augmente; elle croît avec la fréquence et tend vers l'infini en même temps que celle-ci.

L'emballage, phénomène lié à l'augmentation rapide des pertes diélectriques avec la température, n'est donc plus à craindre, et l'on pourra accepter en service des échauffements supérieurs à 20° C, de l'ordre de 35° C au-dessus de l'ambiante par exemple, lorsque le condensateur travaille en « liaison » à des fréquences telles que son impédance soit négligeable, bloquant une tension continue tout en laissant passer un courant de haute fréquence important.

Il est à remarquer que le mica, du fait qu'il se clive en lamelles minces, permet d'offrir au passage du courant de larges sections de cuivre, donc de laisser passer des courants importants. Jusqu'à présent les constructeurs n'avaient pas su tirer parti de cette

<sup>(1)</sup> Brevet d'invention 654.530. Inventeurs Lucien Mallard et Claude Perrenot.

possibilité qui en fait pourtant le meilleur condensateur de « by pass » actuellement possible. Le modèle précédemment décrit permet de l'utiliser largement.

**6. Variation du régime de fonctionnement en fonction de la fréquence, à température constante.**

Nous nous sommes proposés de tracer théoriquement et de vérifier expérimentalement les courbes donnant la tension efficace  $V$  le courant efficace  $I$ , la puissance réactive  $VI$  des condensateurs au mica, pour un régime d'échauffement  $\Delta\theta$  de  $20^\circ\text{C}$  au-dessus d'une ambiante normale  $\theta$  de  $20^\circ \pm 5^\circ\text{C}$ . (on a vu que, pour le mica, la valeur de la température ambiante n'était pas critique).

La relation

$$VI = \frac{W}{\delta}$$

avec  $\delta = \delta_D (1 + \varphi^2)$  (voir paragraphe 2)

donne

$$VI = \frac{W}{\delta_D (1 + \varphi^2)}$$

comme

$$V = Z I \quad \text{et} \quad Z = \frac{Z_0}{\varphi}$$

$Z_0$  étant l'impédance à la fréquence  $F_0$  déterminée au paragraphe 2.

on trouve :

$$I^2 = \frac{W}{Z_0 \delta_D \left(\frac{1}{\varphi} + \varphi\right)} \quad V^2 = \frac{Z_0 W}{\delta_D \varphi (1 + \varphi^2)}$$

$$VI = \frac{W}{\delta_D (1 + \varphi^2)}$$

$I$  est maximum pour  $\varphi = 1$ , c'est-à-dire quand la résistance série équivalente aux pertes du condensateur est minimum.

Cette valeur est  $I_0$  tel que

$$I_0^2 = \frac{W}{2 Z_0 \delta_D}$$

soit  $V_0$  la valeur de  $V$  correspondante

$$V_0^2 = \frac{Z_0 W}{2 \delta_D}$$

en écrivant  $i = \frac{I}{I_0} \quad v = \frac{V}{V_0}$

$$w = v \cdot i$$

on trouve :

$$w = \frac{2}{1 + \varphi^2}$$

$$v = \sqrt{\frac{w}{\varphi}} \quad i = \sqrt{\varphi w}$$

Les courbes correspondantes sont données sur la figure 3.

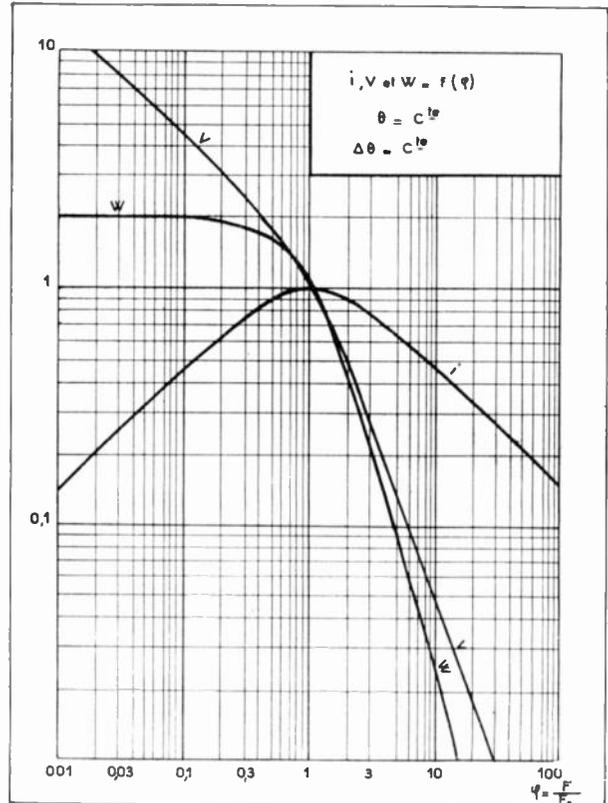


FIG. 3. — Elle représente les courbes théoriques de variation de l'intensité efficace  $i$ , de la tension correspondante  $v$  et de la puissance réactive  $w$  en fonction de  $\varphi$ , le rapport de  $F$  à  $F_0$ , en régime thermique constant : température ambiante  $\theta = 20^\circ\text{C}$ , température d'échauffement  $\Delta\theta = 20^\circ\text{C}$ .

Telles seraient les courbes de fonctionnement si nous ne tenions pas compte de l'hypothèse énoncée au paragraphe 4, à savoir que l'angle de pertes est fonction géométrique de la tension haute fréquence appliquée.

Pour simplifier les calculs, nous avons admis que cette loi s'appliquait également aux pertes Joule, ce qui est faux, mais cette approximation est justifiée du fait que, lorsque les pertes Joule cessent d'être négligeables, les tensions de fonctionnement sont en pratique si faibles que l'angle de perte est pratiquement celui que l'on mesurerait à la même fréquence et à la même température par une méthode de courants faibles.

Dans ces conditions il y a lieu de remplacer dans les équations précédentes  $\delta_D$  par  $\delta_D e^{\frac{v}{V_0}}$  ce qui donne pour les tensions de fonctionnement en lieu et place de  $V$ , une valeur  $V'$  telle que :

$$V'^2 e^{\frac{V'}{V_0}} = \frac{Z_0 W}{\delta_D \varphi (1 + \varphi^2)}$$

V' est relié à V par la relation :

$$V'^2 \cdot e^{\frac{V'}{V_c}} = V^2$$

Si l'on écrit

$$v = \frac{V}{V_0} \quad v' = \frac{V'}{V_0} \quad \text{et} \quad \frac{V_0}{V_c} = 2a$$

il vient

$$v' \cdot e^{av'} = v$$

soit la relation générale

$$v' \cdot e^{av'} = \sqrt{\frac{2}{\varphi(1+\varphi^2)}}$$

d'où l'on déduit  $i'$  et  $w'$  ce qui permet de tracer les courbes de la figure 4, donnant la variation en fonction de la fréquence de la puissance réactive  $w'$  et de l'intensité efficace  $i'$  de fonctionnement pour  $\theta$  et  $\Delta\theta$  constants.

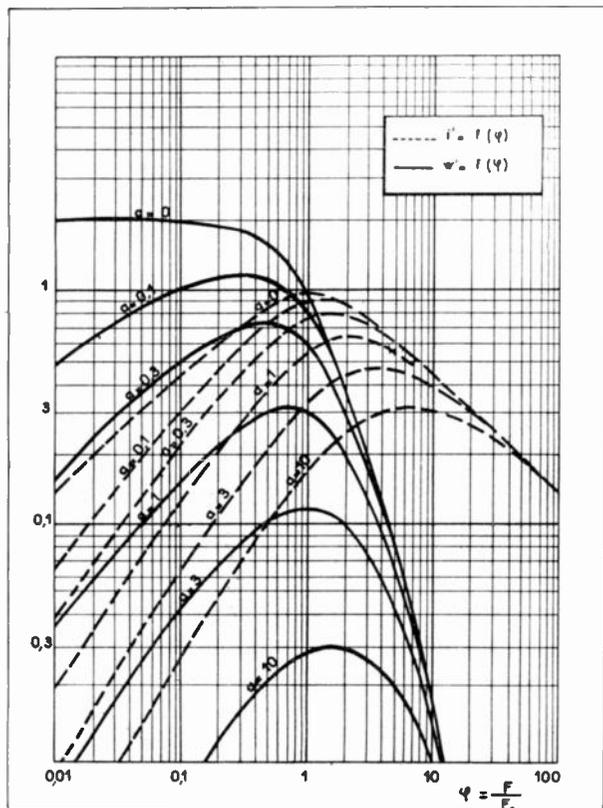


FIG. 4. — Elle donne les courbes de variation de l'intensité efficace  $i'$  et de la puissance réactive  $w'$  en fonction de  $\varphi$ , en régime thermique constant, en tenant compte de l'hypothèse de la dépendance de l'angle de pertes de la tension HF appliquée, et ceci pour diverses valeurs de  $a$ , coefficient qui détermine l'importance de cette dépendance.

Ces courbes ont été confirmées d'une façon assez satisfaisante par les résultats expérimentaux obtenus avec un grand nombre de modèles de condensateurs, dont nous donnons ici quelques exemples de fonctionnement dans les conditions requises par la théorie proposée. (Voir courbes fig. 7, 10, 12 et 15).

Dans chaque cas particulier, nous avons cherché à superposer les points expérimentaux à une des courbes théoriques. Cela a permis de définir  $a$ .

La courbe tracée,  $F_0$  était obtenue, d'où, en supposant  $\delta_D = 3 \cdot 10^{-4}$ , la valeur de  $r_c$ , résistance équivalente aux pertes Joule à 1 Mc/s

$$\left( r_c = \frac{r_D}{F_0^2} \right)$$

Enfin, de la courbe de la tension en fonction de la fréquence on déduit  $V_0$ , d'où  $V_c$  puisque

$$V_c = \frac{V_0}{2a}$$

On remarque que les courbes de la fig. 4 présentent deux zones particulièrement intéressantes :

Dans une première zone la puissance réactive est voisine de son maximum : les condensateurs au mica peuvent être construits de telle sorte que leur impédance dans cette zone soit comprise entre quelques dizaines et quelques centaines d'ohms ; ils pourront donc alors être aisément employés comme condensateurs de circuits oscillants en régime de puissance.

Dans une deuxième zone le courant est voisin de sa valeur maximum ; ici encore le condensateur devra être calculé pour que, dans cette zone, son impédance soit assez faible pour qu'il puisse être employé en liaison, c'est-à-dire qu'il permette le passage sans chute de potentiel, d'un courant haute fréquence important, tout en bloquant une tension continue.

Les courbes de la fig. 4 nous permettent de déterminer les divers paramètres du condensateur en fonction de  $\varphi$  et qui sont représentés sur la fig. 5.

Les variations de la résistance série équivalente aux diverses pertes, à savoir

- pertes dans le diélectrique  $R_D$
- pertes par effet Joule  $R_c$
- et pertes totales  $R = R_D + R_c$

sont exprimées en prenant pour l'unité de comparaison  $\delta_D Z_0$  qui est la résistance série équivalente aux pertes dans le diélectrique à la fréquence  $F_0$  et dans le cas théorique où  $a = 0$ .

La variation de l'angle de pertes  $\delta = R/Z$  est donnée en prenant comme l'unité  $\delta_D$  minimum (cas théorique où  $a = 0$ ).

Ces diverses fonctions sont exprimées pour les différentes valeurs du coefficient  $a$  défini plus haut.

On voit sur ces courbes que la valeur minima de  $R$  est obtenue, pour le cas où  $a = 0$  lorsque  $R_D = R_c$ .

Pour les autres valeurs de  $a$  ce minimum est obtenu sensiblement mais pas exactement pour les mêmes conditions. Le léger décalage observé est dû au fait que dans l'expression

$$R = \frac{r_D}{F} + r_c F$$

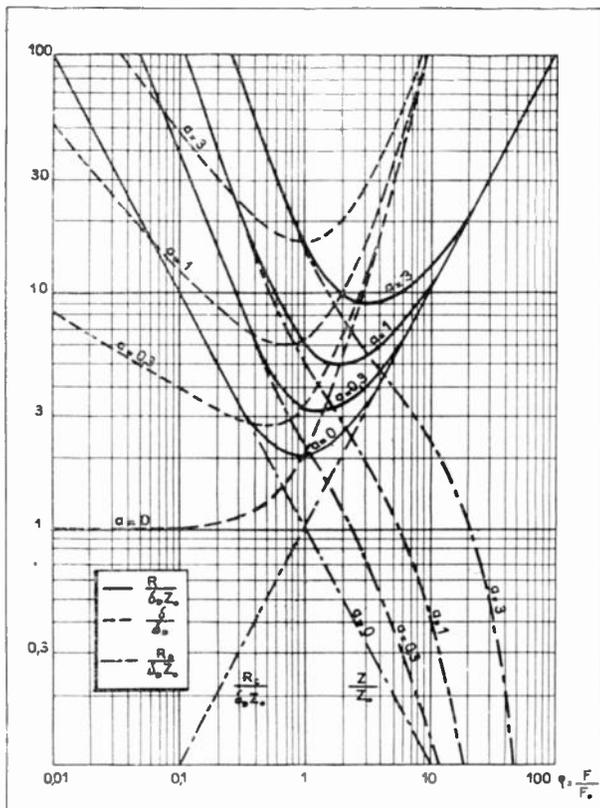


FIG. 5. — Elle montre comment varient les divers paramètres du condensateur, en partant des courbes de fonctionnement en régime thermique constant de la figure 4, en fonction du rapport  $\varphi$  entre  $F$  et  $F_0$ . Les unités de comparaison sont :  $\delta_D$  = angle de pertes dans le diélectrique minimum ;  $\delta_D Z_0$  = résistance série équivalente à ces pertes pour la fréquence  $F_0$  ;  $Z_0$  = impédance à la fréquence  $F_0$ .

Ces diverses fonctions sont exprimées pour les différentes valeurs du coefficient  $a$  qui détermine l'importance de variation de l'angle de pertes  $\delta_D$  en fonction de la tension aux bornes du condensateur.

$r_D$  n'est plus une constante, mais devient elle-même fonction de la variable  $F$ , dans le cas où  $a \neq 0$ .

On peut voir également que  $R$  est régie principalement par  $R_D$  aux fréquences basses et par  $R_C$  aux fréquences élevées.

Quant aux courbes de variation de  $\delta$ , elles nous montrent que pour les valeurs moyennes pratiquement obtenues pour  $a$  entre 0,2 et 1,  $\delta$  augmente d'une façon sensible de part et d'autre de sa valeur minima et que cette valeur minima devient elle-même sensiblement plus grande lorsque  $a$  augmente.

Pour calculer les divers paramètres d'un condensateur, dont les courbes de fonctionnement en régime thermique constant ont été relevées, il suffit de prendre pour l'ordonnée correspondant à  $\varphi = 1$  la fréquence  $F_0$  trouvée pour ce condensateur. Les valeurs exprimées par les courbes de la fig. 5 seront alors données par rapport à l'angle de pertes  $\delta_D$  du condensateur, qui peut être mesuré directement (cas des courants faibles) et de  $\delta_D Z_0$ ,  $Z_0$  étant l'impédance du condensateur pour la fréquence  $F_0$ .

L'hypothèse concernant la dépendance de l'angle de pertes de la tension HF appliquée, ne sera définitivement vérifiée que lorsque d'autres essais expérimentaux, qui sont actuellement en cours dans nos laboratoires, viendront confirmer ceux qui ont été

déjà faits, mais il semble d'ores et déjà que les principes énoncés sont corrects et il ne s'agit que de vérifier et de rectifier éventuellement la valeur exacte des divers coefficients.

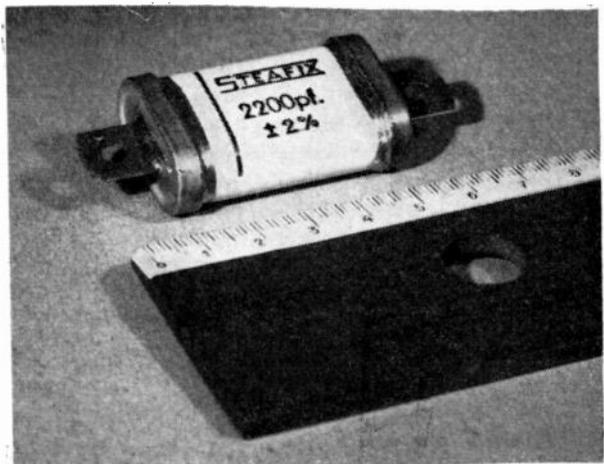


FIG. 6. — Représente un condensateur de 2 200 pF, H 5 000 (tension d'essai = 5 000 V cont.) au mica argenté, en boîtier céramique étanche rempli d'huile spéciale.

Les caractéristiques de ce condensateur en régime HF pour une ambiance de 20° C et un échauffement de 20° C au-dessus de l'ambiance sont données par la figure 7.

Nous voyons que l'intensité efficace à 4,5 MHz atteint 8 A. Pour cette fréquence la résistance série est sensiblement minima ( $F_0 = 4$  MHz). La puissance réactive à 1,5 MHz atteint 1 450 VA et reste supérieure à 1 000 VA pour une gamme de fréquences s'étendant de 0,2 à 4 MHz.

En superposant les points expérimentaux à une des courbes de la figure 4, on peut déterminer le coefficient  $a$  et la fréquence  $F_0$  d'où les valeurs  $V_C$  et  $r_C$ .

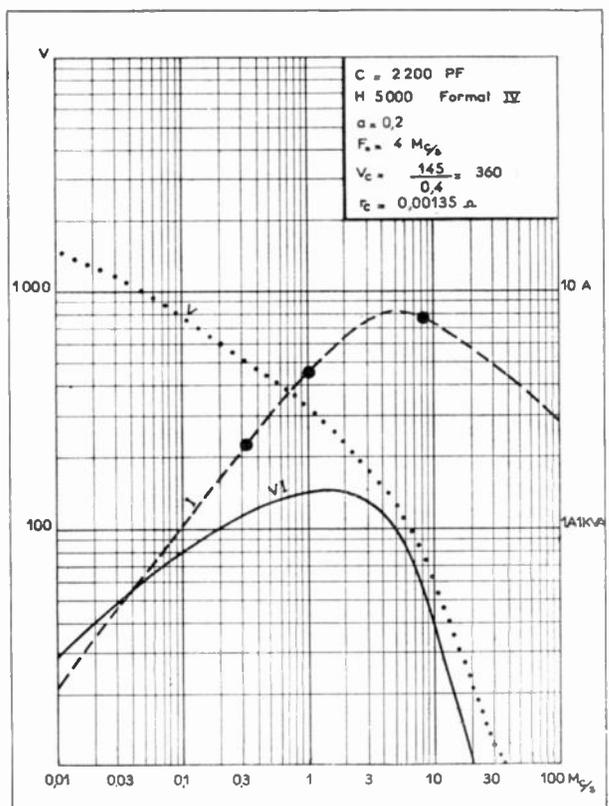


FIG. 7.

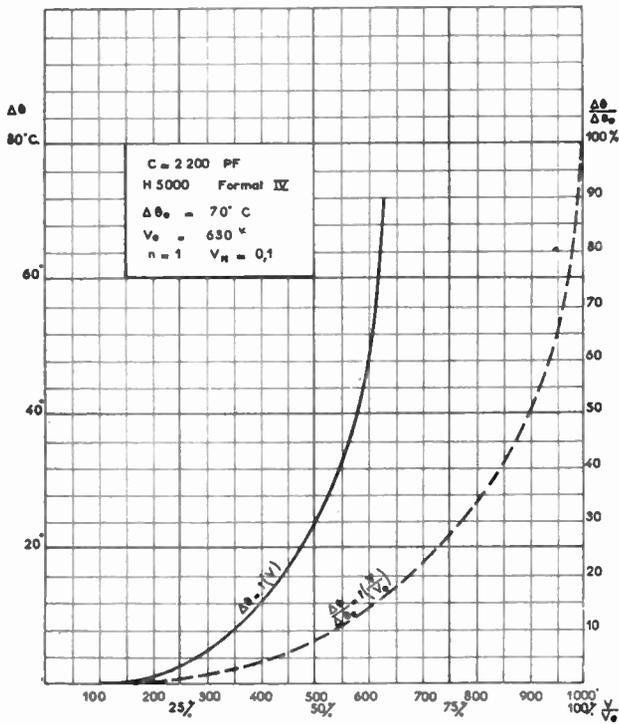


FIG. 8. — Elle donne la courbe de variation de l'échauffement du condensateur de la figure 6 en fonction de la tension appliquée, d'où on peut déduire celle de l'échauffement en pour cent de l'échauffement d'emballement en fonction de la tension appliquée en pour cent de la tension d'emballement. La valeur de  $v_M$  est déterminée par la superposition de la courbe avec celles de la figure 2. On voit que la température d'échauffement d'emballement est de  $70^\circ\text{C}$  et correspond à une tension de  $630\text{ V}$ . L'échauffement de  $20^\circ\text{C}$  correspond à une tension de fonctionnement de  $480\text{ V}$  soit environ  $75\%$  de la tension d'emballement.

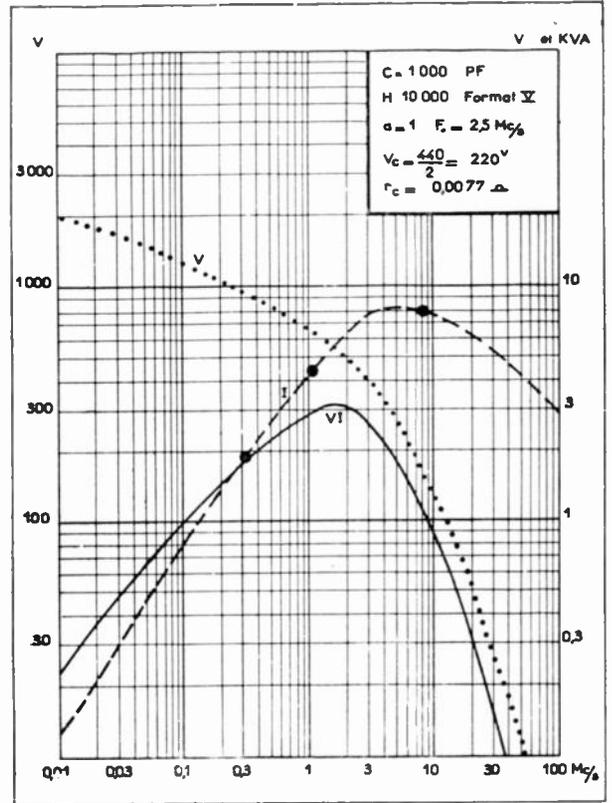


FIG. 10.

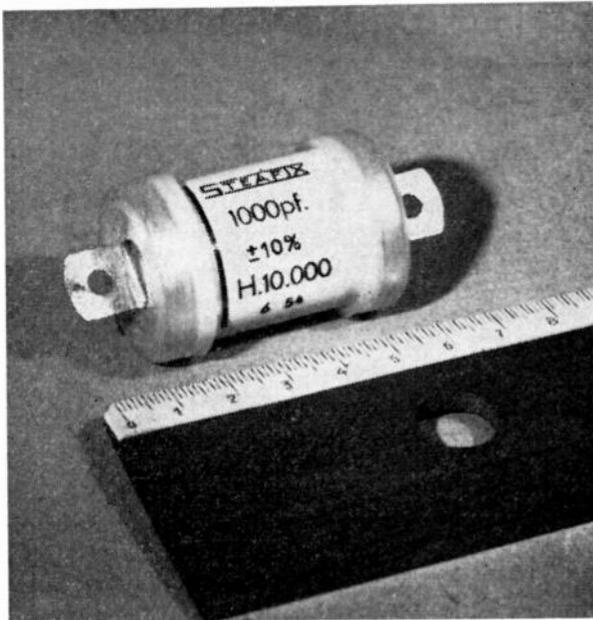


FIG. 9. — Elle représente un condensateur de  $1000\text{ pF}$   $H\ 10\ 000$  (tension d'essai =  $10\ 000\text{ V}$  cont.) d'un volume un peu plus grand et permettant de supporter une puissance réactive encore plus élevée que le modèle de la figure 6, et qui atteint  $3\ 000\text{ VA}$  à  $1,5\text{ MHz}$ .

Les caractéristiques de ce condensateur en régime thermique constant sont données par la figure 10 et ses courbes d'échauffement par la figure 11 établies dans les mêmes conditions, que les courbes des figures 7 et 8.

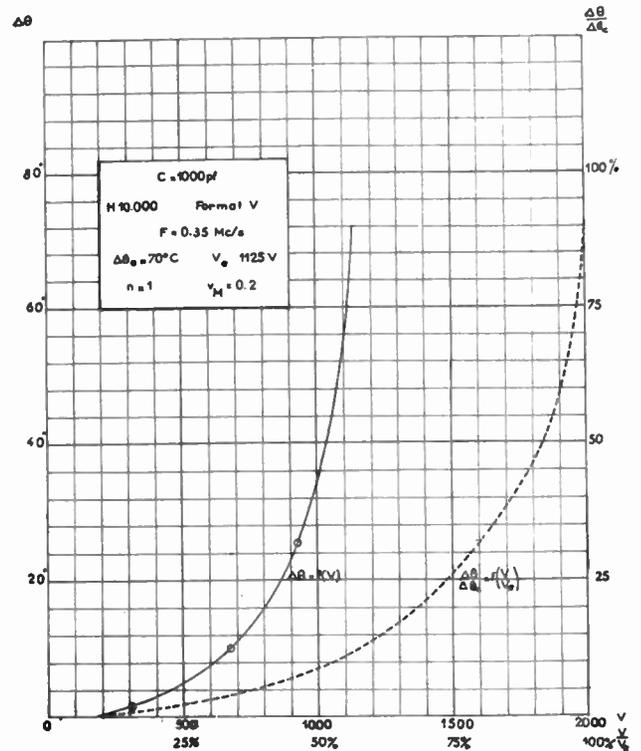


FIG. 11.

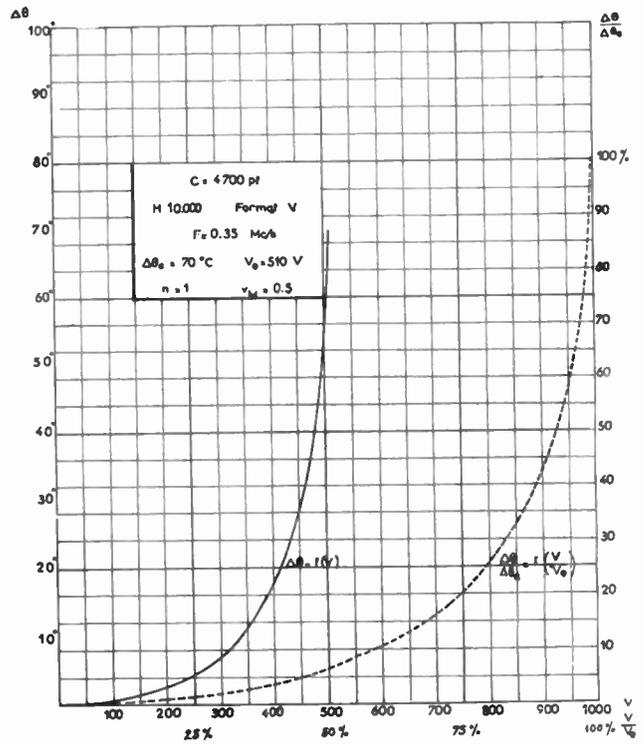
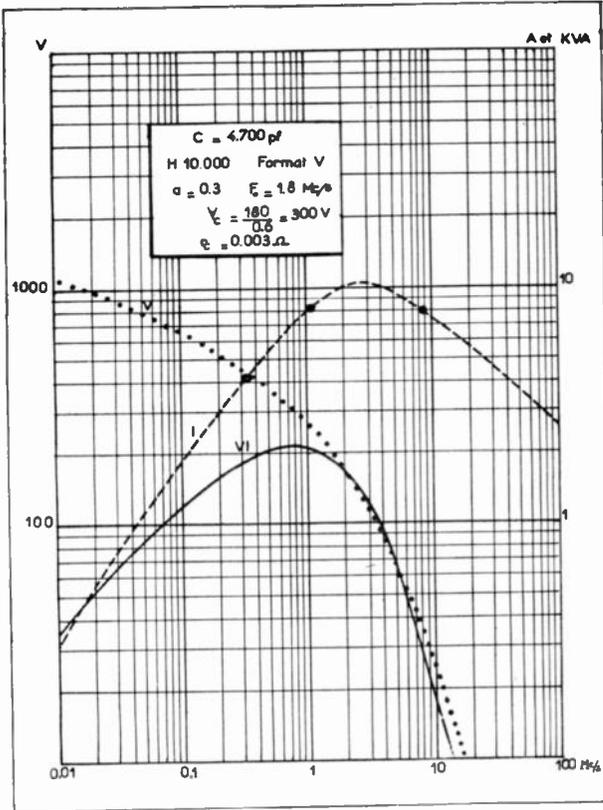


FIG. 12 et 13. donnent les mêmes courbes que celles des figures précédentes pour le cas d'un condensateur de 4 700 pF H 10 000 semblable au condensateur de la figure 9. L'intensité à 3 MHz atteint 10 A.

On voit que l'échauffement de 20° C correspond à 80 % de la tension d'emballage.

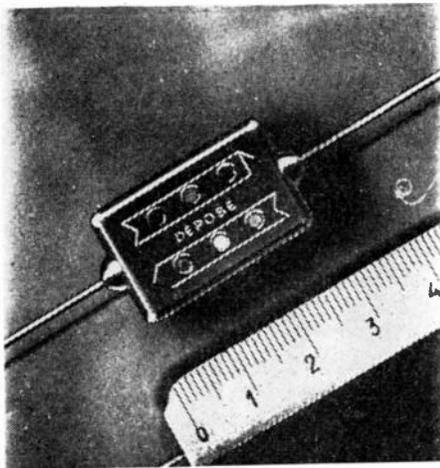


FIG. 14. — Elle représente un condensateur E 1 500 moulé dans l'Araldite à charge spéciale. Sa capacité est de 10 000 pF. Les caractéristiques de ce condensateur en régime thermique HF constant sont présentées à titre comparatif par la figure 15. L'intensité à 3 MHz dépasse 7 A correspondant sensiblement à une résistance série minima ( $F_0 = 2$  MHz). La puissance réactive maxima atteint 600 VA. La valeur élevée du coefficient  $a$  s'explique par l'épaisseur du diélectrique plus faible (champ électrique relatif plus élevé).

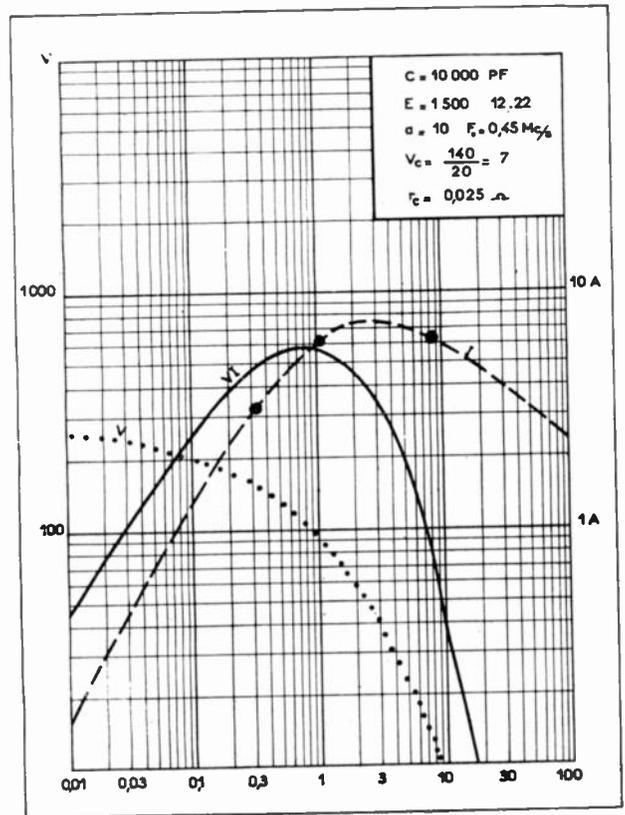


FIG. 15.

### 7. Emploi des condensateurs au mica en haute fréquence compte tenu des considérations précédentes.

Nous nous proposons maintenant d'indiquer aux techniciens, en fonction des données ci-dessus, une méthode permettant de déterminer pratiquement le condensateur au mica qui convient pour leurs diverses applications en haute fréquence et nous donnons quelques exemples :

Deux conditions limitent l'emploi de ces condensateurs en régime de courant alternatif avec ou sans superposition de tension continue.

1° Pour chaque fréquence, la puissance réactive doit être inférieure à une valeur donnée.

2° Quelle que soit la fréquence :

la tension de crête,

l'écart maximum de tension entre deux valeurs de crête opposées,

doivent être l'un et l'autre inférieur à la tension continue de service.

Nous examinons ci-après un certain nombre de cas particuliers.

a) CAS DES ONDES ENTRETENUES PURES SANS ADDITION DE TENSION CONTINUE (cas du condensateur  $C_1$  de la figure 18).

1° Condition de puissance.

Les intensités efficaces admissibles (intensités nominales) à diverses fréquences pour une température ambiante de 20° C, en régime permanent, et en ondes entretenues pures sont généralement données par le fabricant des condensateurs, ainsi que les tensions efficaces correspondantes, déterminées par la relation :

$$V = I \cdot \frac{1}{C \omega}$$

de l'intensité efficace par l'impédance du condensateur à la fréquence correspondante.

Le produit  $VI$  donne alors la puissance réactive correspondante.

Les courbes des caractéristiques de fonctionnement des condensateurs, données généralement dans les catalogues, sont très utiles à consulter.

Si la température ambiante dépasse 20° C, il y aura lieu de réduire ces chiffres.

Nous donnons par la figure 16 les courbes de réduction de l'intensité nominale en fonction de la température ambiante.

La courbe 1 de cette figure traduit la loi de réduction du régime de fonctionnement en fonction de la température ambiante donnée au paragraphe 5, à savoir :

$$V' e^{V'} = \frac{V e^V}{e^{\frac{\theta-0'}{2}}}$$

Elle est établie en donnant aux divers coefficients et grandeurs, dépendant des caractéristiques du condensateur et des conditions de son utilisation, leurs valeurs moyennes (La courbe est d'ailleurs assez peu affectée par le changement de ces valeurs dans la limite d'utilisation pratique).

C'est une courbe théorique qui donne l'importance de la réduction du régime de fonctionnement (en tension ou en intensité) que devrait subir le condensateur pour satisfaire aux seules conditions relatives à l'échauffement d'emballement.

La courbe 2 indique la réduction de ce régime à observer pratiquement. Elle est établie en tenant compte, outre des conditions indiquées pour la courbe 1, également de celles imposées par la nécessité de ne pas dépasser la température maxima indiquée pour le condensateur, à savoir :  $\theta_{\max} = 90^\circ \text{ C}$ .

La courbe 3 donne la variation du coefficient de réduction pour le cas où  $\theta_{\max} = 100^\circ \text{ C}$ .

N.B. La température ambiante de 70° C ne doit pas être dépassée en service permanent.

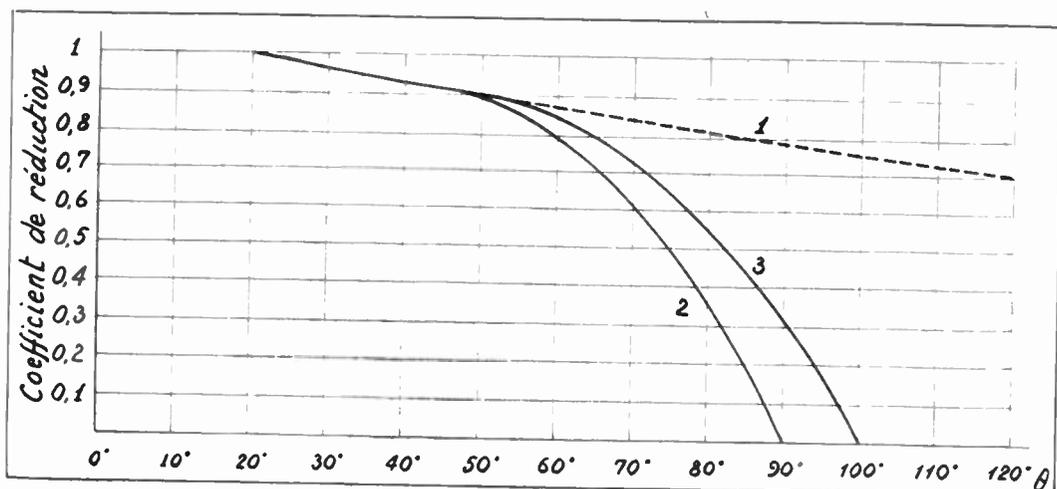


FIG. 16. — Elle donne les courbes permettant de déterminer le coefficient de réduction du régime de fonctionnement du condensateur en fonction de la température ambiante ( $\theta$ ).

1° Courbe théorique qui serait valable dans le cas où aucune limite de température de fonctionnement n'était imposée.

2° Courbe pratique à utiliser dans le cas où la température maxima de fonctionnement est limitée à 90° C.

3° Courbe à utiliser dans le cas où cette limite est fixée à 100° C.

Les valeurs de  $I$  de  $V$  et de  $VI$  données habituellement dans les tableaux et sur les courbes des catalogues sont applicables en régime permanent. En régime intermittent ces chiffres peuvent être multipliés par un coefficient supérieur à 1.

2° Condition de tension.

Il y aura lieu en outre de vérifier si la tension de crête à crête, c'est-à-dire  $2\sqrt{2}$  de la valeur de la tension efficace est inférieure ou égale à la tension de service en courant continu, autrement dit si la condition :

$$2\sqrt{2}V \leq V_s$$

est vérifiée,  $V_s$  étant la tension de service en courant continu.

Cette condition est imposée par les considérations relatives à la polarisation alternative du diélectrique et qui ont trait à la fatigue du diélectrique due à l'effort double qu'il a à fournir dans de telles conditions.

Si cette condition est vérifiée, la tension de crête est, à fortiori, inférieure à la tension continue de service puisque nous envisageons le cas où aucune tension continue n'est superposée à la tension Haute-Fréquence.

N.B. Dans ce cas, on peut monter en série autant de condensateurs qu'on le veut sans aucun risque, chaque condensateur travaillant au régime prévu pour la fréquence correspondante.

b) CAS DE LA TENSION ALTERNATIVE PURE AVEC ADDITION DE TENSION CONTINUE.

(Voir fig. 17 ; cas du condensateur C2 de la fig. 18).

Les valeurs de  $I$ ,  $V$  et  $VI$  déterminées dans le cas précédent restent valables,  $V$  étant la valeur efficace de la composante alternative aux bornes du condensateur. L'écart maximum de la tension entre deux alternances est toujours de  $2\sqrt{2}V$  et la condition :

$$2\sqrt{2}V \leq V_s$$

doit être vérifiée.

Mais il faut en outre que la tension de crête  $E_c$  soit inférieure à la tension de service. Si la tension continue est  $V_c$  il faut donc que la condition :

$$V_c + \sqrt{2}V \leq V_s$$

soit vérifiée.

Si l'une ou l'autre de ces conditions n'est pas vérifiée, on réduira  $V$  ou  $E_c$  en conséquence, et l'on en déduira  $I$  et  $VI$ .

Il faut remarquer que la composante alternative aux bornes du condensateur peut atteindre dans certains cas une valeur assez élevée sans qu'on puisse s'en rendre directement compte.

Ainsi, dans le cas du montage de la figure 18, l'impédance du condensateur C2 aux fréquences

relativement basses peut être suffisamment élevée pour intercepter, dans le cas où le C.O. de plaque est un peu trop chargé, une large part de la tension HF de la plaque, d'autant plus que cette impédance,

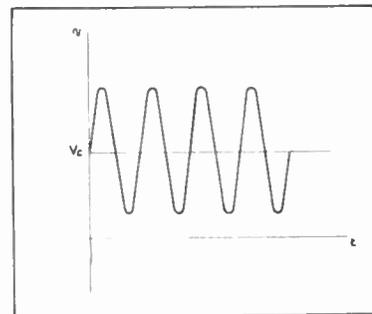


FIG. 17.

étant en quadrature avec celle aux bornes du C.O., ne diminue pas beaucoup l'intensité efficace de la plaque.

Ainsi, pour une impédance du C2 égale à la moitié de l'impédance du C.O., le courant  $I$  ne diminuera que de 16 %, tandis que la tension aux bornes du C2 atteindra 50 % de celle aux bornes du C.O.

On voit par cet exemple la nécessité de bien calculer le condensateur C2.

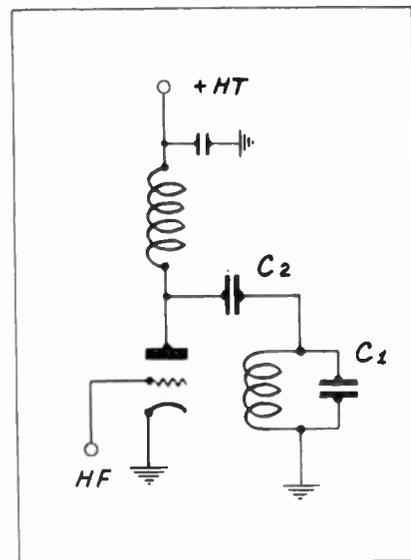


FIG. 18.

N.B. Il est à remarquer que dans le cas d'un condensateur de liaison entre la plaque d'une lampe et la grille de la lampe de l'étage suivant polarisée par une tension  $-V_g$ , les conditions à observer sont les mêmes, mais la valeur  $V_c$  doit être remplacée par  $V_c + V_g$ .

c) CAS DE LA HAUTE FRÉQUENCE MODULÉE A 100 % SANS SUPERPOSITION DE TENSION CONTINUE. (Voir figure 19 cas du condensateur C1 de la figure 20).

1° Condition de puissance.

Soit  $V$  la tension efficace de la porteuse, la puissance réactive est alors :

$$W_z = \frac{1,5 V^2}{Z} \quad \text{avec } Z = \frac{1}{C \omega}$$

On calculera donc le condensateur comme s'il s'agissait des ondes entretenues pures, en assimilant les ondes entretenues modulées à des ondes entretenues pures de puissance réactive 1,5 fois plus

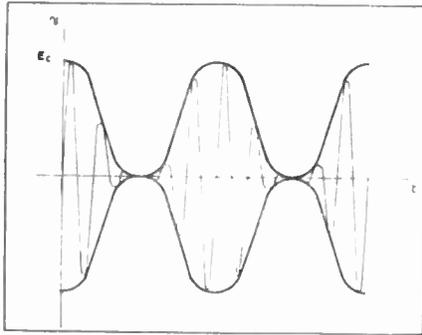


FIG. 19.

grande, ou ce qui revient au même, d'intensité efficace et de tension efficace  $\sqrt{1,5} = 1,23$  fois plus grande.

2° Condition de tension.

La tension de crête étant :

$E_c = 2 \sqrt{2} V$  (avec  $V$  = tension efficace de la porteuse) la tension varie de  $2 E_c$  de crête à crête.

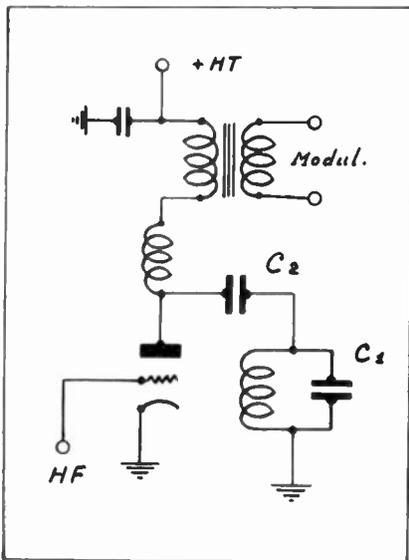


FIG. 20.

La tension  $V$  doit donc être telle que :

$$2 E_c \leq V_s$$

ou

$$4 \sqrt{2} V \leq V_s$$

N.B. Dans ce cas, comme dans celui des ondes entretenues pures, on peut monter en série autant

de condensateurs qu'on le veut chacun travaillant au régime prévu pour la fréquence correspondante.

d) CAS DE LA HAUTE FRÉQUENCE MODULÉE A 100 % AVEC SUPERPOSITION DE TENSION CONTINUE. (Voir figure 21).

Pour ce cas, qui se rencontre dans quelques montages spéciaux, les conditions du paragraphe c restent valables, mais en outre, il faut que :

$$V_c + E_c \leq V_s$$

c'est-à-dire :  $V_c + 2 \sqrt{2} V \leq V_s$

$V$  étant ici encore la tension efficace de l'onde porteuse.

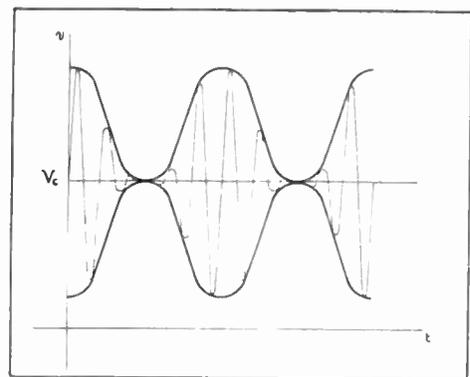


FIG. 21.

e) CAS DE LA TENSION ALTERNATIVE PURE AVEC SUPERPOSITION DE TENSION CONTINUE ET DE COMPOSANTE HAUTE FRÉQUENCE MODULÉE A 100 %. (Voir figure 22 ; cas du condensateur C2 de la figure 20).

1° Condition de puissance.

Si  $V_m$  est la tension efficace de modulation et  $V_p$  la composante Haute Fréquence provenant de la porteuse et modulée avec elle à 100 %, la puissance réactive totale est la somme des puissances fournies par chacune des ondes composantes.

L'équation de la tension résultante  $V$  est :

$$V = \sqrt{2} V_p (1 + \sin \Omega t) \sin \omega t + V_m \sin \Omega t$$

$\omega$  étant la pulsation de la porteuse et  $\Omega$  celle de la modulation. On a alors :

$$V = \sqrt{2} V_p \sin \omega t + \frac{\sqrt{2} V_p}{2} \cos (\omega - \Omega) t - \frac{\sqrt{2} V_p}{2} \cos (\omega + \Omega) t + V_m \sin \Omega t$$

et la puissance réactive est :

$$W_r = \frac{V_p^2}{Z_p} + \frac{V_p^2}{4 Z_p} + \frac{V_p^2}{4 Z_p} + \frac{V_m^2}{Z_m} = \frac{1,5 V_p^2}{Z_p} + \frac{V_m^2}{Z_m}$$

$Z_p$  et  $Z_m$  étant respectivement les impédances pour les fréquences de l'onde porteuse et de la modulation.

Le condensateur doit donc être calculé pour supporter la puissance correspondant à la tension  $V_m$  de la modulation plus 1,5 fois la puissance correspondant à la tension de la composante HF de la porteuse.

2° Conditions de tension.

La tension de cête à crête varie de

$$2 V_c + \sqrt{2} V_p$$

Cette tension doit donc être égale ou inférieure à  $V_s$

$$2 V_c + \sqrt{2} V_p \leq V_s$$

Si cette condition est satisfaite, celle de la tension de crête l'est aussi.

Si nous appliquons notre exemple du paragraphe b au condensateur C2 de la figure 20, nous avons :

$$\sqrt{2} V_p = 0,5 \sqrt{2} V \text{ avec } \sqrt{2} V = V_c$$

par conséquent :  $\sqrt{2} V_p = 0,5 V_c$

et la tension de crête peut atteindre :

$$2 V_c + 0,5 V_c = 2,5 V_c$$

c'est-à-dire 2,5 fois la valeur de la tension continue.

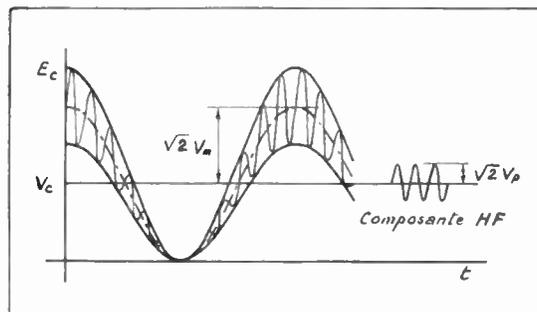


FIG. 22.

\* \*

Peu d'efforts semblent avoir été faits jusqu'à présent pour permettre aux usagers un emploi aisé des condensateurs au mica en régime de haute fréquence ; nous espérons que le travail dont nous donnons ici la primeur, et dont l'achèvement est en cours dans nos laboratoires, mettra entre les mains des ingénieurs d'études les éléments précis qui leur manquaient.

Dès à présent, nous souhaitons que cet exposé succinct les convainque de l'intérêt que présentent les condensateurs au mica, en raison des faibles risques d'emballement qu'ils présentent, des courants élevés qu'ils supportent.

Loin d'être un article périmé, ces condensateurs, qu'ils soient de puissance ou de liaison, rénovés grâce aux formes nouvelles que nous avons décrites, sont susceptibles jusqu'à des fréquences très élevées, de reprendre une place prépondérante dans le montage des émetteurs.

# LES CONDENSATEURS ÉLECTROLYTIQUES

PAR

H.E. MIQUELIS

L'industrie électronique réclame des pièces détachées de plus en plus petites, capables de fonctionner avec une sécurité tous les jours accrue, dans une plage de température continuellement élargie.

La courbe des progrès obtenus dans le domaine du condensateur électrolytique, s'adapte parfaitement à ce schème évolutif.

Il y a vingt ans, un condensateur électrolytique de  $8 \mu\text{F}$  550 V avait un volume de  $106 \text{ cm}^3$ , et fonctionnait entre 0 et  $+ 50^\circ \text{ C}$ .

Actuellement, le même condensateur a un volume de  $8 \text{ cm}^3$  (rapport 1/13). Les limites de température de fonctionnement étant  $- 40 + 90^\circ \text{ C}$  pour le condensateur aluminium type professionnel,  $- 60$  et  $+ 200^\circ \text{ C}$  pour certains modèles de condensateurs au tantale.

Il est croyons nous intéressant de voir par quels cheminements de la pensée et de l'action ces résultats ont pu être obtenus.

Dès le début du XIX<sup>e</sup> siècle des chercheurs découvrent la cellule électrolytique, ils l'étudient d'abord en tant que redresseur avant de l'utiliser comme condensateur.

BUFF définit le phénomène de la formation de l'aluminium.

C. POLLACK, SIEGMUND et SCHULZE mettent en lumière l'influence nocive des impuretés contenues dans la cellule, en particulier celle des ions halogènes.

TAYLOR nous apprend que les sels qui détruisent la cellule sont ceux qui diffusent aisément à travers une membrane d'aluminium.

ZIMMERMANN est l'auteur d'une théorie remarquable des propriétés condensatrices des électrodes formées.

SOULIER émet l'hypothèse de la couche oxyde gaz.

Ces pionniers ont laissé des messages dans lesquels les ingénieurs ont trouvé la substance des premiers procédés industriels. Mais il semble que l'instant est

déjà dépassé où l'on n'a plus intérêt à suivre les traces des anciens, où l'usure affecte certaines théories, où la technique ne peut progresser qu'en créant des méthodes nouvelles.

## Rappel de quelques notions simples .

Comment réalise-t-on un condensateur électrolytique ?

Mettons dans un béccher (fig. 1) une solution chaude

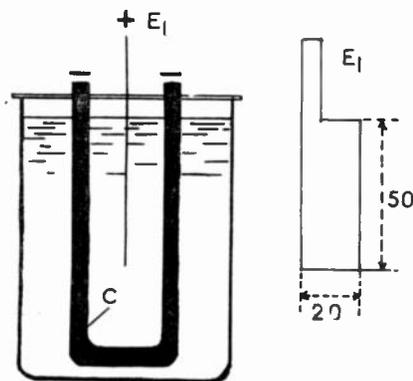


FIG. 1.

( $90^\circ \text{ C}$ ) d'acide borique à 10 %, une cathode C en nickel.

Introduisons en  $E_1$  une éprouvette d'aluminium raffiné (99,99 %) à surface polie de dimensions  $50 \times 20$ .

Installons une tension aux bornes du système éprouvette cathode. Faisons croître cette tension en maintenant l'intensité à 100 milliampères.

Il nous faut 90 secondes pour atteindre 150 Volts.

Maintenant la tension constante, notons le courant qui traverse la cellule. Ce courant chute à 17 milliampères en 30 secondes, à 10 milliampères au bout de 3 minutes, se stabilise à 2 milliampères au bout de 10 minutes.

Nous avons ainsi formé une anode de condensateur.

Si nous mesurons la capacité d'électrode nous trouvons :

$$C = 1 \mu\text{F}$$

Sortons du bain l'anode, et examinons la. Sa surface devenue mate, est recouverte d'un film qui a l'aspect de l'oxyde d'aluminium.

Plions la patte  $p$  de l'éprouvette fig. 2.

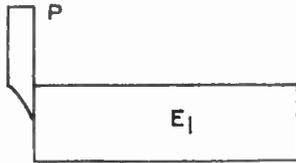


FIG. 2.

Superposons (fig. 3) une bande de papier buvard imprégnée d'un glycoborate d'ammonium, l'anode  $E_1$ , une autre bande de papier buvard imprégné, une feuille d'aluminium mince  $C$ . Enroulons l'ensemble pour en faire un bobineau.

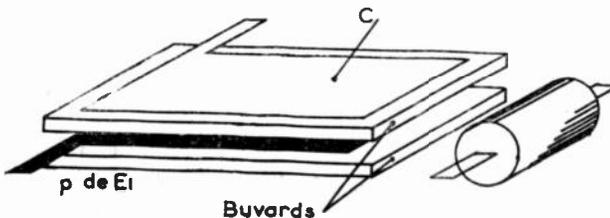


FIG. 3.

Nous aurons ainsi réalisé un condensateur dans lequel (fig. 4) :

— La première armature est constituée par l'aluminium pur  $E_1$ .

— Le diélectrique est situé dans le filu  $F$ .

— La deuxième armature est constituée par le papier support imprégné d'électrolyte.

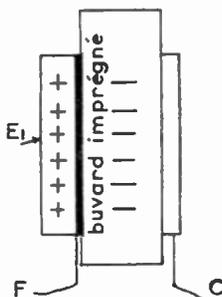


FIG. 4.

— La bande d'aluminium  $c'$  assurant simplement le contact électrique.

et qui, représenté schématiquement, donne la fig. 5 où  $C$  est une capacité pure,  $R$  une résistance d'iso-

lement provenant de la conductibilité du film diélectrique,  $r$  la résistance série sommant les pertes par effet Joule.

Si dans la fig. 3 nous remplaçons la bande  $c'$  assurant le contact, par une anode  $E_2$  semblable à  $E_1$ , nous aurons constitué un condensateur non polarisé.

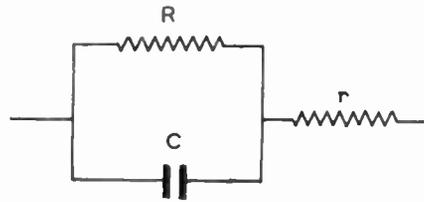


FIG. 5.

### Qu'est-ce que l'aluminium gravé ?

Une feuille d'aluminium est dite gravée lorsque sa surface, primitivement plane, a été transformée par un procédé idoïne en une juxtaposition de cratères et protubérances microscopiques.

La fig. 6 montre, vu au microscope électronique,

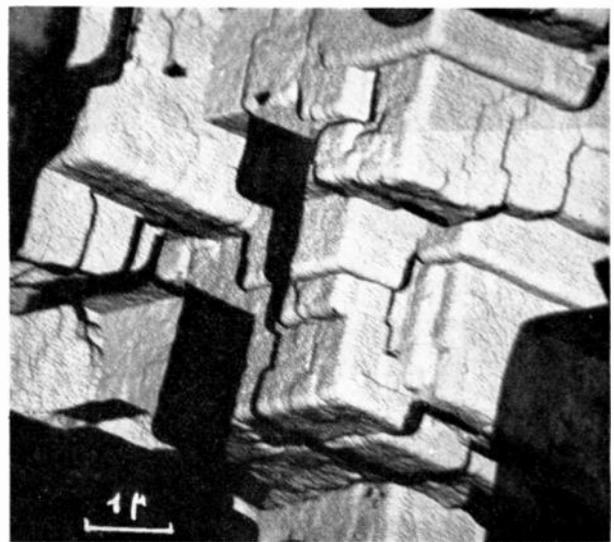


FIG. 6. — Aspect de surface d'une lame gravée 99,99 %. Grossissement 11 200.

l'aspect de surface d'une lame d'aluminium 99,99 % gravé.

Reprenons l'appareillage de la fig. 1, remplaçons l'éprouvette aluminium poli de  $50 \times 20$  par une éprouvette aluminium gravé de dimensions et titre identiques. Formons notre anode. Les temps de montée et de descente sont accrus, mais la capacité d'électrode devient :  $8 \mu\text{F}$ .

On en déduit que, à 150 V, la surface électrostatique de l'aluminium gravé est, ou plus exactement peut être, 8 fois supérieure à celle de l'aluminium poli.

D'une façon générale, on appelle *gain* le chiffre  $n$  tel que :

$$n = \frac{\text{surface électrostatique de l'aluminium après gravure}}{\text{surface électrostatique de l'aluminium poli avant gravure.}}$$

dans le cas du 150 Volts,  $n = 8$ .

$n$  variant avec la tension, l'énoncé d'un gain doit toujours s'accompagner de l'énoncé de la tension à laquelle il a été déterminé.

Cette notion de gain tend à disparaître pour être remplacée par le Nombre de  $cm^2$  par  $\mu F$  à la tension considérée.

La possibilité d'utiliser l'aluminium gravé de haute pureté 99,99 % a constitué l'un des progrès les plus marquants et les plus spectaculaires de la technique du condensateur électrolytique aluminium.

Les procédés de gravure peuvent être classés en quatre catégories.

- 1° procédé mécanique,
- 2° procédé par projection,
- 3° procédé chimique,
- 4° procédé électrochimique.

1° *Procédé mécanique* : l'accroissement de surface est obtenu par meulage, fraisage ou laminage avec cylindres spéciaux. Ce procédé, de réalisation difficile, donne un gain faible. Il est totalement abandonné.

2° *Procédé par projection* : le métal d'apport est projeté sur un support spécial (gaze) à l'aide d'un pistolet analogue au pistolet Schoop. L'opération se fait en atmosphère neutre pour éviter l'oxydation particulière. L'accroissement de surface obtenu est très satisfaisant. Mais ce procédé, qui nécessite une technique spéciale de fabrication du condensateur, est vigoureusement concurrencé par les méthodes citées ci-dessous :

3° *Procédé chimique* : la gravure est obtenue par action chimique en bain mort ou en bain voyageur.

Les réactifs d'attaque hautement agressifs vis-à-vis de l'aluminium, sont des acides ou des bases, ou des sels, ou des mélanges de ces corps.

S'ils demeurent sur l'anode à l'état de traces, ils perturbent les réactions de formation, ou encore affectent la durée de vie du condensateur.

Ces méthodes n'ont de valeur pratique que si elles comportent un lavage total éliminant toute trace d'agent corrosif.

4° *Procédé électrochimique* : La solution dernière paraît être le bombardement ionique activé d'un métal extra-pur. Métal titrant 99,99 % au moins dont le rapport des impuretés Fe/Si est inférieur à une valeur fixée, dont la structure et l'orientation cristallines sont prédéterminées par le processus de fabrication. Car les devenir des condensateurs sont déjà inscrits dans l'hérédité métallurgique de son anode.

#### Comment se forme le film et quelle est sa nature ?

Le profil épistémologique du concept condensateur électrolytique est dominé par une aire de réalisme expérimental. Sa fraction conviction rationnelle,

faite des vues théoriques explicitées ci-dessous, ne parvenant pas à définir de façon totale les fondements du réel.

À la connaissance de l'auteur trois hypothèses ont été émises jusqu'à ce jour :

#### Hypothèse Oxyde-Gaz.

Le diélectrique serait constitué par une couche d'oxygène condensé (100 atmosphères) adsorbé sous la couche d'alumine. Diélectrique dont la création s'explique comme suit :

— le métal soumis à la formation est recouvert d'un oxyde naturel dans lequel le pourcentage d'oxygène étant toujours respecté, il manque 2 cations aluminium sur 24 (Kordes). Cet oxyde, à liaison lâche, imbibé d'électrolyte, est conducteur.

— les anions se rassemblent à la surface de l'alumine et extraient de l'eau des atomes d'oxygène dont les uns diffusent à travers les imperfections du réseau pour augmenter la couche diélectrique, dont les autres ionisés se combinent aux ions aluminium pour accroître l'épaisseur de la couche.

#### Hypothèse Oxyde.

La couche isolante est constituée par l'oxyde. Dès le début de la formation, il y a combinaison des ions aluminium avec les anions de l'électrolyte. Le film se forme tout d'abord sur la surface de l'aluminium, ou plus exactement au travers de la couche d'oxyde naturel. Puis les ions aluminium continuant à diffuser à travers les imperfections du réseau d'oxyde rencontrent à la frontière de l'alumine et de l'électrolyte les ions oxygène et se combinent avec eux pour grossir la couche d'oxyde tant que la tension appliquée est suffisante pour assurer le cheminement des ions métalliques à travers la couche.

Une troisième hypothèse, non dénuée de séduction, considère la formation comme une extrapolation du phénomène de *polarisation*.

Admettons que la cellule ait le schéma anode : ions métalliques, électrolyte : couche en formation, cathode : ions oxygène.

Lorsqu'on impose une tension aux bornes d'une telle cellule, il y a presque simultanément, d'une part mobilisation immédiate des ions métalliques et oxygène sur les deux faces de l'oxyde, d'autre part début de migration lente dans un milieu cristallin des ions métalliques qui, se combinant aux ions oxygène adsorbés et presque immobiles à la surface de la couche, accroissent cette dernière par l'extérieur.

Le nombre des ions métalliques va décroissant du métal qui les émet à la frontière extrême de l'oxyde. Tout se passe comme si la polarisation allait croissant au fur et à mesure que la couche s'épaissit.

Lorsque la tension se stabilise, la migration s'achève, les ions métalliques s'immobilisent lentement et restent occlus là où ils se sont arrêtés.

Le courant de décharge est constitué par le flot d'électrons métalliques neutralisant les ions.

Si l'on met l'anode formée en contact avec un électrolyte sous une tension  $U < U_{\text{formation}}$ , on constate un appel de courant puis une chute rapide de ce dernier. Phénomène qui s'explique par la migration des électrons de neutralisation se déplaçant vers le métal alors qu'une charge négative s'installe sur la surface externe de l'oxyde.

Le phénomène de formation se réduit à la création d'une couche d'oxyde dans les mailles duquel sont fichés selon une répartition topographique optimum des ions métalliques arrachés au métal support.

Ces hypothèses, que nous avons mutilées un peu en les condensant à l'extrême, ont chacune leur potentiel de satisfaction intellectuelle. Aucune n'explique le phénomène dans sa totalité.

Examinons les certitudes du moment :

1° La couche déposée sur le métal est une couche d'oxyde d'aluminium. Cette couche, séparée de son support par des méthodes difficiles à manier, a été étudiée par diffraction électronique et aux rayons X.

On a constaté que :

Les couches basse tension sont formées presque entièrement de boehmite. Au fur et à mesure que la tension augmente, la boehmite disparaît et, à très haute tension (1 000 Volts par exemple) on n'est plus en présence que des alumines  $\gamma$  et  $\gamma'$  cristallisées sous forme hexagonale.

La photographie électronique montre que l'oxyde est un assemblage de microcristaux, dont les seules discontinuités sont les frontières des faces des cristaux métalliques sur lesquels ils se sont formés, et l'orientation celle des cristaux supports. Il n'y a pas de pores visibles.

2° Une anode étant formée, on a déposé sur la couche isolante une deuxième armature par apport de métal évaporé sous vide. Cet ensemble constitue un condensateur dans lequel la résistance du film d'oxyde est la même dans les deux sens.

3° La mesure de l'épaisseur du film a été effectuée par trois méthodes : électrostatique, interférences, analyse chimique pondérale.

La première de ces méthodes donne un chiffre toujours inférieur aux deux autres.

De là découlent trois conclusions :

a) la couche, dont l'épaisseur est proportionnelle à la tension, est constituée par un assemblage d'oxydes d'aluminium de nature et structure variables selon cette même tension.

b) une partie seulement de la couche est isolante.

c) lorsqu'elle est séparée de l'électrolyte, la couche ne présente pas d'assymétrie diélectrique.

Dans l'expérience de la fig. 1, nous avons vu que pendant l'opération formation, le courant important au début, baissait puis se stabilisait à une valeur limite. Cette valeur de stabilisation est appelée *Courant de Fuite* du condensateur.

Les électrons libérés lors de l'ionisation de l'aluminium représentent le courant de formation. En

fonctionnement normal, le courant de fuite est la superposition d'un mouvement d'ions aluminium et d'un mouvement d'électrons, le premier tendant rapidement vers zéro.

#### Comment peut-on expliquer le fonctionnement du condensateur ?

Le métal émet aisément des électrons. L'électrolyte semi-conducteur les libère difficilement.

Lorsque le métal est positif, le champ de force qui atteint à travers le très mince diélectrique une valeur énorme ( $10^7$  volts/cm sous 100 Volts) arrache les électrons aux ions de l'électrolyte et les transfère vers la couche d'oxyde. Ce transfert qui donne naissance au courant de fuite est d'autant plus réduit que l'ionisation de l'électrolyte est plus faible, donc que sa résistivité est plus grande.

Lorsque le métal est négatif, le courant de fuite prend une valeur importante.

Le système ne peut donc jouer le rôle de condensateur que si le métal est positif. Sauf si l'on remplace par une deuxième anode la prise de contact auquel cas on se trouve en présence d'un condensateur non polarisé.

#### Claquage.

Au-delà d'une certaine différence de potentiel on observe deux phénomènes successifs : la scintillation et le claquage. Si on appelle  $U'$  le potentiel de scintillation ou d'étincelage, on a expérimentalement :

$$U = a \log. R + b$$

$a$  et  $b$  sont des constantes,  $R$  la résistivité de l'électrolyte. Formule qui peut être expliquée par la théorie de l'émission froide. Plus grande est la concentration des ions de l'électrolyte, c'est-à-dire plus faible est sa résistivité, plus grand sera le nombre d'électrons émigrant vers le diélectrique, et plus aisé sera le claquage.

#### Par quoi se caractérise électriquement un condensateur électrolytique qu'il soit à base de tantale ou d'aluminium ?

Comme tous les condensateurs par sa capacité, son coefficient de pertes, son courant de fuite.

*Capacité* : s'exprime en  $\mu\text{F}$  la valeur la plus basse étant l'unité.

*Coefficient de pertes* : On a l'habitude de l'exprimer en  $\text{tg } \delta$ . Ceci est vrai jusqu'à la valeur  $\delta = 7^\circ$ . Pour des valeurs supérieures il faut adopter la valeur  $\sin \delta$  ou mieux  $\cos \Phi$  (1).

*Courant de fuite* : C'est le courant qui traverse un condensateur que l'on soumet à une tension déterminée.

(1) Voir appendice technique I.

Précisons ici un fait important. Lorsque le condensateur demeure oisif, il se produit à la frontière de l'oxyde d'aluminium et de l'électrolyte, une variation lente de la concentration ionique. Par incidence lorsqu'on remet le condensateur sous tension après un certain temps de stockage, son courant de fuite instantané peut être relativement élevé. Mais il doit baisser rapidement pour récupérer sa valeur initiale.

La courbe qui traduit la variation du courant de fuite en fonction du temps d'application de la tension, est appelée *courbe de récupération*.

Des considérations ci-dessus il résulte :

1° que l'on ne doit jamais séparer la notion de courant de fuite de la notion temps d'application de la tension.

2° que la courbe de récupération est un reflet essentiel de la qualité intrinsèque du condensateur.

#### De quoi dépend la qualité d'un condensateur électrolytique aluminium ?

a) Tout d'abord de la sélection des constituants.

Toutes choses égales par ailleurs, le titre du métal anodique et pour un titre déterminé, la nature et les pourcentages relatifs des impuretés, jouent un rôle primordial.

En règle générale, un condensateur aluminium est d'autant meilleur que le titre de son anode se rapproche plus de la pureté absolue. Ceci explique le grand essor de l'aluminium raffiné 99,99 % qui est en passe de supplanter chez tous les constructeurs mondiaux les aluminiums sous-raffinés.

Encore faut-il que dans ce 99,99 qui contient comme principales impuretés le Fe et le Si, le rapport Fe Si soit inférieur à une valeur prédéterminée.

Il semble que l'augmentation de la teneur en Fe, en modifiant le potentiel électrocinétique de la couche de formation ait pour effet l'apparition d'une force électromotrice de séparation tendant à décoller cette couche de son support.

b) de la pureté de l'électrolyte et de son vecteur le papier absorbant éléments constitutifs qui ne doivent renfermer que des proportions infimes (quelques parts par million) de chlorures, sulfates, nitrates, carbonates, sels de métaux lourds.

c) du processus même de fabrication.

d) des précautions prises en cours des manipulations qui doivent éviter toute souillure par contact humain ou par l'air ambiant.

#### De l'évolution du condensateur aluminium.

Les premiers condensateurs utilisaient un électrolyte liquide et des anodes massives du type spiral, accordéon, radial ou hélicoïdal plongées dans une solution de borate d'ammonium contenue dans un bac aluminium.

Puis vinrent les types demi-secs ou secs dans lesquels un électrolyte plus ou moins visqueux est immobilisé dans son support.

Dans ces types l'anode fut d'abord un ruban en aluminium laminé donc à surface lisse titrant 99,85 ou 99,80 % formé en bain mort. Le support une bande de gaze, la prise de contact une bande d'aluminium mince de titre commercial.

Actuellement l'anode est constituée par un métal gravé de titre 99,99 ou supérieur, le rapport Fe/Si étant maintenu au-dessous d'une valeur maximum, le support par un papier buvard de haute pureté, l'électrolyte demeurant généralement un glycoborate d'ammonium avec ou sans stabilisateur physico-chimique.

Ces définitions et tendances sont le fruit d'un effort technique qui a fait et fait appel à toutes les disciplines scientifiques. Bien des points restent encore à élucider sur le plan théorique, mais sur le plan pratique, des lois ont été établies qui, expérimentalement s'avèrent rigoureusement exactes.

Méthodes d'analyse par diffraction électronique et diffraction aux rayons X sous incidence rasante, ayant pour but d'étudier les relations existant entre la structure du métal gravé, la répartition et l'orientation aux diverses tensions des cristaux de boehmite et d'alumine type  $\gamma$ , méthodes d'analyses microchimiques permettant la définition exacte des pourcentages d'impuretés contenues dans les constituants, méthodes de vieillissement rapide, tout a été et est mis en œuvre pour améliorer le condensateur électrolytique.

#### Résultats obtenus.

Doivent être considérés sur deux plans différents : le plan radiotéléphonie, télévision, électrotechnique, et le plan électronique professionnelle.

Sur le premier plan on peut dire qu'on ne parle plus du condensateur électrolytique chez l'utilisateur. Démonstration muette du fait que le condensateur a terminé sa maladie d'enfance.

Quelques courbes pour exprimer graphiquement les résultats obtenus.

La courbe 1 (fig. 7) donne la variation des capacités, coefficients de pertes, et courant de fuite d'un

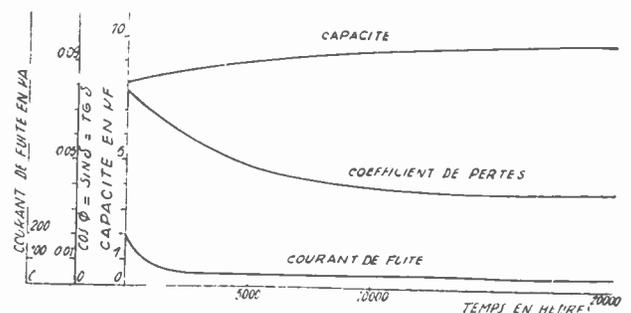


Fig. 7

Diagramme 1. — Variations moyennes des capacités, courants de fuite, coefficients de pertes d'un lot de 100 condensateurs 8  $\mu$ F 500/550 V type Radio en fonctionnement pendant 20 000 heures.

U polarisation : 400 Volts.

I superposé : 120 millis.

Fréquence de mesure : 50 Hz.

Durée totale essai : 30 mois.

lot de condensateurs de 8  $\mu$ F type radio en fonctionnement continu pendant 20 000 heures.

En ce qui concerne la conservation dans l'oisiveté, les courbes 2 (fig. 8), 3 (fig. 9), donnent les variations des capacités, coefficients de pertes, courants de fuite après deux ans de stockage.

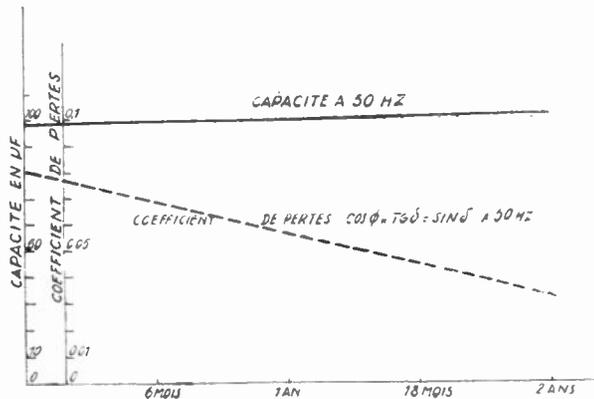


FIG. 8

Diagramme 2. — Variation moyenne des capacités et coefficients de pertes de 50 condensateurs de 100 $\mu$ F 23/30 V. Modèle Standard. Durée de stockage : 2 ans.

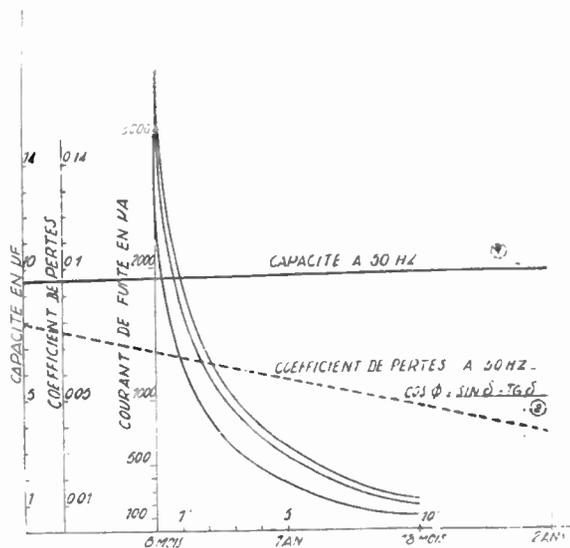


Fig. 9

Diagramme 3. — Variations moyennes des capacités, courant de fuite, coefficient de pertes de 100 condensateurs de 8 $\mu$ F 500/550 V. Durée de stockage : 2 ans.  
1 Capacité.  
2 Coefficient de pertes.  
3 Fuite. Plage de dispersion.

Les progrès accumulés pendant l'étude du condensateur type amateur ont été projetés, avec amplification sur le plan professionnel où existent maintenant des condensateurs électrolytiques qui doivent satisfaire aux exigences suivantes :

- 1° avoir des caractéristiques électriques excellentes et homogènes,
- 2° conserver ces caractéristiques dans le temps, soit en stockage, soit en fonctionnement,
- 3° être étanches, blindés, monoblocs, et de construction extrêmement robuste,

4° pouvoir subir sans dommage les épreuves du vent de sable, brouillard salin, dépression, etc...

5° jouer le rôle de condensateur dans toute la plage de température pour laquelle ils ont été construits.

Ils se divisent en trois catégories :

a) type standard - 10 + 70° C : Echelle de tension 15 à 450 V.

b) type polyvalent - 40 + 90° C : Echelle de tension 50 à 350 V.

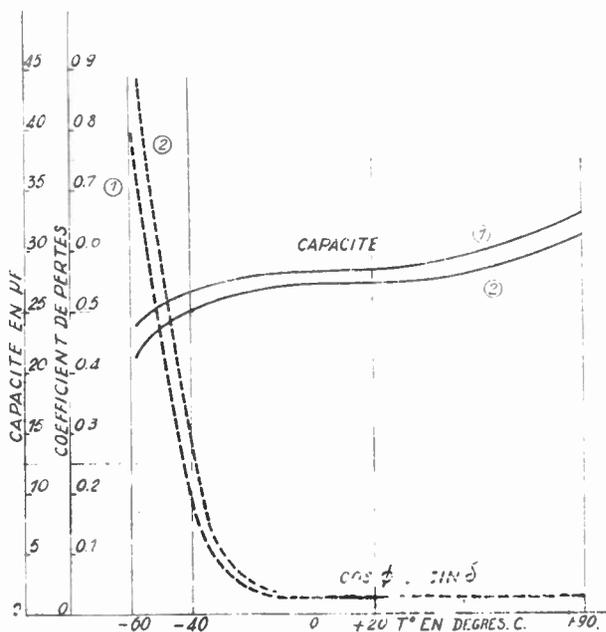


FIG. 10

Diagramme 4. — Variations dans la plage - 60 + 90°C, des capacités et pertes d'un lot de 25 $\mu$ F 50/75 V. Type professionnel - 40 + 90°C. Les deux courbes donnent la plage de dispersion.

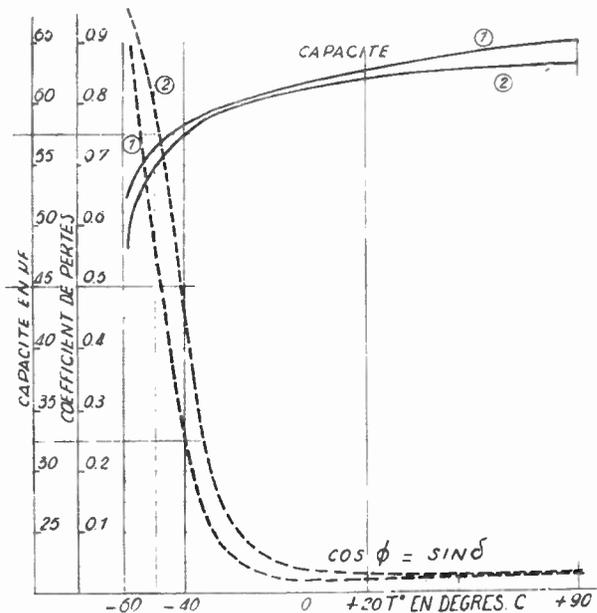


FIG. 11

Diagramme 5. — Variation dans la plage - 60 + 90°C des capacités et pertes d'un lot de 50 $\mu$ F 200/250 V. Type professionnel - 40 + 90°C. Les deux courbes donnent la plage de dispersion.

c) type très basse tension - 40 + 90° C : Echelle de tension 1 à 15 V. Dont la fabrication pose un problème spécial surtout pour les très fortes capacités en ce qui concerne la stabilité des temps et le comportement aux températures élevées.

Certains de ces types sont fabriqués en France depuis plusieurs années. Dont les performances sont clairement exprimées par les courbes ci-dessous :

— les diagrammes 4 (fig. 10), 5 (fig. 11), 6 (fig. 12), donnent les variations des capacités et coefficients de pertes dans la plage - 60 + 90° C.

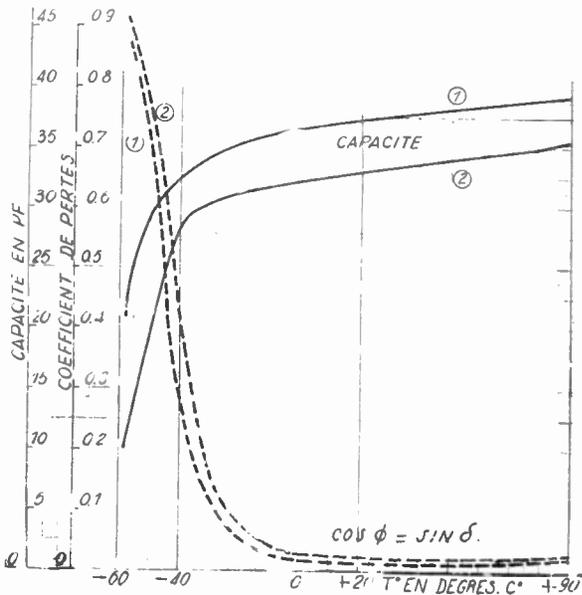


FIG 12

Diagramme 6. — Variations dans la plage - 60 + 90°C des capacité et pertes d'un lot de 100 condensateurs de 32µF 350/400 V. Type professionnel - 40 + 90°C. Les deux courbes donnent la plage de dispersion.

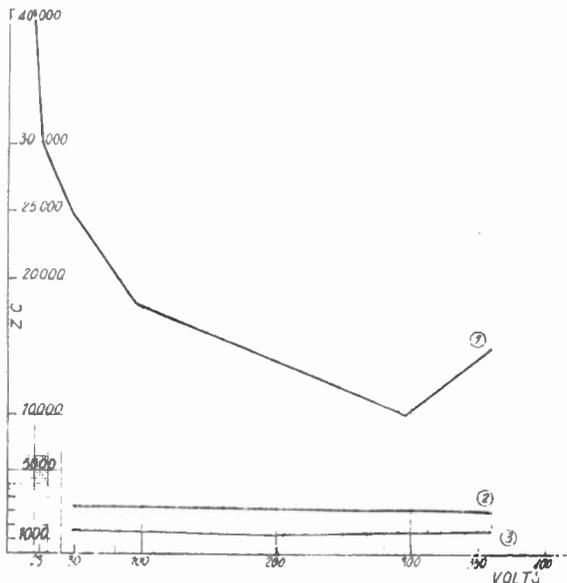


FIG. 13

Diagramme 7. — Variation de la constante d'impédance ZC en fonction de la tension. 1 courbe des maxima J.A.N. (120 Hz). 2 courbes des maxima des ZC obtenus sur condensateurs type Professionnel - 40 + 90°C. 3 courbe moyenne des ZC obtenus sur ces mêmes condensateurs.

— le diagramme 7 (fig. 13) donne la variation de la constante d'impédance ZC (1) à - 10° en fonction de la tension.

— la famille des diagrammes représentés par la fig. 14 donne les courbes de récupération des divers modèles du type b.

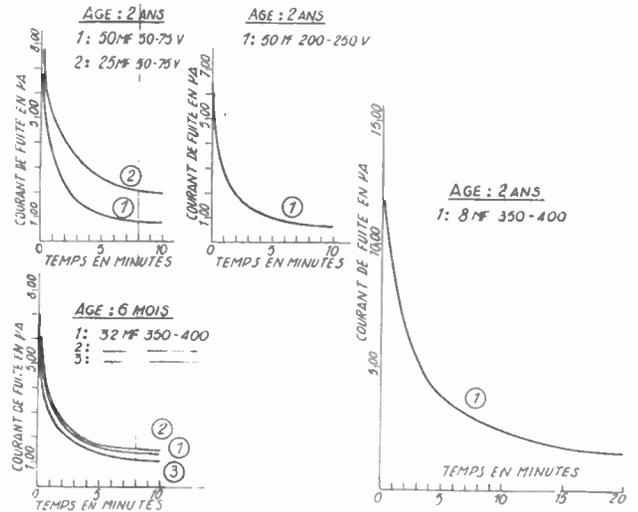


FIG. 14. — Courbes de récupération. Condensateurs type Professionnel - 40 + 90°C.

**Condensateurs au tantale.**

De masse atomique 181.4, densité 16.6, point de fusion 2 900° C, le tantale est un élément peu métallique, qui résiste à l'eau régale et à tous les acides sauf à l'acide fluorhydrique. Il a la propriété d'absorber jusqu'à 700 fois son volume d'hydrogène.

On trouve le tantale associé au niobium ou columbium dans le niobiate et le tantalate de fer qui selon leurs teneurs en tantale s'appellent colombite ou tantalite.

Les méthodes d'extraction fournissent le métal sous forme pulvérulente. Produit de la métallurgie des poudres, le tantale fritté peut prendre toutes les dimensions silhouette et porosités désirées. On peut

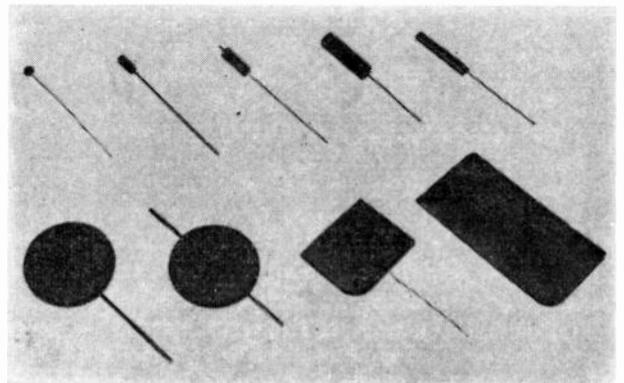


FIG. 15. — Anodes de tantale fritté.

ainsi fabriquer des électrodes semblables à des lentilles, des aiguilles, des disques, la connexion venant de frittage (voir fig. 15).

(1) Voir appendice technique. — Détermination ZC.

Le tantale peut en outre être étiré en barres et fils ou laminé jusqu'à des épaisseurs avoisinant dix microns. Son prix est supérieur à celui de l'or.

Comme nous l'avons vu au début de cet article, le tantale est un des premiers métaux qui aient pu être recouverts d'un film diélectrique par électrolyse.

Par suite des propriétés d'inoxidabilité de son support, l'oxyde de tantale dont l'épaisseur croît linéairement avec la tension (elle est approximativement égale à  $10^{-7}$  cm par volt) peut être obtenue dense et anhydre dans une très grande variété d'électrolytes. En ceci le tantale est plus facile à manier que l'aluminium.

Le film déposé sur le tantale, film dont la constante diélectrique est supérieure d'environ 50 % à celle du film déposé sur l'aluminium est coloré ; sa couleur, très vive, dépendant de la tension pour un électrolyte déterminé.

On fabrique actuellement deux types de condensateurs au tantale :

1° *Type à anode massive* : dans lequel l'armature positive (dont la fig. 15 nous a montré quelques-unes des formes et dimensions) est du type poreux fritté, et possède une grande surface électrostatique.

Avec ce type d'armature il est nécessaire d'utiliser un électrolyte très conducteur et très fluide afin qu'il pénètre dans les pores du métal fritté.

Mais un tel électrolyte a un point de scintillation très bas, phénomène qui limite à 150 V environ le voltage de formation. La tension de fonctionnement, forcément inférieure à la tension de formation étant elle-même limitée par le fait que l'oxyde utilisé près du point de scintillation a tendance à croître, bourgeonner et s'effondrer.

Là comme ailleurs, les températures de solidification et d'ébullition des électrolytes dont on peut citer parmi ceux les plus utilisés l'acide sulfurique et le chlorure de lithium, fixent la plage de température d'utilisation. Là comme ailleurs, la valeur du pH a une influence sur la conservation du film.

La cathode de ces condensateurs doit être chimiquement inerte vis-à-vis de l'électrolyte, et réaliser avec lui un très bon contact sur la plus grande surface possible. Nécessités auxquelles il n'est pas toujours possible de faire face, comme il n'est pas toujours aisé de fabriquer dans le type un condensateur rigoureusement étanche à toutes les températures.

2° *Condensateur bobiné* : Au point de vue opérationnel, ce type de condensateur, parce qu'il utilise une anode ruban, un papier séparateur, une prise de contact métallique enroulée, peut être assimilé au condensateur aluminium.

La surface de l'anode de tantale laminé est presque plane. Ce qui permet l'utilisation d'un électrolyte de garde à point de scintillation relativement élevé. D'où la possibilité de réaliser des formations à des différences de potentiel atteignant 300 Volts et au-dessus et d'obtenir des tensions de fonctionnement nettement plus élevées que dans le cas du condensateur à anode frittée.

En outre, la surface de prise de contact négative est égale à celle de l'anode et ceci est un facteur de stabilité.

Par rapport au condensateur aluminium, ce type de condensateur au tantale présente les avantages suivants :

1° Dimensions légèrement plus réduites. Cela non pas parce que sa capacité spécifique est plus élevée (il faut  $16 \text{ cm}^2$  - 2 faces - de surface d'anode tantale pour  $1 \mu\text{F}$  à 150 Volts Service, alors qu'il ne faut que  $4 \text{ cm}^2$  - 2 faces - de surface d'anode aluminium gravé à la même tension), mais parce que l'aluminium gravé a une épaisseur qui voisine 100 microns alors que l'anode tantale a une épaisseur de 10 à 12 microns.

On étudie d'ailleurs la possibilité de graver le tantale laminé, opération qui dans un avenir plus ou moins proche réduira encore les dimensions du condensateur bobiné.

#### Quelles sont les caractéristiques essentielles du condensateur au tantale ?

1° en dehors de l'encombrement réduit,

2° courant de fuite extrêmement faible. De l'ordre de quelques dixièmes de microampères par microfarad.

3° très bon comportement aux températures extrêmes. L'auteur a relevé les performances suivantes :

*Type*  $4 \mu\text{F}$  60 Volts ---  $60 \pm 85^\circ\text{C}$ .

à  $-40^\circ$  .... chute de capacité : 3 % coefficient de pertes : 0,06 à 0,08.

à  $-57^\circ$  .... chute de capacité : 8 % coefficient de pertes : 0,2 à 0,3.

Très bonne tenue à  $120^\circ$ .

b) Certains types peuvent fonctionner à  $200^\circ$ .

4° très grande stabilité dans le temps, bien que l'on n'ait pas encore tout le recul nécessaire pour émettre une opinion définitive.

5° coût très élevé.

#### De l'utilisation du condensateur électrolytique.

Les vues optimistes exprimées ci-dessus ne doivent pas voiler une vérité essentielle : *Le condensateur électrolytique doit, pour donner entière satisfaction, être utilisé avec discernement.*

Nombre de variables, extérieures à la valeur intrinsèque du condensateur électrolytique, agissent sur son comportement. Citons les principales d'entre elles :

1) Tension de polarisation et de pointe.

2) Intensité alternative traversant le condensateur,

3) Température ambiante.

En aucun cas la tension réelle de polarisation égale à la somme de la tension continue et de la tension de crête du courant alternatif superposé ne doit dépasser la tension de service maximum inscrite sur le label. Cette règle, bien souvent oubliée, est à l'origine de nombreux incidents.

La *tension de pointe* ne doit jamais être dépassée, fut-ce pour un court instant.

La valeur de l'*intensité alternative* superposée ne doit jamais être supérieure au maximum admis par le tableau donné par le constructeur. Règle absolument impérative, elle aussi très souvent transgressée.

La *température ambiante* joue un rôle considérable dans la durée de vie d'un condensateur.

On saisira toute la force de cette affirmation quand on aura qu'un condensateur qui peut fonctionner 15 000 heures à 50°C en service continu, voit son temps de fonctionnement réduit à 100 h à 85°.

Ici comme ailleurs, une collaboration constante doit exister entre le constructeur de condensateurs et l'utilisateur. Le premier conseillant le second, le second apportant au premier une aide précieuse par ses critiques constructives et ses suggestions.

### Conclusions et vues sur l'avenir.

De l'exposé peut-être un peu trop succinct qui précède, on peut tirer les conclusions suivantes :

Après un début difficile, le condensateur électrolytique à anode d'aluminium ayant définitivement acquis droit de cité dans les domaines de l'électrotechnique et de la radiotechnique, voit son utilisation se développer dans le champ de l'électronique professionnelle aux côtés de ce nouveau venu aux qualités remarquables qu'est le condensateur au tantale.

Est-ce à dire que ce dernier conservera la prééminence partout où il la possède actuellement ?

Rien n'est moins certain. Il a été réalisé en laboratoire des condensateurs électrolytiques à anode d'aluminium dont :

1) le courant de fuite n'excède pas 0.5 à 1 micro-ampère par  $\mu\text{F}$ , à des tensions variant de 15 à 300 V.

2) à  $-58^\circ\text{C}$  la chute de capacité est de l'ordre de 15 %, le coefficient de pertes variant entre 0,1 et 0,2.

3) la pointe chaude de température atteint  $130^\circ\text{C}$ .

4) les dimensions sont au plus égales à celles du condensateur au tantale.

L'auteur de ces lignes pense que si l'on peut faire passer ces créations du plan laboratoire au plan industriel, l'utilisation du condensateur au tantale sera réservée aux applications dans lesquelles il pourra difficilement, malgré son prix élevé, être détroné, à savoir : très fortes capacités et très basses tensions, très hautes températures.

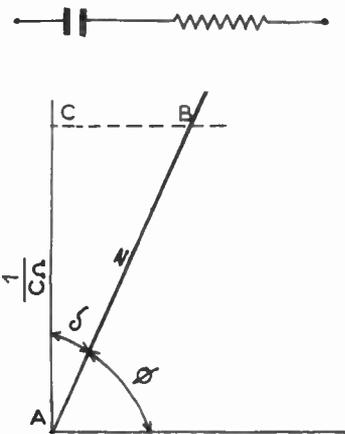
Performances en progression constante, dimensions en réduction continue, il semble que ces deux attributs du condensateur électrolytique moderne doivent élargir, tous les jours un peu plus, sa diffusion profonde dans le domaine de l'électronique professionnelle.

### APPENDICE I

Si un condensateur électrolytique était parfait, il n'absorberait pas de puissance. Il n'aurait pas de pertes. Mais s'il absorbe une puissance, celle-ci sera de la forme :

$$P = UIA$$

Nous appellerons *coefficient de pertes* le terme  $A$  par lequel il faut multiplier la puissance apparente pour obtenir l'énergie absorbée par le condensateur, donc perdue.



Calculons  $UIA$

$$Z = \sqrt{R^2 + \frac{1}{C^2\Omega^2}}$$

$$Z = \overline{AB}$$

du fait de l'existence de  $R$  le courant n'est plus décalé de  $\frac{\pi}{2}$  en avant, mais de  $\Phi$  ou de  $\left(\frac{\pi}{2} - \delta\right)$ .

$\delta$  étant lié à la résistance est appelé « angle de pertes ».

En admettant que  $U$  et  $I$  suivent la loi sinusoïdale, on a :

$$P = UIA = UI \cos \Phi = UI \sin \left(\frac{\pi}{2} - \Phi\right) = UI \sin \delta.$$

Dans  $A.B.C.$  :

$$BC = AB \sin \delta \quad \text{d'où}$$

$$\sin \delta = \frac{BC}{AB}$$

La formule générale est donc :

$$P = UI \frac{R}{Z} = UI \sin \delta = UI \cos \Phi.$$

De plus, dans  $A.B.C.$ , on a :

$$\text{tg } \delta = \frac{BC}{AC} = R C \Omega$$

Par ailleurs, pour des valeurs d'angles de 0 à 7°, et *pour ces valeurs seulement*, on a le droit d'écrire :

$$\sin \delta = \operatorname{tg} \delta$$

ce qui donne :

$$P = UI \frac{R}{Z} = UI \cos \emptyset = UI RC \Omega$$

Au-delà de 7° la tangente croît plus vite que le sinus, la formule est donc mathématiquement inapplicable.

Pour de faibles valeurs du coefficient de pertes on peut utiliser  $\operatorname{tg} \delta$

Au-delà il faut calculer  $\frac{R}{Z}$  ou  $\sin \delta$ .

Etant donné que  $\sin \delta = \cos \Phi$  et que  $\cos \Phi$  est une notion acquise, il est logique d'utiliser partout  $\cos \varphi$  ou à défaut  $\sin \delta$ .

## APPENDICE II

Calcul de  $ZC$

Calcul de  $Z$  :

$$\begin{aligned} Z^2 &= R^2 + \frac{1}{C^2 \Omega^2} = \frac{R^2 C^2 \Omega^2 + 1}{C^2 \Omega^2} \\ &= \frac{1 + \operatorname{tg}^2 \delta}{C^2 \Omega^2} = \frac{1}{C^2 \Omega^2} \times \frac{1}{\cos^2 \delta} \end{aligned}$$

$$Z = \frac{1}{C \Omega} \times \frac{1}{\cos \delta} \text{ comme } \cos \delta = \sin \emptyset$$

$$Z = \frac{1}{C \Omega} \times \frac{1}{\sin \Phi}$$

pour trouver  $\delta$  mesurer au pont  $\operatorname{tg} \delta$ .

$ZC = Z \times$  capacité nominale.

# UNE NOUVELLE PIÈCE DÉTACHÉE MINIATURE LE CONDENSATEUR ÉLECTROLYTIQUE AU TANTALE

PAR

N. THIEN-CHI et J. VERGNOLLE

*Département de Recherches Physico-chimiques  
Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil*

## I. — Miniaturisation des Condensateurs.

La miniaturisation des pièces détachées, l'une des tendances caractéristiques de l'électronique actuelle a été dictée par la nécessité de loger dans des espaces souvent restreints des éléments en nombre toujours croissant : cette servitude est imposée en premier lieu par certains matériels militaires, mais il en est encore ainsi pour de nombreux équipements industriels et même domestiques. La réduction du volume et du poids de pièces détachées appelées à travailler dans des conditions généralement très sévères, soulève des questions délicates de dissipation thermique, de tenue aux températures élevées et de résistance mécanique. Un exemple typique est celui des avions à réaction et des engins téléguidés dans lesquels les éléments constitutifs ont à supporter des variations considérables de température ou de pression et des vibrations importantes. Il va sans dire que la miniaturisation, et à plus forte raison la subminiaturisation, pose des problèmes techniques et technologiques souvent extrêmement difficiles, dont la solution conduit, dans certains cas, à des techniques et des méthodes entièrement nouvelles.

La miniaturisation des condensateurs est un exemple remarquable de cet état de choses, et comme il serait trop long de l'étudier sous tous ses aspects, il serait néanmoins intéressant de passer en revue quelques cas particuliers de miniaturisation.

La formule du condensateur plan ou assimilé (c'est-à-dire dans lequel les électrodes supposées parallèles sont séparées par une épaisseur de diélectrique faible par rapport à la surface des électrodes) est la base de la miniaturisation des condensateurs :

$$C = \frac{\epsilon}{4\pi} \cdot \frac{S}{e} \quad (1)$$

$C$  = capacité

$\epsilon$  = pouvoir inducteur spécifique ou « constante » diélectrique.

$S$  = surface des armatures

$e$  = épaisseur du diélectrique

$C$  = s'exprime en cm dans le système d'unités C.G.S.

Sous une forme plus pratique :

$$C = 8,85 \cdot 10^{-12} \frac{\epsilon S}{e} \quad (2)$$

$C$  est en microfarads quand  $S$  est en  $\text{cm}^2$  et  $e$  en cm.

Pour augmenter  $C$ , il faut augmenter  $\epsilon$  et  $S$  et diminuer  $e$ .

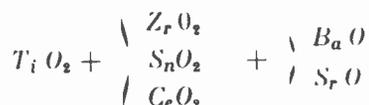
Pour  $e$ , on est limité par la tension de claquage ; pour  $\epsilon$  par la nature du diélectrique.

L'accroissement de  $S$  n'est limité que par l'encombrement, et aussi par la self des armatures ou leur résistance propre.

La miniaturisation joue sur ces différents paramètres pour emmagasiner une capacité aussi grande que possible sous le moindre volume.

L'obtention d'une constante diélectrique moyenne de 5 000 -- 6 000, et exceptionnellement de 10 000-

12 000 a été atteinte avec des pâtes céramiques spéciales, telles que titano-zirconates, titano-stannates ou titano-cérites de baryum et strontium :



En règle générale, les courbes constante diélectrique — température présentent des maxima qu'on peut déplacer en fonction de la température en changeant les proportions des constituants. De même, les pics peuvent être étalés ou accentués en agissant sur la nature des oxydes composants.

Grâce à des techniques nouvelles, il est possible de réaliser des épaisseurs inhabituellement faibles en céramique :

- 0,1 mm en feuilles ;
- 0,2 mm en tubes.

En plaquettes, une capacité de 30 000 pF/cm<sup>2</sup> est réalisable pour 100 - 150 volts-service.

Une autre tentative de miniaturisation assez récente, qui a donné naissance aux condensateurs au papier métallisé, a porté simultanément sur la réduction de l'épaisseur du diélectrique et de celle des armatures.

Un condensateur au papier classique comporte le plus souvent deux bandes d'aluminium et quatre bandes de papier kraft, les épaisseurs minima étant d'environ 6 μ pour les secondes. Si *v* est le volume de cet ensemble, une fois enroulé, *C*, la capacité, *d* l'épaisseur totale du diélectrique, *a* l'épaisseur totale des armatures, *ε* la constante diélectrique, on a :

$$\frac{v}{C} = K \cdot \frac{d(d+a)}{\epsilon} \quad (3)$$

*K* étant un coefficient dépendant des unités choisies. Cette formule permet de calculer le gain en encombrement réalisé dans un condensateur au papier métallisé (P.M.). Ce dernier ne comprend que deux rubans de papier dont une face est vernie, puis métallisée par évaporation sous vide de zinc ou d'aluminium : le dépôt obtenu a une épaisseur absolument négligeable. La superposition de deux papiers a pour but de réduire la probabilité de coïncidence de deux défauts (trous, particules conductrices, etc...). Une propriété remarquable du P.M. est l'auto-régénération : quand il y a claquage par surtension, le métal s'évapore sur une zone entourant le trou formé, zone qui ne participe plus à la capacité, mais qui a évité un court-circuit entre armatures. Les armatures d'un condensateur au papier classique, beaucoup plus épaisses, peuvent fondre et se mettre en court-circuit à travers la perforation produite dans le papier.

La miniaturisation est encore allée plus avant grâce à l'emploi d'une seule bande de papier métallisé

dont le métal est enlevé suivant un zigzag en créneaux d'une certaine géométrie, ce qui permet de réunir les deux armatures sur une même feuille. Les condensateurs au P.M. fabriqués par ce procédé original peuvent être produits à une grande cadence et couvrir une large gamme de capacité et de tension.

*Exemple de miniaturisation* : Sous 5 mm de diamètre et 11 mm de longueur, on atteint 0,03 μF — 150 V ou 0,01 μF — 350 V, avec une tolérance Δ*C* meilleure que ± 2 %. Les échantillons sont mieux isolés que les condensateurs au papier, ont une self négligeable et peuvent travailler jusqu'à 100 Mc/s entre — 15° C. et + 71° C.

Le cas des condensateurs céramiques et celui des condensateurs au papier métallisé ont été évoqués comme exemples particulièrement typiques de la miniaturisation.

Lorsqu'il y a quelques décades, apparurent les condensateurs électrolytiques à l'aluminium, ils étaient considérés comme les seuls capables d'offrir des capacités considérables sous de petits volumes. La limite de leur miniaturisation paraissait atteinte lorsque furent lancés assez récemment les condensateurs électrolytiques au tantale.

Pour permettre de se faire une idée d'ensemble de la miniaturisation des condensateurs, on a rassemblé dans le tableau 1, les principaux types connus avec certaines de leurs caractéristiques. Un moyen rationnel et commode de les comparer est d'indiquer la quantité d'électricité (en microcoulombs, μ Cb) par centimètre cube que chaque type est susceptible d'emmagasiner (5<sup>e</sup> colonne en partant de la gauche du tableau) : il en ressort que les condensateurs au tantale, avec 3 000 μ Cb / cm<sup>3</sup> dépassent de loin les autres modèles, suivis d'assez loin par les condensateurs électrolytiques à l'aluminium.

## II. — Condensateurs électrolytiques.

Les condensateurs au papier, au papier métallisé, au mica, à diélectrique céramique, etc., sont des condensateurs non-électrolytiques : quelle que soit leur structure, ils comportent une épaisseur de diélectrique comprise entre deux électrodes conductrices.

Ces éléments constitutifs fondamentaux se retrouvent dans les condensateurs électrolytiques, mais ceux-ci forment une catégorie à part qui se distingue de la précédente sur les points essentiels suivants :

- Nature et épaisseur du diélectrique ;
- Présence nécessaire d'un électrolyte.

Dans le cas actuel la couche diélectrique s'est formée aux dépens d'une électrode et fait corps avec elle ; sa nature n'est pas parfaitement connue et son épaisseur est toujours extrêmement faible. Cette électrode est mise en contact avec un électrolyte, lui-même en contact avec une seconde électrode quelconque, et l'ensemble constitue un condensateur polarisé dont la première électrode est l'anode

TABLEAU I

## COMPARAISON ENTRE LES DIFFÉRENTS TYPES DE CONDENSATEURS USUELS

Type	Gamme de capacités	Tension Service maxima (volts)	Température Service maxima (d° C)	Capacité volumique maxima approximative $\mu$ Cb/cm <sup>3</sup>	Plus petit modèle réalisé (mm <sup>3</sup> )	Applications	Observations
Papier	100 pF à 5 $\mu$ F	10 000	70 à 100	15	300	Découplages, liaisons, filtres	Fréquences inférieures à 10 MHZ. Tension service max toujours 250 V.
Papier métallisé	2 pF à 100 $\mu$ F	750	100 à 125	40	200	— id. —	Fréquences inférieures à 20 MHZ. Tension service max. toujours 150 V
Plastique et verre corning	POUR MÉMOIRE						Fréquences inférieures à 20 MHZ. Tension service max. toujours 150 V
Mica	5 pF à 0,1 $\mu$ F	20 000	85	15	100	— id. —	Applications spéciales exigeant de très hauts isollements
Céramique	1 pF à 1 $\mu$ F	35 000	120	100	20	— id. —	Fréquences inférieures à 200 MHZ
Electrolyt. Alu (généralt. sec.)	1 à 10 000 $\mu$ F	600	50 à 85	1 000	100	Découplage, filtres en basse fréquence. Applications statiques, etc...	Capacité et isolement très variables selon conditions d'emploi. Tg très élevée et très variable
Electrolyt. tantale	1 à 1 000 $\mu$ F	Frittés 125 Feuilles 150	50 à 200 85	3 000	10	— id. —	Meilleure stabilité des caractéristiques (capacité) Isolement élevé Miniaturisation record

(fig. 1). L'électrolyte peut être un liquide contenu dans un boîtier métallique ou immobilisé dans les pores d'une bande spongieuse (papier buvard spécial) : dans le premier cas, on a un condensateur électrolytique dans le second, un électrochimique, appellations conventionnelles qui couvrent un seul et même élément fonctionnel.

## L'EFFET VALVE.

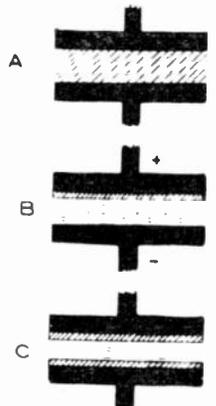
Le condensateur électrolytique fonctionne sur le principe de l'effet valve (ou effet redresseur) que présentent certains métaux du tableau de MENDELEEFF

FIG. 1.

A. — Condensateur classique 2 armatures séparées par un isolant.

B. — Condensateur électrolytique polarisé 2 armatures dont l'une oxydée, séparées par un électrolyte.

C. — Condensateur électrolytique non polarisé, 2 armatures oxydées, séparées par un électrolyte.



(voir fig. 2) : ils se répartissent au hasard, sans qu'on puisse les relier par une caractéristique commune. Le plus connu est l'aluminium, matière première des électrolytiques classiques, exclusivement utilisé jusqu'à présent en raison de ses propriétés

	I.	II.	III.	IV.	V.	VI.	VII.	VIII.
1...								
2...		Gf						
3...		Mg	Al					
4...	Cu	Zn		Ti	V		Fe	Co Ni
5...	Ag	Cd		Zr	Nb			
				Ce	Sb			
6...					Ta			
				Pb	Bi			
7...						Ur		

Fig. 2. — Les métaux présentant l'effet valve dans la classification périodique de Mendeleeff.

intéressantes et de son bas prix. Il est maintenant concurrencé, sur le plan électrochimique, par le tantale, dont le grand inconvénient est encore son prix très élevé.

L'effet valve consiste en ceci. L'électrode « formée » c'est-à-dire recouverte de son film diélectrique réalisé par oxydation anodique dans un électrolyte approprié, présente une conductibilité unilatérale, ne laissant pas passer de courant quand elle est anode, c'est-à-dire reliée au pôle positif d'une source de polarisation continue : la résistance est considérable dans ce sens, alors qu'elle est négligeable dans l'autre. En fonctionnement, le condensateur libère H<sub>2</sub> (à la cathode) et 1/2 O<sub>2</sub> (à l'anode) par décomposition électrolytique de l'eau.

L'explication de l'effet valve (découvert dès 1857 par BUFF et longtemps resté sans applications pratiques) a fait l'objet de diverses hypothèses.

### THÉORIES

Pour l'aluminium, la plus ancienne relie cet effet à la formation d'une couche visible d'alumine (légèrement hydratée) : elle se base sur l'apparition simultanée de la capacité et du film. Mais la capacité par unité de surface étant considérable, on est conduit à supposer le film très mince, donc à attribuer à l'alumine une rigidité et une constante diélectriques inconcevablement élevées. Au surplus, le passage unidirectionnel du courant demeure inexpliqué.

Selon une autre théorie, le diélectrique serait une couche d'oxygène absorbée par l'aluminium sous l'oxyde, et qui pourrait être fortement comprimée. Dans certaines conditions, elle pourrait offrir une conductibilité unilatérale. Un argument favorable

est que l'anode devient luminescente sous tension dans un électrolyte par ionisation du gaz. Mais il y a lieu de soulever les objections suivantes :

- une strate mince de gaz ne saurait posséder une grande capacité ni une rigidité diélectrique élevée ;

- des métaux autres que l'aluminium engendrent de piètres condensateurs malgré la présence d'un film d'oxyde et d'une couche de gaz.

- l'extrême sensibilité d'une anode vis-à-vis de la composition et de la concentration de l'électrolyte reste inexpliquée.

Une variante de l'hypothèse précédente consiste à supposer le film formé de plusieurs strates d'oxydes de constitution différente : l'oxygène serait emprisonné dans les pores de la couche adjacente au métal, alors que la couche la plus externe, plus poreuse, serait imbibée d'électrolyte.

Il a été également supposé que le film diélectrique est perméable aux ions H<sup>+</sup> et imperméable aux ions OH<sup>-</sup>, ce qui explique la conductibilité à sens unique. Les ions Cl<sup>-</sup> traversent aussi la membrane, d'où destruction de l'effet valve en présence de chlorures. (Exception : le tantale).

Il serait trop long de citer d'autres explications, dont certaines relèvent d'une certaine imagination. Si la plupart se réfèrent à des faits incontestables, aucune n'est complètement satisfaisante, ce qui n'empêche que la connaissance des travaux déjà effectués et des observations accumulées est particulièrement instructive.

### AVANTAGES ET INCONVÉNIENTS.

La caractéristique la plus importante des condensateurs électrolytiques est l'énorme capacité par cm<sup>2</sup> jusque vers 600 V, et surtout sous des tensions de quelques volts, mais cet avantage devient moins évident aux tensions élevées et en courants variables. L'épaisseur du diélectrique (qui s'exprime en Å) est réglable par le changement de la tension de formation électrochimique.

Les condensateurs électrolytiques sont susceptibles d'autorégénération, surtout ceux à électrolyte libre.

Le courant de fuite croît rapidement à l'approche du potentiel de formation, ce qui constitue un signal d'alarme pour l'utilisateur.

Parmi les points faibles, il faut signaler les suivants :

- La résistance d'isolement est généralement faible, de l'ordre de quelques M Ω (au lieu de centaines ou même de milliers de M Ω . μF pour les non-électrolytiques). Cela revient à dire que les courants de fuite (*if*) sont élevés.

- Les pertes, supérieures à celles des non-électrolytiques, sont d'environ 10 % à 50 Hz, et peuvent atteindre 25 % pour les éléments à liquide.

- Les électrolytiques sont inférieurs aux non-électrolytiques : C, tg δ et *if* sont très sensibles à la température, et vers 0° C, la capacité chute rapidement ; leur emploi est délicat quand la température ambiante est élevée et qu'il existe une composante alternative importante.

— L'existence d'une polarité, l'évaporation de l'électrolyte, la présence d'une soupape pour les gaz sont autant de complications supplémentaires.

Le précédent aperçu s'applique spécialement aux condensateurs à l'aluminium, mais les remarques d'ordre général sont utiles à connaître avant, au moment d'aborder l'exposé proprement dit sur les condensateurs électrolytiques au tantale.

### III. — Les condensateurs au tantale.

#### LE TANTALE.

Le tantale, métal réfractaire, est élaboré sous forme ductile et malléable exclusivement par métallurgie des poudres. La matière première est de la poudre de tantale pur, obtenue par électrolyse ignée du fluorure double  $K_2TaF_7$ , qui est lui-même extrait de tantalites et de niobites, mélanges isomorphes de métatantalates et de métaniobates de fer et de manganèse : le tantale est toujours accompagné de niobium, et leur séparation, basée sur la grande différence de solubilité de leurs fluorures, s'effectue par cristallisation fractionnée.

La poudre de tantale, dont les grains assez grossiers sont plastiques, est pressée en barreaux, qui sont soumis à un premier frittage sous vide, destiné à éliminer certaines impuretés. Ils sont alors forgés à froid pour devenir moins poreux, puis à nouveau frittés sous vide vers  $2\ 900^\circ\text{C}$  pour atteindre une densité d'environ 16,5. Les lingots obtenus peuvent être aisément laminés ou étirés à froid jusqu'à de très faibles dimensions (tôle de 0,1 mm d'épaisseur, fil de 0,1 mm de diamètre).

Le tantale, métal blanc grisâtre, de nombre atomique 180,88 possède des propriétés remarquables qui expliquent son emploi dans la fabrication des condensateurs électrolytiques.

Du point de vue chimique, il présente une exceptionnelle inertie vis-à-vis de nombreux réactifs, ce qui autorise l'emploi d'électrolytes intéressants mais prohibés dans le cas de l'aluminium. Si l'effet-valve de l'aluminium est moins parfait que celui du tantale, c'est surtout parce que l'aluminium n'est pas complètement insoluble dans beaucoup d'électrolytes.

Du point de vue mécanique, le tantale est nettement supérieur à l'aluminium, ce qui permet de l'employer en ruban très mince et résistant à la traction, pour le modèle de condensateur à feuille, dont le volume peut ainsi être réduit par un enroulement très serré.

Par exemple, du tantale laminé, recuit à 0,25 mm d'épaisseur, a une charge de rupture de  $35\text{ kg/mm}^2$ , un allongement de 40 % et une dureté de 60 Rockwell E.

#### TYPES DE CONDENSATEURS AU TANTALE.

Les condensateurs au tantale existent sous deux formes :

*Modèle enroulé.* — Il est réalisé suivant la construction classique des condensateurs à l'aluminium.

Deux rubans minces de tantale laminé, isolés par des bandes de papier, sont enroulés sous tension mécanique pour former un cylindre compact qui est placé dans un boîtier de même forme. Le papier, imprégné d'électrolyte, sert aussi à protéger le métal pendant l'enroulement. Tandis que la surface active de l'aluminium est artificiellement augmentée par attaque chimique ou mécanique avant oxydation, les feuilles de tantale sont simplement laminées : la surface utile peut atteindre le double de la surface apparente. A côté de ce premier avantage, il faut noter la valeur plus élevée (11, environ) de la constante  $\epsilon$  de l'oxyde  $Ta_2O_5$ .

*Modèle fritté.* — Dans le type courant, qui est polarisé, l'anode est un bloc de poudre de tantale pressé et fritté sous vide et ce corps poreux offre une surface utile de l'ordre du mètre carré par centimètre cube avec une certaine granulométrie. Mais en changeant la finesse des grains et les conditions de passage et de frittage, on est maître de réaliser des surfaces variables entre de larges limites. Le bloc est

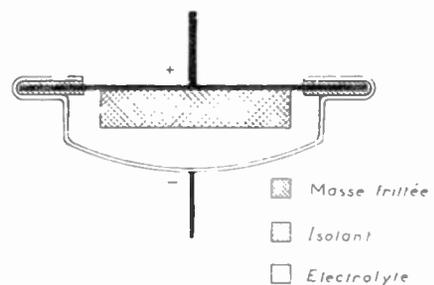


FIG. 3. — Coupe schématique d'un condensateur bouton.

solidaire d'une embase métallique, électriquement isolée d'un capot en métal, qui lui est fixé d'une manière étanche et qui contient l'électrolyte. (cf. fig. 3 et 4).

Le boîtier, simple récipient dans le condensateur à feuilles, fait ici partie du circuit, la cathode étant l'ensemble électrolyte-boîtier. Il est nécessairement en tantale dans le modèle fritté non polarisé.

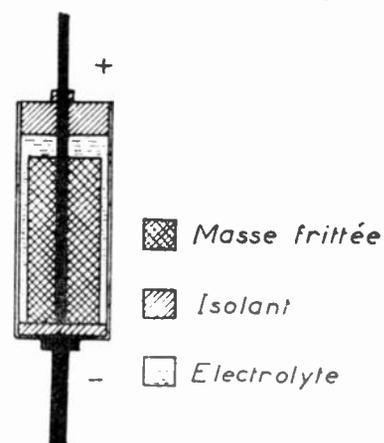


FIG. 4. — Coupe schématique d'un condensateur cylindrique.

#### OXYDATION ET POLARISATION ANODIQUES DU TANTALE.

Si l'on électrolyse une solution convenable avec une anode de tantale sous intensité constante, on

observe une coloration de l'anode, qui prend successivement toutes les teintes de l'échelle de Newton ; en même temps, la tension croît constamment. Si l'on opère sous tension constante, l'intensité décroît jusqu'à une valeur généralement très faible, correspondant au courant résiduel ou courant de fuite.

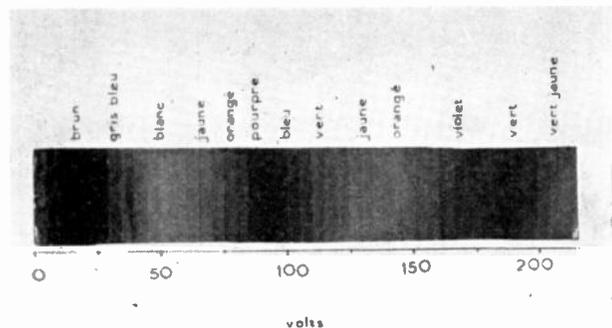


FIG. 5. — Echelle de Newton sur tantale.

Quel que soit le procédé employé, le résultat est le même : l'électrode prend une couleur uniquement fonction de la tension maxima atteinte et de la température. Si la densité de courant est trop forte, on observe, outre un dégagement gazeux, un fourmillement d'étincelles microscopiques sur toute la surface du tantale, qui se met à scintiller. En opérant encore plus brutalement, un claquage brutal apparaît en un point sous forme d'une étincelle très brillante, qui court à la surface et ternit la couche colorée, dont les propriétés isolantes se trouvent alors considérablement réduites. Ces phénomènes sont irréversibles.

L'oxyde de tantale, formé en lame mince transparente par oxydation anodique, est la cause de la coloration physique et de l'isolement. Tant que l'on reste en-dessous du seuil d'étincelage, la couche d'environ 30 Å, initialement provoquée par oxydation spontanée à l'air, s'épaissit ensuite proportionnellement à la quantité d'électricité qui l'a traversée et ce, avec un rendement faradique de 98 %.

La formule suivante, due à VERMILYEA, fixe assez bien la loi de formation de la couche dans le temps.

Soit  $x$  son épaisseur,  $t$  le temps,  $V$  la différence de potentiel tantale/solution,  $T$  la température absolue. On trouve :

$$\frac{dx}{dt} = A e^{\left(\frac{BV}{x} - \frac{Q}{kT}\right)} \quad (5)$$

avec  $B = 505$ ,  $Q = 0,71 \text{ eV}$ , et  $A = 0,0041 \text{ A/s}$ .

La vitesse de formation de la couche croît exponentiellement avec le champ électrique  $V/x$  et décroît exponentiellement avec l'inverse de la température absolue. Le réseau des courbes  $\left(\frac{dx}{dt}, \frac{V}{x}\right)$  constitue un ensemble de courbes affines dans le rapport  $e^{-\frac{Q}{kT}}$  dont les limites sont l'axe des abscisses et la courbe  $\frac{dx}{dt} = A e^{\frac{BV}{x}}$ , dont l'ordonnée à l'origine vaut

$0,0041 \text{ A/s}$  (fig. 6). En coordonnées semi-logarithmiques, on a un réseau de droites parallèles.

Si l'on coupe ces courbes par une horizontale correspondant à une vitesse très faible donnée, considérée comme fin d'expérience, on obtient le champ électrique limite pour chaque température ; on voit que

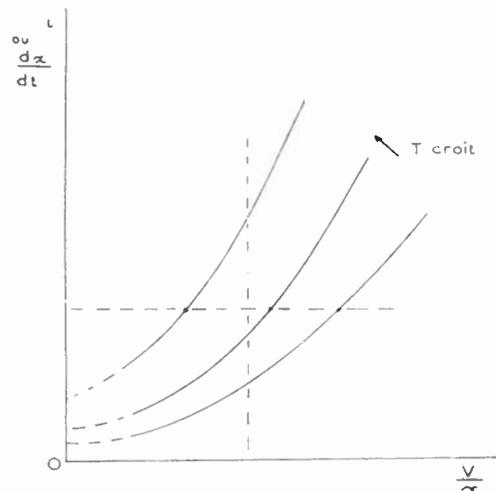


FIG. 6. — Variation du courant de fuite avec la tension et la température d'après la formule de Vermilyea.

ce champ est d'autant plus faible que  $T$  est plus élevée. En réalité, la limite correspond à  $dx/dt = 0$  et n'apparaît pas sur cette représentation, car la formule de VERMILYEA n'a plus de sens lorsque  $dx/dt = 0$  et ne peut donc rendre compte intégralement des faits. Pratiquement, le champ électrique limite est de  $0,075 \text{ V/Å}$ , soit  $13,4 \text{ A/V}$  à  $20^\circ \text{ C}$  ; il faut compter près de  $20 \text{ A/V}$  à  $150^\circ \text{ C}$ . On est loin des centaines d'angstroms des isolants ordinaires.

Certains auteurs ont cherché à expliquer le mécanisme intime du phénomène. HARING a donné récemment une explication assez pertinente, mais seulement qualitative. Selon sa théorie, le courant résiduel est essentiellement dû à des impuretés locales, au niveau desquelles la couche protectrice ne peut se former. On observe, en effet, que plus le tantale est pur, plus le courant de fuite du condensateur est faible ; il peut ainsi descendre, selon nos propres observations, à moins de  $0,1 \mu\text{A/m}^2$ . Sous l'action du champ électrique, prennent naissance à l'interface  $\text{Ta}/\text{Ta}_2\text{O}_5$ , des ions  $\text{Ta}$ , et, à l'interface  $\text{Ta}_2\text{O}_5/\text{solution}$  des ions  $\text{O}$  (fig. 7). Les premiers, beaucoup plus petits que les seconds, cheminent à travers l'oxyde et se combinent à eux pour accroître la couche par l'extérieur. Les transferts d'ions étant beaucoup plus lents que ceux d'électrons, les ions  $\text{Ta}$  s'accumulent contre l'interface  $\text{Ta}/\text{Ta}_2\text{O}_5$ , et leur concentration dans l'oxyde présente un gradient dirigé vers le tantale, gradient qui constitue la polarisation ; cette polarisation absorbe la quasi-totalité de la chute de tension, le reste (moins de 2 V) se retrouvant à l'interface  $\text{Ta}_2\text{O}_5/\text{solution}$ , et correspondant à la tension de libération de l'oxygène sur le tantale. Si la tension appliquée est inférieure à la polarisation, (tension limite à la température considérée), l'énergie d'activation est insuffisante pour mettre

en mouvement les ions Ta, transporteurs de courant. La décharge du condensateur ainsi formé s'opérant nécessairement sous un champ inférieur au champ limite, les ions Ta restent « gelés » sur place, et ce sont les électrons qui transportent le courant, de

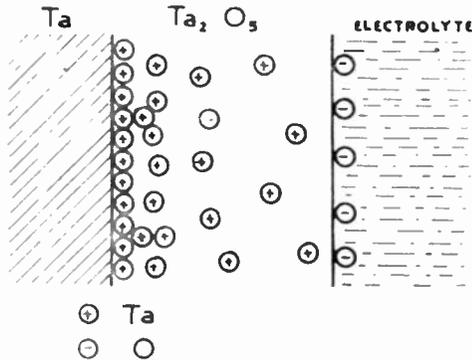


FIG. 7. — Structure de la couche isolante d'après Haring.

même que lorsque la polarité est inversée. Telle est l'explication donnée de l'« effet valve », fondée sur la présence d'ions Ta positifs au sein de la couche d'oxyde.

Si, lors de l'oxydation, une tension trop forte est appliquée, la concentration des ions O à l'interface  $Ta_2O_5$ /solution augmente jusqu'à ce que la tension de libération de l'oxygène soit atteinte, et ce gaz se dégage ; les électrons ainsi libérés traversent l'oxyde, neutralisent des ions Ta et réduisent ainsi la polarisation ; ces ions Ta donnent par combinaison un oxyde gris qui est le signe du claquage.

Si l'on applique une tension inférieure à sa tension de formation à une électrode oxydée depuis longtemps en repos, on constate toujours que le courant de fuite, élevé initialement, décroît ensuite jusqu'à une valeur d'équilibre très faible. Il semble que la théorie précédente rende compte qualitativement de ce phénomène, absolument général d'ailleurs chez tous les condensateurs électrolytiques : les pores de la couche isolante, localisés aux impuretés, sont remplis de solution conductrice ; l'oxygène libéré par électrolyse vient peu à peu les obstruer, augmentant ainsi leur résistance. Toutefois, la théorie est impuissante à expliquer la variation du courant d'équilibre  $i$  avec la tension et la température. Celle d'AUDUBERT, beaucoup plus ancienne, basée sur la pénétration de la couche isolante par des ions OH, et sur des phénomènes d'oxydo-réduction à l'interface Ta/ $Ta_2O_5$ , donne une formule bien vérifiée par l'expérience, et qui, sous forme simplifiée, ne fait apparaître que les variables  $V$  et  $T$  :

$$i = Ke^{\frac{\alpha V}{T}} \left( 1 - K'e^{\frac{-\beta V}{T}} \right) \quad (6)$$

D'après la figure 8,  $i$  croît exponentiellement avec  $V$  (partie b de la courbe), sauf dans le domaine des très basses tensions, où le terme correctif de la parenthèse devient sensiblement inférieur à 1 (partie a) ;

quand  $V$  approche de la tension limite, la formule n'est plus valable, et  $i$  croît plus rapidement (partie c).

Cette formule n'est valable qu'à  $T$  constante :

$$i = f(V)_T \quad (7)$$

On ne pourrait en déduire une équation  $i = g(T)_V$  que connaissant les expressions  $\alpha(T)$  et  $\beta(T)$ . (8)

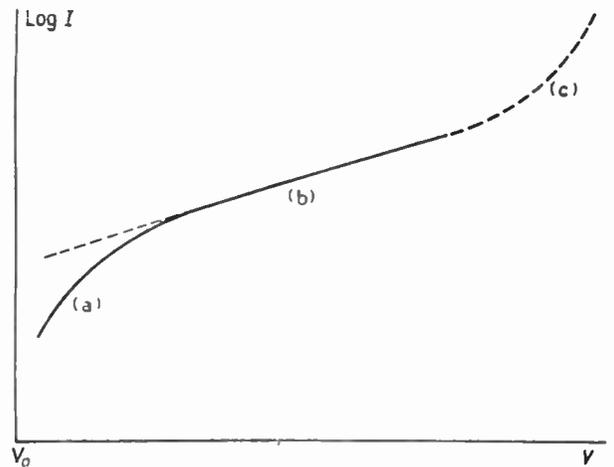


FIG. 8. — Variation du courant de fuite avec la tension d'après la formule de Audubert.

Un rapprochement peut être tenté entre les équations de VERMILYEA et d'AUDUBERT, car la vitesse d'accroissement de la couche est rigoureusement proportionnelle à l'intensité, donc les deux formules sont comparables. Sur aucune d'elles l'existence du gradient de potentiel limite n'apparaît, ce qui donne à penser que la couche continue à s'accroître quel que soit le champ électrique appliqué, mais à une vitesse qui devient inaccessible à l'expérience quand il est inférieur au champ limite apparent ; il n'y aurait pas ainsi de discontinuité entre le courant de formation et courant de fuite résiduel. Si l'on considère la formule de VERMILYEA en tant qu'expression de ce dernier, il croît, comme dans la formule d'AUDUBERT, exponentiellement avec la tension. Mais, il paraît difficilement concevable que, sous tension donnée, l'intensité tende vers une limite finie quand la température augmente indéfiniment comme le suggère la formule de VERMILYEA.

Après cette revue critique de quelques théories récentes, l'« effet valve » ne semble pas complètement élucidé à l'heure actuelle, bien qu'étant l'objet d'une découverte très ancienne et de travaux et d'applications très nombreux. En tout état de cause, il importe surtout que les lois de sa mise en œuvre soient bien connues pour le but pratique à atteindre.

Le gradient de potentiel limite décroissant avec la température, il s'ensuit que, si l'on considère deux anodes supportant la même tension limite, l'une à l'ambiante normale (anode de référence), l'autre à température élevée, la dernière est revêtue d'une couche d'oxyde plus épaisse, correspondant, à l'ambiante, à une tension limite plus élevée. Cette

correspondance est illustrée par la figure 9, où l'on a porté, en abscisses, les températures en degrés C. et, en ordonnées, les tensions en unités arbitraires, en assignant à la tension limite de l'anode de référence la valeur 100.

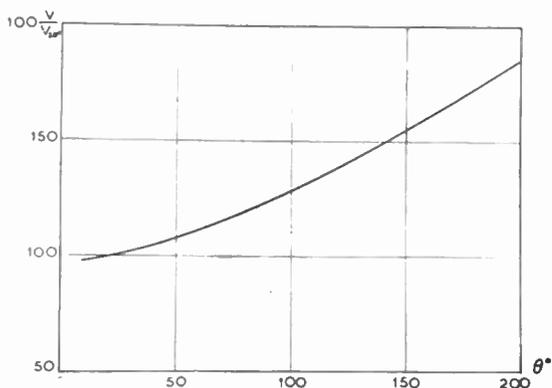


Fig. 9. — Variations relatives de la tension limite avec la température.

Pour la formation d'une anode par oxydation anodique avec développement d'un film de l'oxyde  $Ta_2O_5$ , il est intéressant d'établir la formule donnant en microfarads la capacité d'une électrode de surface  $S$  (en  $cm^2$ ).

Soit  $S$  la surface active et  $e$  l'épaisseur de la couche isolante d'oxyde, formée par passage d'une quantité d'électricité  $Q$  :

$$S e = K Q \quad (9)$$

Soit  $V$  la tension limite correspondante à  $25^\circ C$ . A raison de 15 angströms par volt :

$$e = 15 \cdot 10^{-8} V \quad (10)$$

1 faraday forme  $1/2 O$  et 10 faradays forment 5 O soit une molécule  $Ta_2O_5$ , soit 442 grammes.

La densité de l'oxyde étant de 8,74, ces 442 grammes occupent un volume de  $50,6 \text{ cm}^3$ .

$$1 \text{ cm}^3 \text{ est formé par } \frac{965\,000}{50,6} = 19\,080 \text{ coulombs.}$$

$$\text{d'où } K = \frac{1}{19\,080} = 525 \cdot 10^{-7} \quad (11)$$

La capacité est donnée par la formule :

$$C = 0,885 \cdot 10^{-13} \varepsilon \frac{S}{e} \simeq 10^{-13} \frac{S}{e} \text{ avec } \varepsilon = 11,3 \quad (12)$$

$$\text{d'où } S = \frac{K Q}{e} = 10^{13} C e \quad (13)$$

$$K Q = 10^{13} C e^2 = 525 \cdot 10^{-7} Q = 225 \cdot 10^{-4} C V^2 \quad (14)$$

$$\text{d'où } Q = \frac{225}{525} \cdot 10^3 C V^2 = 129 C V^2 \quad (15)$$

En ajoutant la quantité d'électricité emmagasinée dans l'anode  $CV$ , la quantité d'électricité globale fournie pour atteindre une capacité  $C$  sous une tension  $V$  a pour expression :

$$CV (429 V + 1) \# 429 C V^2 \text{ coulombs} \quad (15')$$

ou, groupant les équations d'une autre manière, on obtient :

$$Q = \frac{10^{13} C e^2}{K} = \frac{S e}{K} \quad (16)$$

$$\text{d'où } C e = 10^{-13} S \quad (17)$$

$$\text{et } CV = \frac{10^{-13} S}{15 \cdot 10^{-8}} \quad (18)$$

On en tire la constante caractéristique  $CV$  d'une anode, en micro-coulombs :

$$CV = 6,7 S \mu C.b \quad (19)$$

Par exemple, une anode  $50 \mu F$   $70 V$  service, formée à froid à  $120 V$  a un  $CV$  de  $6\,000 \mu C.b$  et une surface active de  $900 \text{ cm}^2$ .

#### LES CONDENSATEURS A ANODE FRITTÉE.

##### Isolement.

L'isolement  $\tau$  d'un condensateur est déterminé par la formule suivante en fonction du courant de fuite  $i$  à l'équilibre :

$$\tau = \frac{CV}{i} \quad (20)$$

De la définition donnée de la capacité volumique  $\mathcal{Q}$  (cf. Tableau 1), on tire :

$$i \tau = \mathcal{Q} v \quad (21)$$

ce qui signifie que, pour des condensateurs de même isolement et de même encombrement relatif, le courant de fuite est proportionnel au volume. Ce point est à considérer pour les condensateurs de volume particulièrement petit, lorsque leur fermeture est parfaitement étanche, même à l'hydrogène. Ce gaz, produit par l'électrolyse sur la cathode, s'accumule sous pression dans le boîtier, et l'on voit que la quantité dégagée est proportionnelle à  $v$ . Les condensateurs à anode frittée ayant une capacité volumique plusieurs fois supérieure à celle des condensateurs à

feuilles d'aluminium, et devant fonctionner à des températures nettement supérieures, il est facile d'imaginer, à la lumière des considérations précédentes qu'un isolement élevé, s'il constitue en lui-même une qualité très appréciable, est également une condition de la durée de vie en service. Ce phénomène n'est toutefois par de nature alarmante ; ainsi, un courant de  $0,1 \mu\text{A}$  produit, en 1 000 heures, environ  $40 \text{ mm}^3$  de gaz ramené à la pression normale, cela dans un condensateur dont le volume est voisin de  $1 \text{ cm}^3$ . Il est d'ailleurs possible de fixer électrochimiquement ce gaz lors de sa formation.

#### Performances dynamiques.

Un condensateur électrolytique est un ensemble complexe, et son impédance globale est le résultat de l'association des impédances de polarisation anodique et cathodique et de la résistance de l'électrolyte. Aussi y-a-t'il lieu d'examiner séparément ces différents éléments.

**Impédance anodique.** — Une anode frittée est un agglomérat de grains de tantale soudés les uns aux autres, dont l'espace interstitiel est occupé par l'électrolyte ; à la surface de tous ces grains est formée la pellicule d'oxyde, siège de la capacité. Lors de la formation, où seuls les régimes permanents entrent en ligne de compte, la résistance présentée par l'électrolyte reste négligeable vis-à-vis de celle de la couche d'oxyde, qui accroît lentement son épaisseur proportionnellement à la densité du courant ; du fait même de ce rapport de résistances, la densité de courant est sensiblement constante dans toute la masse poreuse, dont toutes les parties se trouvent également formées, ce que confirme l'expérience consistant à briser une anode : la teinte est uniforme. En service, une remarque analogue peut être faite durant les régimes permanents : la densité du courant de fuite doit être uniforme pour les mêmes raisons, tout comme la quantité d'électricité emmagasinée par unité de surface. Par contre, en régime dynamique, quand l'anode est traversée par un courant alternatif, il faut considérer, vis-à-vis de la résistance présentée par l'électrolyte dans les pores, non pas la résistance de fuite de la couche d'oxyde, qui est indifférente en raison de sa valeur toujours élevée, mais sa capacitance, fonction de la fréquence ; et l'on conçoit qu'un élément de courant qui passe de l'anode dans l'électrolyte en traversant un grain enfoncé au cœur de la masse frittée, rencontre une résistance plus grande qu'un autre élément qui franchit la barrière capacitive près de la surface apparente extérieure. A priori, tous les grains, même supposés offrir une capacité égale, joueront des rôles électriques différents suivant leur position dans l'anode ; ces rôles seront des fonctions de la fréquence et se différencieront d'autant moins que cette dernière sera plus basse et que l'on approchera davantage du régime permanent.

Les calculs seront conduits sur des cas relativement simples, peut-être trop simplifiés pour être de fidèles images de la réalité, mais suffisamment représentatifs pour nous amener à des conclusions en bon

accord avec l'expérience, ce qui les justifiera a posteriori. Nous considérerons successivement une plaque plane indéfinie, recouverte d'une couche de poudre d'épaisseur  $x$  et un cylindre indéfini de poudre de rayon  $\rho$ , ce qui correspond aux deux types d'anodes effectivement réalisées : les pastilles et les bâtonnets. La poudre sera supposée homogène, formée de grains tous identiques, parfaitement soudés entre eux et tels que leur résistance de contact puisse être négligée, ce qui rend toute la masse anodique équipotentielle.

Sur la plaque, isolons un élément de surface  $S$  et tous les grains renfermés dans le cylindre droit de base  $S$  (fig. 10) ; pour simplifier, nous prendrons

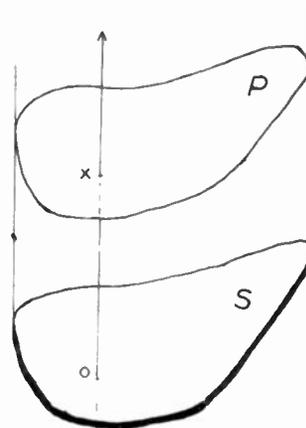


FIG. 10. — Anode plate théorique.

$S = 1$  dans le système d'unités choisi. Nous admettons que les lignes de courant moyennes dans le liquide interstitiel sont parallèles aux génératrices du cylindre, ce qui revient à dire que les surfaces équipotentielles dans ce même milieu sont des plans  $P$  parallèles à  $S$ . Il ne saurait naturellement en être ainsi à l'échelle infinitésimale des grains.

Soit  $dC$  la capacité d'une couche de grains infiniment mince, d'épaisseur  $dx$  et parallèle à  $S$ . Si  $\sigma$  est la surface utile par unité de volume, on a, en vertu des lois de la polarisation du tantale, sous la tension de formation  $V$  :

$$dC = \frac{K\sigma}{V} dx \quad (20)$$

On sait que  $K$  varie entre 5 et  $7,5 \mu \text{ Cb/cm}^2$ . (équation 19)

Soit  $dR$  la résistance offerte par l'électrolyte dans les pores entre une couche et la couche infiniment voisine :

$$dR = \frac{1}{Zp} dx \quad (21)$$

$Z$  étant la conductivité de l'électrolyte, et  $p$  un paramètre caractéristique de la porosité de la masse.

L'ensemble constitué par de telles cellules élémentaires plates superposées peut être représenté par le schéma de la figure 11.

Remarquons tout d'abord que, dans ces conditions, la capacité statique (ou à fréquence nulle) est

$$\frac{K \sigma x}{V} \quad (22)$$

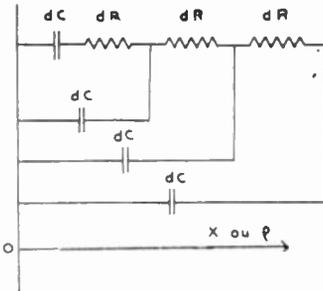


FIG. 11. — Schéma électrique équivalent à une anode frittée.

c'est la capacité limite maxima, que nous appellerons  $C_m$ .

Soit :  $z(x) = \epsilon l(x) - j \beta(x) \quad (23)$

l'impédance comprise entre la surface de base et une surface équipotentielle distante de  $x$ . Ajoutons une nouvelle couche mince semblable, associant ainsi en série avec  $z(x)$  une résistance  $dR$  et, en parallèle avec ce nouvel ensemble, la capacité  $dC$  (fig. 12) ;  $Z(x)$  devient :

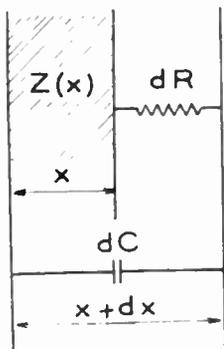


FIG. 12. — Mécanisme de la variation de la capacité avec  $x$ .

$$Z(x + dx) = \epsilon l(x + dx) - j \beta(x + dx) \quad (23')$$

Calculons :

$$dZ = d\epsilon l - j d\beta \quad (24)$$

$Z(x)$  en série avec  $dR$  devient :

$$Z_1(x) = \epsilon l - j \beta + \frac{dx}{\chi p} \quad (25)$$

$$\frac{1}{Z(x + dx)} = \frac{1}{Z_1} + j \frac{K \sigma \omega}{V} dx \quad (26)$$

D'où en négligeant les termes en  $dx^2$  et en simplifiant :

$$Z(x + dx) = \epsilon l - j \beta + \frac{dx}{\chi p} - \frac{2 \epsilon l \beta K \sigma \omega}{V} dx - j \frac{(\epsilon l^2 - \beta^2) \omega K \sigma}{V} dx \quad (27)$$

$$d\epsilon l = \left[ \frac{1}{\chi p} - \frac{2 \epsilon l \beta K \sigma \omega}{V} \right] dx \quad (28)$$

$$d\beta = \frac{(\epsilon l^2 - \beta^2) K \sigma \omega}{V} dx \quad (29)$$

Ces expressions seront avantageusement transformées en faisant intervenir la capacité  $C_a$  et la résistance-série-équivalente anodiques  $R_a$ , plus directement accessibles à l'expérience, et liées à  $\epsilon l$  et  $\beta$  par les équations :

$$\epsilon l = R_a, \quad \beta = \frac{1}{\omega C_a} \quad (30) \quad (31)$$

Comme :

$$d\epsilon l = dR_a, \quad d\beta = \frac{dC_a}{\omega C_a^2} \quad (32) \quad (33)$$

$$\frac{dR_a}{dx} = \frac{1}{\chi p} - \frac{2 R_a K \sigma}{C_a V} \quad (34)$$

$$\frac{dC_a}{dx} = \frac{K \sigma}{V} \left[ 1 - (R_a C_a \omega)^2 \right] \quad (35)$$

On peut maintenant remplacer  $x$  par son expression en fonction de  $C_m$  ce qui donne

$$\frac{dR_a}{dC_m} = \frac{V}{K \sigma \chi p} - \frac{2 R_a}{C_a} \quad (36)$$

$$\frac{dC_a}{dC_m} = 1 - (R_a C_a \omega)^2 \quad (37)$$

La solution d'un tel système n'est pas directement accessible par les méthodes élémentaires ; toutefois, il est possible d'en tirer quelques renseignements intéressants.

Pour des couches très minces, si  $C_m$  et  $\omega$  sont faibles

$$dC_a = dC_m, \quad C_a^0 = C_m \quad (38)$$

car  $C_a = 0$  quand  $C_m = 0$  ;

$$\frac{dR_a}{dC_m} = \frac{R_a^0}{C_m} = \frac{V}{K\sigma\gamma\rho} - \frac{2R_a^0}{C_m} \quad (39)$$

$$\text{d'où} \quad R_a^0 = \frac{VC_m}{3K\sigma\gamma\rho} \quad (40)$$

La capacité dynamique est indépendante de la fréquence et égale à  $C_m$ , ce à quoi l'on pouvait s'attendre, la résistance série-équivalente est proportionnelle à la capacité et à la tension de formation, ou, ce qui revient au même, à l'épaisseur de poudre, et inversement proportionnelle à la conductivité de l'électrolyte.

Pour des couches épaisses, on voit que  $C_a$  croît moins vite que  $C_m$ , puisque  $\frac{dC_a}{dC_m} < 1$ . cette croissance est d'autant plus ralentie que la capacité est plus forte et la fréquence plus élevée.

Quand l'épaisseur de poudre augmente indéfiniment, les parties profondes ne doivent plus jouer aucun rôle ;  $C_a$ , qui logiquement ne peut décroître avec  $C_m$ , doit tendre vers une limite finie, que nous calculerons en faisant :

$$\frac{dC_a}{dC_m} = 0, \quad R_a C_a \omega = 1 \quad (41) \quad (42)$$

(la solution  $R_a C_a \omega = -1$  n'aurait pas de sens).

$R_a$  doit tendre également vers une limite, ce qui implique :

$$\frac{dR_a}{dC_m} = 0 \quad (43)$$

On tire alors facilement :

$$C_a = \sqrt{\frac{2K\sigma\rho\gamma}{V\omega}} = C_a^\infty \quad (44)$$

$$R_a = \sqrt{\frac{V}{2K\sigma\rho\gamma\omega}} = R_a^\infty \quad (45)$$

Cela signifie que la capacité d'une anode frittée plate ne peut être accrue indéfiniment, la limite étant inversement proportionnelle à la racine carrée de la fréquence et de la tension de formation et proportionnelle à la racine carrée de la conductivité. Il est à remarquer que la résistance limite est inversement proportionnelle à la racine carrée de la conductivité, et non à la conductivité comme on serait tenté de le croire.

Si l'on raisonne à  $C_m$  et  $x$  constants, ce qui est un cas essentiellement pratique, la capacité dynamique restera d'abord constante dans le domaine des basses fréquences, pour décroître ensuite et tendre vers

$$0 \text{ avec } \frac{1}{\sqrt{\omega}}$$

Considérons maintenant le cylindre indéfini ; isolons tous les grains compris entre deux sections droites distantes de  $l$ , que, pour simplifier, nous ferons égale à 1 dans le système d'unités choisi (fig. 13). Nous admettrons que les lignes de courant moyennes dans le liquide interstitiel sont radiales, par raison

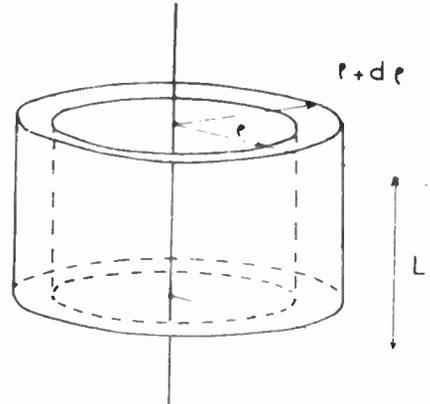


FIG. 13. — Anode cylindrique théorique.

de symétrie, ce qui revient à dire que les surfaces équipotentielles sont des cylindres coaxiaux ; cette hypothèse s'accompagne des mêmes réserves que celles formulées précédemment.

La capacité élémentaire aura cette fois pour expression, si  $\rho$  est le rayon du cylindre élémentaire considéré :

$$dC = \frac{2\pi K\sigma}{V} \rho d\rho \quad (46)$$

La résistance inter-couches sera :

$$dR = \frac{1}{2\pi\rho\gamma} \frac{d\rho}{\rho} \quad (47)$$

Enfin, la capacité limite maxima vaut :

$$C_m = \frac{\pi K\sigma}{V} (\rho^2 - \rho_0^2) \quad (48)$$

$\rho_0$  étant le rayon du fil-support, qui joue un rôle analogue à celui de la plaque.

Le calcul, conduit comme précédemment, fournit le système différentiel :

$$\frac{dR_a}{d\rho} = \frac{1}{2\pi\gamma\rho} - \frac{4\pi K\sigma R_a \rho}{C_a V} \quad (49)$$

$$\frac{dC_a}{d\rho} = \frac{2\pi K\sigma\rho}{V} (1 - R_a^2 C_a^2 \omega^2) \quad (50)$$

On peut facilement substituer  $C_m$  à  $\rho$  dans la dernière expression (50) en remarquant que :

$$\frac{dC_m}{d\rho} = \frac{2\pi K\sigma\rho}{V} \quad (51)$$

ce qui donne :

$$\frac{dC_a}{dC_m} = 1 - R_a^2 C_a^2 \omega^2 \quad (52)$$

forme identique à celle qui a été obtenue pour les anodes planes (37). La même substitution dans la première expression (49) est un peu plus compliquée. Sachant que :

$$\rho^2 = \rho_0^2 + \frac{VC_m}{\pi K\sigma} \quad (53)$$

on obtient :

$$\frac{dR_a}{dC_m} = \frac{dR_a}{d\rho} \cdot \frac{d\rho}{dC_m} = \frac{V}{4\pi^2 K\sigma\lambda\rho \left(\rho_0^2 + \frac{VC_m}{\pi K\sigma}\right)} - 2\frac{R_a}{C_a} \quad (54)$$

$$\frac{dR_a}{dC_m} = \frac{V}{4\pi\lambda\rho(\pi K\sigma\rho_0^2 + VC_m)} - 2\frac{R_a}{C_a} \quad (54')$$

Pour des couches très minces sur le fil, on trouve encore :

$$C_a^0 = C_m \quad (55)$$

$$\frac{dR_a}{dC_m} - \frac{R_a^0}{C_m} = \frac{V}{4\pi^2 K\sigma\lambda\rho\rho_0^2} - 2\frac{R_a^0}{C_m} \quad (56)$$

$$R_a^0 = \frac{VC_m}{12\pi^2 K\sigma\lambda\rho\rho_0^2} \quad (57)$$

Les conclusions sont quantitativement analogues à celles du cas précédent.

Quand le rayon  $\rho$  augmente indéfiniment avec  $C_m$ , la surface externe tend à devenir plane, et l'on peut admettre que la capacité tend à croître proportionnellement à cette surface, ce qui conduit à écrire, en se référant à l'équation (44) :

$$C_a^\infty = 2\pi\rho\sqrt{\frac{2K\sigma\lambda\rho}{V\omega}} \quad (58)$$

Comme  $\rho \gg \rho_0$ ,

$$\rho = \sqrt{\frac{VC_m}{\pi K\sigma}} \quad (59)$$

$$C_a^\infty = 2\sqrt{\frac{2\pi\lambda\rho C_m}{\omega}} \quad (60)$$

$C_a$  augmente indéfiniment comme la racine de  $C_m$ . Pour une valeur donnée, très grande, de  $C_m$ , les remarques faites dans le cas de la plaque sont encore valables. Etant donné cette branche parabolique,  $\frac{dC_a}{dC_m}$  tend vers 0 ; il s'ensuit que  $R_a C_a \omega$  tend vers 1, et  $R_a$ , vers 0 en même temps que  $\frac{dR_a}{dC_m}$ .  $R_a$  passe donc par un maximum pour une certaine valeur de  $C_m$ .

En possession des données précédentes, il est intéressant, du point de vue pratique, de comparer les performances dynamiques de deux anodes de même volume, de même structure et de même  $C_m$ , l'une étant une pastille plate et l'autre, un bâtonnet (fig. 14 et fig. 15). Naturellement, les calculs ne peuvent

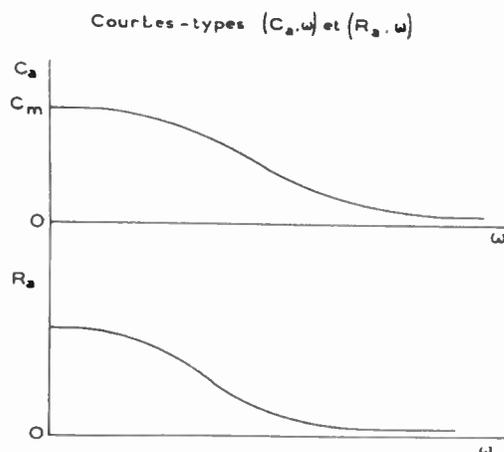


FIG. 14. — Variations théoriques de  $C_a$  et de  $R_a$  avec la fréquence  $\frac{\omega}{2\pi}$

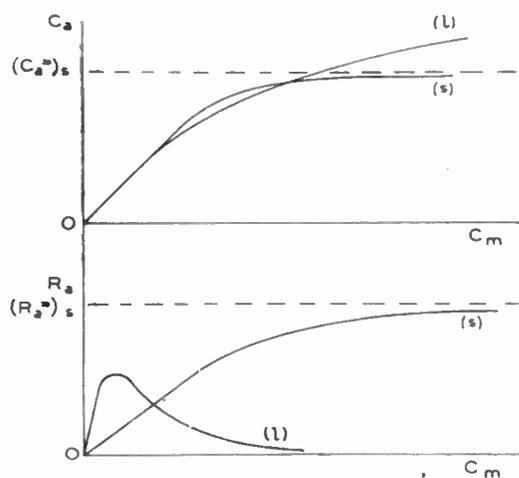


FIG. 15. — Variations comparées de  $C_a$  et de  $R_a$  avec  $C_m$  pour une anode plate (s) et une anode cylindrique (l) à  $V$  constante.

tenir compte des effets de « bords » et de la distorsion correspondante des lignes de courant dans des anodes réelles.

Les formules précédentes sont valables, après des transformations immédiates :

$$(40) \text{ devient : } R_a^0 = \frac{V C_m}{2 K \sigma \chi p S^2} = \frac{x}{3 \chi p S} \quad (61)$$

$$(44) \text{ devient : } C_a^\infty = S \sqrt{\frac{2 K \sigma \chi p}{V \omega}} \quad (62)$$

$$(45) \text{ devient } R_a^\infty = \frac{1}{S} \sqrt{\frac{V}{2 K \sigma \chi p \omega}} \quad (63)$$

$$\text{avec } C_m = \frac{K \sigma S x}{V} \quad (64)$$

Pour les bâtonnets,

$$(48) \text{ devient : } C_m = \frac{\pi K \sigma l (\rho^2 - \rho_0^2)}{V} \quad (65)$$

$$(57) \text{ devient : } \quad (66)$$

$$R_a^0 = \frac{V C_m}{12 \pi^2 K \sigma \chi p l^2 \rho_0^2} = \frac{\rho^2 - \rho_0^2}{12 \pi \chi p l \rho_0^2} \approx \frac{\rho - \rho_0}{6 \pi \chi p l \rho_0}$$

$$(60) \text{ devient : } C_a^\infty = 2 \pi l \rho \sqrt{\frac{2 K \sigma \chi p}{V \omega}} \quad (67)$$

Sous ces formes, on voit que, pour les anodes plates, la croissance de la résistance-série, indépendante de la tension de formation, est linéaire avec l'épaisseur de poudre pour les couches minces ; pour les couches très épaisses, elle tend vers une limite indépendante de l'épaisseur. Pour les anodes-bâtonnets, les mêmes remarques sont valables pour la résistance-série initiale.

Comparons maintenant deux anodes minces, une de chaque type, de même capacité  $C_m$  à la même fréquence, ce qui revient à former le rapport  $\frac{(d C_a^0)_s}{(d C_a^0)_l}$  des accroissements de capacité initiaux de chaque anode, pour un même  $d C_m$  :

$$\frac{(d C_a^0)_s}{(d C_a^0)_l} = \frac{1 - (R_a^0)_s^2 (C_a^0)_s^2 \omega^2}{1 - (R_a^0)_l^2 (C_a^0)_l^2 \omega^2} \approx 1 - \omega^2 [(R_a^0)_s^2 (C_a^0)_s^2 - (R_a^0)_l^2 (C_a^0)_l^2] \quad (68)$$

En remplaçant chaque élément par sa valeur, le rapport (68) apparaît supérieur à 1 pourvu que l'on ait :

$$S > 2 \pi \rho_0 l \quad (69)$$

Autrement dit, la courbe  $(C_a)_s = f(C_m)$  passe initialement au-dessus de la courbe  $(C_a)_l = g(C_m)$  si la surface de la plaque est supérieure à celle du fil-support ; c'est pratiquement le cas le plus fréquent pour des raisons évidentes. Mais, étant donné la forme de leurs branches infinies, ces courbes se recoupent forcément en un certain point, pour une certaine capacité  $C_m$ , point d'équivalence des deux

types d'anodes. Pour les fortes capacités, l'avantage reviendra toujours à l'anode cylindrique. Aux fréquences élevées, le rapport des capacités sera égal au rapport des surfaces extérieures, soit :

$$\frac{(C_a^\infty)_s}{(C_a^\infty)_l} = \frac{S}{2 \pi \rho l} \quad (70)$$

Par exemple, pour des anodes plates de 1 cm<sup>2</sup>, et des anodes-bâtonnets de 6 mm de diamètre et 12 mm de long, ce rapport vaut sensiblement 0,45, ce qui confère l'avantage aux anodes du second type.

Les paramètres géométriques étant déterminés, les performances dynamiques seront liées à la structure granulaire par les facteurs  $\sigma$  et  $p$ , qui devront être les plus élevés possibles ; pratiquement d'ailleurs, l'augmentation de la grosseur des grains diminue  $\sigma$ , mais augmente  $p$  et accroît finalement leur produit. L'électrolyte intervient par sa conductivité  $\chi$  à la racine de laquelle est proportionnelle la capacité limite sous fréquence donnée ; les performances dynamiques croissent donc avec la conductivité et décroissent corrélativement quand la température s'abaisse, proportionnellement à  $\chi$ . D'autre part, pour une anode donnée, la décroissance de la capacité avec la fréquence est d'autant plus rapide que  $C_m$  est plus élevée ; autrement dit, les anodes à faible tension de formation et très forte capacité nominale doivent avoir des performances dynamiques peu poussées.

*Impédance cathodique.* — Les calculs précédents ont déterminé les conditions dans lesquelles l'anode était assimilable à une capacité  $C_a$  en série avec une résistance  $R_a$ . Les lignes de courant sortant de l'anode traversent ensuite une certaine épaisseur d'électrolyte (plate ou cylindrique) dont la résistance  $R_e$ , inversement proportionnelle à la conductivité, est indépendante de la fréquence, qui n'atteint jamais le domaine de l'effet SACK. Cette épaisseur, sépare l'anode du boîtier-cathode qui épouse sa forme au plus juste, de façon à réduire  $R_e$  et l'encombrement.

L'impédance de polarisation cathodique est très complexe, et nous ne saurions ici soumettre la question à un nouvel examen approfondi, après les nombreux auteurs qui l'ont étudiée ; quoi qu'il en soit, on peut grossièrement assimiler l'interface cathode-solution à un élément de pile présentant une certaine résistance  $r_c$ , shunté par une capacité  $C_c'$  ; on n'a d'ailleurs pratiquement pas à tenir compte de la différence de potentiel continue. Bien que la constance de ces éléments avec la fréquence soit loin d'être rigoureuse, nous l'admettrons cependant, afin d'arriver à une interprétation approchée des phénomènes.

Il suffit alors de calculer la capacité  $C_c$  et la résistance-série  $R_c$  équivalentes (cf. Fig. 16). L'impédance cathodique a pour expression :

$$Z_c = R_c - \frac{j}{C_c \omega} = \frac{j r_c}{j - r_c C_c \omega} \quad (71)$$

$$Z_c = \frac{r - jr_c^2 C_c' \omega}{1 + r_c^2 C_c'^2 \omega^2} \quad (72)$$

d'où :

$$R_c = \frac{r_c}{1 + r_c^2 C_c'^2 \omega^2}, C_c = \frac{1 + r_c^2 C_c'^2 \omega^2}{r_c^2 C_c' \omega^2} \quad (73) \quad (71)$$

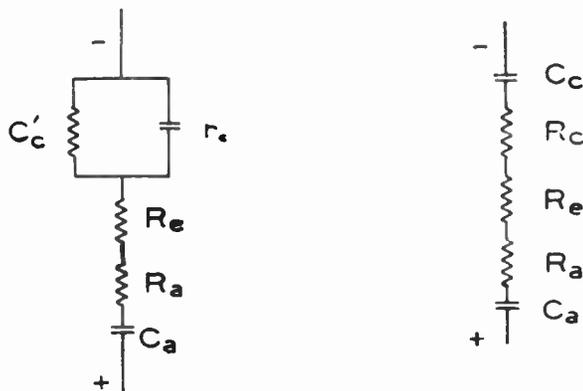


FIG. 16. — Schémas électriques équivalents au condensateur complet.

La résistance-équivalente-série, d'abord égale à la résistance de polarisation, tend ensuite vers 0 quand la fréquence augmente. Dans les mêmes conditions, la capacité, d'abord infinie, tend ensuite vers  $C_c'$ . (cf. fig. 17).

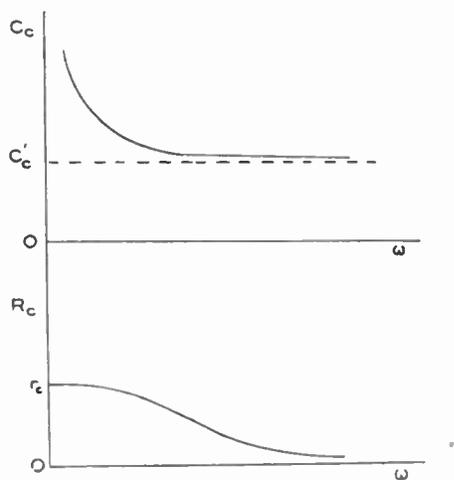


FIG. 17. — Variations théoriques de  $C_c$  et de  $R_c$  avec la fréquence  $\frac{\omega}{2\pi}$

**Impédance globale du condensateur.** — La résistance-série-équivalente  $R$  est la somme des résistances partielles :

$$R = R_a + R_c + R_a ; \quad (75)$$

et la capacité résulte de l'association en série des capacités anodique et cathodique :

$$C = \frac{C_a + C_c}{C_a' C_c'} \quad (76)$$

La capacité cathodique doit donc être aussi élevée que possible pour ne pas réduire la capacité globale  $C$ . Pratiquement, tout se passe comme si  $C_c$  atteignait très rapidement sa valeur limite ; les variations relatives de  $C$  avec la fréquence sont dues essentiellement à  $C_a$ . Aux fréquences élevées,  $R_a$  et  $R_c$  tendant vers 0, la résistance-équivalente-série  $R$  tend vers  $R_e$ . Comme, de fait,  $R$  atteint sa limite beaucoup plus rapidement que  $C_a$ , qui, dans une assez large bande de fréquences, reste longtemps constante,  $\text{tg } \delta$  est proportionnelle à  $\omega$  dans cette bande.

Quand  $C$  décroît comme  $\frac{1}{\sqrt{\omega}}$ ,  $\text{tg } \delta$  ne croît plus que comme  $\sqrt{\omega}$ .

Remarquons enfin la réalité physique de la résistance-équivalente-série des condensateurs électrolytiques, qui constitue le siège des pertes, alors que, dans les condensateurs ordinaires, c'est surtout une résistance fictive localisée dans le diélectrique ; ce dernier ne doit jouer qu'un rôle négligeable à ce point de vue dans notre cas.

**Module de l'impédance globale.** — Ces calculs ont eu pour but de déterminer les parties réelle et imaginaire de l'impédance des condensateurs ; mais, souvent, dans la pratique, ces derniers sont utilisés pour le découplage : on s'intéresse alors surtout au module  $Z$  de cette impédance, qui est donné par la formule classique :

$$Z^2 = R^2 + \frac{1}{C^2 \omega^2} \quad (77)$$

soit :

$$Z^2 = (R_e + R_a + R_c)^2 + \frac{(C_a + C_c)^2}{\omega^2 C_a^2 C_c^2} \quad (78)$$

Examinons, comme auparavant, les cas des anodes minces aux basses fréquences et des anodes épaisses aux fréquences élevées.

Nous poserons  $R_c = \frac{rR}{\chi}$ , (79)

$rR$  étant une constante caractéristique de la structure géométrique du condensateur. D'autre part, nous considérerons dans chaque cas les expressions de  $R_a$  et  $C_a$  en fonction de  $V$ ,  $\chi$  et  $\omega$ , groupant dans des facteurs généraux les autres variables caractéristiques de la structure des anodes.

Dans ces conditions :

$$R_a^0 = \frac{A}{\chi}, C_a^0 = C_m \quad (80) \quad (81)$$

$$R_a^\infty = B \sqrt{\frac{V}{\chi \omega}}, C_c^\infty = D \sqrt{\frac{\chi}{V \omega}} \quad (82) \quad (83)$$

$$R_c^0 = r_c, C_c^0 = \frac{1}{r_c^2 C_c' \omega^2} \quad (84) \quad (85)$$

$$R_c^\infty = \frac{1}{r_c c_c'^2 \omega}, \quad C_c^\infty = c_c' \quad (86) \quad (87)$$

Cela posé, dans le cas des anodes minces aux basses fréquences :

$$Z^2 = \left( \frac{\alpha R}{Z} + \frac{A}{Z} + r_c \right)^2 + \frac{\left( C_m + \frac{1}{r_c^2 c_c' \omega^2} \right)^2}{\omega^2 C_m^2} \quad (88)$$

Cette expression, simplifiée en tenant compte de ce que  $\omega$  est petit, prend la forme

$$Z^2 = \left( \frac{\alpha R}{Z} + A + r_c \right)^2 + \frac{1}{C_m^2 \omega^2} \quad (89)$$

Dans l'autre cas limite :

$$Z^2 = \left( \frac{\alpha R}{Z} + B \sqrt{\frac{V}{Z \omega}} + \frac{1}{r_c c_c'^2 \omega^2} \right)^2 + \frac{\left( D \sqrt{\frac{Z}{V \omega}} + c_c' \right)^2}{\omega^2 c_c'^2 D^2 \frac{Z}{V \omega}} \quad (90)$$

Comme  $\omega$  est très grand, après simplification, on trouve finalement :

$$Z^2 = \frac{\alpha R^2}{Z^2} + 2 \frac{B \alpha R}{Z} \sqrt{\frac{V}{Z \omega}} \quad (91)$$

La figure 18 illustre la variation de  $Z^2$  avec  $\omega$  ; la courbe est asymptote aux courbes définies par les équations (89) et (91) dans leur domaine respectif.

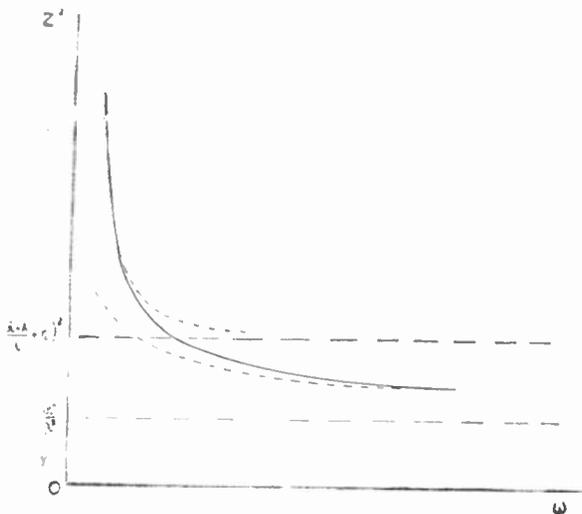


FIG. 18. — Variations du carré de l'impédance avec la fréquence.

L'examen de l'équation (91) montre encore qu'à une fréquence donnée, l'impédance  $Z$  est inversement proportionnelle à la conductivité  $\chi$  lorsque  $\chi$  est faible, et décroît comme l'inverse de  $\chi^{3/4}$  lorsque  $\chi$  est grande. Enfin, du point de vue de la tension de formation, on remarque que  $Z^2$  se compose d'une partie fixe  $\left( \frac{\alpha R^2}{Z^2} \right)$  et d'un terme croissant avec  $\sqrt{V}$ .

Il est à noter, par comparaison, que le carré de l'impédance des condensateurs ordinaires tend vers  $R^2$  quand  $\omega$  augmente indéfiniment et décroît comme  $\frac{1}{\omega^2}$ .

Pour illustrer ces calculs quelque peu abstraits, des résultats expérimentaux seront utiles.

Tout d'abord, la capacité à diverses fréquences de deux anodes, a été mesurée à différentes étapes de leur formation ; la cathode était constituée par une électrode de platine noir, dont la capacité de polarisation était très grande par rapport à celle des anodes : en effet, en adjoignant en parallèle à cette cathode une autre identique, on modifiait sensiblement peu les résultats des mesures : dans ces conditions, on avait  $C \# C_a$ .

En admettant qu'en fin de formation sous la tension  $V_f$ , lorsque la capacité  $C_a$  atteignait sa limite inférieure, on avait sensiblement :

$$C_{400 \text{ Hz}}^{V_f} = C_m^{V_f} \quad (92)$$

on pouvait en déduire la valeur de  $C_m$  sous une tension  $V$  par la formule suivante :

$$\frac{C_m^V}{C_m^{V_f}} = \frac{V_f}{V} \quad (93)$$

Sur la figure 19 on a représenté un réseau de courbes ( $C, \omega$ ) pour une anode. On en a déduit un deuxième réseau de courbes (fig. 20)  $\left( \frac{C}{C_m}, C_m \right)$  à différentes fréquences.

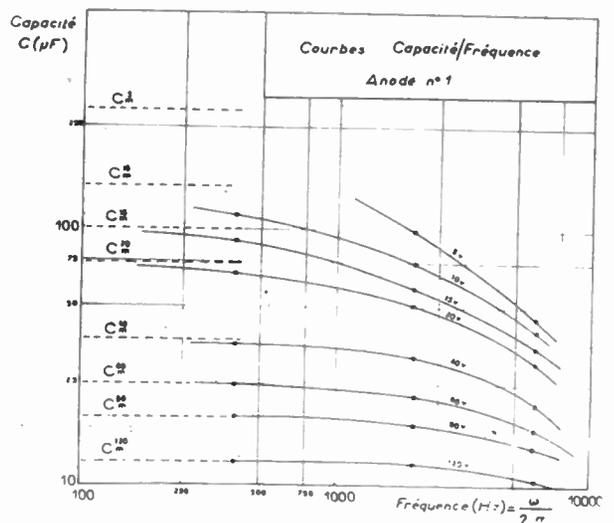


FIG. 19. — Tracé expérimental d'un réseau de courbes ( $C, \omega$ ) pour l'anode n° 1.

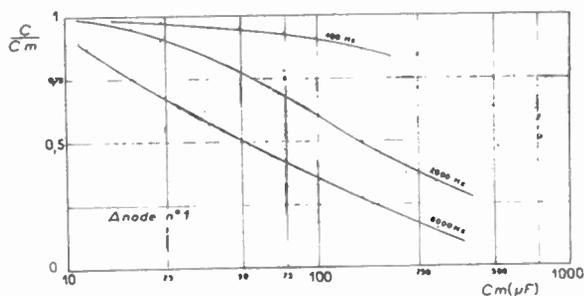


FIG. 20. — Réseau des courbes  $\left(\frac{C}{C_m}, C_m\right)$  tiré du précédent.

Les figures 21 et 22 sont relatives à la seconde anode avec les mêmes conventions.

On observe ainsi clairement, sous deux formes différentes, la décroissance du rapport  $C/C_m$  avec

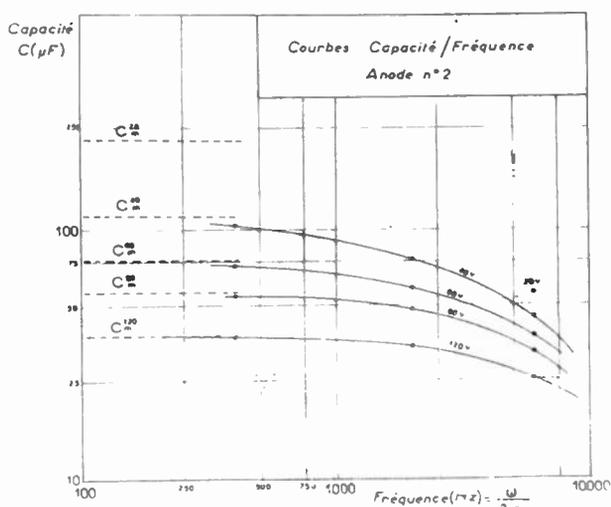


FIG. 21. — Tracé expérimental d'un réseau de courbes  $(C_a, \omega)$  pour l'anode n° 2.

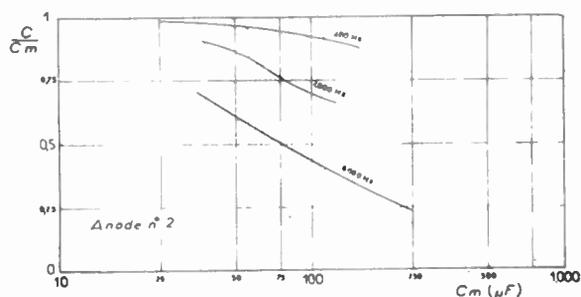


FIG. 22. — Réseau des courbes  $\left(\frac{C}{C_m}, C_m\right)$  tiré du précédent.

$C_m$  et avec la fréquence, les caractéristiques géométriques restant inchangées : cette décroissance est un peu plus rapide que la loi en  $\frac{1}{\sqrt{C_m}}$  ou  $\frac{1}{\sqrt{\omega}}$  qui n'est, rappelons-le, qu'une loi limite pour  $C_m$  infinie.

La figure 23 illustre le rôle de la conductivité de l'électrolyte, en montrant la loi de variation capacité/fréquence pour une même anode dans deux électrolytes à même point d'ébullition commença- nte, mais de conductivités très différentes  $\text{SO}_4\text{H}_2$  et  $\text{LiCl}$  : l'écart relatif de capacité est d'autant plus

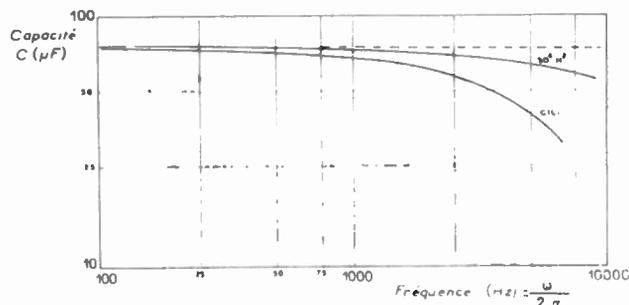


FIG. 23. — Performances comparées dans  $\text{SO}_4\text{H}_2$  et  $\text{LiCl}$ .

grand que la fréquence est plus élevée. Si le chlorure de lithium est à préférer pour des raisons de facilité de manutention et de sécurité d'emploi, l'acide permet de meilleures performances. Toutefois, les condensateurs à couche de poudre mince peuvent s'accommoder d'un électrolyte moins conducteur, qui permet des tensions limites élevées, ce qui est a fortiori le cas des condensateurs à feuilles enroulées, travaillant avec des solutions organiques visqueuses souvent très résistantes.

La figure 24 enfin, montre l'influence de la capacité cathodique : la capacité d'une même anode a été

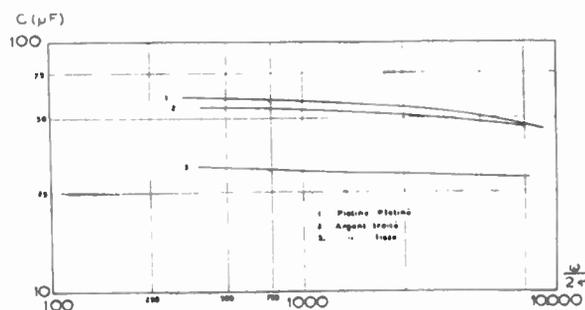


FIG. 24. — Influence de la capacité cathodique sur  $C$ .

mesurée avec deux cathodes différentes ; l'une était du platine platiné noir, l'autre, de l'argent, d'abord lisse, puis traité de manière à augmenter sa surface active ; l'efficacité du traitement superficiel apparaît ainsi de façon très nette : il est capable d'élever la capacité d'un condensateur sans rien changer à ses dimensions.

Mesure des caractéristiques.

Dans l'industrie, les condensateurs de fabrication courante sont simplement soumis (à travers une source de polarisation, si nécessaire) à une tension alternative  $U$ , et leur capacité, déterminée au moyen de la formule bien connue :

$$C = \frac{I}{U\omega} \tag{94}$$

où  $I$  est la composante alternative de l'intensité,

Mais cet essai sommaire n'a rien de commun avec les mesures systématiques auxquelles sont soumis les condensateurs au tantale.

*Isolement.* — La mesure de l'isolement n'a de sens que pour un condensateur mis sous tension depuis un certain temps ; par exemple, il serait illusoire de la faire avant 24 heures de service pour un échantillon abandonné depuis plusieurs mois.

On opère en chargeant le condensateur par une connexion directe avec la batterie, ce qui provoque un fort appel de courant, puis, en intercalant en série un micro-ampèremètre. L'intensité lue fournit l'isolement d'après la formule :

$$\tau = \frac{zCV}{i} \quad (20)$$

la source de tension continue doit être d'une stabilité parfaite, le courant  $i$  dépendant des variations de tension selon l'équation classique :

$$i = C \frac{dV}{dt} \quad (95)$$

Considérons par exemple un condensateur de  $50 \mu\text{F}$  admettant un courant de fuite de  $0,1 \mu\text{A}$  ; une variation de tension de  $0,1 \text{ V}$  en l'espace d'une seconde y crée un courant parasite de  $5 \mu\text{A}$  qui masque complètement le courant de fuite.

Les courants de fuite inférieurs au micro-ampère sont difficilement mesurables ; mais l'isolement peut être déterminé à partir de sa définition même, qui le rattache au temps de décharge du condensateur sur lui-même. Ce dernier, une fois chargé, est abandonné, soigneusement isolé. A intervalles réguliers, la tension à ses bornes est mesurée au moyen d'un voltmètre électronique, ce qui fournit une courbe  $(V, t)$ , que l'on trace en coordonnées semi-logarithmiques (fig. 27) ; dans ces conditions, la pente en un point est en raison inverse de l'isolement :

$$\tau = - \frac{1}{\frac{\partial \ln V}{\partial t}} \quad (96)$$

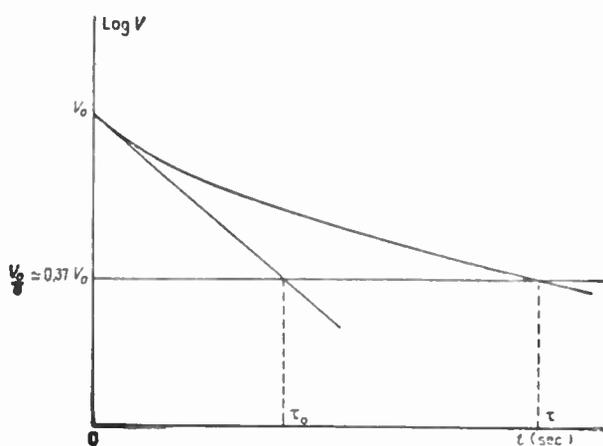


FIG. 25. — Courbes de décharge de condensateurs.

La résistance de fuite décroissant avec la tension, (Cf. formules de VERMILYEA et de AUDUBERT), ces courbes présentent une concavité dirigée vers le haut. Au contraire, un condensateur à résistance d'isolement indépendante de la tension est caractérisé par une droite de décharge, dont l'intersection avec l'horizontale d'ordonnée  $V_0/e$  fournit le point  $t = \tau_0$ .

*Caractéristiques dynamiques.* — De la distinction faite entre la capacité statique et la capacité dynamique, résulte le principe de la mesure des caractéristiques dynamiques : capacité et angle de perte en fonction de la fréquence. Ces grandeurs fondamentales sont déterminées au pont d'impédance. (fig. 26).

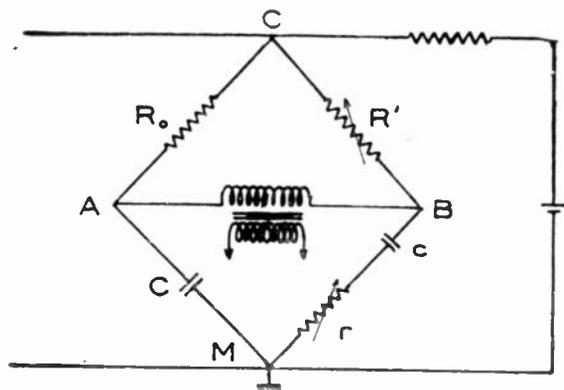


FIG. 26. — Schéma théorique du pont de mesures.

La diagonale AB est alimentée à travers un transformateur à écran par un générateur basse fréquence à battements couvrant le spectre acoustique. Une pile découplée par un condensateur fournit la polarisation, mais l'expérience a montré que sa présence n'était pas indispensable : sous de très faibles tensions alternatives, un condensateur électrolytique polarisé peut être utilisé sans polarisation sans que ses caractéristiques en soient sensiblement affectées, du fait que sa résistance de fuite garde encore une valeur élevée sous des polarisations négatives faibles, comme il s'en produit à chaque alternance du courant de mesure.

La diagonale de zéro CM est reliée à un amplificateur détecteur à œil cathodique, pouvant fonctionner en aperiodique ou accordé sur quelques fréquences pré-réglées.

Soit :

- $c$  le condensateur étalon
- $C$  le condensateur à mesurer, de résistance-équivalente-série  $R$
- $R_0$  une résistance fixe
- $R'$  et  $r$ , des rhéostats gradués.

L'équation d'équilibre du pont est la suivante :

$$\frac{r - \frac{j}{c\omega}}{R'} = \frac{R - \frac{j}{C\omega}}{R_0} \quad (97)$$

$$\text{ou } \frac{rc\omega - j}{R'c} = \frac{RC\omega - j}{R_0C} \quad (98)$$

$$\text{Si } rc\omega = RC\omega = 1g\delta \quad (99)$$

on doit réaliser :

$$R'c = RC; \quad (100)$$

$$\text{d'où : } C = \frac{R'}{R_0}c \quad (101)$$

$r$  est gradué en valeurs de  $RC$ , et  $R'$ , en valeurs de  $C$ , qu'on lit directement.

**APERÇU TECHNOLOGIQUE.**

*La poudre de tantale.* — La matière de base est le tantale pulvérulent, dont la granulométrie joue un rôle essentiel dans les performances dynamiques.

Les poudres commerciales, généralement très fines, passent au tamis 200 (ouvertures de 70 à 80  $\mu$ ), souvent même au tamis 300 (50  $\mu$ ) ; il existe également des poudres dont la majeure partie des grains ne traversent pas ce dernier tamis, mais on peut les préparer à partir de poudres très fines par traitement thermique. (cf. fig. 27 et 28).

La qualité recherchée est l'absence de poussières de tantale, capables de traverser les mailles de tous les tamis ; ces poussières, qui bouchent les pores des anodes en diminuant le facteur de porosité, peuvent être éliminées par passage au tamis 400 (35  $\mu$ ) ou mieux par sédimentation.

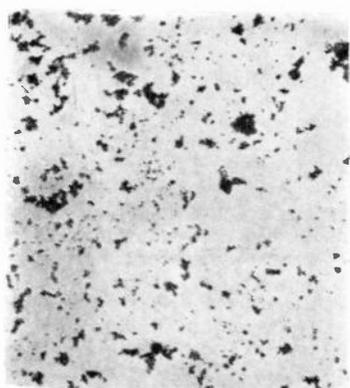


FIG. 7. — Poudre de tantale fine (X 150).

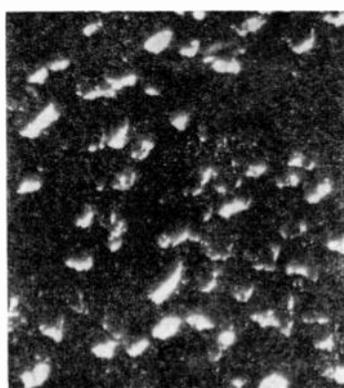


FIG. 28. — Poudre chamottée (X 30).

En incorporant un liant à la poudre, on prépare une pâte homogène qui, une fois séchée, fournit une poudre d'agglomération facile. Le liant joue un autre rôle du fait de son volume spécifique incomparablement plus élevé que celui du tantale, il contribue aussi à la porosité de la masse anodique frittée, en augmentant  $p$  sans réduire  $\sigma$ .

Les procédés de mise en œuvre de la poudre se succèdent dans l'ordre suivant :

*Moulage des anodes.* — Le moulage s'effectue sur l'armature, plaque ou fil ; dans le premier cas, la

plaque doit porter un étrier d'ancrage, qui se trouve noyé dans la poudre ; dans le second, la poudre s'agglomère autour du fil sans dispositif particulier (fig. 29).

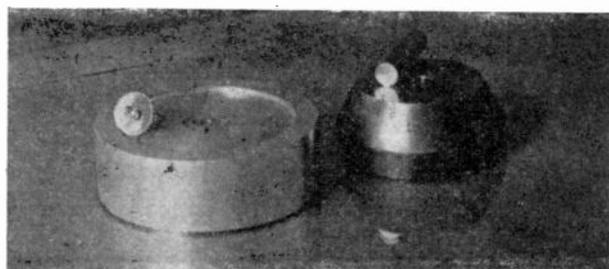


FIG. 29. A. — Moule pour anodes plates.

La transmission de la pression à travers une poudre n'étant pas hydrostatique, on observe, en s'éloignant du piston, un gradient de pression négatif qui provoque un tassement hétérogène, inconvénient d'autant plus marqué que la dimension de la pièce moulée dans le sens de l'axe de pression est plus grande par rapport à la dimension transversale. De ce fait, le moulage des pastilles plates est le plus aisé ; par contre, celui des anodes cylindriques, dont la hauteur atteint plusieurs fois le diamètre, ne peut être effectué qu'avec un moule à double effet ; pratiquement, on peut se contenter d'un moule à chemise flottante (fig. 29 B). Un dispositif, particulier permet le démoulage de ces anodes sans les forcer par extrusion à travers le moule, ce qui a pour effet de boucher les pores superficiels et de réduire les performances dynamiques.

*Frittage.* — Le frittage est un stade très impor-

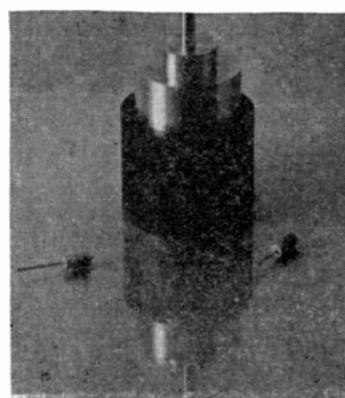


FIG. 29. B. — Moule à chemise flottante pour anodes cylindriques.

tant de la fabrication des condensateurs ; il conditionne la structure intime des anodes, et les performances dynamiques ; et, surtout, de lui dépend l'épuration complète de la surface active, clé de l'isolement.

Le chauffage du tantale donne lieu à un important dégazage, et la pression interne doit être réduite à 10<sup>-4</sup> mm de mercure, ce qui suppose des pompes à grand débit. La température est déterminée par pyrométrie optique, compte tenu d'un coefficient d'émissivité de 0,35 par rapport au corps noir. Le

mode de chauffage le plus courant est le chauffage par induction HF ou BF ; les anodes moulées sont rangées dans un cylindre en tantale qui forme spire en court-circuit.

Lors de l'élévation de température, le liant se sublime, puis, jusque vers 650°, les gaz absorbés, surtout l'hydrogène introduit lors de l'élaboration électrolytique du tantale, s'éliminent. Entre 650° C et 1 100° C aucun phénomène particulier ne se produit. Mais, vers 1 100° C, le frittage proprement dit commence cependant que le tantale absorbe les gaz résiduels du four (getter) : ces deux causes exercent sur la résistance intergrains des actions contraires. Au début, le frittage l'emporte et la résistance diminue, puis, l'absorption des gaz prédomine et provoque son augmentation à partir de 1 600° C jusqu'à 1 900° C. A partir de cette température, les impuretés s'éliminent très rapidement à l'état de composés du tantale, et la résistance intergrains diminue corrélativement. Le carbone, combiné à l'état de traces dès 1 300° C, s'élimine ensuite par oxydation ultérieure du carbure avec l'oxygène résiduel du four.

La figure 30 illustre ces variations du poids et de la résistivité du tantale fritté.

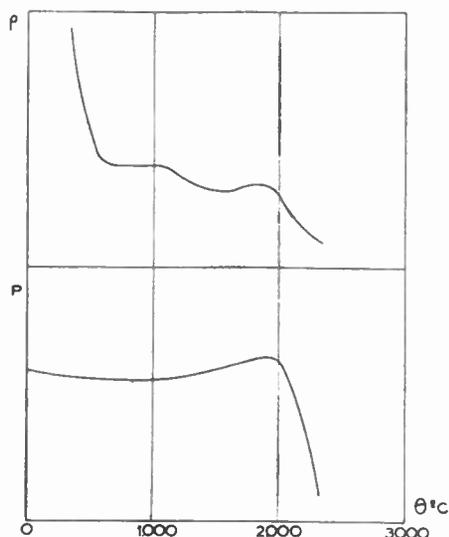


FIG. 30. — Variations du poids et de la résistivité du tantale au cours du frittage.

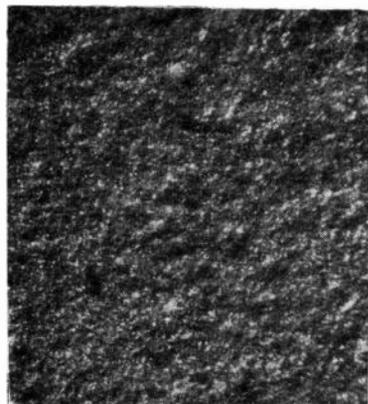


FIG. 31. — Anode frittée en poudre fine (X 30).

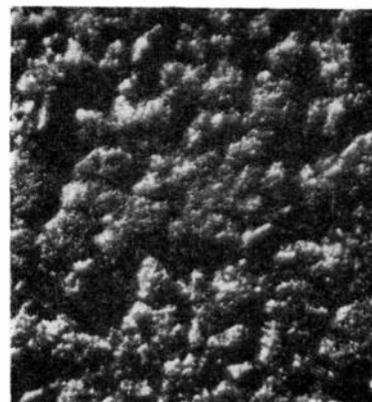


FIG. 32. — Anode frittée en poudre chamottée (X 30).

La température maxima atteinte et la durée de frittage doivent être soigneusement déterminées pour obtenir des anodes à caractéristiques fixes.

**Formation.** — A partir de leur sortie du four de frittage, les anodes doivent être manipulées avec d'extrêmes précautions de propreté jusqu'à leur capsulage, et, après formation, tout contact étranger est préjudiciable à l'isolement.

La formation s'effectue en deux étapes.

Lors de la pré-formation à froid, la couche isolante est amenée à son épaisseur et à sa teinte définitive : la densité de courant est maintenue très faible pour assurer le maximum du rendement faradique.

La formation s'opère à chaud sous une tension toujours supérieure à la tension de service.

L'électrolyte de service est soit de l'acide sulfurique, soit du chlorure de lithium à des concentrations variables. Ce dernier électrolyte, peu favorable aux performances dynamiques, peut convenir à des condensateurs prévus pour un usage « statique », par exemple des temporisations. Il présente l'avantage de rester en surfusion à des très basses températures en devenant visqueux. Toutefois, le rapport entre les potentiels de décharge des ions O et Cl sur l'oxyde de tantale (Cf. Théorie de Haring) est peu favorable au chlorure, qui admet des tensions-limites plus faibles que l'acide. Le passage d'une anode de son électrolyte de formation dans le chlorure de lithium exige toujours beaucoup de précautions.

**Fabrication des boîtiers.** — Les boîtiers sont des capsules ou des tubes en argent. Des procédés pratiques existent pour accroître leur surface active et leur capacité. L'emploi de laiton argent offre moins de sécurité, surtout pour des boîtiers de petit diamètre.

**Capsulage.** — Le capsulage requiert de grands soins : mal conduit, il peut fournir des condensateurs qui perdent leur électrolyte. Les problèmes très ardu qu'il a posés ont été résolus en associant des matières plastiques spéciales : ainsi, sont assurés l'isolement électrique entre anode et boîtier et l'étanchéité vis-à-vis d'électrolytes corrosifs dans tout le domaine de température couvert par les condensateurs.

#### RÉALISATIONS DES LABORATOIRES C.S.F.

Le premier objectif des Laboratoires C.S.F. en abordant l'étude des condensateurs au tantale, encore inconnus sur le marché français, fut l'étude de condensateurs 50  $\mu$ F 70 V d'un volume au plus égal à 1,8 cm<sup>3</sup>, ce qui imposait, au départ, une capacité volumique de 2. Ces condensateurs se présentèrent d'abord sous forme de « boutons » de 50, 25 et 12  $\mu$ F sous 70 V service. Mais, quelle que soit l'augmentation de capacité volumique obtenue par rapport à des types classiques équivalents, cette forme imprévue ne permettait pas d'exploiter à fond cet avantage, et l'on peut dire que, si le volume réel était petit, le rapport encombrement/volume, bien que difficilement chiffrable, était élevé. La forme des pièces détachées actuelles, condensateurs, résistances, tubes

à vide, étant approximativement cylindrique, il était naturel de chercher à produire des condensateurs de même forme que les condensateurs classiques, pour diminuer le rapport encombrement/volume et faciliter l'incorporation de ces nouveaux éléments aux montages modernes. De capsules plates, les boîtiers

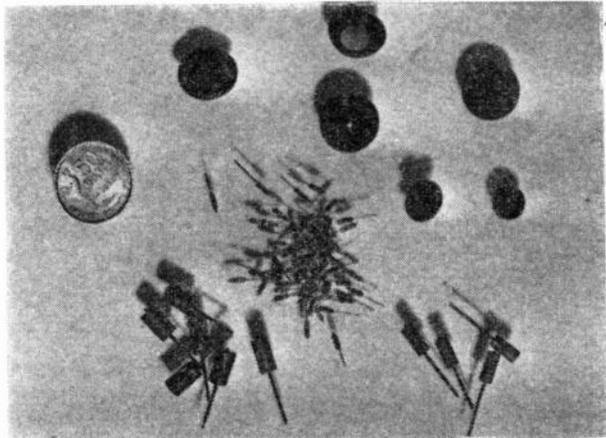


FIG. 33. — Anodes de différents types.

sont devenus des tubes borgnes ; les anodes sont des cylindres de longueur très supérieure au diamètre. Il en est résulté une appréciable diminution de matière-tantale, cette anode pouvant être agglomérée autour d'un simple fil : le poids total de métal précieux est pratiquement réduit au poids utile.

La structure comparée des deux formes est donnée sur les figures 3 et 4 ; la nouvelle, si elle représente une diminution de l'encombrement relatif, voit aussi sa capacité volumique maxima portée à 3.

Il existe actuellement deux types principaux dont les capacités CV sont de 3 500 et 100  $\mu\text{Cb}$  (avec, naturellement, une assez large bande de tolérance). En vue de constituer une série homogène, ils seront suivis de types dont les capacités seront de 1 000,

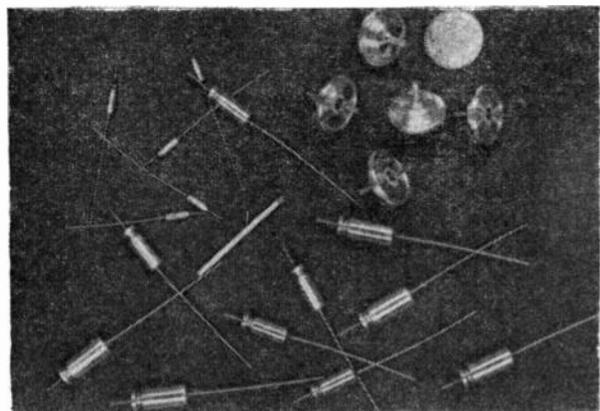


FIG. 34. — Condensateurs de différents types (3 500; 1 500 et 100  $\mu\text{Cb}$ ).

350, 35, et 10  $\mu\text{Cb}$ . La capacité volumique, égale à 3 pour les plus gros, descend à 1 pour les plus petits dont le volume est d'environ 8  $\text{mm}^3$  ; cette décroissance est due au fait que les condensateurs de différentes grandeurs ne sauraient être géométriquement semblables : plus le volume est petit, plus les volumes parasites, comme celui qui est compris entre l'anode et le boîtier, prennent d'importance relative. Les

masses sont comprises entre 7 g et 60 mg, ce qui représente 2 à 6 mg par  $\mu\text{Cb}$ , connexions non comprises.

Bien que la tension de service la plus courante soit de 70 V, d'autres ont été adoptées : 1, 3, 12, et 25 V ; elles ne dépassent pas 90/100 V.

*Caractéristiques.* — Dans le tableau 2, ont été rassemblés quelques caractéristiques des principaux types de condensateurs au tantale.

Nous donnerons aussi, à titre d'exemples, quelques courbes relatives à des condensateurs 50  $\mu\text{F}$  - 70 V à électrolyte acide, type le plus courant. Les capacités indiquées sont relatives à 50 Hz et 20° C, sauf pour les condensateurs destinés aux usages statiques.

Quel que soit le caractère instable de l'isolement, et la grande dispersion à laquelle il est sujet, les courbes 35, 36, et 37 donnent une idée des valeurs considérables qu'il peut atteindre, sans comparaison avec les condensateurs équivalents à l'aluminium.

TABLEAU 2

Type	$\varnothing$ mm	L mm	V $\text{mm}^3$	Poids g	$\mu\text{Cb}$
T 3500	9	20	1 250	6,2	3 000
					3 500
T 1000	6,5	14	500	3,5	700
					1 000
T 100	3	9,5	70	0,5	50
					100
T 10	1,2	7,3	8	0,06	5
					10
MV 3500	12/9	17	1 250	6	3 000
					3 500
MV 350	7,2/5,1	8,3	220	1	300
					350

Il existe des éléments dont le courant de fuite demeure inférieur à 1  $\mu\text{A}$  à 70° C, après 1 000 heures de service à cette température.

Les courbes 38 et 39 illustrent les performances dynamiques aux basses températures d'un condensateur moyen. A titre de comparaison, la figure 40 montre les variations relatives de la capacité, avec

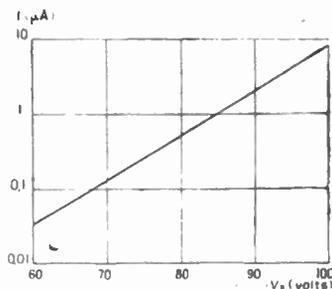


Fig. 35. — Variations du courant de fuite  $i$  avec la tension  $V$  à 25° C.

du chlorure de lithium comme électrolyte de service ; elles sont incomparablement plus grandes.

Enfin, les courbes 41 et 42, relatives à des condensateurs à très forte capacité, réservés aux usages

fait faire un bond à la capacité volumique des condensateurs électrolytiques, en provoquant la réalisation des condensateurs au tantale.

Les recherches poursuivies aux Laboratoires C.S.F.

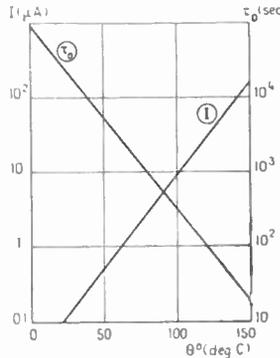


Fig. 36. — Variations concomitantes de l'isolement  $\tau$  et du courant de fuite  $i$  avec la température  $\theta$  sous 70 V.

« statiques » en raison de la faiblesse de performances dynamiques inhérente à la structure des anodes frittées, montrent les variations de capacité avec la température pour 4 échantillons, et la stabilisation progressive au cours du temps du courant de fuite de l'un d'eux mis sous différentes tensions. Il convient de noter, que la tension de service théorique était de 6 V.

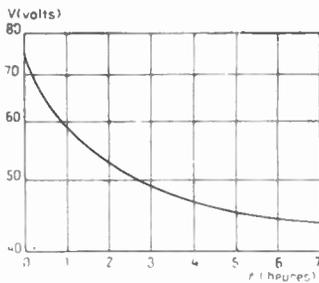


Fig. 37. — Courbe de décharge dans la résistance de fuite.

**Conclusion.**

La recherche de la miniaturisation des équipements, souci majeur de l'électronique moderne, a

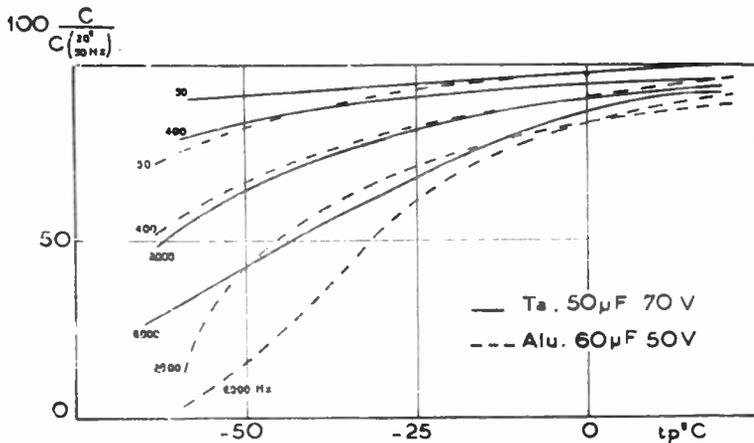


Fig. 38. — Variation de la capacité avec la température à diverses fréquences.

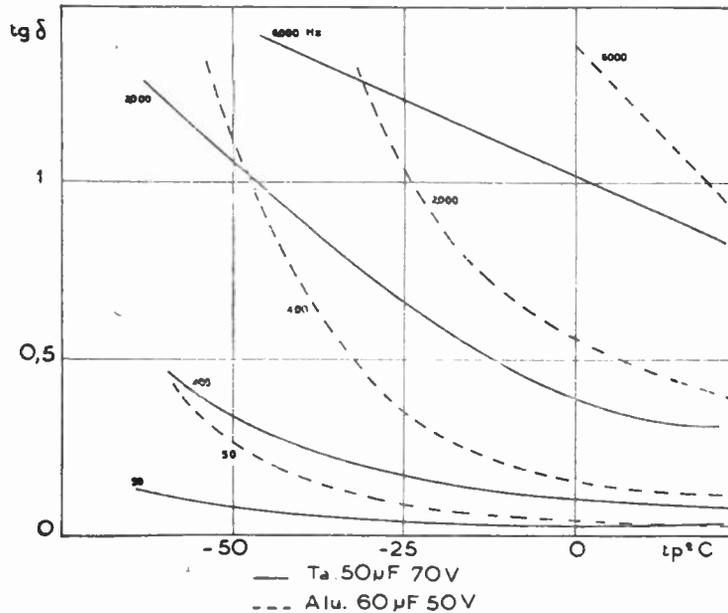


Fig. 39. — Variation de l'angle de perte ( $Tg d$ ) avec la température à diverses fréquences.

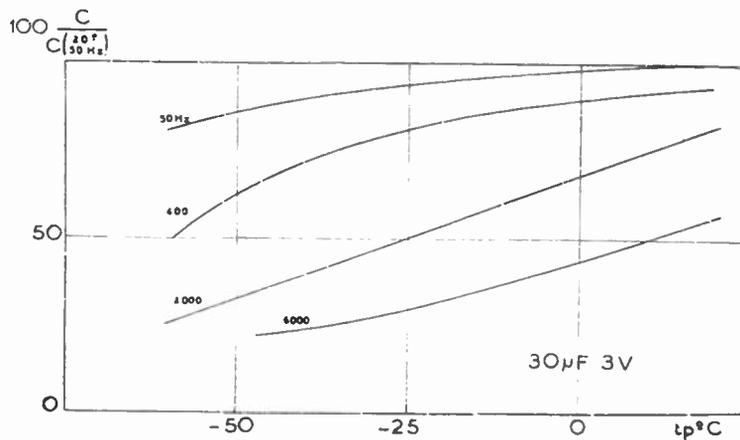


Fig. 40. — Variations de la capacité avec la température à diverses fréquences en électrolyte neutre.

ont abouti à la réalisation d'un condensateur cylindrique de 50  $\mu F$  sous 70 V service d'un volume de 1,2  $cm^3$ , ce qui représente une capacité volumique record de 3 microcoulombs par centimètre cube. Mais la demande croissante de condensateurs subminiatures de la part de constructeurs d'appareils spéciaux, tels que ceux de prothèse auditive où tous les éléments (lampes y compris) sont réduits à l'extrême, et l'avènement de circuits transistorisés ont nécessité la réalisation de nouveaux condensateurs à la même échelle, destinés à n'emmagasiner que des énergies minimes du même ordre de grandeur que celles qui sont mises en jeu dans les appareils destinés à les utiliser. L'emploi du tantale a donné naissance à une nouvelle série de condensateurs micro-tubulaires, dont le volume a pu être réduit jusqu'à 8  $mm^3$  pour le plus petit, capable d'emmagasiner

10  $\mu$  Cb. L'ensemble complet des divers modèles offrira une série homogène, dont les capacités, en micro-coulombs, forment la suite :

3 500, 1 000, 350, 35, 10.

Sous un volume réduit à l'extrême, ces condensateurs présentent un *isolement remarquable*, même

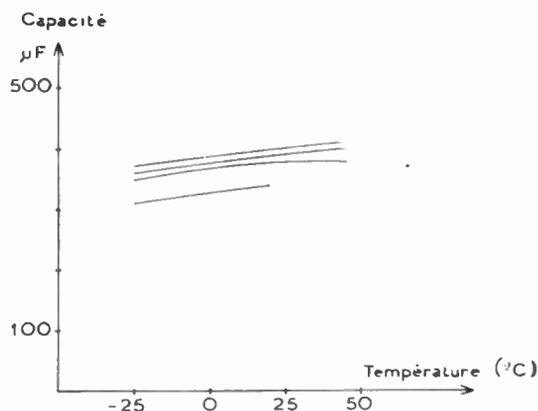


Fig. 41. — Variation de la capacité  $C_m$  avec la température.

à des températures élevées. Certains éléments, abandonnés isolés après charge, gardent encore la moitié de leur charge au bout de plusieurs jours. Mais la structure particulière des anodes, qui exige des électrolytes extrêmement conducteurs, sous peine de voir réduire dans des proportions inacceptables les performances dynamiques, proscrit par là même les tensions limites élevées, 100 volts étant une

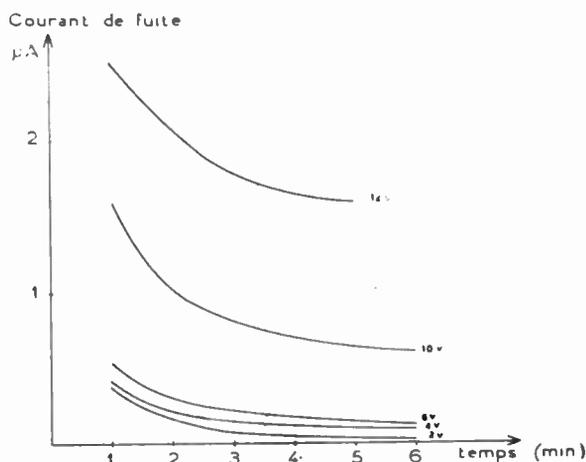


Fig. 42. — Variation du courant de fuite avec le temps sous diverses tensions.

limite adoptée dans la pratique. Il convient de noter à ce sujet que les nouveaux équipements électroniques subminiatures ne mettent généralement en jeu que des tensions faibles : cette restriction est plus apparente que réelle.

L'obtention des tensions élevées exige l'association en série des condensateurs à anode frittée ;

mais il existe aussi des condensateurs au tantale à feuilles enroulées en tous points analogues aux condensateurs à l'aluminium classiques, et pour lesquels l'emploi d'un électrolyte organique à faible conductivité autorise un accroissement notable de la tension-limite.

L'étude de ces condensateurs, dont la réduction de l'encombrement n'est plus le trait dominant, fait partie du programme des laboratoires C.S.F.

La mise au point et la réalisation des condensateurs électrolytiques au tantale constituent une entreprise difficile qui a exigé des recherches systématiques dans les domaines aussi variés que la métallurgie, l'électrochimie, la chimie, l'électronique, la mécanique et la technologie pure. Des difficultés majeures ont été surmontées, mais bien des points demandent encore à être élucidés, dont certains, et non des moins embarrassants, sont d'ordre technologique. La poursuite du programme bénéficiera, comme par le passé, des encouragements d'organismes officiels comme le S.T.T.A. (Service Technique des Télécommunications Air) et le S.R.C.T. (Service de Recherches et Contrôle des Télécommunications) qui ont toujours suivi nos progrès avec beaucoup d'intérêt et que nous remercions ici bien vivement.

#### BIBLIOGRAPHIE

- B.H. PORTER. — Tantalum Capacitors. *Radio Engineering*, t. 14-15, Août 1935.
- A. GUNTHERSCHULZE et H. BETZ. — Electrolytic Condensers, V.V.M. Krayn, Berlin 1937.
- R. AUDUBERT et ROULEAU. — Polarisation anodique du tantale. *J. Chim. Phys.* t. 37, 1940, p. 102.
- R. AUDUBERT et CORNEVIN. — Mécanisme du passage du courant à travers une anode de tantale. *J. Chim. Phys.* t. 38, 1941, p. 46-58.
- G. RAOULT. — Condensateurs électrolytiques. Masson, Paris 1945.
- A.M. GEORGIEV. — The Electrolytic Capacitor. Murray Hill Books, New York, 1945.
- R.M. MYERS. — The sintering of Electrolytic Tantalum Powder. *Metalurgia*, 1948, p. 307-310.
- A. JENNY. — The anodic oxydation of Aluminium and its alloys. Tr. by W. LEWIS, Griffin. London. 1950.
- R. DESCHEPPER. — Les condensateurs électriques. Dupuis. Paris.
- L.W. FOSTER. — Tantalytic Capacitors. *Gen. El. Rev.* Oct. 51, p. 30-38.
- R.A. RUSCETTA. — Electrolytic Capacitor. U.S. Pat. 2 566 908, Sept. 1951.
- H.E. HARING. — The mechanism of Electrolytic Rectification. *Electrochem. Soc.* Vol. 99, n° 1, Janv. 1952, p. 30-37.
- D.A. VERMILYEA. — Anodic Oxide Films on Tantalum. *Acta Metall.* t. 1, 3, 1953.
- TECHNICAL STAFF of A.H. HUNT Ltd. — Metallized Paper Capacitors. *Wireless World.* Vol. LV, n° 1-2, Déc. 1949, p. S 10 - S 12.
- D.A. Mc LEAN. — Metallized Paper for Capacitors. *Proc. of the IRE.* Vol. 38, n° 9, Sept. 1950.
- J.R. VEEKS. — Metallized Paper Capacitors, p. 1010 - 1014. *Proc. of the I.R.E.*, Vol. 38, n° 9, p. 1015-1018.
- A. DANZIN. — Les diélectriques céramiques à haute constante diélectrique. Cas des titanates. *Annales de Radioélectricité*, t. V, n° 21, Juillet 1950, p. 230-242.
- N. THIEN-CHI et J. VERGNOLLE. — Condensateurs Electrolytiques au Tantale. *Annales de Radioélectricité*, t. IX, n° 35, Janv. 1954.

# NOUVEAUX ALLIAGES A HAUTES PROPRIÉTÉS MAGNÉTIQUES ET MAGNÉTOSTRICIVES

PAR

A. VILLACHON

*Directeur du Département Métallurgie de Précision  
Société Métallurgique d'Imphy*

*Exemple d'application aux transformateurs, par M. Legros, Ingénieur à la Cie Française Thomson-Houston*

Les alliages à hautes propriétés magnétiques sont connus depuis longtemps, les plus remarquables étant les ferro-nickels plus ou moins complexes fabriqués en France sous les marques ANHYSTER B, ANHYSTER D, MUMÉTAL, MUMÉTAL au MOLYBDÈNE<sup>1</sup>; les tôles au silicium utilisées pour la construction de transformateurs et de machines tournantes, connues sous les dénominations « tôle 1,3 W-1,6 W », sont également de création ancienne ainsi, d'ailleurs, que l'alliage H.P.M. remarquable par sa perméabilité notablement plus élevée. Nous nous bornerons donc à en rappeler les caractéristiques dans un bref résumé reproduit en fin d'article.

Tous ces alliages ont été créés à une époque où l'on considérait une bande métallique comme un tout, sans pénétrer plus avant dans la constitution de la matière. Les progrès effectués dans le domaine des rayons X et par suite, de la cristallographie, ont permis de pousser plus loin les investigations et de préciser les relations qui existent entre les propriétés d'un élément et son orientation cristalline.

On sait que le nickel cristallise dans le système « cubique à faces centrées », c'est-à-dire que la maille élémentaire de son édifice atomique est constituée par un cube, les atomes étant disposés au sommet et au centre des faces (fig. 1).

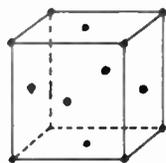


FIG. 1.

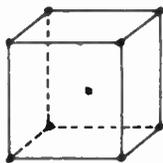


FIG. 2.

Le fer  $\alpha$ , au contraire, cristallise dans le système « cubique centré » et non « à faces centrées » comme le nickel, c'est-à-dire que la maille élémentaire de l'édifice atomique est ici constituée par un cube comme dans le cas du nickel, mais les atomes sont disposés uniquement au sommet du cube et au point de rencontre des diagonales d'espace, c'est-à-dire au centre du cube (fig. 2) alors que dans la maille du nickel il n'y a pas d'atomes au centre du cube mais au centre des faces.

Le fer  $\gamma$ , au contraire, cristallise comme le nickel dans le système cubique à faces centrées.

Nous reviendrons ultérieurement sur cette différence.

## Rappel de quelques définitions cristallographiques.

A) Il est nécessaire de disposer d'un système de notation pour définir les différents plans d'un cristal. Pour ce faire, on les caractérise par une série de trois chiffres appelés « indices de Miller ».

Les indices de Miller sont définis à partir des segments interceptés par ces plans sur les trois axes d'un trièdre de référence, en prenant pour unité l'arête de la maille élémentaire.

Pour déterminer les indices de Miller d'un plan, on procède de la façon suivante :

- Mesurer les segments interceptés sur les trois axes,
- Prendre l'inverse des nombres obtenus,
- Réduire aux trois plus petits nombres entiers proportionnels à ces inverses,
- Placer les 3 nombres entre parenthèses.

Dans le cas particulier des cristaux cubiques qui nous intéressent, si l'on considère le trièdre ayant 0 pour sommet et trois faces perpendiculaires du cube (a, b, c, d), (d, c, e, g), (b, c, e, f), (fig. 3). leur position est définie de la façon suivante :

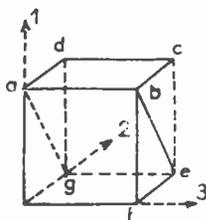


FIG. 3.

Les coordonnées du plan « a, b, c, d, » seront :

$$\left. \begin{array}{l} \text{par rapport à l'arête 1 : } \frac{1}{1} \\ \text{par rapport à l'arête 2 : } \frac{1}{\infty} \\ \text{par rapport à l'arête 3 : } \frac{1}{\infty} \end{array} \right\} \text{ soit (100)}$$

De même les coordonnées du plan « d, c, e, g, » sont 0-1-0 (soit 010) et celle du plan « b, c, e, f, », 0-0-1, soit (001). Les faces étant cristallographiquement équivalentes, on a l'habitude de désigner une face par le symbole (100).

B) Pour une direction, les indices de Miller sont les trois plus petits nombres entiers proportionnels aux 3 cosinus directeurs de la direction. Ils sont placés entre crochets [ ].

*Dans le système cubique, une direction donnée est perpendiculaire au plan portant les mêmes indices et inversement.*

Les directions des 3 plans que nous avons considérés étant désignées par (100), (010), (001), celles des trois arêtes de trièdres qui sont respectivement perpendiculaires à ces plans seront désignées par [100], [010], [001].

De même que pour les plans, toutes les directions d'arêtes étant cristallographiquement équivalentes, les directions d'arêtes sont habituellement désignées par le symbole unique [100].

Partant de la base ainsi définie, on a cherché quelles étaient les directions géométriques particulières que l'on pouvait considérer ; ce sont les axes cristallographiques définis par :

- les directions d'arête,
- les directions de diagonale de face,
- les directions de diagonale d'espace.

On remarque qu'un plan diagonal permet de définir ces trois directions :

- 2 arêtes parallèles,
- 2 diagonales de face parallèles,
- 2 diagonales d'espace.

Expérimentalement, il a été possible de découper dans un monocristal de taille suffisante un échantillon suivant ce plan diagonal, et à partir de la petite plaquette ainsi préparée on a étudié les propriétés du cristal suivant ces trois directions particulières.

Le plan diagonal « a, b, e, g, » a les coordonnées suivantes d'après ce qui a été dit plus haut : 1-1-0 ; il est donc désigné par le symbole (110) (fig. 4).

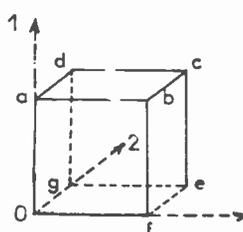


FIG. 4.

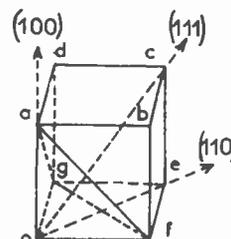


FIG. 5.

La direction d'arête est perpendiculaire au plan (100) défini plus haut ; elle est désignée par [100] comme nous l'avons déjà vu.

La direction « diagonale de face a, d » est perpendiculaire au plan diagonal (110). Elle est désignée par [110].

Enfin, un plan remarquable est celui qui passe par les trois sommets séparés du sommet O par l'arête, ce plan « a, f, g » est, par définition, le plan (111) ; il est perpendiculaire à la diagonale d'espace « 0, c » issue de O, celle-ci est donc repérée par la désignation [111].

Les axes principaux du cube qui sont ces trois directions remarquables sont donc désignés par les notations suivantes :

- direction d'arête [100].
- direction diagonale de face [110].
- direction diagonale d'espace [111].

Remarquons que d'autres arêtes et diagonales pourraient être repérées par exemple par les mêmes groupes de chiffres permutés :

- arête : [ 00 ] [010] [001]
- diagonale de face : [110] [101] [011]
- diagonale d'espace : [111]

ces exemples n'étant d'ailleurs pas limitatifs ; mais répétons que les plans ou les directions portant les mêmes indices en valeur absolue, quel que soit leur ordre, étant cristallographiquement équivalents, nous n'utiliserons, pour simplifier l'écriture, que la première de ces combinaisons.

En résumé, chaque édifice cristallin est constitué par un empilage de ces cubes, les axes principaux du cristal sont respectivement parallèles ou perpendiculaires aux arêtes [100], aux diagonales de face [110], et aux diagonales d'espace [111].

### Application à la métallurgie.

Dans tous les cas, on a pu en découpant comme nous l'avons signalé plus haut les plaquettes dans les plans privilégiés des monocristaux, étudier les propriétés suivant les directions privilégiées et on s'est aperçu que ces propriétés varient suivant ces directions. En particulier, K. HONDA et S. KAYA (1) ont montré que les propriétés magnétiques des monocristaux de fer et de nickel varient suivant les directions dans lesquelles on les relève.

Ces variations extrêmement importantes sont données par les diagrammes ci-après (fig. 6).

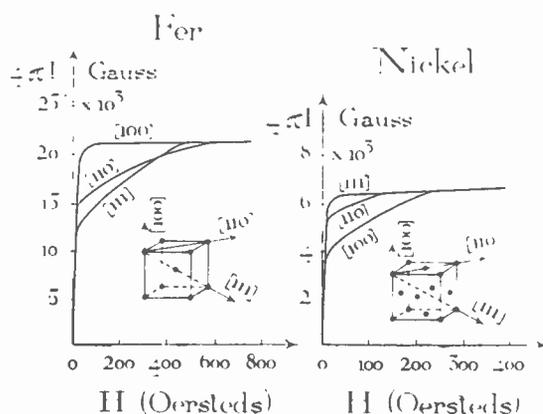


FIG. 6. — Anisotropie magnétique des monocristaux de fer et de nickel (K. Honda et S. Kaya).

Les efforts des métallurgistes se sont développés pour tirer partie de ces remarques.

Nous avons examiné ci-dessus le cas du fer  $\alpha$ , variété allotropique normale du fer pur à la température ambiante et jusqu'à 850° ; à cette température le fer  $\alpha$  se transforme en fer  $\gamma$  qui cristallise dans le même système que le nickel. Nous ne parlerons pas, intentionnellement, du fer  $\delta$  que l'on rencontre principalement à des températures très élevées ou dans des conditions particulières, sans intérêt dans le cas présent.

Certaines additions faites au fer élèvent la température de transformation  $\alpha \rightarrow \gamma$ , c'est le cas du silicium ; en particulier, une addition de 2 à 3 % de Si qui correspond à celle que l'on rencontre dans les tôles pour transformateurs élève cette température jusqu'au voisinage du point de fusion sans perturber la constitution cristallographique de sorte que les monocristaux des Fe-Si considérés sont à toute température des cubes centrés et ils possèdent une direction d'aimantation privilégiée ou « facile » qui est la direction [100], direction d'arête.

Au contraire, l'addition de nickel au fer déplace ce point de transformation fer  $\alpha \rightarrow$  fer  $\gamma$  vers les basses températures, de sorte que pour des additions massives de l'ordre de 50 % de nickel, le fer se trouve à l'état  $\gamma$  depuis les plus basses températures jusqu'au températures les plus élevées. Les travaux de M. P. CHEVENARD (2) dans les laboratoires d'Imphy ont apporté à cette question toute lumière désirable.

Le fer  $\gamma$  cristallise dans le même système que le nickel « cube à face centrée ». Les alliages Fe-Ni à teneur élevée en nickel remarquables par leurs propriétés magnétiques cristallisent donc dans le système « cubes à faces centrées ».

Toutefois, des additions massives de nickel ne sont pas sans influencer sur les propriétés magnétiques de l'alliage obtenu, chacun des deux éléments ayant ses particularités. Si l'on se reporte aux diagrammes ci-dessus, on voit que les directions de « facile » aimantation et de « difficile » aimantation ne sont pas les mêmes pour le fer et pour le nickel.

Les ferro-nickels réversibles offrent toute la gamme des combinaisons intermédiaires entre ces deux extrêmes. C'est ainsi que pour le Fe-Ni titrant 50 % Ni, la direction de « facile » aimantation est la direction d'arête [100], puis vient la direction diagonale d'espace [111] et enfin la direction d'aimantation la moins favorable est la diagonale de face [110].

Ces remarques sont résumées dans le tableau ci-dessous :

	facile aimantation	intermédiaire	direction la moins favorable
Fe	[100]	[110]	[111]
Fe à 50 % Ni	[100]	[111]	[110]
Ni	[111]	[110]	[100]

Préparés suivant les conditions anciennes, c'est-à-dire sans précautions particulières, les métaux et alliages sont constitués d'une multitude de cristaux pour lesquels les orientations des axes principaux sont réparties suivant les lois du hasard, c'est-à-dire que la distribution de différentes orientations cristallines est statistiquement la même dans toutes les directions. Le métal est dit isotrope, c'est-à-dire que ses propriétés sont les mêmes quelle que soit la façon dont les éprouvettes d'essais sont prélevées.

Il est évident que si dans une pièce les cristaux pouvaient tous être orientés de la même façon, on aurait une direction de facile aimantation correspondant à une perméabilité particulièrement élevée, encore faudrait-il que cette direction privilégiée soit telle que l'on puisse technologiquement utiliser ses propriétés.

Les efforts ont donc été poursuivis dans ce but et ils se poursuivent encore car il faut avouer que si, jusqu'à présent, on est parvenu à préparer des matériaux possédant une orientation cristallographique homogène, et par suite une direction de facile aimantation bien définie, on n'a pas encore pu modifier cette orientation dans un sens déterminé à l'avance.

Nous exposerons maintenant les résultats obtenus, en agissant à la fois sur l'élaboration du métal, sur les conditions de recuit et d'écroutissage, sur la combinaison de ces différents facteurs, dans le cas des métaux ou alliages cristallisant dans les systèmes « cube centré » et « cubes à faces centrées », c'est-à-dire plus particulièrement les Fe-Si titrant 2 à 3 % Si et les Fe-Ni titrant 50 % Ni et 50 % Fe.

En ce qui concerne les métaux ayant la structure « cubes à faces centrées » l'orientation obtenue dans

des feuillets minces laminés à froid et traités thermiquement, correspond à un empilage régulier de cubes, faces contre faces, d'où le nom de « texture cubique » ou « texture en dés » donné à ce mode d'orientation (fig. 7). Les faces sont parallèles ou perpendiculaires à la surface de la bande ; deux arêtes

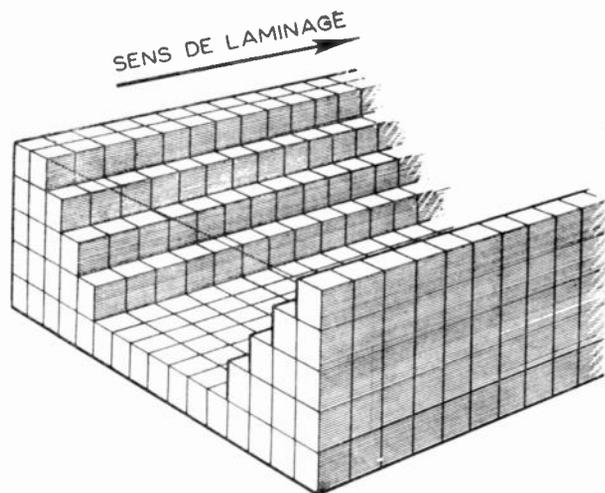


FIG. 7.

sont donc dans le plan de laminage, l'une est orientée suivant la direction du laminage, l'autre est perpendiculaire à cette direction tout en étant dans ce même plan ; la troisième arête est perpendiculaire au plan de laminage. La direction d'aimantation facile [100] coïncide donc avec la direction du laminage ou la direction perpendiculaire. C'est le cas des Fe-Ni 50.50 préparés en France par la Société Métallurgique d'Imphy sous le nom de RECTIMPHY (2-3).



FIG. 8.

En ce qui concerne les métaux ayant la structure « cube centré » l'orientation obtenue dans des feuillets laminés à froid et traités thermiquement est plus complexe (fig. 8) : une seule direction d'arête est dans le plan du laminage, elle coïncide d'ailleurs également avec le sens du laminage. Les directions

d'aimantation facile étant toujours les directions d'arête [100], il en résulte que dans ce cas la perméabilité la plus élevée n'est pratiquement obtenue que si la direction du champ inducteur est parallèle à la direction du laminage, alors que dans le cas précédent elle pouvait être obtenue dans deux cas : pour la direction du champ parallèle à la direction de laminage et pour une direction perpendiculaire, c'est-à-dire suivant la largeur de la bande.

Nous négligeons toujours l'épaisseur de la bande, celle-ci étant très faible dans ces réalisations, aucune pièce ne peut être prélevée dans la direction perpendiculaire au plan de laminage, contrairement à ce que peuvent laisser supposer les figures 7 et 8 considérablement agrandies.

### Circuits coupés en Imphysil.

La Société Métallurgique d'Imphy a réalisé un alliage Fe-Si à 3 % de Si environ et à structure orientée. Comme il a été dit plus haut, cet alliage cristallise dans le système cubique centré, l'orientation obtenue est l'orientation dite « le cube sur l'arête » (fig. 8), elle fait apparaître une seule direction privilégiée sur les bandes minces laminées à froid et traitées, c'est la direction du laminage. Dans cette direction toutes les propriétés magnétiques sont exaltées : Cycle d'hystérésis très étroit à coude brusque, d'où pente très forte de la courbe  $B = f(H)$ , perméabilité très élevée.

Le tableau ci-dessous donne une comparaison numérique entre les valeurs obtenues dans cette direction, les valeurs obtenues dans la direction perpendiculaire et dans la direction la moins favorable pour les feuillets orientés ; il donne également les caractéristiques des feuillets laminés à froid, traités mais non orientés, ainsi que les caractéristiques des anciennes tôles laminées à chaud dites « à 1,6 W ».

	FEUILLARD LAMINÉ A FROID TRAITÉ			TOILES LAMINÉES A CHAUD	
	Métal orienté IMPHYSIL			Qua- lité 1,6 W	Qua- lité 1,2 W
	Sens du lami- nage	Per- pend. au sens de lami- nage	à 55° du sens de lami- nage		
Pour 10 000 gauss 50 Hz					
Pertes totales W/kg	0,6 à 0,7	1,2	1,2	1,2 à 2	1,6
H At/cm max.	0,2 à 0,3	2	3,5	1 à 1,4	4,5
Pour 15 000 gauss 50 Hz					
Pertes totales W/kg	1,6 normal	2,5	3,5	2,7 à 5	5
H At/cm max.	1,1	10	13	4	45

Ces propriétés déjà remarquables pour 10 000 gauss sont accompagnées d'un relèvement de la courbe « induction-champ » qui permet d'atteindre des inductions très élevées avec des champs pratiquement réalisables, de sorte que ce métal est utilisé

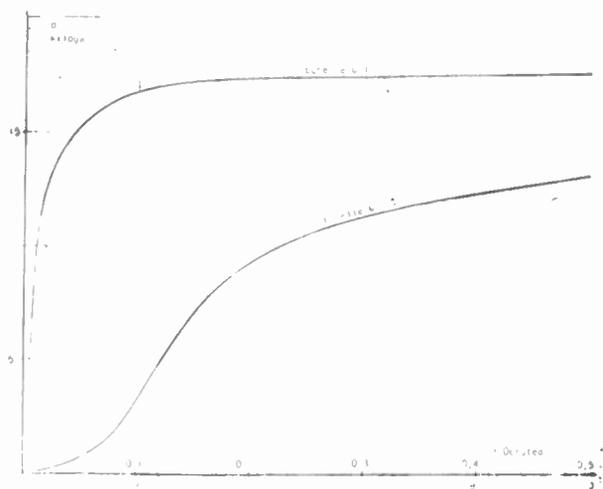


FIG. 9. — Courbe d'induction normale en courant continu sur tores circulaires Imphysil.

à une induction de 17 000 gauss pour laquelle on a encore dans le sens privilégié des pertes de l'ordre de 2 W/kg ainsi qu'une perméabilité correspondant à un champ  $H$  de 1,6 At/cm max (diagramme figures 9 et 10).

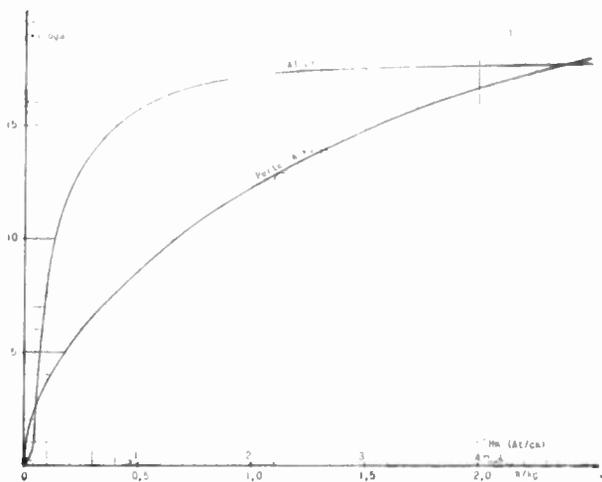


FIG. 10. — Pertes et Ampères-tours à 50 p/s sur tores circulaires Imphysil.

Bien entendu, ces performances remarquables ne peuvent être obtenues que si la direction du champ inducteur coïncide avec la direction du laminage qui est la seule direction privilégiée (la direction perpendiculaire à la précédente n'est d'ailleurs pas la plus mauvaise ; celle-ci est définie par la diagonale d'espace [111] qui fait, avec la direction privilégiée, un angle de 55°).

Pour obtenir de bons résultats, il faut donc que l'axe du bobinage soit parallèle au sens du laminage. Ceci exclut l'utilisation de profils découpés suivant la technique ancienne, ces profils ayant obligatoirement une branche qui se trouve mal orientée.

L'utilisation la plus parfaite est celle d'un tore réalisé avec une bande spiralée (fig. 11).

Malheureusement, cette conception se heurte à la difficulté de réalisation du bobinage qui nécessite des machines spéciales et qui est long et coûteux.

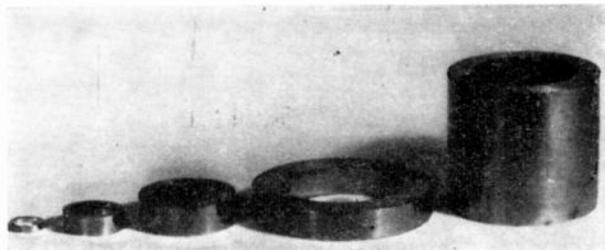


FIG. 11. — Photographie de tores.

Cette servitude aurait rendu difficile l'utilisation des grandes possibilités qu'offre cet alliage sur le plan industriel et en aurait limité l'usage.

La difficulté a pu être tournée par l'artifice suivant : la bande est spiralée autour d'un mandrin de section rectangulaire, le circuit monobloc obtenu constitue un circuit fermé comme le tore et ne présenterait pas d'intérêt supérieur si, après avoir collé les spires par imprégnation, on ne l'avait coupé en deux parties qui affectent la forme d'un «C» (fig. 12).

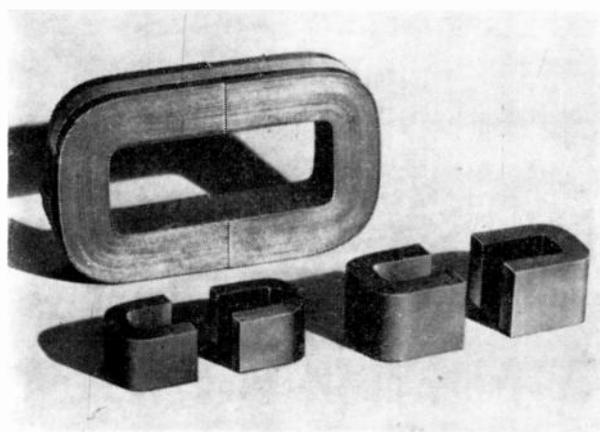


FIG. 12. — Photographie de circuits coupés Imphysil.

Grâce à de grandes précautions techniques lors du façonnage du circuit, de son collage, de sa coupure en particulier afin d'éviter d'altérer les propriétés et de produire des bavures susceptibles de court-circuiter les spires, il a été possible de conserver sensiblement au métal les hautes caractéristiques qu'il possédait et que nous illustrons par les diagrammes ci-joints (figures 13, 14 et 15). La coupure, dont les faces sont soigneusement travaillées, se traduit, en fin de compte, par un entrefer total garanti inférieur à 0,03 mm, sa valeur la plus fréquente étant de 0,02 mm à 0,025 mm.

Grâce à cette réalisation poursuivie à Imphy sous l'impulsion du Service Technique des Télécommunications de l'Air (S.T.T.A.), il est possible de préparer séparément des bobinages de série suivant la technique ancienne, de mettre en place les deux parties du circuit coupé qui seront ensuite serrées l'une contre l'autre par une bande de cerclage com-

me il est fait pour cercler une caisse. Une pince spéciale dynamométrique a été mise au point à cet effet ; le serrage désiré obtenu, la bande est immobilisée par une soudure d'étain rendue très facile, les bandes fournies étant livrées étamées.

périodes, ils sont réalisés en bande de 30 à 35 /100 mm d'épaisseur. Pour les fréquences de 400 périodes qui se généralisent dans la Marine et l'Aviation, on utilise de la bande de 10/100 mm d'épaisseur et enfin sur demande spéciale, la Société Métallurgique

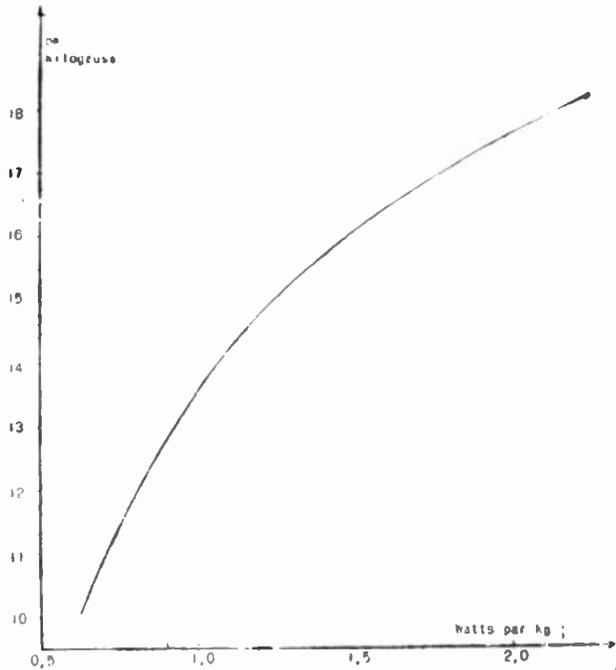


FIG. 13. — Courbe de pertes à 50 p/s sur circuits, coupés Imphysil.

Ces circuits sont réalisés suivant une gamme dimensionnelle très étendue qui a fait l'objet d'une normalisation par le C.C.T.U. (N° 343), les Pouvoirs Publics ayant tenu à ce que ce matériel puisse être interchangeable avec le matériel étranger le plus souvent rencontré. Pour les fréquences de 50

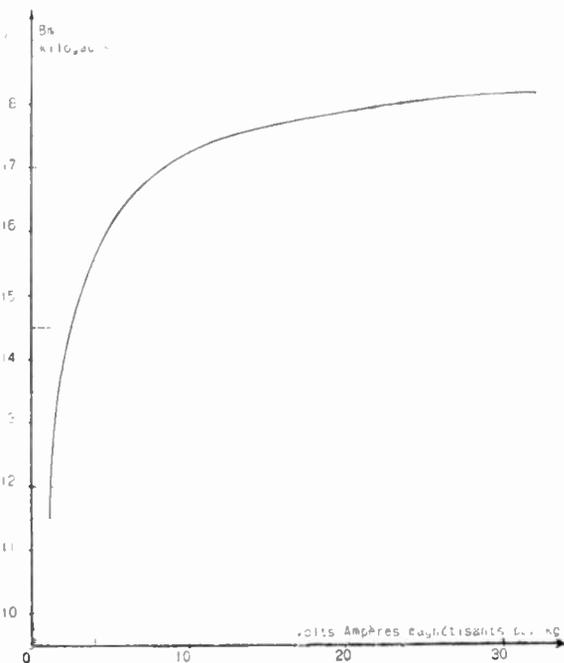


FIG. 14. — Courbe de volts-ampères magnétisants à 50 p/s sur circuits coupés Imphysil.

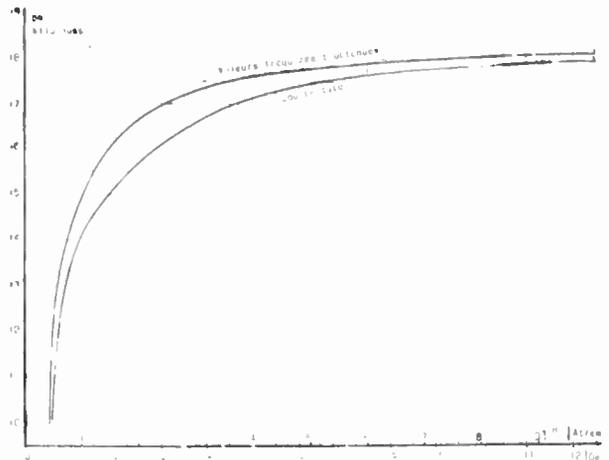


FIG. 15. — Courbe d'induction sinusoïdale en fonction du champ à 50 p/s sur circuits coupés Imphysil.

d'Imphy réalise des circuits avec de la bande de 5/100 mm pour les hyperfréquences et les utilisations en régime d'impulsion. A titre d'exemple, nous reproduisons les diagrammes principaux obtenus à 400 périodes avec des circuits réalisés à partir de bande de 1/10 mm (figures 16, 17 et 18).

Ces circuits justifient un changement complet dans la technique de construction des petits transformateurs à laquelle ils apportent un double avantage. Sur le plan technique, les faibles pertes, la haute perméabilité permettant de travailler à une induction de 17 000 à 18 000 gauss conduisent à une économie très importante sur le poids de fer et principalement sur le poids de cuivre si coûteux ; c'est ainsi que le gain de poids sur un transformateur est de 30 à 40 %. Sur les selfs, leur intérêt est peut-être

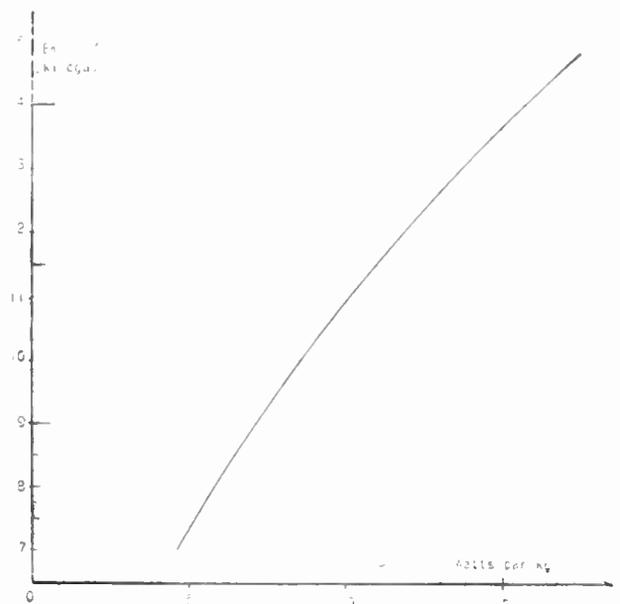


FIG. 16. — Courbe de pertes à 400 p/s sur circuits coupés Imphysil.

plus grand, le gain de poids par rapport aux tôles à 1,3 W a pu être de 60 % sur le fer et de 55 % sur le cuivre, en outre, la forme même de ces circuits permet le réglage facile de l'entrefer par l'adjonction

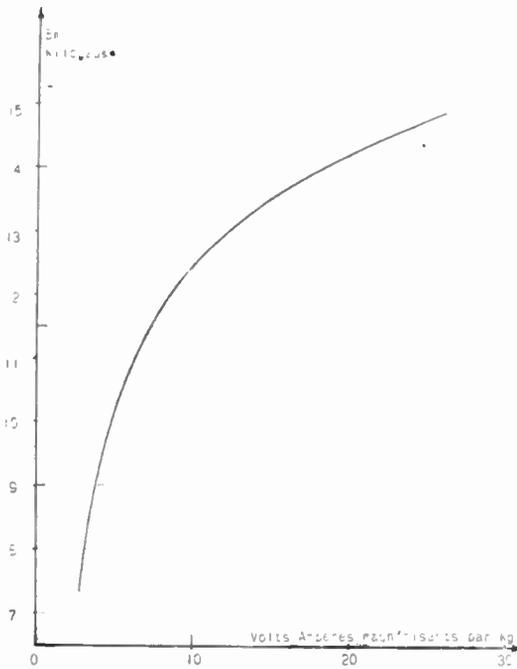


FIG. 17. — Courbe de volts-ampères magnétisants à 400 p/s sur circuits coupés Imphysil.

de cales d'épaisseur entre les 2 branches avant le cerclage. L'exemple donné en fin de paragraphe met en évidence les résultats obtenus pour un type d'alimentation complètement utilisé en électronique. Sur le plan réalisation, l'utilisation de ces

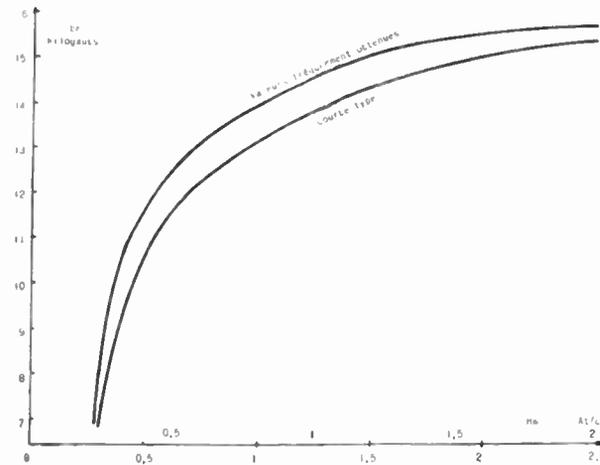


FIG. 18. — Courbe d'induction sinusoïdale en fonction du champ, à 400 p/s, sur circuits coupés Imphysil.

circuits conduit à une grande simplicité de montage et permet, par la suppression de « l'entôlage » particulièrement long et onéreux pour les faibles épaisseurs, une économie notable de main-d'œuvre et de place et élimine le risque important d'altérer les propriétés magnétiques par des manipulations auxquelles tous les alliages magnétiques, et principalement les alliages de qualité, sont si sensibles.

Enfin, une question importante est celle de la mise en place et de la fixation du bobinage. Dans le but de permettre aux usagers de tirer parti au maximum des avantages de cette réalisation, et afin de leur éviter le souci de créer des accessoires d'autant plus onéreux qu'ils sont fabriqués en petite quantité, la Société Métallurgique d'Imphy, à la demande des constructeurs, a réalisé les dispositifs de flasques-supports et de boîtiers étanches étamés permettant le montage de transformateurs et d'inductances, tant à l'air que dans l'huile. Ces accessoires ont également fait l'objet d'une normalisation (C.C.T.U. N° 343) et leurs dimensions discutées avec les utilisateurs permet d'assurer l'interchangeabilité avec le matériel étranger le plus souvent rencontré (fig. 19).

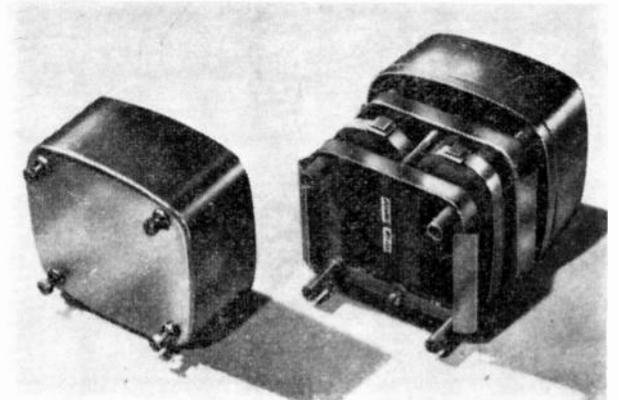


FIG. 19. — Vu de boîtiers étanches pour circuits coupés Imphysil.

Disons enfin que les circuits coupés en Imphysil réalisés pour la construction de transformateurs sont également utilisés pour la réalisation d'amplificateurs magnétiques de puissance élevée. Ils doivent ce succès à la montée rapide de la courbe Induction-Champ qui se traduit par une perméabilité maxi-

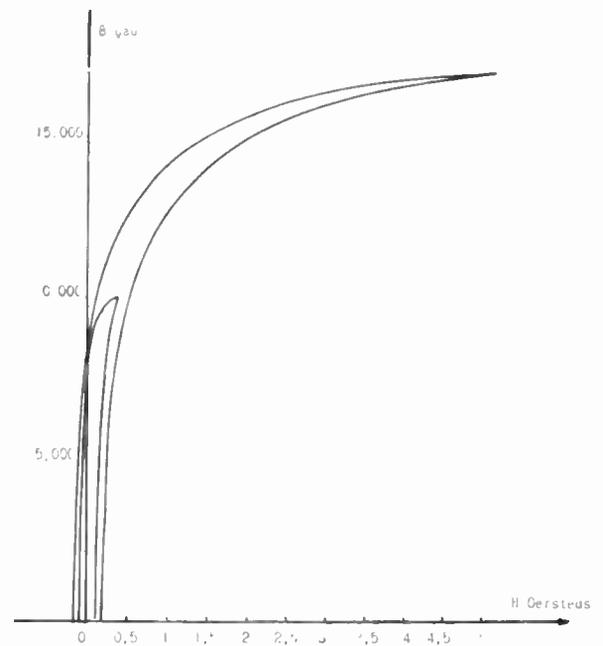


FIG. 20. — Cycle d'hystérésis en courant continu sur circuits coupés Imphysil.

mum de 40 à 50 000, au coude relativement brusque de cette courbe au voisinage de la saturation elle-même très élevée et, enfin, à l'étroitesse du cycle d'hystérésis que nous reproduisons (fig. 20), caractérisé par un champ coercitif de 0,25 œrsted environ. Il n'en reste pas moins que le véritable alliage pour amplificateurs magnétiques, alliage créé et contrôlé pour cette application, est un autre alliage à grain orienté dont nous allons parler.

*Exemple de réalisation d'une alimentation de 1 000 watts utilisant les tôles silicium découpées qualité 1,3 watt, d'une part, et les circuits coupés en Imphysil d'autre part.*

Cette alimentation comprend les éléments suivants :

1° Un transformateur de chauffage et de polarisation :

$$120 V_{cc} \text{ } 150 \text{ mA} - 2 \times 5 \text{ V } 3 \text{ A}$$

2° Une inductance de filtrage :

$$25 \text{ Henrys } 150 \text{ mA} - \text{ondulation } 0,85 \%$$

3° Un transformateur de chauffage :

$$5 \text{ V } 15 \text{ A} \text{ (isolement } 2 \text{ 000 V)}$$

4° Un transformateur anodique :

$$2 \text{ 500 } V_{cc} \text{ } 300 \text{ mA} \text{ (isolement } 6 \text{ 000 V)}$$

5° Une inductance de filtrage 2 500 V (isolement 6 000 V)

$$16 \text{ Henrys } 300 \text{ mA} - \text{Ondulation } 1,4 \%$$

6° Un transformateur anodique :

$$500 V_{cc} \text{ } 150 \text{ mA} \text{ (isolement } 2 \text{ 000 V)}$$

7° Une inductance de filtrage 500 V (isolement 2 000 V) :

$$12 \text{ Henrys } 150 \text{ mA} - \text{ondulation } 0,22 \%$$

8° Un transformateur de chauffage de Phanotron 2,5 V 10 A + 2 × 2,5 V 5 A (isolement 6 000 V)

9° Un autotransformateur 250/110 V 13 A (isolement 2 000 V).

Le tableau ci-après fixe les idées sur le gain en poids et en encombrement que l'on peut espérer obtenir en utilisant les circuits coupés en Imphysil et les boîtiers étanches.

### Rectimphy.

Les Laboratoires d'Imphy ont également poursuivi leurs efforts pour obtenir des alliages Fe-Ni orientés. Le plus remarquable d'entr'eux est l'alliage titrant 50 % Fe et 50 % Ni, appelé « RECTIMPHY » étudié par M. E. Josso, ingénieur au service des recherches [3] [4].

Cet alliage qui cristallise dans le système cube à face centrée est orienté suivant la disposition en « dés » ainsi qu'il a été dit plus haut c'est-à-dire que le plan (100) est confondu avec le plan de laminage, les directions d'arêtes [100] sont respectivement parallèles ou perpendiculaires à la direction du laminage. Un tel matériau placé dans un champ orienté dans le sens du laminage se comporte comme un monocristal orienté suivant une direction d'aimantation facile, il se sature d'un seul coup lorsque le champ atteint une valeur déterminée ce qui se traduit par un coude brusque sur la courbe d'induction.

Le cycle d'hystérésis a une forme caractéristique à allure rectangulaire qui a motivé le choix du nom de cet alliage. Son induction rémanente est très voisine de l'induction de saturation. Le cycle d'hystérésis très étroit montre un champ coercitif très faible de l'ordre de 0,08 à 0,1 œrsted. La courbe B = f (H) croît extrêmement rapidement ce qui correspond à une perméabilité maximum qui peut dépasser 100 000. Les diagrammes ci-joint (fig. 21), établis en cou-

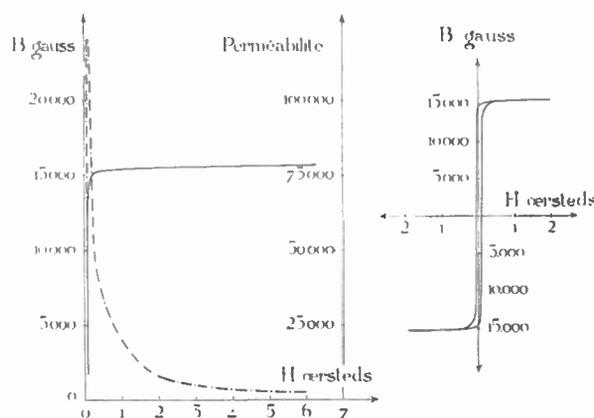


FIG. 21. — Cycle d'hystérésis et perméabilité du Rectimphy. En trait plein courbe d'induction; en trait pointillé courbe de perméabilité

	Poids en kg			Surface en dm <sup>2</sup>		
	Circuits coupés en Imphysil + huile	Tôles Silicium 1,3 W + huile	Gain %	Circuits coupés Imphysil	Tôles Silicium 1,3 W	Gain %
Transformateur de chauffage + polarisation	2,900	5,100	43	1,25	1,48	15
Inductance de filtrage polarisation	1,400	3,100	55	0,55	1,13	51
Transformateur de chauffage	2,200	4,520	51	0,875	1,13	23
Transformateur anodique 2 500 V.	14,500	27,000	46	2,59	4,60	43
Inductance de filtrage	2,500	6,800	63	0,875	1,48	41
Transformateur anodique 500 V.	3,900	6,800	42	1,25	1,48	15
Inductance de filtrage	1,400	3,100	55	0,55	1,13	51
Transformateur de chauffage (Phanotron)	2,200	4,520	51	0,875	1,13	23
Autotransformateur	14,500	27,000	46	2,59	4,60	43
<b>ALIMENTATION COMPLETE</b>	<b>45,500</b>	<b>87,940</b>	<b>38 %</b>	<b>11,4050</b>	<b>18,16</b>	<b>37 %</b>

rant continu et au fluxmètre, illustrent ces propriétés qui sont résumées dans le tableau ci-dessous :

CARACTÉRISTIQUES MAGNÉTIQUES DU RECTIMPHY

Perméabilité maximum .....	$\mu_{max} = 80\ 000$ à $150\ 000$
Champ correspondant à la perméabilité maximum .....	$H = 0,1$ Oersted
Champ coercitif .....	$H_c = 0,1$ Oersted
Induction de saturation .....	$B_s = 15\ 000-16\ 000$ Gauss
Induction rémanente .....	$B_r = 14\ 000-15\ 000$ Gauss
Résistivité .....	$\rho = 46\ \mu\Omega/cm^2$

Les diagrammes de la fig. 21 sont établis en courant continu au fluxmètre. S'ils traduisent bien les propriétés physiques de l'alliage, on peut toutefois leur reprocher d'être trop éloignés des conditions pratiques d'emploi industriel qui font appel au courant alternatif ; celui-ci se trouve d'ailleurs déformé puisqu'on l'utilise au voisinage de la saturation du métal, il est donc difficile à définir. On est, par suite, amené à faire les mesures à l'oscilloscope et les diagrammes ci-joints traduisent donc les propriétés du RECTIMPHY en régime dynamique (fig. 22, 23 et 24).

Cette méthode n'est pas sans inconvénient dans le cas de mesures de contrôle industrielles, aussi certains utilisateurs ont-ils proposé un dispositif de contrôle particulièrement étudié pour vérifier les propriétés de base essentielles dans le cas de l'application du RECTIMPHY aux amplificateurs magnétiques ; le RECTIMPHY est, en effet, le type d'alliage convenable pour cette application, on peut même dire qu'il a été créé pour elle ; il est donc normal que les caractéristiques essentielles soient contrôlées dans des conditions qui se rapprochent le plus de la réalité. Un tel dispositif de contrôle adopté par la Société « Le matériel électrique S.W. » fera l'objet d'une très prochaine publication.

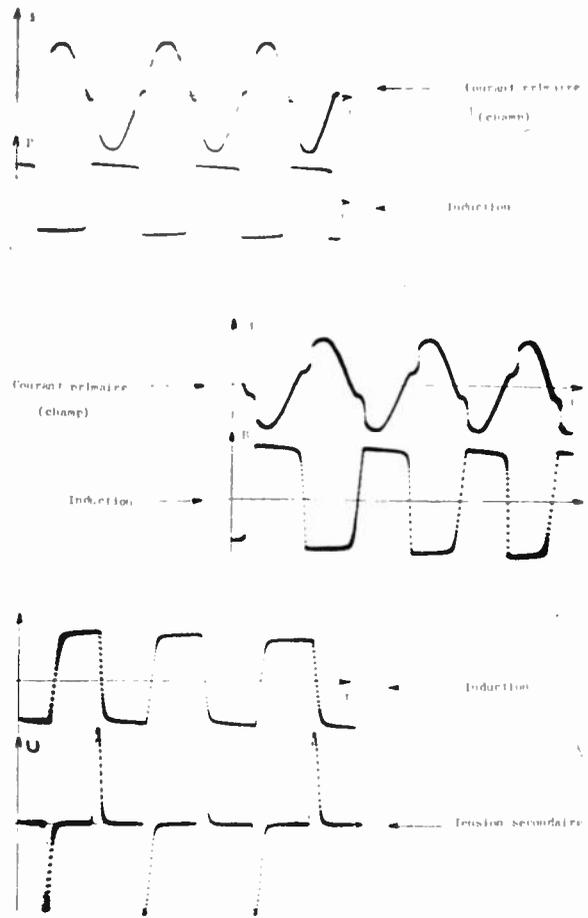


FIG. 23. — Oscillogrammes relevés sur tores Rectimphy, à 50 p/s. Exemples de déformations du courant primaire, de l'induction et de la tension secondaire produites par un noyau de Rectimphy, en bande de 0,07 mm d'épaisseur

Applications du Rectimphy.

La forme même de la courbe caractéristique induction/champ de cet alliage permet pour une faible

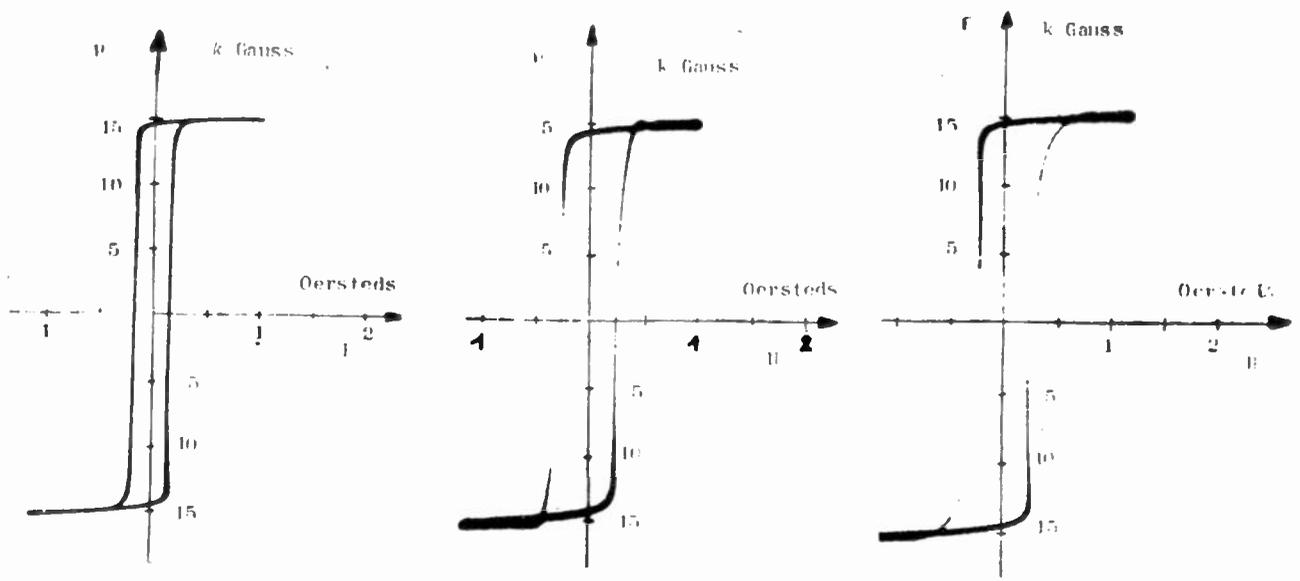


FIG. 22. — Oscillogrammes relevés à 50 p/s sur tores Rectimphy, en bande de 0,07 mm d'épaisseur.

Induction approximativement sinusoïdale

Champ approximativement sinusoïdal.

Champ et induction déformés.

valeur du champ inducteur, et par conséquent du courant, de saturer facilement le noyau magnétique. En d'autres termes, il sera possible de faire varier la perméabilité apparente du noyau très rapidement autour d'une valeur maximum élevée. Le coefficient

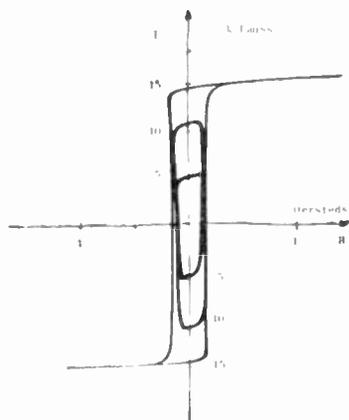


Fig. 24. — Oscillogrammes relevés à 50 p/s sur tores Rectimphy, en bande de 0,07mm d'épaisseur

Cycles d'hystérésis dynamiques correspondant à différentes valeurs de l'induction maximum.

de self-induction d'une bobine à noyau magnétique est proportionnel à la perméabilité  $\mu$  du métal. Il s'en suivra donc une variation extrêmement rapide de la valeur de son inductance  $L$  et, par conséquent, de son impédance  $L\omega$  pour une très petite variation du champ. C'est sur cette variation très rapide de l'impédance que reposent différentes applications du Rectimphy.

**Amplificateurs magnétiques.**

Si l'on suppose 2 noyaux  $N_1$  et  $N_2$  travaillant suivant le schéma de principe de la figure 25, au voisinage du coude de saturation et dont les enroulements sont parcourus par un courant alternatif, il sera possible au moyen d'un enroulement auxiliaire

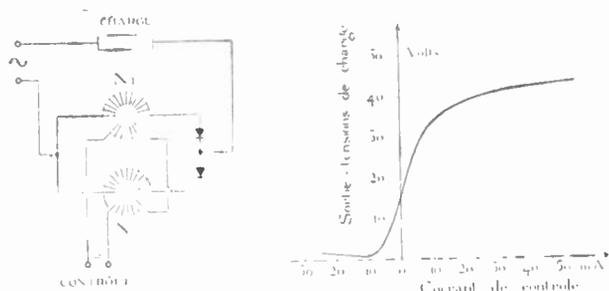


Fig. 25. — Schéma d'amplificateur magnétique et courbe caractéristique.

parcouru par du courant continu, de contrôler comme le ferait un rhéostat la puissance d'utilisation. A noter que dans ce cas particulier on contrôle un courant (d'ailleurs redressé dans le schéma proposé) alternatif au moyen d'un courant continu. En effet, une petite modification du courant continu de contrôle va produire une modification importante de l'impédance et le système absorbera plus ou moins de puissance.

Le facteur d'amplification en puissance ou gain — rapport de la puissance d'utilisation à la puissance de contrôle, qui peut atteindre plusieurs millions — sera fonction de la pente de la courbe de perméabilité et de la valeur maximum de cette perméabilité. L'induction à saturation relativement élevée du Rectimphy — > 15 000 gauss — permet en outre un bon rendement.

**Redresseurs mécaniques.**

La difficulté majeure dans tout redresseur mécanique réside dans la détérioration plus ou moins rapide des contacts par des étincelles très vives. Ces étincelles sont dues à la surtension qui se produit lors de la coupure extrêmement rapide du circuit.

Une inductance saturable dont le noyau magnétique est constitué en RECTIMPHY déformera le courant de telle sorte qu'il apparaîtra une plage d'intensité presque nulle de durée variable, au moment de l'inversion des alternances, ainsi que cela est schématiquement représenté dans les diagrammes de la figure 26. Il sera alors facile de régler la coupure à

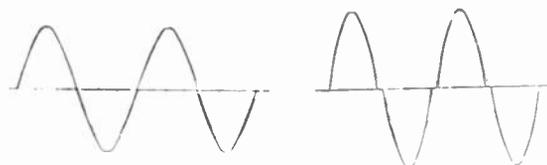


Fig. 26. — Oscillogrammes à gauche : sans self saturable à droite : après insertion d'une self saturable en Rectimphy

l'instant où l'intensité «  $i$  » est pratiquement nulle et l'on aura alors  $\frac{di}{dt} \neq 0$ . Il n'y aura pas de production d'étincelles et, par conséquent, pas d'attaque des contacts.

Le RECTIMPHY peut être aussi utilisé dans les montages électroniques pour la production de tensions élevées, de déclenchements d'ondes rectangulaires. Le graphique (voir fig. 23, page 348) montre la forme des tensions que l'on peut recueillir. Nous citerons également une application du RECTIMPHY dans les organes de mémoire de machines à calculer électroniques.

**Précautions d'utilisation.**

De si belles performances ne vont pas sans entraîner certaines servitudes. Nous n'insisterons pas sur les difficultés de cette fabrication qui exige des soins minutieux depuis l'élaboration du métal jusqu'aux dernières opérations de finition ; les traitements thermiques, en particulier, doivent être faits à des températures contrôlées à quelques degrés près et en l'absence de toute contamination possible, c'est-à-dire en atmosphère d'hydrogène rigoureusement pur et sec, cette dernière condition correspondant à un point de rosée inférieur à  $-40^\circ \text{C}$ .

L'orientation cristalline ne peut être obtenue que grâce à un corroyage à froid très intense, de sorte que cet alliage ne peut être réalisé qu'en bandes très minces. Les caractéristiques que nous avons repro-

duites ont été obtenues sur tores spiralés réalisés avec de la bande ayant une épaisseur de 0,07 mm ; il est très possible d'obtenir des bandes plus minces de 0,02 mm, et même de 0,01 mm, désirables dans le domaine des hyperfréquences.

Par contre, toute augmentation d'épaisseur de la bande correspond à une diminution du taux de corroyage, à une moins bonne orientation cristallographique et, par suite, à un amoindrissement des caractéristiques ; il ne semble pas que l'on puisse envisager pratiquement la réalisation de bandes de plus de 0,15 mm.

L'orientation cristallographique dont nous avons parlé plus haut : cubes à faces centrées, orientés suivant la structure en dé, conduit à l'existence de 2 directions privilégiées (directions d'arête [100]) dans le plan du laminage, l'une coïncidant avec le sens du laminage et l'autre avec la largeur de la bande. On peut donc envisager le découpage de profils à condition que les parties dans lesquelles est induit le flux magnétique soient ou parallèles ou perpendiculaires au sens de laminage (fig. 27). Toutefois, il convient de remarquer que le flux doit, pour passer

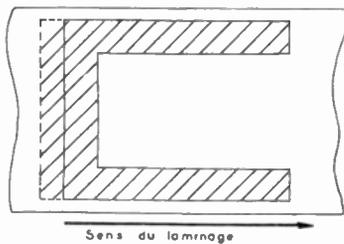


FIG. 27.

d'une jambe à l'autre traverser le métal en faisant un angle de  $45^\circ$  par rapport à la direction privilégiée ; il y aura donc là un étranglement magnétique ; aussi, le talon des pièces découpées en U, est-il renforcé afin d'augmenter la section de fer. Par ailleurs, l'impossibilité de réaliser des épaisseurs notables jointes à la très grande sensibilité du métal aux déformations, mêmes minimales, résultant des manipulations, rendent l'utilisation de profils découpés particulièrement délicate. Ajoutons, enfin, que l'utilisation de profils introduit toujours dans le circuit magnétique un entrefer qui nuit aux performances du métal et, en particulier, diminue l'allure rectiligne du cycle. Cet entrefer provoque la réduction de la pente de la partie montante de la courbe d'induction d'où une augmentation notable du champ nécessaire (fig. 28) pour arriver à la saturation. En outre, la

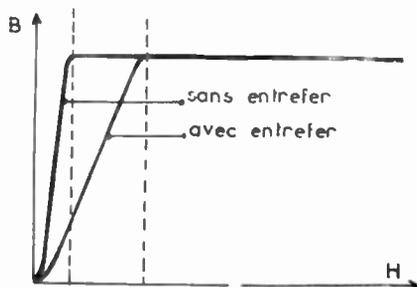


FIG. 28.

réductance élevée de l'entrefer, aussi petit soit-il, peut, dans le cas des profils imbriqués, amener une saturation des régions proches, beaucoup plus tôt que dans les autres parties du circuit magnétique (fig. 29). De même le flux de fuite sera plus important.

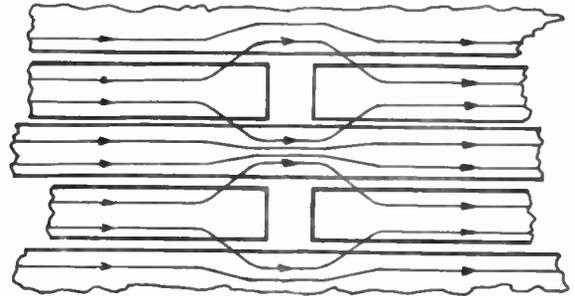


FIG. 29.

L'effet résultant sera une déformation de la courbe d'induction dont le « genou » s'arrondit.

Pour toutes ces raisons et pour toute application de précision, la forme d'utilisation est presque obligatoire, c'est celle du tore réalisé à partir de bande spiralée (voir fig. 11).

Le traitement thermique est effectué sur ces tores terminés qui doivent être manipulés avec de grandes précautions. Afin de permettre le transport, puis la réalisation des bobinages sur le tore, celui-ci est placé à l'usine dans de petits boîtiers rigides fermés qui sont collés afin d'éviter toute manipulation inconsidérée du métal dont la conséquence serait la destruction de ses propriétés les plus intéressantes (fig. 30).

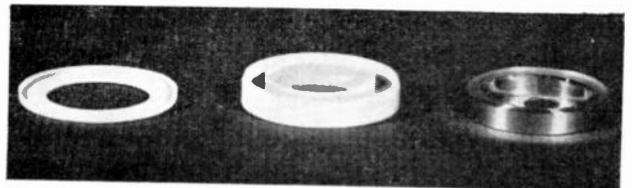


FIG. 30. — Vu d'un tore Rectimphy et de son boîtier de protection.

Les précautions nécessaires étant ainsi prises, le RECTIMPHY est d'une utilisation industriellement commode dans les domaines les plus divers dont les principaux, seulement, ont été mentionnés plus haut. Précisons que les dimensions des tores ainsi réalisés sont les plus variées, depuis les anneaux de 10 à 12 mm de diamètre et comportant quelques spires seulement, jusqu'aux tores massifs de 200 mm de diamètre et d'un poids de plusieurs kg.

### Magnétostriction.

*Alliage JOULPHY* [5]. On sait que tous les produits magnétiques subissent une variation de dimensions, lorsqu'on les soumet à l'action d'un champ magnétique (Effet Joule). Cette modification, mesurée parallèlement au champ appliqué, est, soit un allongement (magnétostriction positive), soit une

contraction (magnétostriction négative). Certains métaux, tels que le fer, voient leur magnétostriction changer de signe suivant la grandeur du champ, ainsi que le montre le diagramme de Schulze [6] (fig. 31).

Le coefficient de magnétostriction  $\lambda$ , grandeur physique qui mesure l'amplitude du phénomène est défini par la variation de longueur :  $\lambda = \frac{\Delta L}{L}$  subie par le matériau lorsqu'on le sature magnétiquement.

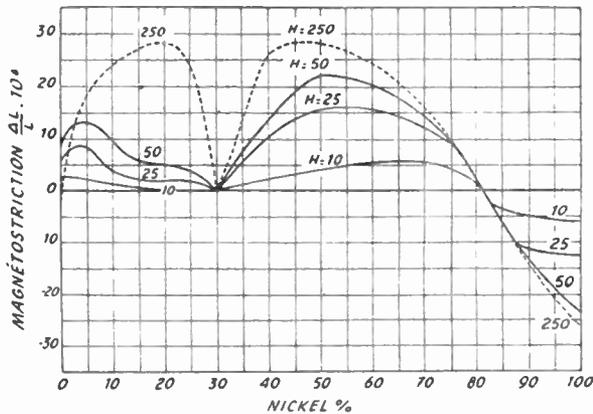


FIG. 31. — Courbe de magnétostriction des Fe-Ni pour différentes valeurs du champ magnétique

La magnétostriction est fréquemment utilisée pour transformer des phénomènes électriques en phénomènes mécaniques. Parmi les applications les plus répandues, on peut citer :

— La génération des ultra-sons pour sondages sous-marins, la précipitation des poussières, la destruction des microbes, la production des phénomènes de cavitation, la réalisation de mélanges intimes ou d'émulsions par agitation magnétostrictive, etc...

Pour ces applications, l'élément actif est un circuit magnétique ouvert ou fermé, feuilleté ou non, constitué par un métal ou par un alliage à coefficient de magnétostriction élevé ; mais quelle que soit la matière choisie, l'amplitude des effets mécaniques est toujours faible. En effet, les coefficients de magnétostriction moyens des produits magnétiques les plus courants sont les suivants :

Matière	Coefficient de magnétostriction
fer	$- 8 \times 10^{-6}$
nickel	$- 30 \times 10^{-6}$
cobalt	$- 50 \times 10^{-6}$
ferro-nickel à 36 % Ni (Invar)	$+ 15 \times 10^{-6}$
» à 50 % Ni	$+ 25 \text{ à } +30 \times 10^{-6}$
» à 60 % Ni	$+ 20 \text{ à } +25 \times 10^{-6}$
» à 78 % Ni	$+ 1,5 \text{ à } +5 \times 10^{-6}$

Si par, exemple, on soumet un barreau de nickel ayant 1 m de long à un champ magnétique suffisam-

ment intense pour produire la saturation du métal, ce barreau se raccourcira de 0,003 centimètre, c'est-à-dire de 3/100 de millimètre.

Nous avons pensé qu'il devait être possible d'engendrer, par la magnétostriction, des effets mécaniques d'un ordre de grandeur incomparablement plus grand en constituant l'élément actif, non pas avec un métal unique, mais en associant deux métaux ou alliages présentant des coefficients de magnétostriction différents de façon à constituer un ensemble bimétallique analogue dans son aspect et dans son mode de réalisation, aux bilames thermiques.

Le fonctionnement des bilames thermiques est basé sur la différence de coefficients de dilatation thermique des deux éléments constitutifs de la bilame ; il en résulte, sous l'action d'une élévation de température, une différence d'allongement de ces deux constituants, celle-ci se traduit par une incurvation de la bilame. Le métal Joule qui n'est en quelque sorte qu'une « bilame magnétostrictive » est constitué par deux alliages possédant des coefficients de magnétostriction différents qui subiront, sous l'action d'un champ magnétique, une différence d'allongement ou de contraction dont le résultat aura le même effet qu'une variation de température sur les bilames thermiques, c'est-à-dire une incurvation de la lame.

Considérons, par exemple, un élément bimétallique ayant la forme d'une lame de longueur  $L$  et d'épaisseur  $e$ , constitué de 2 lames soudées à plat  $A$  et  $B$ , ayant respectivement les coefficients de magnétostriction  $\lambda_A$  et  $\lambda_B$ . Si on encastre cet élément à une de ses extrémités et si on le soumet à l'action d'un champ magnétique, on constate qu'il s'incurve, et la flèche due au changement de courbure croît au fur et à mesure que la grandeur du champ augmente, jusqu'à ce que la saturation magnétique soit atteinte.

Si on admet que  $A$  est en nickel et  $B$  en Invar, que la longueur  $L$  est égale à 1 m et l'épaisseur  $e$  à 1 mm, le calcul est absolument analogue à celui que l'on fait dans le cas des bilames thermiques, en remplaçant le terme coefficient de dilatation par la valeur du coefficient de magnétostriction pour le champ considéré, il concorde avec l'expérience pour montrer que la déflexion totale peut atteindre 3 centimètres, lorsque les épaisseurs respectives du métal et de l'alliage constituant la lame sont bien choisies ; ceci représente un déplacement mille fois plus grand que celui résultant de l'effet magnétostrictif linéaire direct. Ajoutons que la déflexion est en outre proportionnelle au carré de la longueur et inversement proportionnelle à l'épaisseur, comme dans le cas des bilames thermiques. Il est évident, en outre, que l'élément sera d'autant plus sensible que la différence des coefficients de magnétostriction des éléments  $A$  et  $B$ ,  $\lambda_A - \lambda_B$ , sera plus grande.

On pourra, dans le cas de bilames magnétostrictives, choisir pour l'élément  $A$  une matière à forte magnétostriction négative, le nickel par exemple, et pour l'élément  $B$  une matière à magnétostriction positive élevée, par exemple un ferro-nickel à 35-65 % Ni.

En pratique, le choix des deux matières *A* et *B* devant constituer l'élément peut être influencé par d'autres considérations. En particulier, si l'élément doit être exposé à des variations de températures non négligeables, il peut être nécessaire, en raison de sa constitution, de tenir compte des coefficients de dilatation des deux matières et d'accepter une différence ( $\lambda_A - \lambda_B$ ) moins importante pourvu que les coefficients de dilatation de ces matières soient voisins, afin d'éviter qu'une déflexion d'origine thermique ne vienne se superposer à la déflexion d'origine magnétostrictive.

Si l'élément bimétallique est destiné à des applications dynamiques, il y aura lieu, pour obtenir les meilleurs résultats, de tenir compte du module d'élasticité et de la densité de chacun des métaux ou alliages constituant l'ensemble. Les applications dynamiques font en effet intervenir la fréquence propre de l'élément vibrant laquelle est, toutes choses égales d'ailleurs, fonction de la vitesse de propagation des ondes longitudinales dans cet élément. Or, on sait que cette vitesse  $v$  est donné par l'expression :

$$v = \sqrt{\frac{E}{d}}$$

dans laquelle  $E$  est le module d'élasticité et  $d$  la densité de la matière dans laquelle se propagent les ondes.

Si l'on désire, ce qui est généralement le cas, avoir une courbe de résonance aiguë, il faut que les vitesses de propagation des ondes dans les deux parties de l'élément soient aussi voisines que possible, ce qui pourra limiter le choix entre plusieurs métaux ou alliages utilisables.

En résumé, le choix des deux métaux ou alliages à associer sera déterminé en tenant compte :

1° de leurs coefficients de magnétostriction respectifs, déterminant la sensibilité de l'élément bimétallique,

2° de leurs coefficients de dilatation, si l'élément est exposé à des variations de températures,

3° de leur module d'élasticité et de leur densité, si l'élément bimétallique travaille en régime dynamique.

On voit que ce nouveau matériau ouvre des possibilités très grandes et, en fait, l'expression « JOULPHY » est un terme générique qui désigne toute une gamme de réalisations possibles dépendant du choix des éléments constitutifs de la bilame.

La Société Métallurgique d'Imphy réalise deux bilames du type « JOULPHY » qui sont les suivantes :

### Alliage Vilphy (7)

Nous avons vu dans le cas précédent le parti que l'on pouvait tirer d'un corps métallique magnétique sous l'action d'un champ magnétique en application de l'Effet Joule. Inversement, lorsque de tels corps placés dans un champ magnétique subissent des efforts mécaniques, leur perméabilité magnétique éprouve des changements en corrélation avec ces efforts, et, par conséquent, ils sont le siège de variations d'induction, c'est ce qu'on appelle l'effet Villari.

Ce phénomène peut être utile pour la transformation d'effets mécaniques en effets électriques. Son amplitude varie, toutes choses égales d'ailleurs, suivant la nature du corps et suivant les traitements et, en particulier, suivant les traitements thermiques qu'il a subis.

Nous avons insisté au début de cet exposé sur la grande sensibilité des alliages ayant de hautes propriétés magnétiques vis-à-vis des déformations mécaniques, les propriétés magnétiques étant en général altérées par des contraintes de cet ordre.

Il a paru possible de tirer parti de ce qui n'est habituellement considéré que comme un défaut. Encore fallait-il mettre au point un alliage particulièrement sensible à l'action d'une contrainte mécanique, mais capable de reprendre ses propriétés lorsque cette contrainte mécanique se trouve supprimée. Ces essais ont été couronnés de succès et on a pu réaliser un matériau particulièrement sensible à la déformation due à une contrainte d'ordre mécanique et parfaitement réversible. C'est ce matériau qui est dénommé « VILPHY ».

Le choix s'est porté sur un alliage du type Fer-Nickel à 50 % de nickel à structure orientée, très voisin du RECTIMPHY.

Cet alliage possède un cycle d'hystérésis rectangulaire qui lui confère une induction rémanente très voisine de son induction de saturation, propriété très avantageuse pour certaines applications de l'Effet Villari ainsi que nous allons le voir.

Cette induction rémanente supérieure ou égale à 90 % de l'induction de saturation peut être mise à profit pour la construction d'appareils à marche discontinue basés sur la magnétostriction et n'exigeant aucune énergie d'entretien : le noyau peut en effet être initialement aimanté à la saturation par une brève impulsion électrique ou magnétique, et rester aimanté par rémanence après la disparition de l'im-

Désignation	Variation relative de longueur des éléments constitutifs dans un champ de :						Observations
	25 oersteds		50 oersteds		250 oersteds		
	Elément positif	Elément négatif	Elément positif	Elément négatif	Elément positif	Elément négatif	
JOULPHY I	+ 15 × 10 <sup>-6</sup>	- 12 × 10 <sup>-6</sup>	+ 20 × 10 <sup>-6</sup>	- 23 × 10 <sup>-6</sup>	+ 24 × 10 <sup>-6</sup>	- 26 × 10 <sup>-6</sup>	Non compensé thermiquement.
JOULPHY II	+ 5 × 10 <sup>-6</sup>	- 12 × 10 <sup>-6</sup>	+ 7 × 10 <sup>-6</sup>	- 23 × 10 <sup>-6</sup>	+ 13 × 10 <sup>-6</sup>	- 26 × 10 <sup>-6</sup>	

pulsion. Lorsqu'un noyau ainsi aimanté est soumis à une contrainte, une déformation ou un choc, son induction rémanente diminue brusquement, cette rapide variation d'induction peut être utilisée pour produire, dans un dispositif approprié, une impulsion électrique servant à la commande ou au déclenchement d'un mécanisme ou d'un signal (fig. 32).

Considérons, par exemple, un anneau ou un tore constitué par l'alliage décrit ci-dessus et ayant les dimensions suivantes :

- Diamètre extérieur 32 mm
- Diamètre intérieur 25 mm
- Hauteur 5 mm
- Epaisseur de bande 7/100 mm.

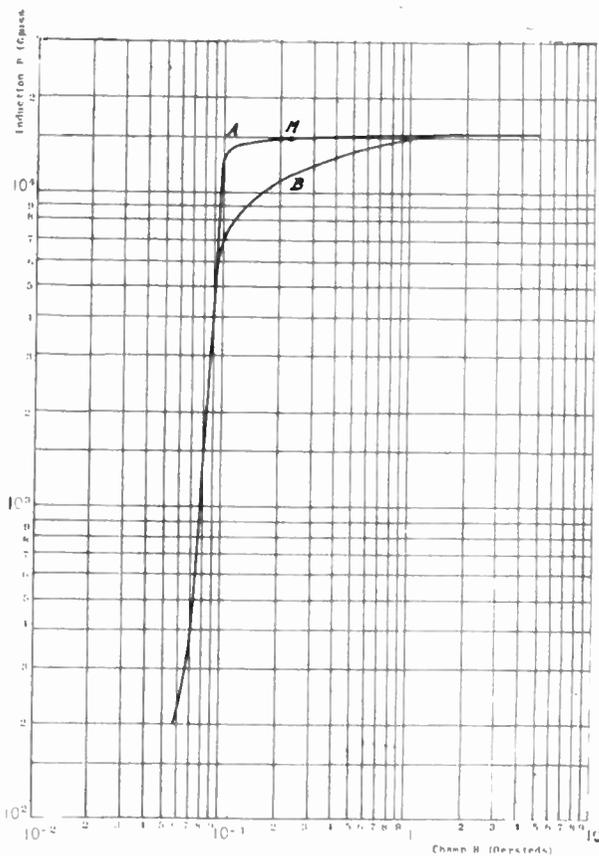


FIG. 32. — Déformation de la courbe d'induction d'un tore Rectimphy.

Si l'on réalise sur cet anneau un bobinage primaire relié à une source de courant continu et un bobinage secondaire relié à un galvanomètre balistique pour relever la courbe d'induction de ce noyau représentée par la branche A de la figure 32, celle-ci, après une ascension très rapide, présente un coude brusque correspondant à une induction de 14 000 gauss environ pour un champ magnétique de 0,115 oersted, coude au-delà duquel l'induction ne varie plus que très lentement en fonction du champ magnétique. Si ce noyau est ensuite soumis à l'action de forces d'intensité connue appliquées en un point de la périphérie et s'exerçant radialement, il constitue en

quelque sorte un anneau dynamométrique dont les déformations sont mesurées par la contraction du diamètre suivant lequel s'applique la charge. On constate ainsi que pour une contraction de 0,6 mm environ du diamètre, correspondant à une charge de 150 grammes agissant radialement, la courbe d'induction se déforme suivant la courbe B de la figure 32. Ces courbes A et B montrent que l'alliage considéré convient particulièrement bien aux applications de l'Effet Villari. En effet, si on fait travailler cet alliage aux environs du point M correspondant à un champ magnétique de 0,23 oersted environ, de petites variations de ce champ sont pratiquement sans influence sur la valeur de l'induction, ce point étant situé sur la branche quasi horizontale de la courbe A, alors que l'écart entre les courbes A et B pour cette valeur du champ est notable et correspond à une variation de l'induction de 3 500 gauss environ, pour

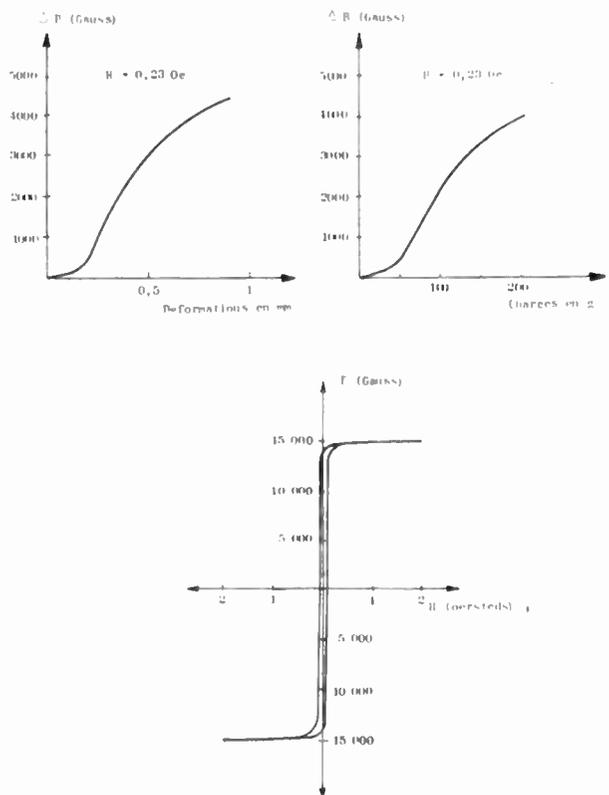


FIG. 33. — Cycle d'hystérésis du Rectimphy et courbe de variation de l'induction en fonction des déformations et des charges.

une charge de 150 grammes seulement. Pour cette valeur du champ magnétique de 0,23 oersted, correspondant sensiblement au point M de la figure 1, on a représenté, sur la figure 33, les variations de l'induction dans ce noyau, on fait varier respectivement l'amplitude des déformations auxquelles il est soumis et la grandeur de la charge qui lui est appliquée. Il est visible sur ces courbes que les efforts ou des déformations de faible amplitude engendrent dans le noyau considéré des variations d'induction pouvant dépasser 4 000 gauss, susceptibles de donner naissance réversiblement ou irréversiblement

## ALLIAGES A PROPRIÉTÉS MAGNÉTIQUES DÉTERMINÉES

Alliages pour champs faibles					
MARQUES	CARACTÉRISTIQUES				PRINCIPAUX EMPLOIS
	$\mu$ , (1)	$\mu$ max (2)	Induction en gauss pour $\mu$ max.	Pertes totales à 50 Hz(3) en watts/kg	
<b>MUMÉTAL au Mo</b>	20 000 à 40 000	60 000 à 120 000	1 600 (H = 0,02 Oe)	0,12 (Bm = 5 000 G)	Transformateurs Bf à large bande passante. Inductances. Transformateurs d'intensité. Inductances non linéaires. Blindages. Tête de lecture de magnétophone. Transformateur de blocking. Transformateur d'impulsion. Amplificateurs magnétiques. Organes de mémoire pour machines à calculer. Magnétostriction.
<b>MUMÉTAL</b>	12 000 à 20 000	70 000 à 130 000	2 000 (H = 0,02 Oe)	0,12 (Bm = 5 000 G)	
<b>ANHYSTER D</b>	2 000 à 3 000	18 000 à 40 000	6 000 (H = 0,2 Oe)	0,7 (Bm = 10 000 G)	
<b>ANHYSTER B</b> <b>RECTIMPHY</b>	2 500 700 (4)	8 000 à 10 000 80 000 à 140 000 (4)	5 000 (H = 0,5 Oe) 11 000 (H = 0,1 Oe)	1,1 (Bm = 10 000 G) 0,8 (4) (Bm = 15 000 G)	
Alliages pour champs moyens ou forts					
MARQUES	CARACTÉRISTIQUES				PRINCIPAUX EMPLOIS
	$\mu$ max (2)	Induction pour $\mu$ max en gauss	Induction à saturation en gauss	Pertes totales à 50 Hz en watts/kg (3)	
<b>FERIMPHY</b> <b>H P M</b>	10 000 5 500	10 000 (H = 1 Oe) 8 000 (H = 1,5 Oe)	20 000 19 000	2 (Bm = 10 000 G) 2 (3) (Bm = 10 000 G)	Plaques d'écouteurs téléphoniques. Armatures d'électroaimant. Relais. Transformateurs d'alimentation. Transformateurs d'alimentation à faible encombrement et pour redresseur. Inductances. Plaques d'écouteur et tôles pour petites machines tournantes. Magnétostriction.
<b>IMPHYSIL</b>	40 000 à 50 000	11 000 (H = 0,2 Oe)	19 000	2,2 (Bm = 17 000 G)	
<b>A F K</b>	3 500	9 000 (H = 2,8 Oe)	24 000	8 (Bm = 18 000 G)	
Alliages à faible champ coercitif					
MARQUES	CARACTÉRISTIQUES			PRINCIPAUX EMPLOIS	
	Induction rémanente après saturation, en gauss	Champ coercitif après saturation	Induction à saturation		
<b>ACIER 850 et 850 S</b> <b>FERIMPHY</b> <b>ANHYSTER D</b> <b>MUMÉTAL</b> <b>RECTIMPHY</b>	5 000 à 7 000 15 000 6 000 à 7 000 4 000 à 5 000 15 000	0,8 1 0,2 0,03 0,1	20 000 20 000 16 000 9 000 16 000	Embrayages électro-magnétiques. Electro-aimants et relais. Magnétostriction. Amplificateurs magnétiques	
Alliages amagnétiques					
MARQUES	CARACTÉRISTIQUES				PRINCIPAUX EMPLOIS
	Pour H = 500 œrsted		B est inférieur à 600 gauss		
<b>AMANIMPHY</b> <b>TELPHY</b>	A saturation		B - H est inférieur à 10 gauss		Frettage des induits de machines tournantes. Pièces métalliques devant être totalement amagnétiques
Alliages à point de Curie variable					
MARQUES	CARACTÉRISTIQUES				PRINCIPAUX EMPLOIS
	Point de Curie variable suivant les nuances de - 5° C à + 200° C				
<b>N M H G</b>					Shunts magnétiques pour compensation thermique des compteurs électriques et tachymètres.

(1) Mesuré à 50 Hz au pont d'impédance sur tore en bande de 30/100. — (2) Mesuré en courant continu au fluxmètre. — (3) Mesuré sur tore en bande de 30/100 d'épaisseur. — (4) Mesuré sur tore en bande de 7/100 d'épaisseur. — (5) Mesuré sur bande de 35/100 d'épaisseur.

## ALLIAGES A DILATATION DÉTERMINÉE

MARQUES	CARACTÉRISTIQUES				PRINCIPAUX EMPLOIS
	Qualités	Co eff de dilatation moyen $\alpha$ en $10^{-6}$ entre			
		0° et 100° C	0° et 300° C	0° et 500° C	
<b>INVAR A D R</b>	Alliages à faible dilatation	1,2 3,3	4,8 4,2	8,5	Pièces ne devant pas se dilater. Thermostats. Régulateurs Capsules de barographes.
<b>DILPHY</b>	Alliages à forte dilatation	26	30	31	Thermostats.
<b>INVAR N 42 N 58</b>	Alliages pour métrologie	1,2 5,3 10,5	4,8 5,1 12,3	8 12,5	Mesures géodésiques. Règles étalons. (Invar supérieur $\alpha < 0,8 \times 10^{-6}$ à 200° C). Balanciers de pendules. Règles graduées de machines à pointer.
<b>DILVER P DILVER O DILVER T PLATINITE</b>	Alliages soudables au verre	5,6 8,9 9,3 8,7	4,8 9,8 10,4 8,8	6 10,7 11 9,2	Tous les emplois de soudure, verre-métal dans la fabrication des tubes et des redresseurs électroniques et de boîtiers étanches.

## BILAMES

MARQUES	CARACTÉRISTIQUES				PRINCIPAUX EMPLOIS
	Qualités	Déflexion spécifique (1) entre 0° et 175° C	Déflexion spécifique entre 0° et 400° C	Module d'élasticité moyen kg/mm <sup>2</sup>	
<b>BILAME A BILAME AS BILAME BC SP 175 SP 400</b>	Bilames à résistivité non déterminée	0,150	0,12	17 000	Thermostats. Appareils de protection, détecteurs d'incendie. Disjoncteur électriques. Indicateurs de direction (feux clignotants). Starters de lampes fluorescentes.
0,170		17 000			
0,215		0,185	15 500		
			12 600		
		11 200			
MARQUES	CARACTÉRISTIQUES				PRINCIPAUX EMPLOIS
	Qualités	Déflexion spécifique (1) entre 0° et 175° C	Résistivité à 15° C en microhms/cm/cm <sup>2</sup>	Module d'élasticité moyen kg/mm <sup>2</sup>	
<b>R 15 R 25 R 40 R 60 R 80 R 108</b>	Bilames à résistivité déterminée	0,095	15	17 500	Mêmes emplois que ci-dessus. Ces bilames peuvent être chauffées par effet Joule.
0,132		25	17 000		
0,145		40	17 000		
0,147		60	17 000		
0,150		80	17 000		
0,215		108	12 600		

(1) Déflexion d'une lame de 1 mm d'épaisseur et 100 mm de longueur pour une variation de température de 1° C.

à des phénomènes importants utilisables pour la détection ou la mesure de déformations ou de contraintes, pour la commande d'une opération, pour le déclenchement d'un mécanisme, d'un signal, etc...

Ce phénomène est réversible à condition que les contraintes mécaniques ne produisent pas de déformation permanente du métal.

## Conclusions.

Nous venons de présenter 4 nouvelles réalisations qui, pensons-nous, constitueront des matériaux de

toute première importance en ce qui concerne, en particulier, l'Industrie Electronique, qu'il s'agisse de transformateurs d'alimentation ou d'impulsion, d'inductances diverses ou d'éléments essentiels dans la construction des amplificateurs magnétiques dont l'importance augmente chaque jour, sans oublier les phénomènes de magnétostriktion si étroitement liés à l'Electronique.

Ces réalisations apportent aux Industriels français la possibilité de résoudre la plupart des problèmes qui les préoccupent ; elles ne font d'ailleurs que compléter toute une gamme d'alliages anciennement

## ALLIAGES POUR RÉSISTANCES ÉLECTRIQUES

MARQUES	CARACTÉRISTIQUES				PRINCIPAUX EMPLOIS
	Qualité	Résistivité en $\mu\Omega$ cm/cm <sup>2</sup> à 15° C	Coef. var. résistivité ent. ° C et la temp. limite	Température limite d'emploi	
<b>RCA 33 et RCA 44</b>	Fe - Cr - Al	140	$0,05 \text{ à } 0,06 \times 10^{-3}$	1100 à 1200° C	Tous problèmes de chauffage électrique. Fours industriels. Radiateurs lumineux. Fours de traitement à atmosphères réductrices et carburantes (Spécialement RNC-CARBIMPHY). Rhéostats de démarrage. Résistances de démarrage pour moteurs de traction. Chauffage à basse température. Résistances de mesures. Shunts. Appareillage électro-domestique.
<b>RNC SUPERIMPHY</b>	Ni - Cr	108	$0,015 \times 10^{-3}$	> 1100° C	
<b>RNC 3</b>		type 80 - 20	108	$0,015 \times 10^{-3}$	
<b>RNC CARBIMPHY</b>	Fe - Ni - Cr	109	$0,12 \times 10^{-3}$	1050 à 1100° C	
<b>RNC 30</b>		109	$0,12 \times 10^{-3}$	1000 à 1050° C	
<b>RNC 1</b>		100	$0,35 \times 10^{-3}$	650° C	
<b>RNC 0</b>		74	$0,8 \times 10^{-3}$	600° C	
<b>FIXAMPER</b>	Fe - Ni	24	$5 \times 10^{-3}$	600° C	

## ALLIAGES A PROPRIÉTÉS THERMOÉLECTRIQUES DÉTERMINÉES

MARQUES	CARACTÉRISTIQUES			Température limite d'emploi	PRINCIPAUX EMPLOIS
	Force thermoélectrique en millivolts entre ° C et :				
	500° C	700° C	900° C		
<b>BTE - ATE</b>	20,64	29,14	37,36	1000° C	Régulation pyrométrique de fours industriels. Indicateurs de température. Appareils de mesure HF.
<b>BTE - CTE</b>	36,65	51,97		700° C	
<b>BTE - NTE</b>	21,05	29,52	38,10	900° C	

## ALLIAGES DIVERS

MARQUES	CARACTÉRISTIQUES		PRINCIPAUX EMPLOIS
	Module d'élasticité indépendant de la température. Coefficient thermoélastique de l'ordre $\pm 50 \times 10^{-6}$ entre - 100 et + 100° C.		
<b>ELINVAR</b>	Hautes caractéristiques mécaniques		Ressorts de galvanomètre de précision, de sismographe, de chronomètre. Diapasons et régulateurs. Ressorts moteurs inoxydables. Cathodes pour tubes électroniques.
<b>ARC 2140</b> <b>NI CATHODE</b>	Nickels purs de composition bien déterminée.		

connus et dont nous rappelons, dans le tableau ci-dessus, la nomenclature et les principales caractéristiques. Bien que certains de ces alliages ne possèdent pas de propriétés magnétiques particulières, ils n'en sont pas moins très utiles, voire indispensables, à l'Industrie Electronique : par exemple les « nickels actifs ou passifs » pour cathodes, les alliages, « soudables au verre » pour scellements étanches, les « Invar » pour divers usages tels que, en particulier, armatures de condensateurs de précision ou cavités résonantes des radars ; disons un mot encore du « Dilphy » nouvel alliage dont le coefficient de dilatation particulièrement élevé ( $30.10^{-6}$ ) voisin de celui des résines et, en particulier, de l'araldite, permettra de réaliser des pièces de jonction sans craindre la fissuration des dites résines pour tous les ensembles enrobés.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] K. HONDA et S. KAYA. — On the magnetisation of single crystal of iron. *Sci. Rep. Toboka Imp. Univ. Jap.*, Série I, 1926, vol. 15, p. 721-753.
- [2] P. CHEVENARD. — Recherches expérimentales sur les alliages de fer, de nickel et de chrome. Travaux et mémoires du Bureau International des Poids et Mesures, 1927, vol. 17.
- [3] E. JOSSE. — Récents progrès dans la fabrication des matériaux magnétiques. — Ferronickels à texture orientée. *Annales des Télécommunications*. T. 8, N° 8 et 9, Août-Septembre 1953.
- [4] E. JOSSE. — Les alliages Fe-Ni à haute perméabilité magnétique. *Revue du Nickel*, N° 3, Juillet-Août-Septembre 54, p. 53-63.
- [5] E. JOSSE, A. VILLACHON. — Brevet N° 1 092 547. Société de Commeny-Fourchambault et Decazeville. (Sté Métallurgique d'Imphy).
- [6] A. SCHULZE. *Z. Physik* V. 50, 1922, p. 448-505.
- [7] E. JOSSE. — Brevet N° 1 093 007. Société Commeny-Fourchambault et Decazeville (Sté Métallurgique d'Imphy).

# LES MATÉRIAUX MAGNÉTIQUES A FAIBLE CHAMP COERCITIF

PAR

M. FOLLIOT

Ingénieur à la Compagnie Française  
Thomson-Houston

## I. — La Matière première.

Les matériaux magnétiques peuvent se diviser en deux grandes catégories : les matières magnétiques conductrices et les matières magnétiques isolantes, dont nous parlerons peu.

Dans la première catégorie, on distingue le fer pur et différents alliages de fer avec d'autres métaux : silicium, nickel, molybdène, cobalt, etc... Certains de ces alliages subissent un traitement spécial ayant pour effet d'orienter leurs cristaux ; Le défaut de leur qualité est évident : ils sont fortement anisotropes.

La deuxième catégorie comprend toute une gamme de produits nouveaux en pleine évolution. Ce

sont des composés d'oxyde de fer accompagnés d'un métal bivalent, soit encore d'un ou plusieurs oxydes métalliques. Ils sont connus sous le nom de ferrites.

Enfin, il existe depuis longtemps des mélanges de poudre de fer, à l'état pulvérulent, avec des cires.

## I-1. — VUE D'ENSEMBLE SUR LES PROGRÈS RÉALISÉS.

Pour présenter simplement les résultats obtenus dans la fabrication des matériaux magnétiques, il suffit de tracer en coordonnées logarithmiques (c'est-à-dire à précision de lecture constante) les courbes d'aimantation des plus représentatifs d'entre eux. Voir figure 1.

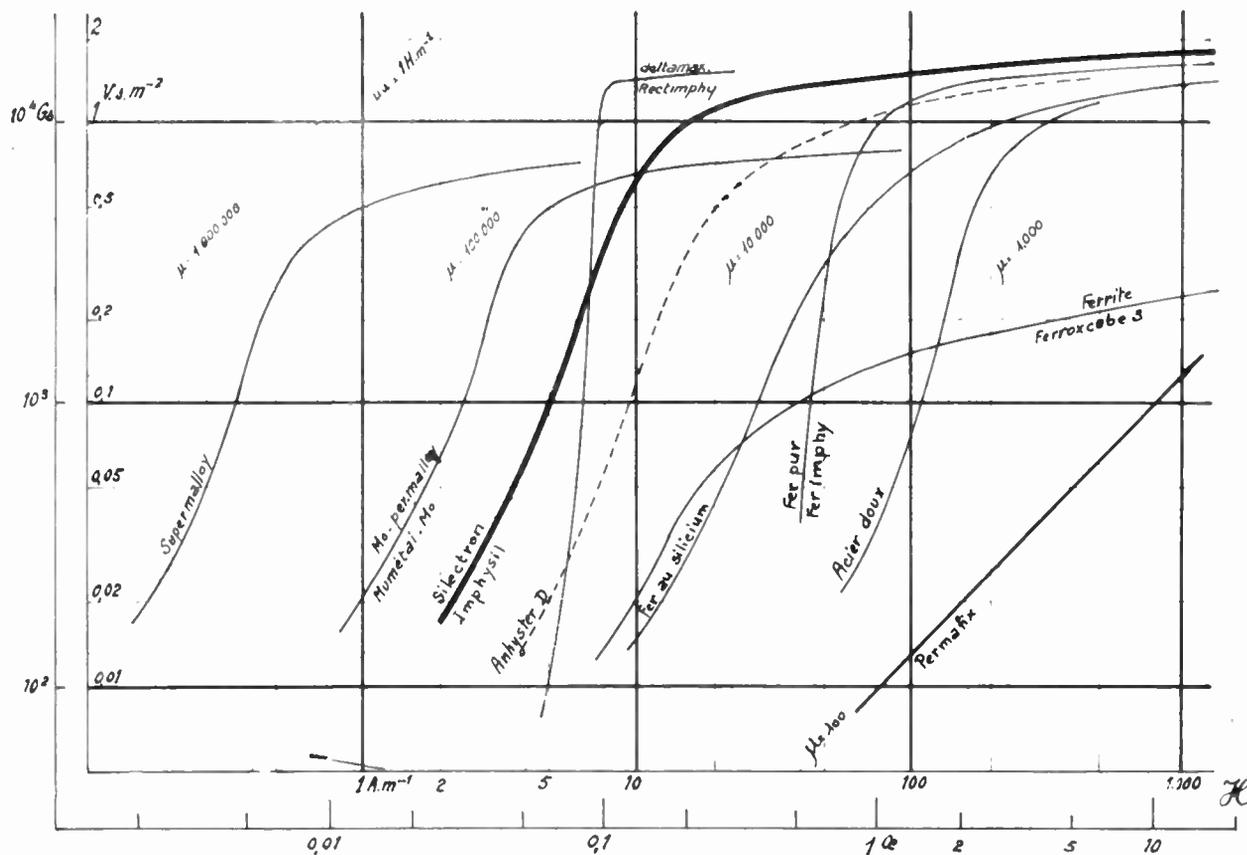


Fig. 1.

L'usage de ce graphique est très simple. Les courbes tracées le divisent en régions parmi lesquelles il est facile de choisir une classe de produits en vue d'une application, ou d'insérer un produit inconnu afin de l'identifier. Dans les deux cas, on est amené à préciser ou à déterminer : la perméabilité initiale, la perméabilité maximum et l'induction de saturation.

Nous ne ferons que deux remarques concernant l'allure ou l'interprétation des courbes. D'abord plus la branche ascendante est verticale, plus le cycle d'hystérésis est « rectangulaire ». Ensuite si la perméabilité initiale est grande, le cycle d'hystérésis est étroit et les pertes par hystérésis sont faibles. Malheureusement, les prix évoluent dans le même sens que la perméabilité.

Ce bref exposé sur les propriétés magnétiques ne fait pas état des différents traitements thermiques. Il est bien entendu, que le réseau de courbes est valable seulement pour les matériaux ayant subi le traitement thermique convenable et par ailleurs, aucune sorte de contrainte mécanique après ce traitement thermique, ne doit être exercée sur le matériau.

Des mesures faites sur des échantillons de tôle, à performances moyennes (en tirets sur le graphique), ayant été frappés sur une table en bois à la manière d'une carte à jouer, mettent facilement en évidence une diminution de perméabilité de 30 % et une augmentation des pertes de 20 %. Pour une simple chute de la hauteur d'une table, la perméabilité peut varier de 10 %. Autrement dit, les performances exceptionnelles exigent beaucoup de soins lors des manipulations et des assemblages judicieusement conçus. Dans certains cas, il sera indispensable d'envisager un montage sous boîtier isolant, mettant le circuit magnétique à l'abri de toute action mécanique accidentelle ou contrainte permanente, provenant des modes de fixation, de bobinage ou d'imprégnation.

## II. — Mise en forme.

L'emploi des produits magnétiques à faible champ coercitif est particulièrement intéressant en courant alternatif. Mis à part les problèmes de blindage, leur utilisation en courant continu ne présente pas un caractère très spécial de difficulté.

En régime alternatif, le flux magnétique ne circule pas à densité de flux, c'est-à-dire à induction constante. C'est un fait connu depuis les débuts de l'électrotechnique, sous le nom d'effet pelliculaire.

Le problème de la forme à donner au produit magnétique se présente donc de deux manières : d'une part, vis à vis de l'effet pelliculaire, c'est-à-dire dans le sens perpendiculaire aux lignes de forces du flux magnétique, d'autre part, dans le sens de ces lignes de forces, en vue d'un choix du meilleur profil. Les solutions comme les difficultés sont différentes, suivant qu'il s'agit d'un matériau isolant ou conducteur.

### II-1. — LE MATÉRIAU EST ISOLANT.

C'est le cas des ferrites ou des mélanges de poudre de fer. Les difficultés inhérentes à l'effet pelliculaire, c'est-à-dire aux phénomènes de propagation dans un milieu, ont un caractère absolument différent de celui qu'il présente dans un milieu conducteur.

Le milieu étant isolant, la vitesse de propagation, dans celui-ci est fonction de sa constante diélectrique et de sa perméabilité.

Dans le cas des ferrites, la constante diélectrique peut atteindre et dépasser 100 000, la perméabilité est relativement élevée, souvent plus de 1 000, la vitesse de propagation peut alors être très faible. Il est bon de s'assurer de sa valeur pour les conditions de fonctionnement. En effet, avec des pièces dont les dimensions ne sont pas très inférieures au quart d'onde, on risque de faire passer des phénomènes secondaires au rang de terme principal, sous forme de résonances dimensionnelles. Enfin, l'utilisation en fréquence élevée des ferrites est limitée par l'apparition de résonances gyromagnétiques d'électrons. En résumé, la mise en œuvre de ces produits nécessite une certaine attention, car si les difficultés sont différentes, cela ne veut pas dire qu'elles soient négligeables.

La profondeur de pénétration étant grande, les circuits magnétiques se présentent alors sous forme de blocs compacts, du genre matière moulée, en une ou plusieurs pièces. Sauf cas de grande série, on en sera donc réduit pratiquement aux ressources du standard de fabrication courante.

Le domaine d'application est très vaste mais les progrès effectués intéressent surtout celui des fréquences élevées. Actuellement, les ferrites ne remplacent pas dans tous les cas les produits magnétiques métalliques. Rien ne permet d'affirmer qu'il en sera toujours ainsi. Les résultats obtenus par les ferrites dans le domaine des matériaux à forts champs coercitifs en sont la preuve. Sans être récente, il s'agit d'une nouveauté, elle n'a certainement pas dit son dernier mot.

### II-2. — LE MATÉRIAU EST CONDUCTEUR.

La conductivité est grande, donc l'effet pelliculaire n'est plus négligeable. A une augmentation de la fréquence, correspond une diminution du taux d'utilisation de la section nette d'acier par le flux magnétique. Pour ramener ce taux d'utilisation à une valeur acceptable, il faut prévoir une division du circuit perpendiculairement aux lignes de force du flux.

Cette division est fonction de la perméabilité et de la conductivité du produit ainsi que de la fréquence de travail. Pour cette raison, ces matériaux sont fabriqués normalement en plaques ou rubans laminés, plus rarement en fils car cette subdivision ne s'impose pas généralement.

Ainsi, une tôle n'est pas fine parce que son épaisseur se chiffre en centièmes de millimètre mais seulement parce que cette épaisseur est inférieure à la

profondeur de pénétration. L'état de division du milieu est chiffré par le rapport  $e/e_0$ , en appelant  $e$  l'épaisseur de la tôle et  $e_0$  la profondeur de pénétration. On admet que la circulation du flux se fait à densité constante lorsque ce rapport est inférieur à l'unité. La profondeur de pénétration se présente alors comme une constante d'espace du milieu. Elle a pour expression :

$$e_0 = \sqrt{\frac{2}{\mu \gamma \omega}} = \sqrt{\frac{\rho}{\mu \pi f}}$$

En effet, dans un milieu de conductivité  $\gamma$  et de perméabilité  $\mu$ , pour un élément de volume de section carrée en surface et d'épaisseur  $\Delta e$  en profondeur, la conductance et l'inductance à l'unité de longueur sont données par les formules <sup>(2)</sup> :

$$\frac{\Delta G}{\Delta e} = \gamma \text{ Siemens par mètre,}$$

$$\frac{\Delta L}{\Delta e} = \mu \text{ Henry par mètre.}$$

Pour la pulsation  $\omega$ , la constante de propagation dans ce milieu a donc pour valeur :

$$p = \alpha + j\beta = \sqrt{\gamma \times j\omega\mu} = (1 + j) \sqrt{\frac{\omega\mu\gamma}{2}}$$

en exprimant  $\alpha$  en Neper par mètre et  $\beta$  en radian par mètre <sup>(3)</sup>.

A la distance  $h$  de la surface, l'affaiblissement et la rotation de phase ont pour valeur :

$$A = \alpha h = \frac{h}{e_0} \text{ Neper} \quad \text{et} \quad B = \beta h = \frac{h}{e_0} \text{ radian}$$

A la profondeur  $e_0$ , le flux a donc subi une atténuation de 1 Neper et un retard de phase de 1 radian <sup>(3)</sup>.

Pratiquement, si on connaît : la résistivité  $\rho$  en microhm centimètre, la fréquence  $f$  en hertz, la perméabilité  $\mu$  en valeur relative (pour les conditions de fonctionnement), on calculera facilement  $e_0$  en millimètre par la formule suivante :

$$e_0 = 50 \sqrt{\frac{\rho}{\mu f}}$$

<sup>(1)</sup> Pour toutes les questions relatives à l'effet de peau et à la profondeur de pénétration, voir : Rapport HAZELTINE, n° 1 200 W du 20 Mai 1941, par H.A. WHEELER.

<sup>(2)</sup> Une mise en formule aussi simple implique évidemment l'usage d'un système rationalisé et cohérent d'unités. Les équations de définition de  $\mu$  et  $\gamma$  devant être établies en respectant les mêmes conventions. relatives aux formes :  $\gamma = G \frac{l}{S}$  et  $\mu = L \frac{l}{S}$ .

<sup>(3)</sup> Les rapports de courants ou de flux étant de la forme

$$K = e^{-(\alpha + j\beta)h}$$

*Exemple :* pour une tôle de résistivité  $\rho = 50$  et de perméabilité  $\mu = 5\,000$  au point de fonctionnement, la profondeur de pénétration à 50 Hertz sera de :

$$e_0 = 50 \sqrt{\frac{50}{5\,000 \times 50}} = 0,7 \text{ mm}$$

A 400 Hertz, elle serait de 0,25 mm.

Dans cette qualité de tôle, le choix d'une épaisseur de 0,35 mm est justifié pour la fréquence 50 Hz.

Ce choix serait critiquable pour la fréquence 400 Hz, non pas seulement à cause de l'augmentation de pertes qui en résulte, mais surtout à cause de la mauvaise utilisation de la section nette de fer.

Cette formule est évidemment utilisable pour le calcul de la profondeur de pénétration dans les conducteurs. Pour le cuivre à 20° C et 50 Hz on trouverait  $e_0 = 9,3$  millimètres .

### III. — Utilisation.

La judicieuse utilisation d'un produit nécessite beaucoup d'expérience. Quelques lignes de théorie ou quelques minutes d'entretien ne peuvent suffire pour mettre au point la solution élégante à adopter dans tel cas particulier.

L'exposé de quelques remarques de pratique courante, peut cependant ne pas être inutile. En rafraîchissant la mémoire, il pourra fournir des éléments ou éveiller l'attention sur des imperfections, pour ne pas dire des erreurs, qui, à force d'être commises, finissent par devenir classiques.

#### III-1. — PERTES.

Sans prétendre atteindre une précision étonnante et dans le seul but de situer le problème, rappelons quelques principes théoriques ou faits expérimentaux concernant l'estimation des pertes dans les tôles.

Les pertes par courants de Foucault varient comme le carré : de l'épaisseur de la tôle, de la fréquence et de l'induction (Si  $e/e_0 < 1$ ).

Les pertes par hystérésis varient comme la fréquence et le carré de l'induction.

Les pertes totales, à fréquence et épaisseur de tôle constantes, varient comme le carré de l'induction.

Les pertes totales, à induction et épaisseur de tôle constantes, varient comme la puissance 3/2 de la fréquence, environ et pour des fréquences moyennes, entre 100 et 10 000 Hertz.

*Exemple :* Pour une certaine qualité de tôle, les pertes à 200 Hertz sont de 1 watt au kilogramme pour une induction de 4 000 gauss, on peut à priori estimer qu'elles seront de :

$$1 \times 10^{1,5} = 32 \text{ /watts au kilogramme}$$

à 2 000 Hertz pour la même induction et en déduire ainsi l'induction à adopter éventuellement.

Un relevé du cycle, à la fréquence d'utilisation, renseigne mieux et immédiatement sur les conditions de travail du produit. Il est bon de faire cette rapide vérification, sur pièce finie, car le matériau n'est pas toujours seul à être cause d'un mauvais fonctionnement. Le schéma de principe est rappelé fig. 2.

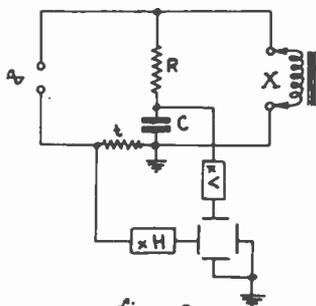


Figure 2.  
FIG. 2.

Un exemple de pertes supplémentaires est donné figure 3. Ces cycles ont été relevés à 50 Hertz sur un transformateur d'alimentation. Le serrage du circuit magnétique était réalisé au moyen de deux flasques et quatre tiges filetées en acier passant à travers le paquet de tôle, aux quatre coins de celui-ci.

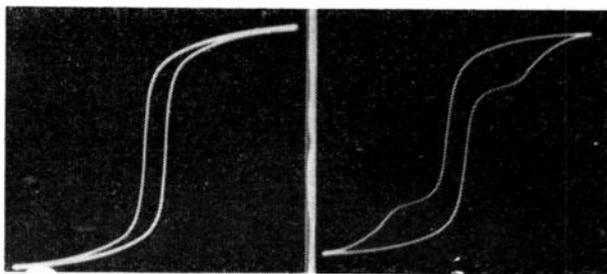


FIG. 3.

Le cycle déformé est obtenu avec le transformateur en ordre de marche. Le cycle normal est obtenu après avoir enlevé les tiges de fixations. On remarquera que le phénomène se produit pour une certaine induction, assez forte. La surface du cycle est presque doublée ; dans ces conditions, les calculs concernant le maximum de performances sont inutiles.

Nous pouvons d'autre part faire quelques remarques sur les produits accompagnant les matériaux magnétiques.

L'élévation de la température de régime est un facteur déterminant de la réduction de poids, mais lorsqu'un transformateur atteint le régime de destruction, ni le fer ni le cuivre ne sont atteints dans leur intégrité. Ce sont les isolants qui sont détruits, entraînant la mise au rebut de quantités considérables de cuivre et aciers spéciaux. Les plus grands efforts à faire actuellement concernent donc surtout, l'amélioration des performances des produits isolants et non pas celles des matériaux magnétiques ou conducteurs.

Enfin, si on a fait le bilan des pertes dans un transformateur, on s'aperçoit que le cuivre, à raison de 3 ampères au millimètre carré, ne dissipe pas moins de 20 watts au kilogramme. Le ruban magnétique utilisé pour la fabrication des noyaux en C dissipe tout juste 2 watts au kilogramme à 17 000 gauss et 50 hertz. Avant d'accuser le fer, il faut penser au cuivre et ne pas perdre de vue que la première qualité d'un produit magnétique est d'avoir une grande perméabilité aux fortes inductions.

Or le rendement maximum dépend uniquement de la quantité et de la qualité des matières utilisées. Une formule, facile à établir, à partir de la condition d'égalité des pertes, permet la discussion de l'influence relative de chacune des causes de pertes dans un transformateur :

$$\epsilon = \frac{900}{f} \sqrt{\frac{p_F p_c}{k_F k_c}} \sqrt{\frac{l_F l_c}{S_n S_f}}$$

Elle donne en % la valeur de la perte relative minimum qu'il soit possible d'obtenir, à condition de chiffrer :

- $f$  fréquence en hertz
- $p_F$  pertes dans le fer à 10 000 gauss en milliwatt au centimètre cube,
- $p_c$  pertes dans le cuivre à 1 ampère au millimètre carré en milliwatt au centimètre cube,
- $k_F$  coefficient de foisonnement pour le fer en %,
- $k_c$  coefficient de foisonnement pour le cuivre en %
- $l_F$  longueur moyenne de la ligne de force dans le fer en centimètre,
- $l_c$  longueur de la spire moyenne en centimètre,
- $S_n$  surface brute du noyau magnétique en centimètre carré,
- $S_f$  surface de la fenêtre du profil en centimètre carré.

Pour une inductance, la perte relative est de moitié puisque la puissance réactive est double de la puissance de transformation équivalente. On a donc :

$$Q_{\max} = \frac{2}{\epsilon}$$

Exemple Tôle 1,3 W. kg<sup>-1</sup> à 50 hertz

$$p_F = 10 \text{ mW. cm}^{-3}$$

Cuivre à la température de régime

$$p_c = 20 \text{ mW. cm}^{-3}$$

Profil et bobinage standard No...

$$S_n = 9,8 \text{ cm}^2$$

Facteurs de remplissage

$$S_f = 10 \text{ cm}^2$$

$k_F = 90 \%$  et  $k_c = 25 \%$

$$l_F = 19,6 \text{ cm}$$

$$l_c = 20,6 \text{ cm}$$

Il vient :

$$\epsilon = \frac{900}{50} \sqrt{\frac{10 \times 20}{90 \times 25}} \sqrt{\frac{19,6 \times 20,6}{9,8 \times 10}} = 11 \%$$

valeur du minimum de pertes que l'on puisse espérer obtenir pour un transformateur, soit  $Q = 18$  pour une inductance, et les données particulières imposées.

Cette condition d'égalité des pertes est à considérer comme l'aspect idéal de la question. Si la formule tient compte des facteurs d'utilisation, elle ignore que l'induction dans la tôle ne peut pas dépasser certaines valeurs. Lorsque des conditions de poids ou d'encombrement sont imposées, on est conduit à demander au cuivre ce que le fer ne peut plus fournir. D'autre part, les prises auxiliaires diminuent considérablement la surface utile de cuivre, les conditions d'isolement et servitudes de bobinage influent dans le même sens. La condition d'égalité de pertes supposée par la formule n'est donc pas toujours réalisable ; les pertes au cuivre deviennent importantes et impliquent l'utilisation d'isolants ayant une bonne tenue à haute température. Si la valeur calculée de  $\varepsilon$  est jugée trop forte, il faut changer de profil.

### III-2. — CHOIX DU PROFIL.

Le plus souvent, ce choix est imposé par des considérations n'ayant avec l'électro-technique que des rapports assez lointains.

L'échelonnement des diamètres de fils et des dimensions de circuits ne peut pas être continu. Il s'effectue en racine  $n^e$  de dix en faisant  $n$  entier, aussi petit que possible pour des raisons de prix de revient. En fait, la gamme des fils et profils standardisés est suffisamment riche pour nous tirer d'affaire, sauf cas spécial. Mais remarquons bien, toutes ces difficultés contribuent uniquement à augmenter les pertes... ou les prix.

Chacun des profils proposés a ses avantages et ses inconvénients et la difficulté consiste surtout à savoir tirer profit du standard : il est plus facile de s'en plaindre que d'augmenter de 10 % la surface utile de cuivre passant dans une fenêtre

On orientera donc son choix de manière à satisfaire au moindre prix les conditions du minimum de pertes, en faisant varier judicieusement les paramètres disponibles dans la formule donnant  $\varepsilon$ .

Il n'est évidemment pas possible de satisfaire à toutes les exigences, car le nombre obtenu en multipliant celui des variétés de tôles par celui des profils désirables met bien en évidence que le choix ne peut être laissé libre, le problème serait insoluble. D'où la nécessité d'une normalisation des profils de tôles et le succès grandissant des circuits magnétiques complets standardisés. Certains cas particuliers sont plus difficiles à résoudre mais, dans le cas général, les risques d'erreurs sont pratiquement éliminés. Spécialistes ou non y trouvent ainsi les plus grands avantages, résultant d'une utilisation de plus en plus poussée des possibilités de produits spéciaux de mieux en mieux connus et mis en œuvre à l'aide de formules simples.

Chaque cas étant particulier, il n'est pas possible d'aborder le problème sur le plan général. Cependant, considérant la lenteur des progrès du bobinage comparativement à ceux des circuits magnétiques, il y a intérêt à disposer d'une section de fenêtre aussi grande que possible, surtout pour les petites puissances. En principe, le profil standard est le suivant : la largeur de la jambe étant 1, celle de la fenêtre est 1 et sa hauteur est 2, celle des bras étant  $1/2$ , par définition, pour les circuits en C.

### III-3. — CIRCUITS MAGNÉTIQUES EN C.

L'apparition des circuits magnétiques en tores coupés ne peut pas être passée sous silence. Ce perfectionnement de l'ancienne formule « fer en X » offre de grands avantages.

En particulier, l'utilisateur reçoit les circuits magnétiques finis et traités. Il est donc assuré de pouvoir compter sur les performances du produit choisi, et les risques de mauvais traitements sont considérablement réduits.

Ces avantages compensent largement quelques petits inconvénients de montage ou de standardisation. L'usage de pinces dynamométriques, par exemple, peut passer pour une sujétion. Tout bien considéré, et les cycles de la figure 3 en témoignent, il vaut mieux prendre ces inconvénients pour une garantie supplémentaire de qualité.

Sauf indication, les circuits magnétiques en tores coupés sont fabriqués avec un ruban à grains orientés, dont la courbe de magnétisme a été dessinée en trait fort sur le graphique (fig. 1). On appréciera facilement les gains acquis.

En règle générale, chaque fois qu'un produit est choisi pour ses performances exceptionnelles, il est prudent d'adopter cette formule ; il ne suffit pas d'admettre que l'on puisse prendre des précautions, il faut d'abord les réduire au minimum.

### Conclusion.

Pour juger des progrès réalisés dans l'élaboration des produits magnétiques et de la situation de notre industrie vis à vis de ces progrès, le graphique (fig. 1) est suffisamment explicite et se passe de tout commentaire. Les noms repérant les courbes sont assez connus ou trahissent facilement leurs origines.

Il est donc inutile d'insister, sinon pour mettre l'accent sur cette heureuse constatation : notre position est très loin de laisser à désirer. Et nous terminerons en souhaitant une réussite équivalente à tous les producteurs, de matière première ou pièces détachées, ayant admis comme principe de base pour leur fabrication : exactitude et constance dans la qualité.

# NOYAUX MAGNÉTIQUES EN POUDRE D'ALLIAGE

*Communication du laboratoire des matériaux magnétiques  
de la Société Anonyme de Télécommunications*

Les développements de la technique des télécommunications posent sans cesse de nouveaux problèmes dans le domaine des matériaux magnétiques. Ces problèmes résultent de la nécessité d'adapter le circuit magnétique, un des éléments essentiels de tout organe de transmission, à un ensemble de conditions de plus en plus complexes.

Ainsi il apparaît souvent nécessaire de créer de nouvelles classes de matériaux magnétiques répondant mieux aux nouvelles exigences.

Un des aspects de l'évolution dans le domaine du circuit magnétique est la réduction de volume. Il est bien entendu que cette réduction ne doit pas entraîner une altération des caractéristiques électromagnétiques.

Une grande partie des circuits magnétiques, tels que bobines de filtres, bobines de charge, etc... doivent posséder certaines qualités absolument indispensables au bon fonctionnement de l'ensemble. Ces qualités sont :

- a) stabilité dans le temps
- b) stabilité vis à vis des variations de température
- c) faible dissipation d'énergie
- d) faible niveau des harmoniques engendrés par l'application d'un champ magnétique alternatif.

Dans ce qui suit seront données les caractéristiques électromagnétiques de différents types de circuits magnétiques en poudre d'alliage fabriqués par la S.A.T. Il est nécessaire de préciser que ces circuits sont des noyaux toroïdaux, cette forme étant la mieux adaptée à la nature de ce matériau, c'est-à-dire, permettant d'obtenir l'encombrement minimum.

L'alliage employé dans cette fabrication dont les constituants sont le fer, le nickel et le cuivre, est caractérisé par sa haute perméabilité initiale et ses faibles pertes hystériques.

Grâce au procédé spécial de fabrication, l'alliage est obtenu sous forme d'un produit très friable, se réduisant facilement en poudre de finesse voulue. La grosseur des grains est déterminée de manière que les pertes par courants de Foucault ne dépassent pas le niveau imposé.

Il est naturellement indispensable que les grains soient individuellement isolés. L'isolation de la poudre d'alliage constitue un problème extrêmement important de fabrication. Il est en effet nécessaire que l'isolant enrobant les grains ne soit pas détérioré au cours du pressage des noyaux et pendant les traitements thermiques que ces noyaux doivent subir.

En outre, il est très important que, dans un noyau, l'isolant conserve ses propriétés dans le temps et soit insensible à l'action de l'humidité et à celle des solvants organiques utilisés dans les vernis. L'isolant employé possède au plus haut degré les qualités mentionnées ci-dessus.

## **Propriétés électromagnétiques.**

Pour un noyau magnétique ces propriétés sont :

1° la perméabilité initiale.

2° les pertes dues :

- a) à l'hystérésis,
- b) au traînage magnétique,
- c) aux courants de Foucault.

3° la stabilité de perméabilité en fonction de la température.

4° la stabilité de perméabilité sous l'action des champs magnétisants forts.

La perméabilité initiale  $\mu_0$  du noyau dépend essentiellement de la quantité d'isolant incorporé dans la poudre. Elle est sensiblement indépendante : 1° de l'intensité du champ magnétique lorsque celle-ci est inférieure à quelques Oersteds, 2° de la fréquence jusqu'à 50 kc/s environ.

Pour évaluer les différentes pertes d'énergie dans un noyau, la méthode classique consiste à considérer une bobine d'inductance ayant ce noyau comme circuit magnétique. De la relation  $W = Ri^2 t$  on déduit que les pertes d'énergie se traduisent par une augmentation de la résistance effective de la bobine. En appelant résistance de pertes  $R_p$ , la différence

entre la résistance effective  $R_{eff}$ , mesurée avec un courant sinusoïdal, d'intensité  $I$  et de fréquence  $f$ , et la résistance  $R_0$  mesurée en courant continu

$$R_p(f, I) = R_{eff}(f, I) - R_0$$

nous pouvons écrire

$$R_p = R_h + R_t + R_F$$

où  $R_h$ ,  $R_t$  et  $R_F$  désignent respectivement les accroissements de la résistance effective dus à l'hystérésis, au traînage magnétique et aux courants de Foucault.

Avec une approximation très suffisante, la résistance de pertes  $R_p$  peut-être représentée par l'expression :

$$R_p = hL \frac{NI}{1} \frac{f}{800} + tL \frac{f}{800} + FL \left(\frac{f}{800}\right)^2$$

où

- $L$  désigne l'inductance en henrys
- $N$  désigne le nombre de spires de l'enroulement
- $I$  désigne l'intensité efficace en ampères
- $l$  désigne la longueur moyenne de la ligne de force magnétique
- $f$  désigne la fréquence en c/s
- $h$  désigne le coefficient de perte par hystérésis
- $t$  désigne le coefficient de perte par traînage magnétique
- $F$  désigne le coefficient de perte par courants de Foucault.

Les quantités  $h$ ,  $t$  et  $F$  sont les caractéristiques électro-magnétiques du noyau.

Une autre caractéristique importante d'un noyau magnétique est le coefficient  $\alpha$  de variations de la perméabilité en fonction de la température. On peut écrire :

$$\left(\frac{\Delta\mu}{\mu}\right)_\theta = \alpha \Delta\theta$$

Le coefficient  $\alpha$  est pratiquement constant entre 0° C et 70° C.

Un autre critère de stabilité magnétique est la variation de la perméabilité consécutive à une magnétisation à saturation. Nous désignerons cette

variation par  $\left(\frac{\Delta\mu}{\mu}\right)_M$

On sait également que la perméabilité d'un noyau magnétique subit une baisse due au vieillissement. Cette baisse consécutive aux traitements au cours de fabrication ou à un choc magnétique ou thermique est rapide au début et devient en général peu sensible au bout de 2 ou 3 mois. Cette variation sera

désignée par  $\left(\frac{\Delta\mu}{\mu}\right)_V$  et nous donnerons sa valeur

maximum correspondant à un état de vieillissement déterminé (deux mois après la fabrication).

Le tableau ci-dessous résume les caractéristiques des noyaux en poudre d'alliage de différentes perméabilités et indique à titre de comparaison celles des noyaux en poudre de fer ex carbonyle.

L'examen de ce tableau permet de déterminer approximativement les zones d'application de chaque type de poudre.

On remarque d'une façon générale que les noyaux en poudre d'alliage ont des pertes hystérétiques faibles. Cette propriété est très importante lorsqu'on veut limiter le niveau des harmoniques engendrés. On sait en effet, que la tension de l'harmonique résultant de l'hystérésis est proportionnelle, pour une self et un noyau donnés, à la quantité  $h_0 = h/\sqrt{\mu}$  et au courant magnétisant. Grâce au niveau particulièrement bas de  $h/\sqrt{\mu}$  les noyaux en poudre d'alliage sont utilisés avantageusement dans les bobines de filtres et les bobines de charge, surtout lorsque le niveau des courants est élevé.

On constate également que les caractéristiques de stabilité et surtout la stabilité de la perméabilité avec la température sont particulièrement bonnes. Cette qualité est primordiale pour les bobines de filtre.

Les valeurs du coefficient de pertes par courants de Foucault limitent en fréquence l'utilisation des

TYPE DE POUDRE		COEFFICIENT DE PERTES			STABILITÉ		
Désignation	Perméabilité nominale	$F$ $\Omega/H$	$t$ $\Omega/H$	$b$ $\Omega/H \cdot At/cm$	Thermique $10^2 \left(\frac{\Delta\mu}{\mu}\right)_\theta$ par ° C	Magnétique $10^2 \left(\frac{\Delta\mu}{\mu}\right)_M$	Vieillessement $10^2 \left(\frac{\Delta\mu}{\mu}\right)_V$
SAT 60	60	0,3	3	1,2	< + 0,015	< 1	< 0,5
SAT 90	90	0,6	4	2,0	< + 0,02	< 1	< 0,5
SAT 120	120	1,2	5	3,0	< + 0,02	< 1,5	< 0,5
SAT 180	180	3	7	5,0	< + 0,02	< 1,5	< 0,8
Fer Carbonyle	50	0,08	6	4,0	< + 0,05	< 1,5	< 1

Les valeurs des coefficients de pertes indiquées ici sont des moyennes réalisées sur divers types de noyaux fabriqués actuellement.

\*) Nous rappelons que la perméabilité initiale désigne la valeur du rapport  $B/H$  pour des champs faibles.

poudres d'alliage. Nous indiquons ci-dessous les limites approximatives pour chaque perméabilité.

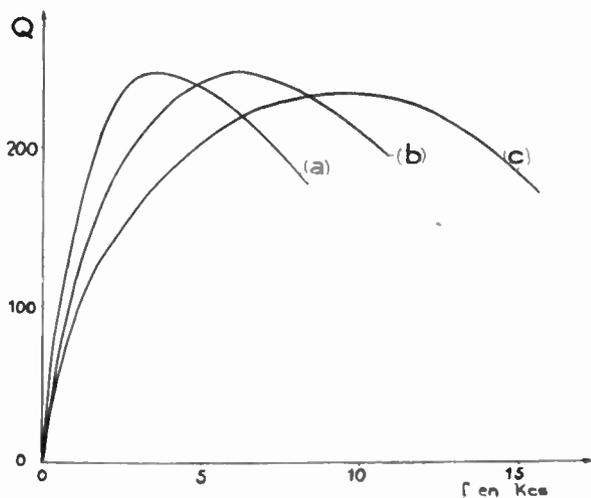
Perméabilité 60 jusqu'à 50 kc/s

Perméabilité 90 jusqu'à 30 kc/s

Perméabilité 120 jusqu'à 10 kc/s

Perméabilité 180 jusqu'à 2 kc/s

La qualité d'une bobine d'inductance est souvent caractérisée par son coefficient de surtension  $Q = L\omega/R_{eff}$ . Les courbes du graphique I donnent un aperçu des possibilités qu'offrent nos noyaux en poudre d'alliage.



GRAPHIQUE I. — Quelques coefficients de surtension réalisables avec les noyaux en poudre d'alliage S. A. T.

a) SAT 120 L = 470 mH V = 10 cm<sup>3</sup>

b) SAT 90 L = 130 mH V = 5 cm<sup>3</sup>

c) SAT 60 L = 130 mH V = 5 cm<sup>3</sup>

V désigne le volume du noyau.

Nous avons signalé au début de cet article la tendance, dans la technique des télécommunications, d'imposer à tous les organes des volumes de plus en plus réduits. Les poudres d'alliage grâce à leur perméabilité élevée et les pertes hystérétiques faibles permettent une réduction de volume très sensible par comparaison aux poudres de fer.

Quelques considérations simples permettent de donner l'ordre de grandeur de la diminution du volume.

Soient deux noyaux toroïdaux géométriquement semblables de perméabilité  $\mu_1$  et  $\mu_2$ . Désignons par  $\alpha$  leur rapport de similitude et par  $\beta$  le rapport  $\frac{\mu_1}{\mu_2}$ .

Les inductances  $L_1$  et  $L_2$  et les résistances en courant continu  $R_1$  et  $R_2$  sont déterminés par :

1° Les diamètres moyens  $D_1$  et  $D_2$  et les sections  $S_1$  et  $S_2$  des tores.

2° les perméabilités correspondantes et

3° les éléments de bobinage, c'est-à-dire, les nombres de spires  $N_1$  et  $N_2$ , les longueurs de spires moyennes  $l_1$  et  $l_2$  et les diamètres de fils  $d_1$  et  $d_2$ .

On a alors :

$$\frac{L_1}{L_2} = \frac{\mu_1 N_1^2 S_1 D_1}{\mu_2 N_2^2 S_2 D_2}$$

et

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{l_1 N_1 (d_2)^2}{l_2 N_2 (d_1)^2}$$

On peut écrire d'autre part :

$$\frac{D_1}{D_2} = \alpha ; \frac{S_1}{S_2} = \alpha^2 ; \frac{l_1}{l_2} = \alpha ;$$

On obtient ainsi :

$$\frac{L_1}{L_2} = \beta \alpha \frac{(N_1)^2}{(N_2)^2}$$

et

$$\frac{R_1}{R_2} = \alpha \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{(d_2)^2}{(d_1)^2}$$

A ces relations il faut encore ajouter celle qui est relative à l'encombrement du bobinage :

$$\frac{N_1 d_1^2}{N_2 d_2^2} = \alpha^2$$

Nous allons maintenant déterminer la relation entre  $\alpha$  et  $\beta$  dans le cas où :

$$L_1 = L_2 \quad \text{et} \quad R_1 = R_2$$

On obtient :

$$\alpha^2 = \frac{1}{\beta}$$

ou encore

$$\frac{V_1}{V_2} = \left( \frac{\mu_2}{\mu_1} \right)^{3/2}$$

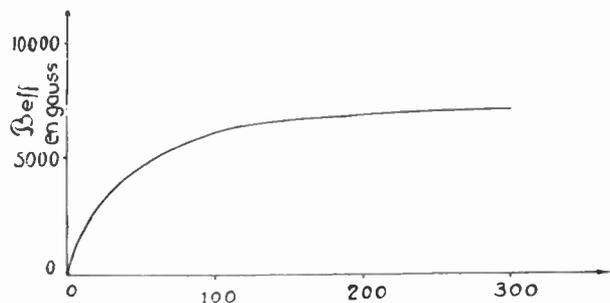
en désignant par  $\frac{V_1}{V_2} = \alpha^3$  le rapport des volumes des noyaux.

Si l'on prend comme exemple, deux noyaux de perméabilités respectivement égales à 50 et 120 on obtient un rapport de volumes égal à 3,7.

Vérifions quelles seront les pertes hystérétiques dans un noyau en poudre d'alliage  $\mu = 120$  en comparaison avec un noyau en poudre de fer carbonyle de  $\mu = 50$ . On sait que les pertes hystérétiques sont

proportionnelles à  $\frac{h}{\sqrt{\mu}} \frac{L \sqrt{L}}{\sqrt{V}}$

Supposons les inductances égales et prenons pour le rapport des volumes la valeur 3,7. Les coefficients de perte par hystérésis  $h$ , pour la poudre de fer car-



GRAPHIQUE II. —  $B = f(H)$  pour noyau SAT 120 mesuré à 50 c/s.

bonyle et la poudre d'alliage S A T 120, étant respectivement égales à 40 et 30, nous trouvons que

les pertes hystériques dans les deux noyaux considérés seront sensiblement les mêmes.

Les caractéristiques des noyaux en poudre d'alliage demeurent très sensiblement constantes dans le domaine d'application de Télécommunications c'est-à-dire celui des inductions ne dépassant pas quelques dizaines de gauss. En particulier, la perméabilité varie peu, jusqu'à quelques centaines de gauss.

Dans certains cas particuliers, les noyaux en poudres d'alliage peuvent être utilisés à des inductions plus élevées. Dans ces applications il faut cependant se limiter à la valeur efficace de 7 000 gauss environ représentant l'induction de saturation pour les noyaux de perméabilité initiale égale à 120, ainsi que le montre le graphique II.

En résumant l'ensemble des propriétés analysées dans cet article, nous constatons que les noyaux en poudre d'alliage S A T sont particulièrement adaptés aux exigences de la technique actuelle de télécommunications dans le domaine des basses fréquences.

# ÉTUDE ET CONTROLE DES MATÉRIAUX MAGNÉTIQUES UTILISÉS EN RADIOÉLECTRICITÉ

PAR

G. PELISSIER

Laboratoire Industriel de Physique Appliquée  
(L.I.P.A.)

La fabrication des matériaux ferromagnétiques s'est beaucoup développée au cours des quinze dernières années, particulièrement en radioélectricité. En téléphonie, pour ne parler que de cette branche, la consommation moyenne est de 90 tonnes par an (dont plus de la moitié en poudres métalliques), ce qui correspond à un montant voisin de 1 milliard de francs. Les noyaux sont de diverses espèces : laminés, poudres métalliques, ferrites, et leur champ d'utilisation ne cesse de s'étendre, mais la caractéristique essentielle de toutes leurs applications est l'élargissement du domaine de fréquences dans lequel on les emploie ; par exemple une self-inductance ou un transformateur dits à large bande laissaient passer quelques dizaines de kHz il y a 30 ans alors que cette appellation s'applique maintenant à plusieurs MHz.

Pour étendre ainsi la fréquence d'utilisation, il a fallu, soit faire appel à de nouveaux matériaux comme les céramiques ferromagnétiques (ferrites), soit perfectionner les laminés et les noyaux en poudre en poussant plus loin l'amincissement des premiers et la subdivision des grains tout en améliorant l'isolement des seconds. De nombreux travaux ont d'ailleurs été publiés sur les caractéristiques et l'emploi des matériaux ferromagnétiques aux fréquences élevées [1] [2] ; par contre, on trouve beaucoup moins d'indications sur les moyens d'étude et c'est pourquoi nous décrirons ici quelques dispositifs utilisés couramment dans un laboratoire industriel spécialisé dans les courants faibles.

## Rappel de quelques notions fondamentales.

On sait que l'étude des ferromagnétiques dans les champs alternatifs faibles [3] et [4] est basée sur la loi de Rayleigh qui relie l'induction  $B$  et le champ magnétique appliqué  $H$  par la formule

$$B = \mu_0 H + bH^2 \quad (1)$$

( $\mu_0$ , perméabilité initiale)

qui donne

$$\mu_1 = \mu_0 + 2bH_1 \quad (2)$$

( $\mu_1$  représentant la perméabilité d'amplitude et  $H_1$  l'amplitude du champ).

Dans les champs alternatifs, il existe toujours un déphasage  $\alpha$  entre l'induction et le champ. Ce déphasage a 3 causes : les pertes magnétiques dues à l'hystérésis, les courants de Foucault et le traînage magnétique. Pour mesurer les pertes par hystérésis, on se sert souvent de la formule  $h = 0,1 \times 800 \times \frac{82b}{3\mu_0}$  les coefficients  $\mu_0$  et  $b$  ayant été déterminés au préalable à l'aide de (2) par des mesures à fréquence constante et champ variable.

Pour déterminer séparément les 3 coefficients de pertes on utilise la méthode de Jordan qui consiste à appliquer à différentes fréquences, la formule :

$$2\pi 800 \operatorname{tg}\alpha = F \frac{f}{800} + h \frac{NI}{l} + t \quad (3)$$

dans laquelle :

$F$  = coefficient de pertes par courants de Foucault,

$t$  = coefficient de pertes par traînage,

$N$  = nombre de spires de la bobine,

$I$  = courants, en ampères, passant dans la bobine,

$l$  = longueur moyenne du circuit magnétique (en cm)

$f$  = fréquence en Hertz.

Lorsqu'il s'agit de matériaux massifs (rubans ou fils) on peut également calculer leur valeur théorique en considérant la loi de Rayleigh et les équations de Maxwell. Cependant, les valeurs ainsi trouvées sont souvent inférieures aux résultats expérimentaux et, pratiquement, on applique la méthode de Jordan.

Avec les poudres métalliques et les ferrites, cette méthode semble d'ailleurs être la seule utilisable car le calcul théorique est encore aléatoire.

De toutes façons, la formule (3) n'est valable que si l'angle de pertes est faible ; lorsqu'il devient trop grand par suite de l'accroissement de la fréquence, cette relation devient inutilisable. Il faut alors mesurer  $\text{tg } \alpha$  à chaque fréquence ainsi que la perméabilité qui n'est plus constante, ce qui revient à étudier les variations de la perméabilité complexe  $\mu_1 - j\mu_2 = |\mu| e^{-j\alpha}$ . La composante réelle de cette grandeur est la perméabilité conservative  $\mu_1$  que l'on confond souvent avec la perméabilité  $\mu$  mesurée en statique, cette approximation est d'ailleurs correcte lorsque  $\text{tg } \alpha$  est faible, c'est-à-dire en basse fréquence. La perméabilité  $\mu_1$  se détermine en général à partir de mesures de réactances comme une self inductance de bobine ou une longueur d'onde de ligne coaxiale. La composante imaginaire  $\mu_2$  est la perméabilité consomptive ; elle se calcule à partir de la résistance de pertes d'un bobinage ou bien en mesurant l'affaiblissement sur une ligne coaxiale à conducteur intérieur ferromagnétique.

Pour utiliser correctement un noyau magnétique dans une large bande de fréquences, il est indispensable de connaître à la fois les deux coefficients  $\mu_1$  et  $\mu_2$ . Cette nécessité apparaît clairement avec les ferronickels laminés de quelques dixièmes de millimètre d'épaisseur car leur perméabilité très élevée aux basses fréquences est plusieurs fois plus petite en haute fréquence, l'angle de pertes  $\alpha$  ayant considérablement augmenté, surtout à cause des courants de Foucault. Pour comparer des ferromagnétiques qu'ils soient de même nature ou de nature différente, (laminés, poudres, ferrites), il ne faut donc pas se contenter d'une seule composante de la perméabilité. Pour les ferrites, il est de plus utile de connaître les variations du pouvoir inducteur car il influence la capacité répartie du bobinage et constitue par conséquent une caractéristique importante.

#### Principe des mesures des caractéristiques magnétiques.

Nous ne parlerons pas ici des lignes coaxiales dont on se sert aux fréquences très élevées, mais des ponts d'impédances et des circuits de résonance de tension utilisés dans notre laboratoire pour faire des mesures en basse fréquence et aux fréquences radioélectriques.

Pour étudier les ferromagnétiques, c'est-à-dire pour connaître  $\mu_1$  et  $\mu_2$ , nous mesurons l'impédance de bobines dans lesquelles nous introduisons le noyau constitué par la substance magnétique étudiée.

Soit en effet  $R_0 + jL_0\omega$  l'impédance de la bobine vide et  $R + jL\omega$  celle de la bobine lorsqu'elle contient le noyau de section  $s$ ,  $u$  la tension aux bornes de la bobine,  $i$  le courant à travers l'enroulement ; soit  $B$  l'induction moyenne dans le noyau,  $\lambda$  l'inductance due à l'espace d'air compris entre le noyau et

l'enroulement,  $N$  le nombre de spires. En employant les unités usuelles, on peut écrire

$$u = Ri + L \frac{di}{dt} = R_0 i + \lambda \frac{di}{dt} + 10^{-8} Ns \frac{dB}{dt} \quad (5)$$

Si l'on considère l'induction sinusoïdale, c'est-à-dire  $B = |B| e^{j\omega t}$ , on a d'après la convention de Kapp, un courant sinusoïdal fictif  $i = I e^{j(\omega t + \alpha)}$  qui permet d'écrire d'après (5) :

$$(R - R_0) I + j\omega (L - \lambda) I - j\omega Ns B e^{-j\alpha} \cdot 10^{-8} = 0$$

Soit  $H$  le champ moyen dans le noyau, on tire

$$R = R_0 + \omega Ns \frac{H}{I} 10^{-8} \mu_2 \quad (6)$$

et

$$L = \lambda + Ns \frac{H}{I} 10^{-8} \mu_1 \quad (7)$$

Pour éliminer  $\lambda$ , on écrit les valeurs de  $L$  pour la bobine avec noyau et pour la bobine vide. En un point à l'intérieur de l'enroulement, à la distance  $r$  de l'axe, on a en effet :

$$H_r = \frac{2 NI}{10 r}$$

d'où l'on tire le champ moyen dans un noyau de section rectangulaire

$$H = \frac{d}{s} \int_{r_1}^{r_2} H_r dr = \frac{2 NI d}{10 s} \text{Log} \frac{r_2}{r_1}$$

( $d$ , épaisseur du noyau,  $r_1$  et  $r_2$ , rayons extrêmes). En remplaçant  $H$  de (6) par cette valeur, on obtient

$$L = \lambda + 2 N^2 d \text{Log} \frac{r_2}{r_1} \cdot 10^{-9} \mu_1 \quad (8)$$

$$L_0 = \lambda + 2 N^2 d \text{Log} \frac{r_2}{r_1} \cdot 10^{-9} \quad (9)$$

D'où :

$$\mu_1 = 1 + \frac{(L - L_0)}{2 \cdot 10^{-9} N^2 d \text{Log} \frac{r_2}{r_1}} \quad (10)$$

De plus, on tire de (6), (7) et (8)

$$\mu_2 = \frac{R - R_0}{2 \times 10^{-9} N^2 d \omega \text{Log} \frac{r_2}{r_1}} \quad (11)$$

Pratiquement on peut écrire :

$$\mu_1 \approx 1 + \frac{L - L_0}{1 \cdot 10^{-9} N^2 d} \left[ \frac{r_2 - r_1}{r_2 + r_1} + \frac{1}{3} \left( \frac{r_2 - r_1}{r_2 + r_1} \right)^3 \right]^{-1} \quad (12)$$

et quand  $\mu_1$  est nettement supérieur à 1 :

$$\frac{\mu_2}{\mu_1} = \operatorname{tg} \alpha \approx \frac{R - R_0}{\omega (L - L_0)} \cdot \frac{\mu_1 - 1}{\mu_1} \quad (13)$$

Les formules (10) et (11) ainsi que (12) et (13) montrent que pour calculer  $\mu_1$  et  $\mu_2$ , il suffit de connaître les dimensions du noyau et de mesurer  $R$ ,  $R_0$ ,  $L$  et  $L_0$ . Pour connaître les 4 dernières grandeurs, on peut mesurer au pont l'impédance d'une bobine démontable vide, puis la valeur qu'elle prend après introduction du noyau. Ceci suppose évidemment que la reproductibilité des caractéristiques de la bobine après démontage et remontage est suffisante : celles que nous utilisons donnent en effet

$$\frac{\Delta L_0}{L_0} < \frac{0,05}{100} \quad \text{et} \quad \frac{\Delta R}{R} < \frac{0,2}{100}$$

ce qui d'après (10) et (11) entraîne

$$\frac{\Delta \mu_1}{\mu_1 - 1} < \frac{0,1 L_0}{100 (L - L_0)} \quad \text{et} \quad \frac{\Delta \mu_2}{\mu_2} < \frac{0,1 R_0}{100 (R - R_0)}$$

Le principe de la méthode étant posé, nous décrivons maintenant quelques installations en nous limitant, pour chaque bande de fréquence, à un dispositif qui lui est particulièrement approprié.

**Dispositifs de mesures.**

**a) ÉTUDES EN BASSE FRÉQUENCE.**

On utilise un pont de Maxwell (fig. 1 et 2) dont la résistance variable a été complétée par une boîte

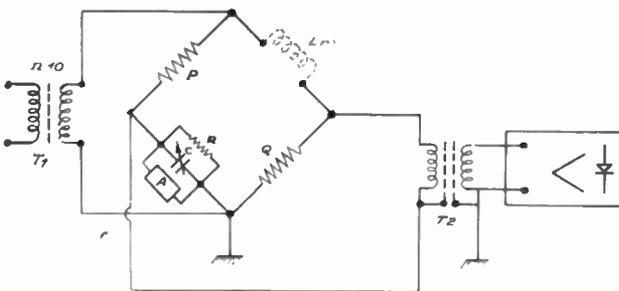


FIG. 1. — Schéma du pont de Maxwell basse fréquence.

d'admittance et dont les valeurs des différents éléments ont été choisis de la façon suivante. Pour que le courant traversant la bobine soit suffisamment fort, nous avons donné à la résistance fixe  $P$  une valeur voisine de  $3 \Omega$ . D'autre part, pour que la capacité à décades  $C$  ne dépasse pas  $1 \mu F$  (limite

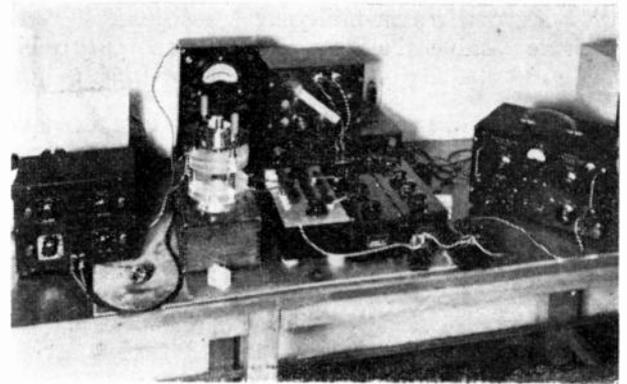


FIG. 2. — Photographie du pont de Maxwell basse fréquence.

habituelle des capacités de précision), nous avons réalisé  $PQ = 200$ . Avec un générateur débitant au maximum une puissance de 20 mW, un transformateur  $T$ ,  $600/5 \Omega$ , le courant qui passe dans la bobine peut alors varier de 0 à 100 mA efficaces.

On sait que pour déterminer avec précision le courant qui traverse la bobine lorsque le pont est à l'équilibre, on peut utiliser un thermocouple branché en série avec  $P$  ou encore un millivoltmètre branché en parallèle avec  $P$ . Un thermocouple n'étant pas assez robuste pour supporter les accroissements accidentels de courant susceptibles de passer dans le bras  $P$ , notre choix s'est arrêté sur le millivoltmètre. D'autre part les éléments parasites des résistances  $P$ ,  $Q$  et des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  doivent être négligeables ; dans ce but, nous avons choisi pour  $C_1$  une boîte à décades de condensateurs au styroflex et pour  $C_2$  un condensateur à air d'une capacité totale de  $1\ 200 \text{ pF}$  à variation linéaire correcte. Enfin, les admittances de la boîte  $A$  sont constituées de résistances de graphite munies de capacités compensatrices qui rendent constants les éléments parasites ; des poussoirs permettent d'obtenir des admittances de 0,1 à 111,1 micro Siemens.

Aux basses fréquences l'impédance de la bobine est faible, aussi le détecteur doit-il être à la fois sélectif et très sensible. Ces deux qualités ne sont en

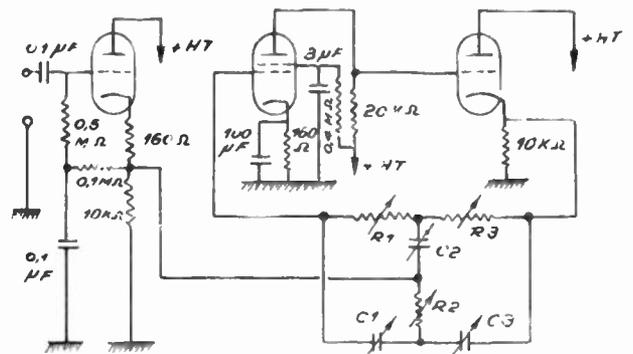


FIG. 3. — Schéma du détecteur sélectif basse fréquence utilisé dans le pont de Maxwell.

général pas réunies dans les appareils usuels et nous avons dû en réaliser un dans notre laboratoire (fig. 3). Nous disposons ainsi d'un détecteur sélectif fonctionnant à 40 fréquences fixes différentes entre 15 Hz

et 150 kHz qui comprend deux circuits Scott en série permettant d'obtenir un affaiblissement de 50 dB par circuit pour l'harmonique 2. Remarquons que pour empêcher la réaction de devenir positive, on a branché directement la plaque de la première lampe sur la grille de la deuxième.

On réalise l'équilibre du pont par extinction du fondamental ; on peut donc considérer que le régime est sinusoïdal, ce qui permet d'écrire

$$L = P.Q.C \quad \text{avec } C = C_1 + C_2$$

et

$$R = P.Q.A.$$

Les formules (12) et (13) deviennent donc

$$\mu_1 = 1 + \frac{PQ(C-C_0)}{4 \cdot 10^{-9} N^2 d} \left[ \frac{r_2 - r_1}{r_2 + r_1} + \frac{1}{3} \left( \frac{r_2 - r_1}{r_2 + r_1} \right)^3 \right]^{-1} \quad (14)$$

$$\lg \alpha = \frac{A - A_0}{\omega (C - C_0)} \frac{\mu_1 - 1}{\mu_1} \quad (15)$$

L'angle de pertes est ainsi donné indépendamment des bras du pont ; par contre, la formule (14) fait intervenir le produit  $P.Q.$ . On peut cependant connaître les variations de  $\mu_1$  en utilisant des noyaux de même dimensions placés successivement dans la même bobine car il suffit alors de lire les variations de capacité ; de même, l'angle de pertes peut se lire sur la boîte d'admittance. Cette façon d'opérer est particulièrement commode lorsqu'on étudie les pertes par hystérésis des ferrites car il est fréquent alors que l'on sorte du domaine de Rayleigh et que l'on soit obligé par conséquent de relever un plus grand nombre de points expérimentaux correspondant à  $\mu_1$  et  $\lg \alpha$ .

#### b) ÉTUDES EN MOYENNES FRÉQUENCES.

Le pont de Maxwell présente cependant le très grand inconvénient de ne pouvoir être utilisé aisément aux fréquences dépassant 50 kHz, tout au moins pour la mesure précise des parties réelles et imaginaires d'une faible self inductance.

Nous nous contenterons de signaler un montage que nous avons essayé d'utiliser pour remédier à ce défaut et qui consiste à mesurer avec un pont de Schering les variations de 2 capacités que l'on a placées en série avec la bobine démontable. Ce dispositif nécessite un transformateur très spécial dès que l'on désire effectuer des mesures dans un champ magnétique élevé et c'est pourquoi nous l'avons abandonné.

Par contre, nous décrirons le pont double  $T$  que nous avons réalisé (fig. 4). L'ensemble  $C_1, C_2$ , est un condensateur double à air, tel que  $C_1 = C_2$  chaque élément variant de 20 à 500 pF.  $C_3$  et  $C_0$  sont des

condensateurs à air variant entre 30 et 1 100 pF et  $C_3$  un condensateur fixe à air de 2,5 pF, sans pertes parallèles. La résistance  $r$  est sans self et peut prendre les valeurs 10, 30 et 100  $\Omega$ . La bobine de mesure est représentée par  $X$  et son inductance peut être de l'ordre de 1  $\mu$ H. On peut constater qu'il s'agit

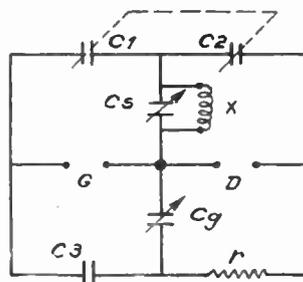


Fig. 4. — Schéma du pont double T moyenne fréquence.

d'un pont analogue à celui décrit par D.B. SINCLAIR [5] pour les hautes fréquences et destiné à la mesure d'impédances relativement élevées par la méthode de substitution ; cependant, notre dispositif n'est pas utilisé de la même façon puisqu'il est prévu pour des mesures directes de faibles impédances, aux fréquences moyennes (50 à 500 kHz environ). Il présente deux avantages : les pertes sont compensées au moyen de la résistance  $r$  et du condensateur variable  $C_0$  ; le détecteur, le générateur et l'impédance  $X$  ont tous les trois un pôle à la masse, ce qui évite les éléments parasites et permet de mesurer le champ magnétique en inérant un millivoltmètre en parallèle avec  $X$ .

Pour  $\frac{L\omega}{R} \gg 1$ , cas usuel des bobines utilisées, les équations d'équilibre du pont peuvent s'écrire :

$$L = \frac{1}{\Gamma \omega^2} \quad (16)$$

en posant :

$$R \cong \frac{r \frac{C_1 C_2}{C_3} (C_3 + C_0)}{\Gamma^2}$$

$$\Gamma = C_1 + C_2 + \frac{C_1 C_2}{C_3} + C_0$$

remarquons que la capacité apparente  $\Gamma$  est très grande et un calcul montre que les pertes résiduelles du pont peuvent être négligées.

#### c) ÉTUDES EN HAUTE FRÉQUENCE.

On sait qu'en haute fréquence (celle-ci pouvant atteindre 50 à 100 MHz suivant la bobine utilisée), le terme  $L\omega$  devient assez grand pour que la valeur

$C_0$  de la capacité d'accord permette l'utilisation d'un condensateur variable à air. On a alors intérêt à utiliser un dispositif à résonance de tension et les équations d'accord sont :

$$LC_0 \omega^2 = 1 \quad (17)$$

$$Q = \frac{L\omega}{R} = \frac{1}{RC_0\omega}$$

Ces deux équations permettent de déterminer  $L$  et  $R$  (et également  $L_0$  et  $R_0$ ), connaissant  $C$  et  $Q$ .

À fréquence constante, on calcule de façon très précise le facteur de surtension  $Q$  à partir de la variation de la tension  $U$  aux bornes du condensateur variable  $C$  branché en parallèle avec la bobine. Soient en effet  $C_0$  la valeur de  $C$  à la résonance et  $U_0$

la tension correspondante. La courbe  $\frac{u}{u_0} = f(C)$  est symétrique par rapport à  $C_0$  et présente un maximum de pente pour  $\frac{u}{u_0} = 0,82$  dans le cas d'une détection linéaire et  $\frac{u}{u_0} = 0,87$  dans celui d'une détection quadratique. Le facteur de surtension peut s'écrire

$$\frac{L\omega}{R} = \sqrt{\left(\frac{u_0}{u}\right)^2 - 1} \frac{C_0}{C_0 - C} \quad (18)$$

Toutes ces mesures ne peuvent cependant être correctes [6] que si le générateur est très stable en fréquence et en amplitude et si l'échelle du voltmètre est suffisamment étalée. C'est pour répondre à ces exigences que nous avons réalisé le dispositif schématisé sur la figure 5. Un générateur  $G$  dont la fré-

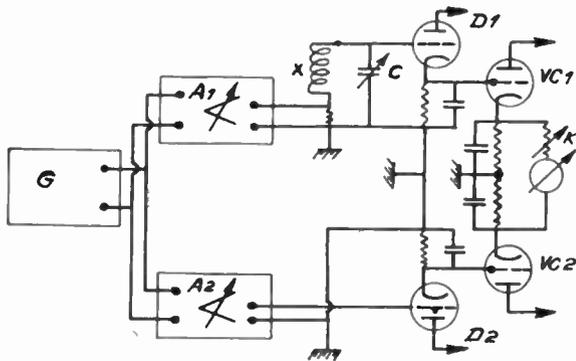


FIG. 5. — Schéma du circuit à résonance de tension destiné aux études en haute fréquence.

quence est stabilisée à l'aide d'un quartz est branché à deux amplificateurs. Le schéma de l'amplification comme celui de la détection a été choisi symétrique afin de corriger les variations d'amplitude de l'oscillateur. D'autre part, pour remédier à la mauvaise stabilité du voltmètre placé habituellement dans les Qmètres du commerce, nous avons compensé la tension de façon telle que le sommet de la

courbe de résonance peut être étalé considérablement.

De cette façon, on peut relever  $C$ ,  $C_0$  et les tensions correspondantes. Cependant, si l'on veut obtenir plusieurs points dans un délai assez court pour éviter la dérive de la fréquence, on peut donner à  $U/U_0$  une valeur fixée à l'avance en utilisant un commutateur à plusieurs positions jumelé avec le réglage du gain de l'amplificateur  $A_2$ . Nous employons un commutateur à 3 positions, ce qui nous permet d'effectuer 3 mesures de  $Q$  en quelques minutes, et dans cet intervalle de temps la dérive  $\frac{\Delta f}{f}$  est inférieure à  $10^{-6}$ .

#### Contrôle en série.

Les traitements chimiques, mécaniques et thermiques qui interviennent dans l'élaboration des substances magnétiques sont si complexes qu'il est nécessaire de contrôler ces matériaux avec soin. Il est parfois suffisant d'effectuer des prélèvements importants, mais lorsqu'on désire obtenir des performances très précises avec des matières difficilement reproductibles ou encore si le prix de revient après bobinage, est très élevé (cas de certains circuits magnétiques fermés), il peut être utile d'examiner chaque échantillon.

Les trois dispositifs d'étude que nous avons décrits donnent des formules de la perméabilité et des pertes qui sont assez simples pour être adaptés au contrôle en série. Nous avons cependant réalisé quelques variantes qui rendent l'opération plus facile et plus rapide. La figure 6 présente un montage simplifié du

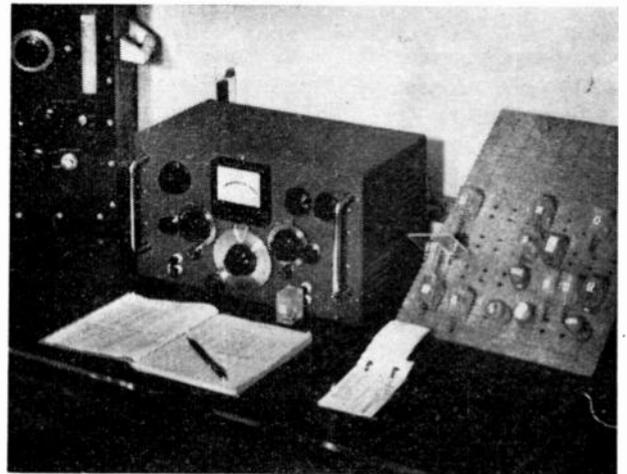


FIG. 6. — Photographie du dispositif à résonance de tension pour le contrôle en série.

dispositif à résonance de tension. Les échantillons à contrôler se présentent sous des formes très diverses (figure 7), aussi a-t-on réalisé un certain nombre de bobines (plateau de droite de la fig. 6) dans lesquels l'insertion du noyau permet, par variation de la capacité d'accord, de déterminer la valeur relative de la perméabilité et celle du facteur de qualité  $Q$ ; la première se lit directement sur le cadran du con-

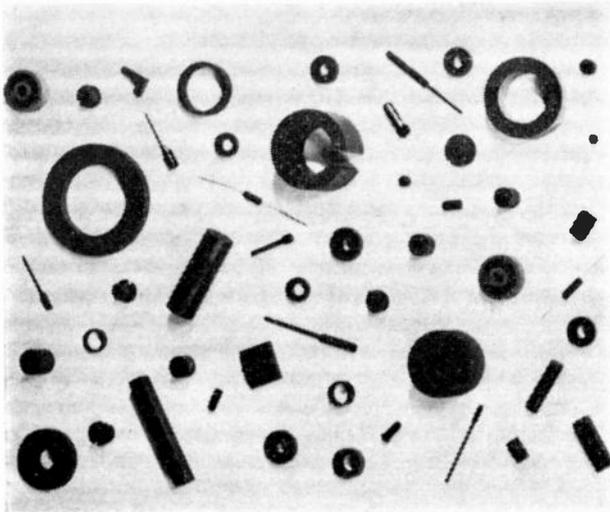


FIG. 7. — Noyaux magnétiques utilisés en radioélectricité.

densateur et la deuxième sur le voltmètre à lampes, tous deux gradués en %.

Dans les ateliers de fabrication, il est parfois préférable d'effectuer les contrôles avec des dispositifs encore plus simples, du type « passe-passe pas ». Celui de la fig. 8 se trouve en service depuis plusieurs années et comprend un pont double *T* à forte impédance. L'équilibre en est assuré par un condensateur tournant dont le cadran se trouve éclairé, au moment de l'accord, par un stroboscope déclenché à l'aide d'un thyatron. Les pertes magnétiques de l'échantillon sont alors décelées par le courant résiduel du pont qui, passé un certain seuil, peut bloquer le thyatron.

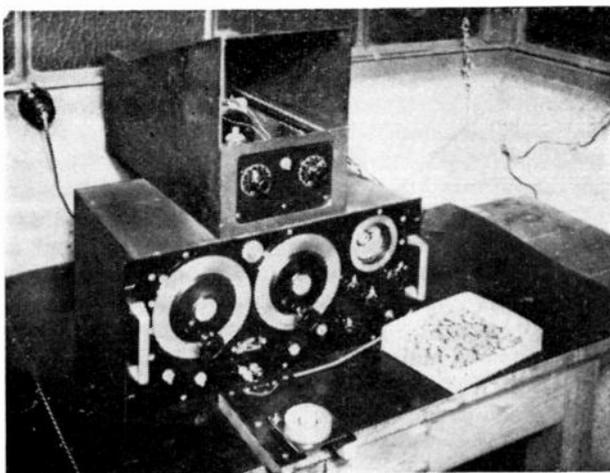


FIG. 8. — Dispositif de contrôle du type « passé-passe pas » utilisé dans un atelier de fabrication.

**Applications.**

Nous ne donnerons pas d'exemples de contrôle en série car cela entraînerait une énumération fastidieuse des différents stades de fabrication des matériaux magnétiques. Par contre, nous indiquerons certaines applications des dispositifs de mesures, en choisissant de préférence celles qui se rattachent aux propriétés générales des matériaux magnétiques utilisés en radioélectricité.

a) LA LOI  $\mu = f(p)$ .

Lorsqu'on utilise des matériaux constitués de poudre magnétique et de diélectrique, il est important de connaître la relation entre la perméabilité  $\mu$  du noyau et la charge. Nous désignons cette charge par  $p$ , rapport entre le volume de la poudre magnétique et le volume total du noyau. Différentes lois ont été proposées pour exprimer la fonction  $\mu = f(p)$  mais il ne semble pas qu'un accord se soit établi à ce sujet. La plus simple de ces lois est la relation logarithmique :

$$\text{Log } \mu = p \text{ Log } \mu_f \tag{19}$$

$\mu_f$  représentant la perméabilité fictive obtenue par extrapolation pour la charge  $p = 1$ . Cette loi semble avoir été vérifiée pour la première fois par LEGG et GIVEN [7] dans le cas très particulier d'une poudre de permalloy et ils utilisent d'ailleurs des charges si élevées ( $p > 0,6$ ) qu'il s'agit probablement d'un cas exceptionnel. D'après la théorie de LICHTNECKER [8], cette relation ne devrait en effet s'appliquer qu'à des propriétés basées uniquement sur les probabilités isolées d'actions élémentaires des grains ; c'est probablement ce qui explique que des études plus récentes [3] [4] aient montré que la formule (19) ne s'applique qu'aux charges faibles ( $p < 0,6$ ) et seulement lorsque les grains sont régulièrement répartis dans le diélectrique. Ces études, purement scientifiques ont été effectuées avec des diélectriques qui sont rarement utilisés (caoutchouc, ébonite, résine etc). Il était donc bon de déterminer la fonction  $\mu = f(p)$  relative à différentes poudres et diélectriques employés dans l'industrie, à différents stades de fabrication du noyau. La fig. 9 groupe

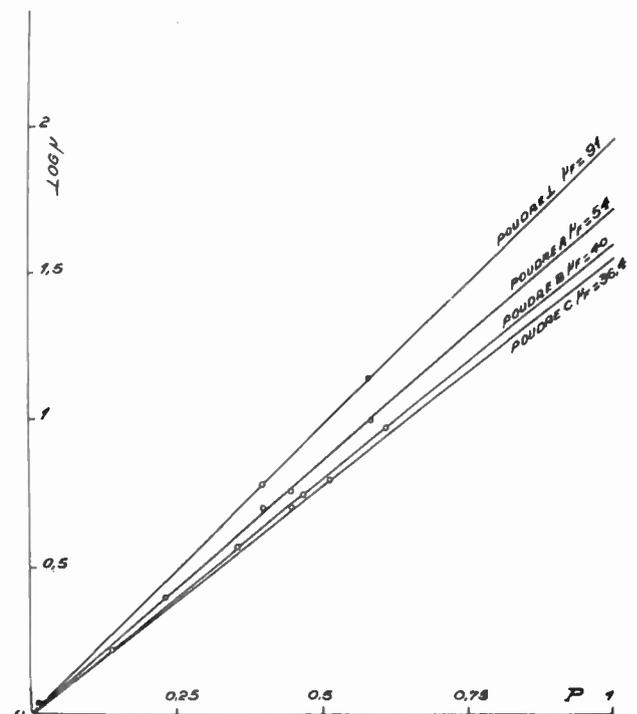


FIG. 9. — Variation linéaire de  $\log \mu$  en fonction de la charge  $p$  dans le cas de 4 poudres usuelles en fer carbonyle.

quelques résultats de mesures effectuées sur 1 poudres différentes après vérification de la bonne répartition des grains ; on voit que la relation (19) se trouve vérifiée lorsque la charge est inférieure à 0,6. Nous avons constaté également que cette loi ne s'appliquait pas aux très fortes charges ; cependant, il est bien évident que le coefficient  $\mu_f$  ne représente pas la valeur réelle de la perméabilité d'un mélange dont la charge  $p$  tend vers 1, mais la perméabilité d'une substance fictive constituée de grains dont l'isolement électrique et magnétique serait parfait bien que l'on n'ait utilisé aucun diélectrique ( $p = 1$ ).

La valeur de  $\mu_f$  obtenue par extrapolation de  $\log \mu$  pour  $p = 1$  est très utile pour caractériser les poudres entrant dans la fabrication des noyaux. Il est fréquent, en effet, que des poudres en principe identiques aient des  $\mu_f$  notablement différents bien que les autres propriétés soient restées les mêmes. Cela a longtemps constitué une difficulté dans la préparation des noyaux de perméabilité définie avec précision car la reproductibilité de cette caractéristique était difficile à assurer ; la connaissance de  $\mu_f$  nous permet actuellement d'obtenir une perméabilité constante en calculant à l'avance les variations de la charge.

Pour  $d\mu = 0$ , la relation (19) permet d'écrire :

$$\Delta\mu_f \simeq -2,3 \mu_f \log \mu_f \frac{\Delta p}{p}$$

d'où l'on peut tirer  $\Delta p$ . Si par exemple, on a  $\mu_f = 50$ , ce qui est une valeur très courante, on obtient

$\Delta\mu_f \simeq 200 \frac{\Delta p}{p}$ . Comme  $p$  est toujours inférieur à 1, on voit qu'il suffit d'une très légère variation de la charge pour compenser celle de  $\mu_f$ .

#### b) LA CARACTÉRISTIQUE $\mu_1 - j\mu_2$ .

En utilisant successivement les trois dispositifs de mesures que nous avons décrits, il est possible de relever la caractéristique  $\mu_1 - j\mu_2$  jusqu'à 50 MHz environ.

Lorsque la poudre magnétique est isolée dans le diélectrique, on constate que sa nature (métal, oxyde, ferrite) ne modifie pas l'allure générale de cette courbe. Aux fréquences croissantes,  $\mu_1$  diminue constamment et présente un point d'inflexion (dispersion). Simultanément,  $\mu_2$  croît, passe par un maximum qui se place dans la même région que le point d'inflexion de  $\mu_2$ , puis décroît (relaxation). Des courbes de ce genre ont été publiées dans la littérature [2] [4] [9] et nous nous contenterons de signaler qu'avec les poudres carbonyles, le point d'inflexion de  $\mu_1$  et le maximum de  $\mu_2$  se placent fréquemment au-delà de 50 MHz.

Par contre, la caractéristique  $\mu_1 - j\mu_2$  d'un fer-

rite ne présente pas la même allure car  $\mu_1$  passe cette fois par un maximum. La possibilité d'utiliser la même bobine démontable avec nos trois dispositifs nous a permis de confirmer (10) que ce phénomène est lié, partiellement, aux variations de la capacité répartie de la bobine par suite de la forte dispersion de la constante diélectrique du ferrite. Lorsqu'on effectue des essais systématiques sur des noyaux de ce genre, il est donc nécessaire de préciser les caractéristiques de la bobine utilisée et si l'on veut comparer des ferrites, on a donc intérêt à utiliser pour tous le même bobinage.

#### c) SÉPARATION DES PERTES MAGNÉTIQUES.

Nous avons déjà indiqué que les noyaux magnétiques sont en général utilisés aux fréquences entraînant un faible angle de pertes, c'est-à-dire bien avant que se produise la relaxation de  $\mu_2$ . Dans ces conditions, les pertes sont assez faibles pour que l'on puisse appliquer la méthode de séparation des pertes de Jordan et les 3 coefficients  $h$ ,  $F$ ,  $t$  peuvent être déterminés expérimentalement. Nous avons choisi 2 sortes de noyaux en fer carbonyle d'emploi courant pour montrer comment nos 3 dispositifs se complètent.

$\mu$	F	h	t
8	0,004	0,8	0,6
15	0,015	1,5	0,8
50	0,05	35	8
55	0,1	38	6

Les échantillons du type  $\mu = 55$  et 50 sont très souvent utilisés au-dessous de 200 kHz. Il est important de mesurer leurs coefficients de pertes dans les conditions normales d'utilisation, aussi mesurons-nous les pertes par hystérésis avec le pont B.F. ; la valeur de  $h$  est assez élevée pour qu'une bobine de 39 ou même de 15 spires soit suffisante. Les pertes par courants de Foucault sont trop faibles pour être mesurées avec un pont de Maxwell ; on utilise donc le pont M.F. pour connaître les coefficients  $F$  et  $t$ .

Les noyaux de perméabilité de 8, et 15 sont en général utilisés à des fréquences assez élevées ; nous déterminons donc les 3 coefficients de pertes avec le pont M.F. ou avec le circuit à résonance de tension.

Il est malgré tout possible de mesurer  $h$  au pont B.F. mais sa faible valeur (0,8 et 1,5) conduit à prendre un nombre de spires trop élevé pour que les bobines démontables soient encore utilisables ; les mesures sont par conséquent plus longues.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] M. SUEUR et M. ANDRIEUX. — Applications des matériaux magnétiques modernes dans la technique des télécommunications. Annales de l'Institut Polytechnique de Grenoble. N° spécial du colloque du C.N.R.S., Ondes hertziennes et magnétisme, Grenoble, 1953. Voir aussi les articles de L. NEEL, L. WEIL, etc.
- [2] Soft magnetic materials for telecommunications, Pergamon Press L.T.D., London 1953. Voir en particulier les articles de L. NEEL, H.P. J. WIJN, D. POLDER, R. FELDTKELLER, I. EPELBOIN, A.C. LYNCH, A. TAYLOR, C.E. RICHARDS, etc.
- [3] I. EPELBOIN. — Etude des métaux par les ondes hertziennes à l'aide des perméamètres à enroulement démontable, *Onde Electrique* (1948), 28, p. 322-327 et 444.
- [4] B. PISTOULET. — Sur le comportement des poudres ferromagnétiques jusqu'à 24 000 MHz. *Ann. des Télécommunications* (1952), p. 27-45, 85-97 et 127-138.
- [5] D.B. SINCLAIR. — The twin T. *A. New Type of Null Instrument for measuring Impedances at Frequencies up to 30 Mc.s. P.I.R.F.* July 1940, page 310.
- [6] FROMY E. — Mesures en radiotechnique, Paris, éd. Dunod.
- [7] V.E. LEGG, E.S. GIVEN. — Compressed powdered molybdenum permalloy for high quality inductance coils. *Bell System technic J.*, (1940), 19, p. 385-406.
- [8] K. LICHTENECKER. — Mischkörpertheorie als Wahrscheinlichkeitsproblem, *Phys. Z.*, (1929), 30, p. 805-809.
- [9] H.P.J. WIJN. — Quelques propriétés physiques des ferrites. *Onde Electrique*, (1954), 34, p. 418-424.
- [10] I. EPELBOIN. — Sur quelques causes d'erreurs dans l'étude des substances magnétiques, aux fréquences radioélectriques. Colloque A.M.P.E.R.E. 1954.

# PARAMÈTRES EFFECTIFS DES FERRITES DE NICKEL DANS LA GAMME 0 — 1 000 MÉGAHERTZ

PAR

J. ROZES

*Ingénieur à la Société Lignes Télégraphiques et  
Téléphoniques*

## **Limitations d'emploi des matériaux magnétiques métalliques.**

Les matériaux magnétiques métalliques présentent des qualités médiocres en haute et moyenne fréquences. Bien que leur utilisation sous forme de tôles minces permette de diminuer considérablement les courants de Foucault, les pertes dues à ces courants restent importantes en haute fréquence.

A titre d'exemple, l'un des meilleurs matériaux magnétiques métalliques pour les hautes fréquences est l'anhydre B dont la résistivité est de  $85 \cdot 10^{-8}$  ohm-m. Pour des tôles de 0,05 mm d'épaisseur soumises à une induction maximum de  $0,3 \text{ Wb/m}^2$  à la fréquence de 100 kHz, la puissance dissipée par courants de Foucault est de  $4,4 \text{ W/cm}^3$ .

Cette valeur est très élevée ; on ne peut la réduire pour une induction et une fréquence données qu'en diminuant l'épaisseur des tôles.

Les difficultés de mise en œuvre, l'augmentation de prix qui en résulte et la diminution rapide du facteur de remplissage font que l'on ne peut réduire l'épaisseur des tôles en dessous d'une certaine limite. La résistivité des matériaux magnétiques métalliques est toujours inférieure à  $10^{-8}$  ohm-m. Les recherches effectuées en vue de l'obtention de matériaux métalliques plus résistifs ont, en général, conduit à des solutions peu efficaces et n'ont pas permis d'accroître considérablement le domaine de fréquences utilisables.

Une autre solution pour diminuer les courants de Foucault consiste à utiliser des noyaux en poudre de fer. On a pu utiliser de tels noyaux jusqu'à des fréquences de quelques mégahertz. Mais, la petitesse des grains de fer utilisés conduit à un facteur de

remplissage très faible et, par suite, à des valeurs de perméabilité qui ne dépassent pas quelques dizaines.

L'introduction des noyaux magnétiques de ferrite a permis de parer à ces inconvénients ; leur forte résistivité (de 10 à  $10^8$  ohm-m) entraîne de faibles pertes par courants de Foucault, ce qui permet de les employer sous forme de noyaux massifs et leur perméabilité varie de quelques unités à plus de 2 500 [1] [2].

## **Domaines d'utilisation des différents ferrites.**

Les ferrites qui, pour une perméabilité initiale donnée, présentent les plus faibles pertes sont, jusqu'à une fréquence de l'ordre de 1 MHz, les ferrites mixtes de manganèse et de zinc [3] [4].

Toutefois, en raison de leur grande permittivité, ces ferrites donnent lieu, pour les fréquences plus élevées, à des effets dimensionnels qui se traduisent par une augmentation des pertes. Il est alors préférable d'utiliser des ferrites mixtes de nickel et de zinc [5] dont la permittivité est nettement plus faible.

Il existe toute une gamme de ces ferrites dont les perméabilités s'étagent depuis 2 500 jusqu'à quelques unités et qui conviennent pour différents domaines de fréquences, la perméabilité devant être d'autant plus faible que la fréquence est plus élevée [4] [6].

Le but de la présente étude est de montrer comment les paramètres effectifs des différents ferrites varient avec la fréquence.

La mesure des paramètres des ferrites de magnésium et de manganèse ayant fait l'objet de publications antérieures [7] [8], nous nous intéressons ici aux ferrites de nickel.

**Principe de la mesure de la perméabilité.**

Le matériau à étudier est pris sous la forme d'un tore. Ce tore est recouvert d'un enroulement de  $N$  spires (figure 1). Appelons  $Z$  l'impédance mesurée aux bornes de l'enroulement à une fréquence  $f$ . Nous pouvons mettre  $Z$  sous la forme équivalente symbolisée par la figure 2.

$R_0$  représente la résistance propre de l'enroulement à la fréquence considérée ;

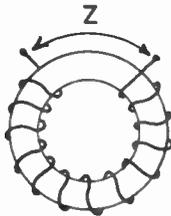


FIG. 1. — Mesure de la perméabilité.

$L_e \omega$  représente l'inductance due au flux extérieur au noyau ;

$C$  symbolise la capacité répartie de l'enroulement ainsi que la capacité des spires par rapport au noyau

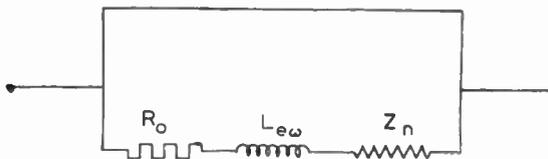


FIG. 2. — Réseau équivalent à l'impédance de l'enroulement de la figure 1.

magnétique et à la masse. Nous supposons que la perdittance correspondante est nulle.

$Z_n$  représente l'impédance propre du noyau de ferrite.

Il est facile de connaître la valeur de  $R_0$  soit par le calcul, soit par une mesure. Les variations avec la fréquence sont données par des tables. De même,  $L_e \omega$  est facile à connaître, il suffit de mesurer l'inductance de l'enroulement seul en basse fréquence.

En revanche, la capacité  $C$  est très difficile à évaluer. Elle comprend un terme propre à l'enroulement (capacité entre spires et capacité des spires par rapport à la masse) et un terme qui est fonction du noyau magnétique (capacité des spires par rapport au noyau). La mesure directe est donc impossible à effectuer ; quant au calcul, il est beaucoup trop compliqué pour être utilisable. Aussi, emploie-t-on un procédé par élimination.

Dans le cas d'un enroulement à une seule couche dont les spires sont disposées bien régulièrement, on peut montrer que la capacité cherchée [8] [9] est considérée comme une fonction linéaire du nombre de spires, soit :

$$C = a N + b.$$

D'autre part, l'impédance cherchée  $Z_n$  est, toutes choses égales par ailleurs, proportionnelle au carré du nombre de spires :

$$Z_n = k N^2.$$

A partir des mesures faites sur trois enroulements comportant des nombres de spires différents, il est donc possible de connaître  $a$ ,  $b$  et  $k$ , donc d'éliminer  $C$ . Certaines hypothèses permettent de simplifier le calcul pour les fréquences élevées.

Les paramètres  $R_0$ ,  $L_e \omega$  et  $C$  étant connus, il est facile de déduire de  $Z$  la valeur de  $Z_n$ .

En appelant  $\mu'$  la perméabilité,  $s$  la section transversale du tore et  $l$  la longueur de la ligne magnétique moyenne, on a :

$$Z_n = R + j \omega \mu' N^2 s/l,$$

$R$  représente alors la résistance de pertes dans le ferrite. On peut la mettre sous la forme  $\omega \mu'' N^2 s/l$ , et il vient alors :

$$Z_n = j \omega (\mu' - j \mu'') N^2 s/l = j \omega \mu N^2 s/l.$$

Le paramètre  $\mu = \mu' - j \mu''$  est appelé perméabilité apparente complexe. Il est égal à la perméabilité effective si l'on peut négliger les effets dimensionnels. Dans le domaine de nos fréquences de mesures, ceci est vrai pour les ferrites de nickel qui ont une résistivité très élevée (de l'ordre de  $10^4$  ohm-m) et une permittivité relativement faible, car la différence entre les deux perméabilités est alors inférieure à  $1/1\,000$ .

Le facteur de qualité magnétique  $Q_M$  et l'angle de pertes magnétique  $\text{tg } \delta_M$  sont donnés par :

$$\text{tg } \delta_M = \frac{1}{Q_M} = \frac{\mu''}{\mu'}.$$

Un autre coefficient important relatif à la perméabilité est le facteur de pertes magnétique  $\text{tg } \delta_M/\mu$ . En effet, en première approximation, sa valeur n'est pas modifiée par la présence d'un entrefer dans le circuit magnétique.

**Principe de la mesure de la permittivité.**

Les mesures ont été faites sur des disques minces taillés dans les tores qui ont servi aux mesures de perméabilité et dont les faces ont été métallisées.

L'admittance  $Y$  d'un condensateur plan, de section  $s$  et d'épaisseur  $e$  est de la forme :

$$Y = (\sigma + j \omega \epsilon') s/e,$$

où  $\sigma$  est la conductivité et  $\epsilon'$  la permittivité du diélectrique. Cette formule suppose négligeable le flux de fuite, ce qui est vrai si  $e$  est petit devant la plus petite dimension du condensateur.

On peut poser  $\sigma = \omega \epsilon''$  et la formule ci-dessus devient :

$$Y = \frac{j \omega s}{e} (\epsilon' - j\epsilon'') = \frac{j \omega s}{e} \epsilon$$

Le paramètre  $\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$  qui figure dans cette formule est appelé permittivité apparente complexe. Il est égal à la permittivité effective du matériau étudié lorsque les effets dimensionnels sont négligeables ; ce qui, comme il a été dit ci-dessus, est vrai pour les ferrites de nickel dans le domaine de nos fréquences de mesures.

On peut déduire également un facteur de qualité électrique  $Q_E$  et une tangente de pertes électrique du matériau étudié par :

$$\text{tg } \delta_E = \frac{1}{Q_E} = \frac{\epsilon''}{\epsilon'}$$

**Résultats expérimentaux.**

Les échantillons de ferrite de nickel qui ont été soumis aux mesures sont des ferralites L.T.T. [3]. Ils ont été placés dans une enceinte isotherme maintenue à 35°C.

Les principales caractéristiques de ces ferralites ainsi que les résultats de mesures du facteur de qualité et des facteurs de pertes sont résumés sur le tableau I.

TABLEAU I  
PARAMÈTRES DES FERRITES DE NICKEL

Type de ferrite	Ferrilite	Ferrilite	Ferrilite	Ferrilite
	LTT 1 101	LTT 1 102	LTT 1 103	LTT 2 101
Gamme de fréquences d'utilisation ( $\mu''$ faible et $\mu'$ constant).	de 0,2 à 1 MHz	de 1 à 5 MHz	de 5 à 25 MHz	
Perméabilité initiale approximative	920	200	60	2 200
Facteur de qualité magnétique $Q_M$ à 0,05 MHz	43	102	—	26
0,1 »	41	84	—	9,3
0,25 »	20	54	—	2
1 »	3	36	—	1,2
5 »	0,89	8,8	—	0,46
10 »	0,63	2,1	95	0,29
20 »	0,42	1,1	9,6	0,22
Facteur de pertes magnétique $\text{tg } \delta_M / \mu \cdot 10^6$ à 0,05 MHz	25	48	—	17
0,1 »	32	58	—	43
0,25 »	130	90	—	350
1 »	371	140	—	790
5 »	3 540	502	—	2 160
10 »	9 310	2 420	170	3 400
20 »	30 900	7 040	1 500	4 600

En raison de ses faibles valeurs, la perméabilité du ferrilite 1 103 n'a pas été mesurée par la méthode indiquée ci-dessus, mais elle a été déterminée en insérant un tore de ferrite dans un circuit coaxial et en mesurant l'impédance d'entrée de ce circuit dans différentes conditions de terminaison.

Les figures 3, 4 et 5 donnent respectivement les valeurs de la perméabilité complexe pour les ferrilites

1 101, 1 102 et 1 103. Les courbes sont tracées dans le plan complexe et graduées en fréquence. Nous donnons également sur la figure 6 la courbe de perméa-

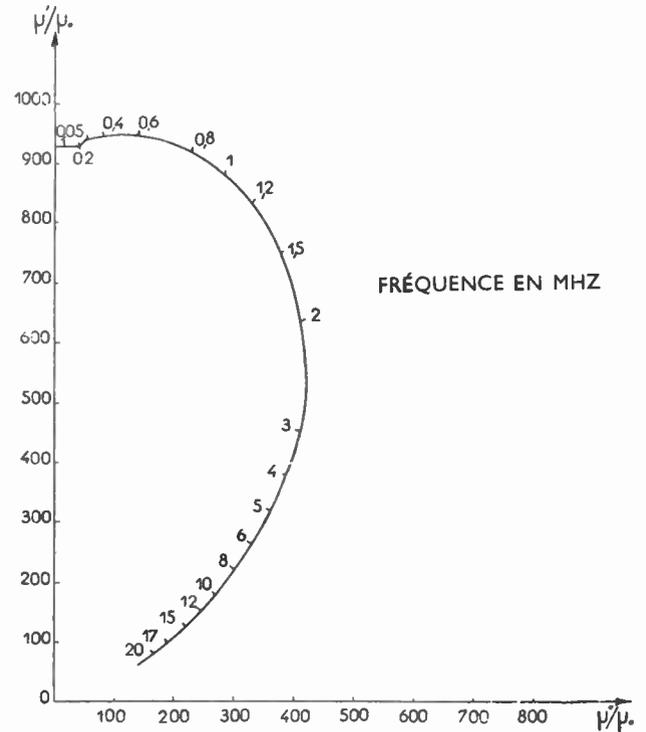


FIG. 3. — Perméabilité effective du ferrilite 1 101 en fonction de la fréquence à la température de 35°C.

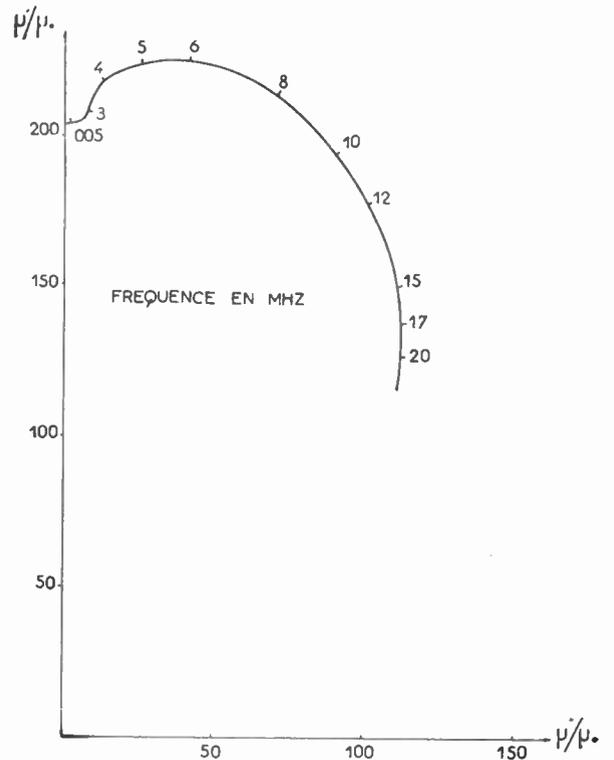


FIG. 4. — Perméabilité effective du ferrilite 1 102 en fonction de la fréquence à la température de 35°C.

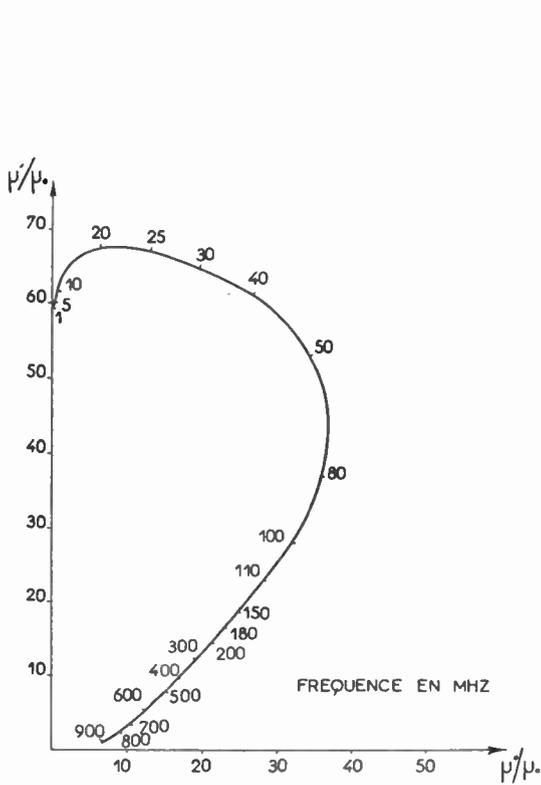


FIG. 5. — Perméabilité effective du ferrite 1103 en fonction de la fréquence à la température de 35°C.

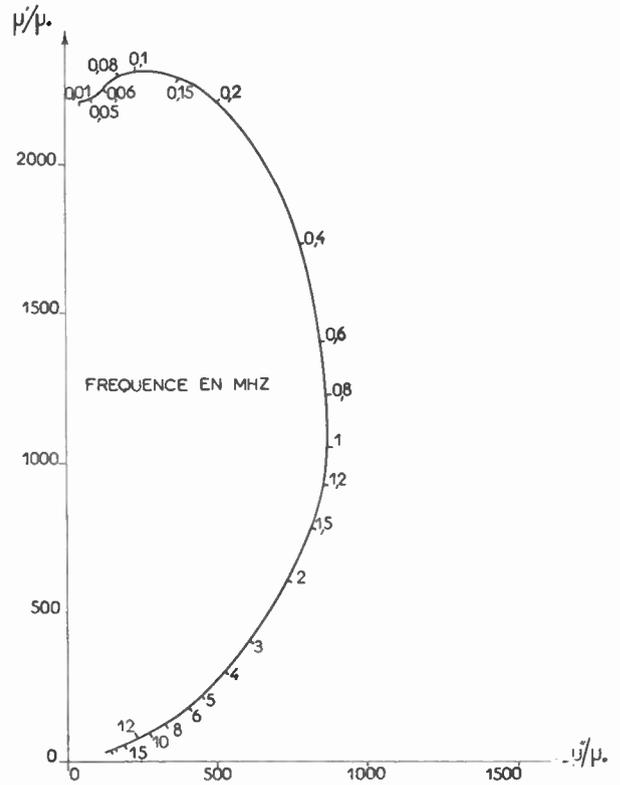


FIG. 6. — Perméabilité effective du ferrite 2101 en fonction de la fréquence à la température de 35°C.

bilité complexe d'un ferrite de nickel de très haute perméabilité, le ferrite L.T.T. 2101 qui est utilisé pour des applications spéciales.

Les figures 7, 8 et 9 donnent la courbe de  $\text{tg } \delta_M/\mu$  en fonction de la fréquence pour les ferrites 2101, 1101, 1102.

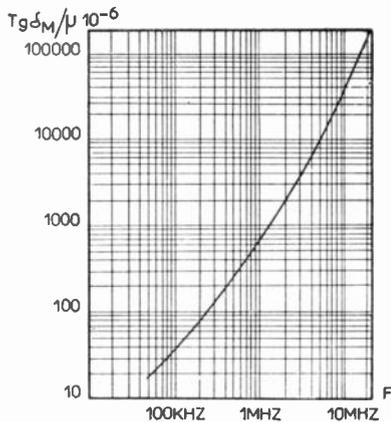


FIG. 7. — Ferrite 2101. Courbe de  $\text{tg } \delta_M/\mu$  en fonction de la fréquence.

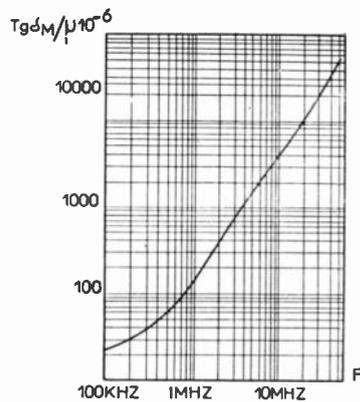


FIG. 8. — Ferrite 1101. Courbe de  $\text{tg } \delta_M/\mu$  en fonction de la fréquence.

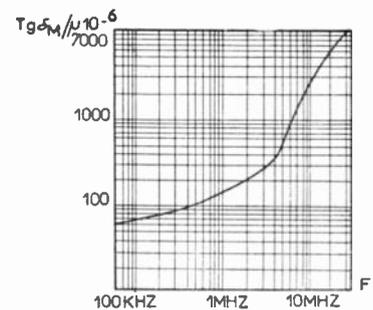


FIG. 9. — Ferrite 1102. Courbe de  $\text{tg } \delta_M/\mu$  en fonction de la fréquence.

La permittivité a été mesurée pour les ferrites 1 101 et 1 102 (figures 10 et 12). Elle décroît rapidement avec la fréquence. Les courbes ont été tracées avec  $\epsilon''/\epsilon_0$  en abscisse et  $\epsilon'/\epsilon_0$  en ordonnée.

Par suite des grandes variations de ces paramètres, une échelle semi-logarithmique a été utilisée. Il leur est alors adjoint les courbes de  $\text{tg } \delta_E$  en fonction de la fréquence (figures 11 et 13).

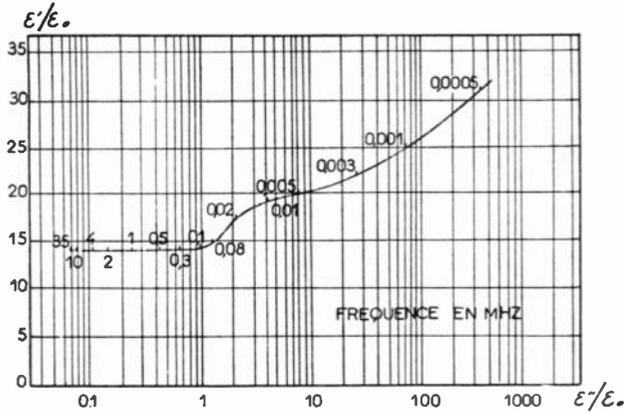


FIG. 10. — Permittivité effective du ferrite 1 101 en fonction de la fréquence à la température de 35°C.

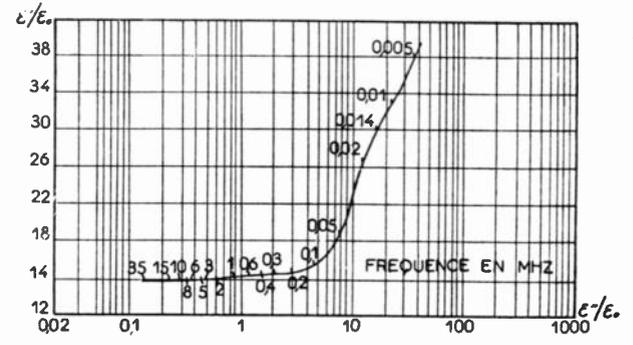


FIG. 12. — Permittivité effective du ferrite 1 102 en fonction de la fréquence à la température de 35°C.

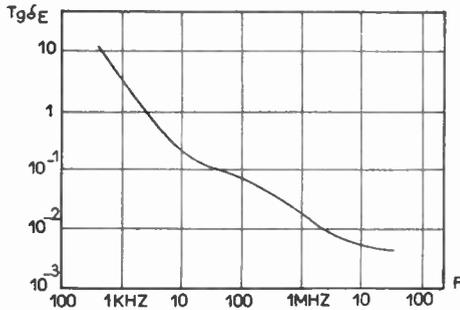


FIG. 11. — Variation de l'angle de pertes électrique du ferrite 1 101 en fonction de la fréquence.

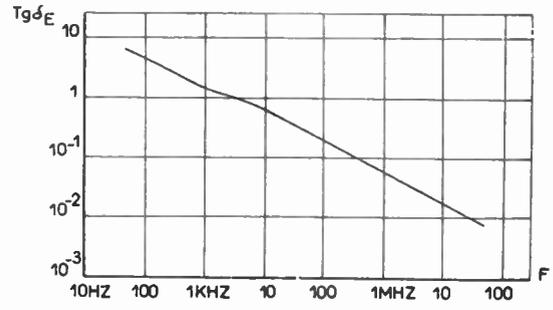


FIG. 13. — Variation de l'angle de pertes électrique du ferrite 1 102 en fonction de la fréquence.

**BIBLIOGRAPHIE**

[1] L. NEEL, — Propriétés magnétiques des ferrites. *Annales de Physique*. 12, 3, 1948, pages 137-198.  
 [2] E.J.W. VERWEY, P.W. HAAYMANN et E.L. HEILMANN. — De la structure cristalline des ferrites et oxydes métalliques analogues. *R. T.P.*, T. 9, 1947. pages 186-192.  
 [3] Y. LESCOEIL. — Ferrites ferromagnétiques. *Câbles et Transmission*, n° 4, 1953, pages 273-292.  
 [4] J.L. SNOEK. *New Developments in Ferromagnetic Materials*. Elsevier Publishing Company, New-York, 1947.

[5] Ch. GUILLAUD et M. ROUX. — Quelques propriétés ferromagnétiques des ferrites mixtes de nickel et de zinc. *C.R. Ac. Sc.*, T. 229, Novembre 1949, pages 1133-1135.  
 [6] J.L. SNOEK. — Dispersion and Absorption in Magnetic Ferrites at Frequencies above 1 Mc/s. *Physica*, Mai 1948.  
 [7] G.T. RADO. — Magnetic Spectra of Ferrites. *Reviews of Modern Physics*, Janvier 1953.  
 [8] P.M. PRACHE et H. BILLOTTET. — Magnétodynamique des semi-conducteurs. *Câbles et Transmission*. Octobre 1952.  
 [9] P.M. PRACHE. — Bobines d'inductance et Transformateurs pour hautes fréquences. *Câbles et Transmission*. Avril 1950.

# CADRES UTILISANT DES FERRITES

PAR

J. DUPUIS

*Ingénieur Chef de Section  
à la Société « La Radiotechnique »*

## Introduction.

Les avantages des récepteurs à cadre ont été connus dès les débuts de la radioélectricité. Si, pendant une période d'une vingtaine d'années, ces avantages ont été oubliés, et si les récepteurs à cadre avaient alors presque complètement disparu du marché, ils constituent aujourd'hui la majorité des récepteurs de radiodiffusion vendus sur le marché des récepteurs amateurs.

Ils doivent ce renouveau de succès à leurs qualités antiparasites si importantes maintenant que le niveau des parasites d'origine industrielle augmente constamment. Appareils électro-ménagers, tubes lumineux, enseignes lumineuses rendent la réception, sur la classique antenne intérieure, impossible en petites et en grandes ondes dans les grandes villes, et même souvent difficile dans les campagnes. De plus, les récepteurs à cadre, grâce à leur autonomie de fonctionnement (pas d'installation d'antenne extérieure coûteuse, ou intérieure inesthétique), ne peuvent qu'avoir les préférences de l'utilisateur lorsqu'ils permettent des réceptions comparables à celles fournies par les meilleures antennes.

Jusqu'à ces dernières années, les cadres étaient constitués par un certain nombre de tours de fils embrassant une grande surface d'air, aussi grande que possible d'ailleurs, et qui captait une portion du flux magnétique radié par l'émetteur. Les performances étaient fonction de la grandeur du flux embrassé, et, par suite, on ne pouvait pas concevoir un cadre qui n'ait pas des dimensions importantes.

L'inconvénient était que ce cadre de grande dimension ne pouvait être incorporé dans les petits récepteurs ou, s'il était incorporé dans un petit récepteur, c'était au prix d'une grosse réduction de ses performances. De plus, le couplage parasite de ce grand cadre avec le réseau était toujours important, et la réduction attendue des parasites n'était pas toujours obtenue, ce qui rendait l'utilisation de ces cadres souvent bien décevante.

Après toutes ces difficultés, on a étudié, il y a quelques années, des cadres fondés sur de nouveaux principes. Ces études ont été basées sur l'utilisation des nouveaux matériaux magnétiques utilisables jusqu'à des fréquences très élevées. Ces matériaux, introduits en France sous le nom de « ferroxcube », comprennent tout un groupe de céramiques non métalliques, ferromagnétiques de grande perméabilité et de faibles pertes haute fréquence.

Leur utilisation dans les cadres a profondément modifié l'aspect de ceux-ci en permettant d'avoir des cadres moins encombrants, faciles à placer dans les récepteurs, et qui sont beaucoup moins sensibles aux parasites que les anciens grands cadres à air.

Nous allons étudier, dans cet article, les performances de ces nouveaux cadres et les moyens à utiliser pour que ces performances soient les meilleures possibles.

## Sensibilité des Récepteurs à cadres. — Définition du « h Q ».

Pour pouvoir juger des performances d'un cadre, il faut d'abord définir un facteur qui caractérise ses qualités. On demande d'abord à un cadre de capter une énergie magnétique importante. Considérons un cadre avec, à ses bornes, un condensateur  $C$  permettant de l'accorder sur la fréquence du signal désiré (fig. 1). On appellera  $\mathcal{E}$  la composante électrique du champ électro magnétique agissant sur le cadre, et  $V_g$  la tension produite du fait de ce champ aux bornes de  $C$  et appliquée, par exemple, à la grille du 1<sup>er</sup> tube d'un amplificateur.

On définira le gain du cadre comme le rapport

$$A = \frac{V_g}{\mathcal{E}}$$

Si  $V_g$  est en microvolts et  $\mathcal{E}$  en microvolts/mètre,  $A$  sera exprimé en mètres.

Si  $Q$  est la surtension du circuit constitué par l'inductance  $L$  du cadre et le condensateur  $C$ , on a :

$$A = h \cdot Q = \frac{V_g}{g} \tag{1}$$

$h$  est la hauteur effective du cadre.

Il peut sembler anormal de définir la hauteur effective d'un cadre à partir de la composante électrique du champ E.M. alors que le cadre n'est sensible qu'à la composante magnétique de ce même champ. Mais  $h$  est défini alors par assimilation à une antenne et à sa hauteur effective.

Il est maintenant classique de parler du «  $hQ$  » d'un cadre pour définir sa sensibilité. Nous emploierons cette terminologie dans la suite de l'article.

**Hauteur effective du cadre Ferroxcube.**

Le schéma de la fig. 1 peut s'appliquer à n'importe quel type de cadre haute inductance à air, basse inductance à air, ou cadre ferroxcube. Par suite, la

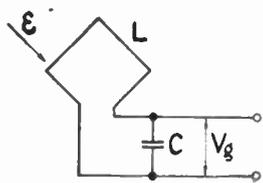


FIG. 1. — Représentation schématique d'un cadre.

définition de «  $hQ$  » s'applique à tous ces types de cadres. Nous considérerons seulement ici les cadres utilisant des ferrites.

Un tel cadre est constitué essentiellement par une inductance bobinée sur un bâton de ferrite, syntonisée par un condensateur variable permettant de couvrir une gamme désirée. La valeur de l'inductance du cadre est donc imposée par des considérations de gamme couverte et de capacité résiduelle et ne sera pas un paramètre sur lequel nous pourrions agir pour augmenter la hauteur effective.

Pour établir une formule générale, nous considérerons un bâton de ferroxcube cylindrique et creux. Ce bâton est représenté fig. 2 dans un champ électromagnétique dont les composantes  $\mathcal{E}$ ,  $H$ ,  $R$ , sont

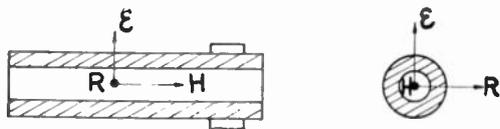


FIG. 2. — Tube de ferrite dans un champ électromagnétique de composantes  $\mathcal{E}$ ,  $H$ ,  $R$ .

figurées vectoriellement. Le tube est orienté dans une direction telle, que les génératrices du cylindre sont parallèles au vecteur  $H$  composante magnétique du champ E.M.

En tout point dans le corps magnétique, on a, d'après les équations de Maxwell

$$-c \operatorname{rot} E_1 = \mu_1 \frac{\partial \mathcal{E}}{\partial \tau}$$

où  $c$  est la vitesse de la lumière

$\mu_1$  la perméabilité du milieu

$E_1$  champ électrique d'induction

Dans l'air on a :

$$-c \operatorname{rot} E_2 = \frac{\partial \mathcal{E}}{\partial \tau}$$

Si  $S_f$  est la surface de ferrite, on a :

$$-c \iint_{S_f} \operatorname{rot} E_1 = \mu_1 \iint_{S_f} \frac{\partial \mathcal{E}}{\partial \tau}$$

et en remplaçant le flux du rotationnel par la circulation du vecteur, on a pour une spire bobinée autour du tube et pour un champ sinusoïdal, une tension  $e_1$  telle que :

$$-c \cdot e_1 = \mu_1 S_f \cdot \mathcal{E} \cdot \omega \cdot \cos \omega \tau$$

et pour  $n$  spires on a une tension efficace induite de :

$$-c \cdot E_{eff} = n \cdot \mu_1 S_f \cdot \omega \cdot \mathcal{E}_{eff}$$

$$E_{eff} = \frac{2 \pi n \mu_1 S_f \mathcal{E}_{eff}}{\lambda} \tag{2}$$

On aura de même dans l'air, si  $S_a$  est la surface d'air embrassée par les spires

$$E_{effa} = \frac{2 \pi n S_a \mathcal{E}_{eff}}{\lambda}$$

la tension induite totale air et ferrite est

$$E = \frac{2 \pi n \cdot \mathcal{E}_1}{\lambda} (S_a + \mu_1 S_f)$$

Parce que l'inductance est bobinée près du corps magnétique  $S_a$  est toujours négligeable devant  $\mu_1 S_f$  et l'on peut considérer que la hauteur effective d'un cadre « ferroxcube » est

$$h = \frac{2 \pi n \mu_1 S_f}{\lambda} \tag{3}$$

On voit, par comparaison avec les cadres à air, que le rôle du bâton de ferrite est d'augmenter la densité du flux d'induction embrassé par le bobinage. Par suite, on pourra, avec une surface embrassée

$\mu_1$  fois plus petite, avoir les mêmes performances qu'un cadre à air. En fait, nous verrons que d'autres éléments permettent d'augmenter cette différence, mais on peut toujours dire que le cadre sera d'autant plus efficace que la perméabilité  $\mu_1$  du corps utilisé sera plus grande. C'est pourquoi ces cadres nécessitent l'emploi de matériaux de grande perméabilité associée à une bonne qualité haute fréquence.

L'étude de ces cadres ne pouvait être entreprise qu'après la mise au point des ferrites qui possèdent ces propriétés. Les anciennes poudres de fer HF ne peuvent convenir à cause de leur trop faible perméabilité.

**Perméabilité des ferrites utilisées.**

Nous allons définir plus en détail le terme  $\mu_1$  de l'équation (3).

On définit généralement la perméabilité d'un corps comme le rapport du champ d'induction au champ magnétique mesuré dans un tore. Nous appellerons « perméabilité torique »  $\mu_t$  ce terme.

La perméabilité  $\mu_1$  utilisée diffère seulement de la perméabilité torique parce qu'il ne s'agit plus du rapport induction à champ magnétisant dans un tore, mais dans un bâton droit de dimensions finies. Or, dans un bâton de longueur finie, il apparaît sur les extrémités des charges magnétiques égales à l'intensité d'aimantation  $I$  et qui créent, dans la matière, un champ démagnétisant qui diminue, en chaque point, le champ d'induction. Le champ d'induction sera, par suite, toujours plus faible dans un bâton droit que dans un tore, et d'autant plus faible que cet effet de bout sera plus important, c'est-à-dire que le bâton sera plus court.

Dans la fig. 3, on a représenté un bâton plongé dans un champ uniforme  $H$ , correspondant à la composante magnétique du champ E.M.  $I$  est le vecteur

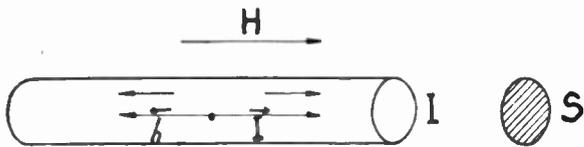


FIG. 3. — Position de champ démagnétisant  $h$  dans un bâton de ferrocube.

aimantation, et sur les faces terminales apparaissent les charges  $\pm I$ . Le champ démagnétisant  $h$  dépend des charges aux extrémités  $I.S.$ , et de la distance à ses charges. Le champ démagnétisant sera d'autant plus grand que le point considéré sera près des extrémités et que ces extrémités auront une surface plus grande.

La perméabilité  $\mu_1$  sera donc fonction de la perméabilité torique, de la longueur du bâton et de sa section, c'est-à-dire de son rapport longueur sur diamètre. De plus, elle variera tout le long du bâton et sera maximum en son milieu.

Cette perméabilité au centre sera appelée perméabilité cadre  $\mu_c$  pour la différencier de  $\mu_1$ . Elle peut

être calculée dans le cas simple d'un ellipsoïde en fonction de  $\mu_t$ ,  $l$ , et  $d$ . On a alors (1).

$$\mu_c = \frac{\mu_t}{1 + N(\mu_t - 1)}$$

avec  $N$  donné en fonction de  $l/d$  par le tableau suivant :

$l/d$	0	$\frac{I}{I/3}$ (sphère)	10	20
$\frac{l/d}{N}$	$\frac{1}{1}$	$\frac{I}{I/3}$	$2,03 \cdot 10^{-2}$	$6,8 \cdot 10^{-3}$
$l/d$	50	100	500	$\infty$
$\frac{l/d}{N}$	$1,4 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{-4}$	$2,4 \cdot 10^{-5}$	0

Pour un bâton cylindrique, on trouve des chiffres de  $\mu_c$  quelque peu plus grands. Les valeurs de  $\mu_c$  pour un bâton cylindrique ont été données par I. v. SUCHTELEN du Laboratoire de Physique de Philips dans un tableau reproduit fig. 4. Ce tableau donne  $\mu_c$  en fonction du rapport  $l/d$  du bâton pour des  $\mu_t$  s'échelonnant entre 20 et 1 000.

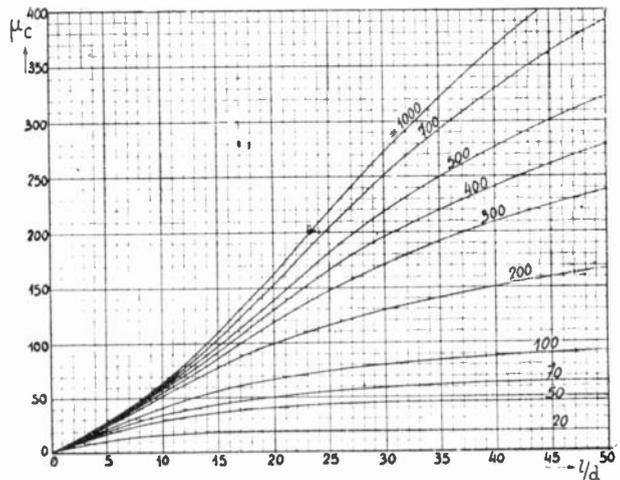


FIG. 4. — Perméabilité  $\mu_c$  du bâton en fonction du rapport  $l/d$  avec la perméabilité torique  $\mu_t$  comme paramètre.

On peut faire quelques remarques sur ce tableau :  $\mu_c$  tend vers  $\mu_t$  lorsque le rapport  $l/d$  croît.

Pour des rapports  $l/d$  petits,  $\mu_c$  varie peu avec  $\mu_t$  ainsi qu'on pouvait le prévoir d'après l'équation de l'ellipsoïde. D'autre part, lorsque  $\mu_t$  est faible, l'intensité d'aimantation  $I$  est faible et le champ démagnétisant devient rapidement négligeable pour des rapports  $l/d$  relativement petits. Par exemple, pour une perméabilité torique de 20, la perméabilité cadre égale la perméabilité torique pour  $l/d = 15$ , alors que pour  $\mu_t = 100$  il faudrait  $l/d = 70$  pour avoir  $\mu_c = \mu_t$ . Cette remarque est très importante pour le choix d'un ferrocube et de ses dimensions.

Les ferrocubes utilisés pratiquement dans la construction des cadres pour les gammes petites et grandes ondes sont :

- le ferrocube 3 B qui a un  $\mu_t = 600$
- le ferrocube 4 B qui a un  $\mu_t = 200$

(1) P. C. Cornelius Korte Samenvatting Van de Electriciteitsleer.

Pour d'autres fréquences d'utilisation, d'autres ferroxcubes sont indiqués dans les revues (cf. bibliographie).

Nous verrons plus en détail les différences entre ces types de ferroxcubes. On voit, d'après le tableau de la fig. 4, que, pour des rapports  $l/d$  compris entre 10 et 20,  $\mu_c = f(l/d)$  est une droite pour ces perméabilités de 200 et 600. On peut en déduire une formule approximative, utilisable pour  $10 < l/d < 20$ . Pour le ferroxcube 3 B (Fxc. 3 B) on a  $\mu_c = 7,5 l/d$ , et pour le ferroxcube 1 B (Fxc. 1 B)  $\mu_c = 5 l/d$ .

Pour des raisons de fabrication, il n'est pas possible, pour certaines variétés de ferroxcube, d'avoir des bâtons pleins. On fabrique seulement des tubes creux. La partie centrale évidée est occupée par le seul champ magnétique  $H$ , mais non par le champ d'induction  $B$ . Elle ne compte pas dans la surface utile  $S_f$  de l'équation (3).

Au point de vue perméabilité cadre, considérons la fig. 5. Les charges occupent l'emplacement marqué et le champ démagnétisant sera à peu près le



Fig. 5. — Distribution des charges magnétiques dans un tube.

même que pour un bâton plein tant que le diamètre du trou central reste petit.

On pourra appliquer, pour sa détermination, le tableau de la fig. 4, ou les formules simplifiées données ci-dessus.

Il résulte de ces deux remarques que, pour une même surface utile et un même volume de ferrite, le bâton creux donnera des résultats moins bons qu'un bâton plein, puisqu'il aura un rapport  $l/d$  plus petit et, par suite, un  $\mu_c$  plus petit.

Nous venons de considérer la perméabilité cadre au centre du bâton, mais nous avons vu que cette perméabilité varie tout le long du bâton, et qu'elle diminue à mesure que l'on se rapproche des extrémités, c'est-à-dire des charges qui produisent le champ démagnétisant.

Le champ étant inversement proportionnel au carré de la distance, on peut prévoir que le champ démagnétisant va suivre une loi décroissante parabolique. Nous avons appelé  $\mu_1$  le champ en un point du bâton. On a

$$\mu_1 = f_p \cdot \mu_c \tag{5}$$

$f_p$  est le facteur de position. Ce facteur peut être déterminé pratiquement en déplaçant une bobine



Fig. 6. — Position d'un point A de perméabilité  $\mu_1$  distant de  $x$  du centre de perméabilité  $\mu_c$ .

mince le long du bâton soumis à un champ uniforme et en mesurant pour chaque point la tension induite.

En un point A distant de  $x$  du centre du bâton de perméabilité  $\mu_c$ , on a une perméabilité  $\mu_1$  (fig. 6) correspondant à l'équation (5).

Le facteur  $f_p$  en fonction de  $2x/l$  est donné par la

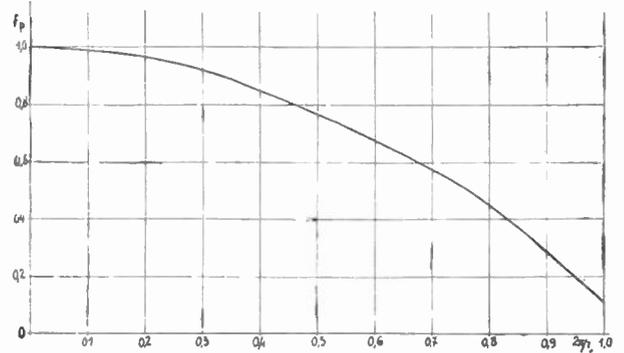


Fig. 7. — Courbe du facteur de position  $f_p$  en fonction de la distance relative  $\frac{2x}{l}$  de la bobine au centre du bâton.

courbe de la fig. 7. Il peut être aussi donné par l'équation expérimentale suivante, qui suit bien une loi parabolique :

$$\mu_1 = \mu_c \cdot \left[ 1 - 0,9 \left( \frac{2x}{l} \right)^2 \right] \tag{6}$$

À l'extrémité du bâton, c'est-à-dire pour  $x = l/2$  on a  $\mu_1 = 1/10 \mu_c$ , et, par exemple, pour  $x = l/4$  on a  $\mu_1 = 0,775 \mu_c$ .

Quand  $\mu_c$  se rapproche de  $\mu_t$  le sommet de la parabole de la fig. 7 est plus plat. On peut tout de suite en déduire que la position de la bobine sur le bâton a beaucoup d'importance pour les performances du cadre.

Si nous plaçons sur le bâton une bobine très mince, nous pouvons déterminer exactement  $\mu_1$  à l'emplacement de la bobine, si l'on connaît la perméabilité torique et en utilisant les courbes des tableaux 4 et 7. Mais lorsque la bobine est étalée,  $\mu_1$  varie tout le long de la bobine et la tension induite varie pour chaque spire. La valeur moyenne de  $\mu_1$  peut être obtenue par intégration de la courbe de la fig. 7 entre

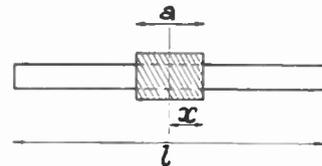


Fig. 8. — Caractéristiques d'une bobine étalée placée au centre du ferroxcube.

les valeurs  $2x/l$  correspondant aux extrémités de la bobine soit  $f_a$  ce facteur d'étalement. On a, en utilisant l'équation (6) pour une bobine centrée au milieu du bâton

$$f_a = \frac{1}{a/l} \int_0^{a/l} \left[ 1 - 0,9 \left( \frac{2l}{l} \right)^2 \right] d \left( \frac{2x}{l} \right)$$

où  $a/l$  est le rapport de la longueur de la bobine à la longueur du bâton (fig. 8).

$$f_a = 1 - 0,3 \left(\frac{a}{l}\right)^2 \quad (8)$$

pour une bobine qui couvre toute la longueur du bâton soit  $a/l = 1$ , on a  $f_a = 0,7$ .  $f(a/l)$  est donné par le tableau de la fig. 9.

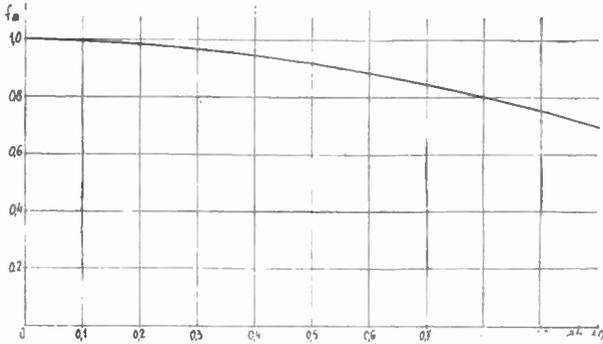


FIG. 9. — Courbe du facteur d'étalement  $f_a$  en fonction du rapport  $a/l$  de la longueur de la bobine à la longueur du bâton.

**Nombre de tours de la bobine.**

Si nous nous reportons à l'équation (3) nous voyons qu'après  $\mu_1$  que nous venons d'étudier en détail, un autre facteur important pour la hauteur effective des cadres est le nombre de spires du bobinage. L'inductance étant imposée, nous devons étudier une bobine qui donne cette inductance avec le maximum de spires, tout en conservant une position sur le bâton donnant  $\mu_1$  le plus grand possible.

Nous allons avoir à définir une nouvelle perméabilité que nous appellerons perméabilité bobine  $\mu_b$  et qui est le rapport de la self avec noyau à la self sans noyau. Cette perméabilité diffère de la perméabilité cadre que nous avons étudiée précédemment. L'accroissement d'inductance est également dû, ici, à l'augmentation de la densité du flux, mais c'est la bobine qui magnétise elle-même le noyau et non un champ uniforme extérieur (fig. 10). La valeur de

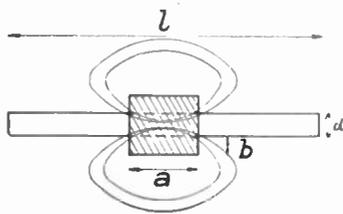


FIG. 10. — Lignes de flux d'une bobine sur son noyau.

l'inductance est déterminée par la réluctance du chemin suivi par les lignes de flux (lignes minces fig. 10).

On a pour l'inductance

$$L = n^2 d \cdot \mu_b \cdot K \quad (9)$$

- $n$  nombre de spires
- $d$  diamètre du bobinage
- $K$  constante fonction du type de bobine utilisée.

Pour une inductance imposée, avec une bobine courte le nombre de tours dépend principalement de la position de la bobine sur le bâton. La forme de la bobine et le type de ferroxcube utilisé, n'ont qu'une petite influence. Pour une bobine étalée, les dimensions du bâton, la forme de la bobine et le type de ferroxcube, ont plus d'importance.

Pratiquement on a une perméabilité bobine qui varie entre 5 et 15 pour les ferroxcubes utilisés pour des bobines assez courtes. Dans un cas, il existe une relation directe entre la perméabilité cadre  $\mu_c$  et la perméabilité bobine  $\mu_b$ : Lorsque la bobine est étalée sur toute la longueur, le champ produit par la bobine dans le noyau est uniforme, comme dans le cas d'une perméabilité cadre avec une bobine couvrant le noyau sur toute la longueur. On a alors :

$$\mu_b = \mu_1 = 0,7 \mu_c$$

On peut penser utiliser ou des bobines courtes en bobinage massé, ou des bobines longues à une seule couche ou à spires couchées. Les bobines courtes auront moins de spires, mais le facteur d'étalement  $f_a$  sera plus favorable. Sur un bâton de ferroxcube 4 B de longueur 140 mm et de diamètre 9 mm, on a relevé (fig. 11) pour une bobine de 185  $\mu\text{H}$  centrée

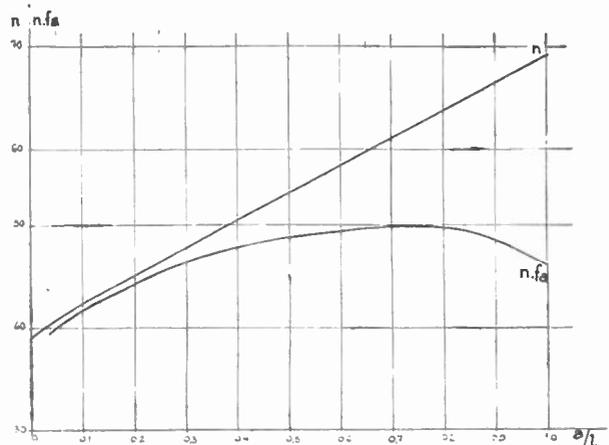


FIG. 11. — Courbes du nombre de spires  $n$  et du produit  $n \cdot f_a$  en fonction de l'étalement relatif  $a/l$  d'une bobine de longueur  $a$  sur un bâton de longueur  $l$  pour un ferroxcube 4B de longueur 140 mm et diamètre 9,7 mm.

au milieu du bâton, la courbe du nombre de spires en fonction du rapport  $a/l$ , longueur de la bobine à longueur du bâton. Le nombre de spires croît pratiquement linéairement avec la longueur de la bobine d'après la formule expérimentale.

$$n = 27 (a/l) + 39 \quad (10)$$

Le nombre de spires croît lorsque la bobine s'étale. Mais pour une bobine étalée la perméabilité  $\mu_1$  diminue parce que le facteur  $f_a$  diminue. La bobine optimum correspond au maximum du produit  $n \cdot f_a$

Pour un ferroxcube 4 B de long. 140 mm et  $\varnothing$  9,7, on a, en faisant le produit des équations (8) et (10) :

$$n \cdot f_a = 39 + 27 (a/l) - 11,7 (a/l)^2 - 8,1 (a/l)^3$$

dont la dérivée

$$\frac{d}{d(a/l)} (n \cdot f_a) = (a/l)^2 + 0,965 (a/l) - 1,15 \quad (11)$$

s'annule pour  $a/l = 0,72$

L'optimum correspond à une bobine qui occupe les 7/10 de la longueur du bâton.

Sur la fig. 11, où la courbe de  $n \cdot f_a$  en fonction de  $a/l$  a été tracée, on voit que ce maximum est très flou. Il sera préférable de se placer en-dessous de 0,7, car la qualité du cadre diminue lorsque le nombre de spires augmente. Une bonne position correspond à  $a/l = 0,5$ .

Nous avons comparé une bobine courte et une bobine longue centrées au milieu du bâton. Il est aussi intéressant de considérer la variation du nombre de spires avec la position de la bobine sur le bâton. Lorsque la bobine se déplace vers les extrémités, l'inductance diminue. Pour une même inductance, le nombre de spires augmente lorsque la bobine s'écarte du centre. Fig. 12 on a une courbe qui donne le nombre de spires en fonction de la position de la bobine, pour une inductance de  $175 \mu\text{H}$  sur un ferroxcube 4 B de longueur 140 mm et de diamètre 9,7.

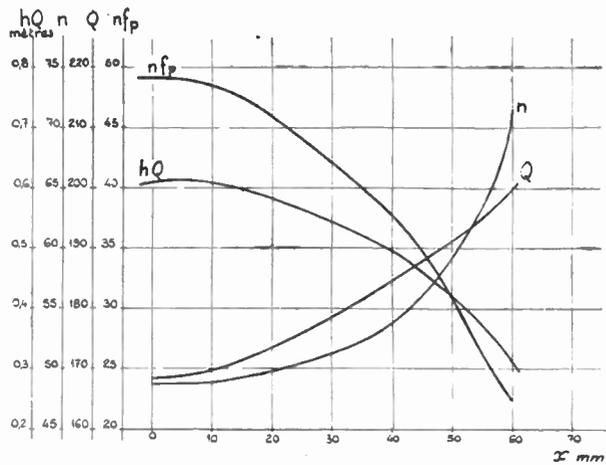


FIG. 12. — Courbes de  $n$ ,  $n f_p$ ,  $Q$  et  $hQ$  en fonction de la distance  $x$  d'une bobine au centre du bâton.  $L$  de  $185 \mu\text{H}$ . Ferroxcube 4B. longueur 140,  $\phi$  9,7 mm.

Lorsqu'elle est au centre du bâton, la bobine a une longueur  $a = 45$  mm soit  $a/l = 0,32$ . D'après la courbe de la fig. 11, on a 49 spires pour la bobine ainsi placée. Le nombre de spires croît lorsque la bobine se rapproche des extrémités. Mais  $\mu_1$  diminue car le facteur de position  $f_p$  diminue.

Le produit  $f_p \cdot n$  est aussi représenté par une courbe sur la fig. 12. Il résulte nettement de cette courbe que  $n \cdot f_p$  est maximum au milieu du bâton.

Des deux études précédentes, on déduit qu'il est préférable pour la sensibilité, de placer le bobinage au milieu du bâton et que ce bobinage doit être assez étalé pour occuper de 1/2 à 2/3 de la longueur du cadre. Il n'est pas toujours possible d'atteindre cet optimum, pour deux raisons :

D'abord, on peut avoir à placer plusieurs bobines sur le bâton si le cadre est appelé à fonctionner sur plusieurs gammes : petites ondes et grandes ondes

par exemple. Chaque bobinage devra être écarté du centre, et la longueur du bobinage devra être réduite.

D'autre part, il faut prévoir un réglage de l'inductance. Une possibilité de réglage quelquefois utilisée est de faire varier l'inductance en déplaçant la bobine sur le noyau. La variation de self est surtout importante lorsque l'on s'écarte du centre, et pour avoir une marge de réglage suffisante, on est amené à placer la bobine vers les extrémités. Par exemple, sur un bâton de longueur  $l$  une bobine se déplaçant du centre à une distance  $x = 0,15 l$  de celui-ci, subit une variation d'inductance de 4 %. Un même déplacement relatif pour une bobine placée à  $l/2$  du centre, donne une variation d'inductance de 10 %. Mais pour une bobine dont l'axe est à  $l/2$  du centre du bâton, le produit  $n \cdot f_p$  est seulement de 40 au lieu de 49 pour la même bobine placée au centre.

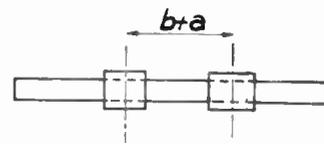


FIG. 13. — Bobinage en deux moitiés distantes de  $b + a$ .

On a cherché un système de réglage qui évite ce défaut et permette de garder la bobine centrée sur le milieu du bâton, en assurant tout de même une marge de réglage suffisante. Pour cela, on a réalisé des bobines en 2 parties. La disposition est montrée fig. 13.

Si ces 2 demi-bobines sont identiques et égales à  $L$ , la self totale est

$$L = 2 (L_1 + M) = 2 L_1 (1 + K) \quad (12)$$

Si  $n_1$  est le nombre de spires de chacune des demi-bobines, et  $n$  le nombre de spires d'une bobine  $L$  équivalente, on a, à peu près

$$n = \sqrt{2} \cdot n_1 \sqrt{1 + K} \quad (13)$$

Le nombre  $n_1$  de spires de chacune des demi-bobines est

$$n_1 = \frac{n}{\sqrt{2} (1 + K)}$$

et comme on a 2 bobines séries dont les f.e.m. induites s'ajoutent, la f.e.m. induite est proportionnelle

$$\text{à } 2 n_1 \text{ c'est-à-dire à } \sqrt{\frac{2}{1 + K}} n.$$

Par rapport à une seule bobine, on a gagné

$$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{1 + K}} \quad (14)$$

Une courbe fig. 14 donne le couplage  $K$  entre les bobines en fonction de leur distance  $b$ .

En fait, le nombre de spires croît plus vite que ne l'indique la formule précédente, car pour une même

inductance  $L_1$  le nombre de spires croît lorsqu'on s'écarte du centre. Pour un ferroxcube 4 B de long. 140, on a tracé le nombre de spires totales des 2 bobines en série en fonction de la distance  $b$  entre les axes des bobines (fig. 15). Chaque demi-bobine a une longueur  $a = 22,5$  mm. La bobine totale est la même que celle utilisée pour relever la courbe du nombre de spires en fonction de la position sur le bâton. Le nombre de spires au centre pour  $b = 0$  est  $n = 49$  spires.

Le nombre de spires croît lorsque  $b$  augmente, d'abord suivant la loi  $\sqrt{\frac{2}{1+K}}$  puis ensuite plus rapidement (fig. 15 en pointillé la courbe suivant  $\sqrt{\frac{2}{1+K}}$ ). Chaque demi-bobine fournit une tension  $\frac{E_1}{2}$  qui est fonction de la position de la bobine parce que  $n_1$  croît et parce que  $\mu_1 = f_p \mu_c$  décroît, le facteur  $2 n_1 f_p$  est tracé sur la même figure 15. Il passe par un maximum pour  $b = 40$ , soit  $f_p = 0,93$  correspondant à  $2 x/l = 0,28$ . Ce maximum est très plat.

Ce système de bobine est favorable puisque, avec une seule bobine de même largeur, centrée au milieu du ferroxcube, on avait un coefficient  $n \cdot f_p = 49$  alors qu'ici on obtient 54, soit un gain de 10 %. De plus, on a, alors, une assez grande marge de réglage, et parce que le maximum de  $n \cdot f_p$  est flou, on peut déplacer largement les bobines l'une par rap-

port à l'autre, tout en restant dans la région où le produit  $n \cdot f_p$  est grand.

Une autre possibilité de montage qui donne un excellent résultat, mais au prix d'une augmentation de ferroxcube utilisé, est de placer chaque demi-bobi-

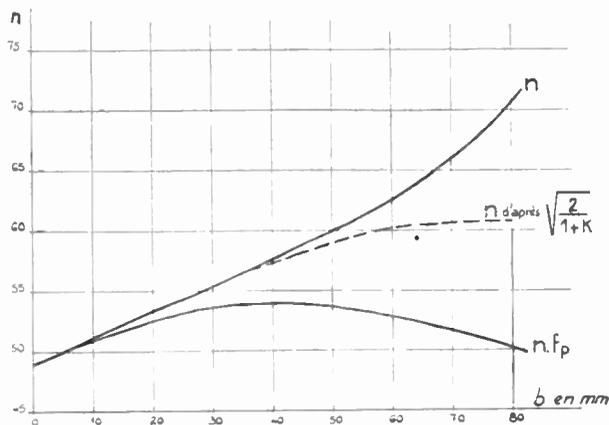


FIG. 15. — Nombre de spires  $n$  mesuré Nombre de spires  $n$  d'après la courbe de la fig. 14 et suivant  $\sqrt{1+K}$  et  $n.f_p$  en fonction de la distance  $b$  entre les bobines.

ne au centre d'un bâton différent. On utilise maintenant 2 bâtons mais comme  $K = 0$ , d'après l'équation 14 on a 10 % de spires en plus avec  $f_p = 1$  et avec un étalement de chacune des bobines, qui peut être optimum. Dans ce cas, on a, d'après les courbes de la fig. 11.

$$n \cdot f_p \cdot f_a = 50 \times 1,4 = 70$$

En règle générale, si la self totale est divisée en  $p$  selfs partielles sur  $p$  bâtons, la hauteur effective est  $\sqrt{p}$  fois plus grande que dans le cas d'une seule bobine et d'un seul bâton.

Lorsque l'on a plusieurs gammes, par exemple petites ondes et grandes ondes, on a plusieurs bobines à placer sur le cadre. Si l'on utilise un seul bâton, on ne peut plus placer les bobines au milieu. On pourra placer chaque bobine au quart du bâton par exemple. D'après la courbe de la fig. 12, on perd alors sur  $n \cdot f_p \frac{49}{40}$  soit 22 %. De plus, on est limité sur l'étalement des bobines. Enfin, on doit, pour éviter les absorptions, court-circuiter la bobine des

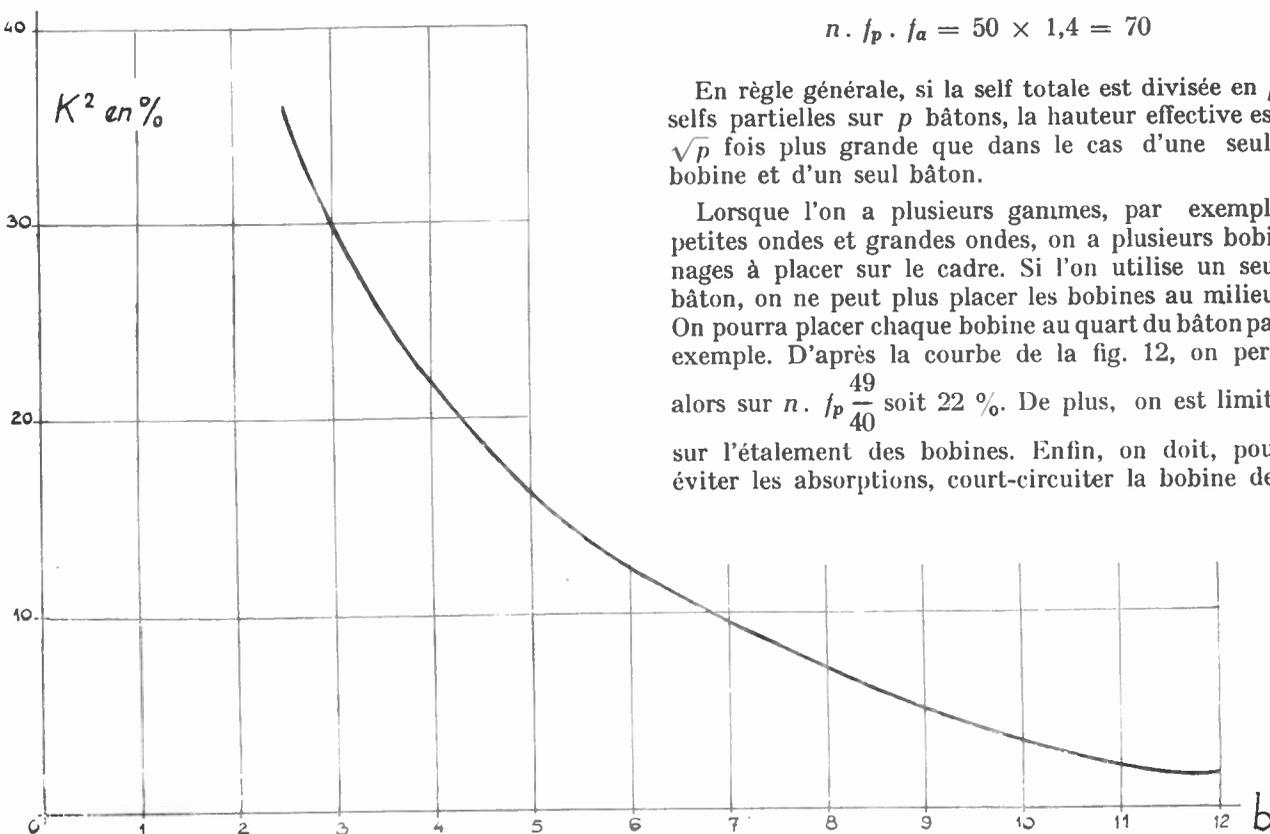


FIG. 14. — Courbe de  $K^2$  en fonction de la distance  $b$  entre les bobines.

G.O. en petites ondes. A cause du couplage un courant circule dans la bobine court-circuitée et réduit la perméabilité, ce qui revient à réduire la longueur utile du bâton.

Une solution est d'utiliser 2 bâtons de ferroxcube, un pour la bobine petites ondes et un pour la bobine grandes ondes. On peut alors placer chaque bobine au mieux de chaque bâton, en tenant compte des résultats de l'étude précédente. De plus, on peut choisir, pour chaque gamme, le ferroxcube le plus convenable.

Une amélioration de la hauteur effective peut être obtenue en plaçant la bobine grandes ondes en parallèle sur la bobine petites ondes. Sur la fig. 16 le schéma correspondant est reproduit.  $L_1$  est l'inductance

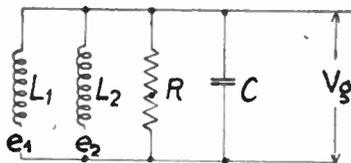


FIG. 16. — Schéma électrique correspondant à 2 cadres d'inductance  $L_1$  et  $L_2$  en parallèle.

GO de  $n_1$  spires, sur lequel est développée une force électro-motrice HF :  $e_1$

$L_2$  est la self PO de  $n_2$  spires sur laquelle est développée une f.e.m.  $e_2$

$R$  représente la somme des pertes HF transformée en résistance parallèle.

Le théorème de Thévenin nous permet la transformation de la fig. 17 avec

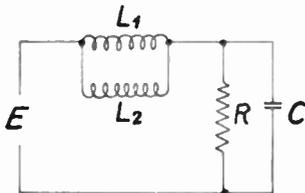


FIG. 17. — Schéma équivalent, à celui de la fig. 16 par application du théorème de Thévenin.

$$E = e_1 \cdot \frac{L_2}{L_1 + L_2} + e_2 \left( 1 - \frac{L_2}{L_1 + L_2} \right) \quad (15)$$

S'il n'y a pas de couplage entre les 2 bobines, on a :

$$e_1 = Kn_1 \quad \text{et} \quad e_2 = Kn_2$$

le facteur  $K$  étant le même si les bobines ont la même disposition et sont placées chacune sur le même type de ferroxcube.

de plus  $L_2 = K' n_2^2 \quad L_1 = K' n_1^2$

$K'$  étant le même si les bobines ont la même forme.

$$E = Kn_1 \cdot \frac{1}{1 + \frac{L_1}{L_2}} + Kn_2 \left( 1 - \frac{1}{1 + \frac{L_1}{L_2}} \right)$$

$$E = K \cdot n_2 \cdot \left[ \frac{n_1}{n_2} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2} + 1 - \frac{1}{1 + \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2} \right]$$

$$E = Kn_2 \cdot \left[ 1 + \frac{1}{1 + \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2} \left( \frac{n_1}{n_2} - 1 \right) \right] \quad (16)$$

et posant  $n_1/n_2 = x$  on a

$$E = Kn_2 \cdot \left[ 1 + \frac{x - 1}{1 + x^2} \right] \quad (17)$$

$n_2$  étant le nombre de spires de la bobine P.O., la hauteur effective est augmentée de la quantité  $\frac{x - 1}{1 + x^2}$ , si l'on suppose que la surtension est toujours la même.

$f(x)$  est maximum pour  $x = 2,4$ , et l'on a alors  $1,21 Kn_2$ . L'équation (17) donne l'accroissement de hauteur effective pour un cadre avec bobinages parallèles, lorsque  $n_1$  et  $n_2$  sont connus et lorsqu'il n'y a pas de couplage entre les bobines.

Le gain par rapport à un bobinage PO seul est un peu plus grand puisque si  $L$  est l'inductance PO imposée, l'inductance  $L_2$  est augmentée à cause du GO parallèle, de façon telle que

$$L_2 = \frac{L_1 L}{L_1 - L} = r^2$$

Par exemple  $L_1 = 2\,000 \quad L = 200$  d'où  $L_2 = 222$  et  $r^2 = 1,12$

on a un gain  $r \cdot \left[ 1 + \frac{x - 1}{1 + x^2} \right] \quad (18)$

par exemple dans le cas considéré, le gain par rapport à un PO seul est  $1,06 \times 1,21 = 1,27$  sans tenir compte de l'effet défavorable sur  $\mu_c$  du GO court-circuité.

Lorsqu'il y a un couplage entre les bobinages PO et GO, le gain apporté en PO par le GO parallèle est différent, et le plus souvent plus faible que dans le cas considéré.

**Facteur de Surtension Q du cadre.**

Dans la qualité du cadre, il faut considérer, d'une part, la qualité du cadre proprement dit, et d'autre part, la qualité du récepteur qui amortit le cadre. On considérera que, à 1 MHz, avec un montage très

soigné, on peut atteindre une qualité de récepteur de l'ordre de 400.

Pour le cadre proprement dit, on a à considérer les pertes fer, et, d'autre part, les pertes cuivre et diélectriques du bobinage. On peut toujours, en utilisant du fil de Litz et des mandrins de bobinage de très bonne qualité, n'avoir finalement à considérer que les pertes fer du moins en petites ondes.

Pour une bobine étalée sur toute la longueur du bâton, et pour un bâton suffisamment long ( $l/d > 10$ ) on peut appliquer la formule suivante

$$\frac{1}{Q} = 1,1 \left( \frac{\text{tg } \delta}{\mu_t} \right) (\mu_b - 1) \quad (19)$$

$\text{tg } \delta / \mu_t$  est donné pour chaque type de ferroxcube et pour chaque fréquence (fig. 18). Or, pour une bobine étalée sur toute la longueur du bâton, on a

$$\mu_b = 0,7 \mu_c$$

$$\frac{1}{Q} = 0,77 \left( \frac{\text{tg } \delta}{\mu_t} \right) \mu_c \quad (20)$$

On voit que les pertes fer diminuent lorsque  $l/d$  diminue, c'est-à-dire pour un bâton court ou pour un bâton plus gros.

Pour une bobine courte placée au centre du ferroxcube  $Q$  est seulement un peu plus élevé que précédemment (environ 20 %).

Par exemple, pour un bâton de Fxc. 4 B, on a  $\frac{\text{tg } \delta}{\mu_t} = 10^{-4}$ , et  $\mu_c$  pour  $l/d$  de 15 est de 70, on a donc

$$Q = \frac{10^4}{70 \cdot 0,77} = 185$$

Sur la courbe de la fig. 12 on a tracé  $Q$  en fonction de la position d'une bobine peu large sur le bâton. Au centre on avait  $Q = 168$  qui pouvait se décomposer en

$\text{tg } \delta$ cuivre	$14 \cdot 10^{-4}$	ou $Q = 700$
$\text{tg } \delta$ fer	$46 \cdot 10^{-4}$	$Q = 220$

le  $Q$  fer était donc seulement 20 % meilleur que pour une bobine étalée sur tout le bâton. On voit sur la courbe l'amélioration de qualité lorsque la bobine s'écarte du centre.

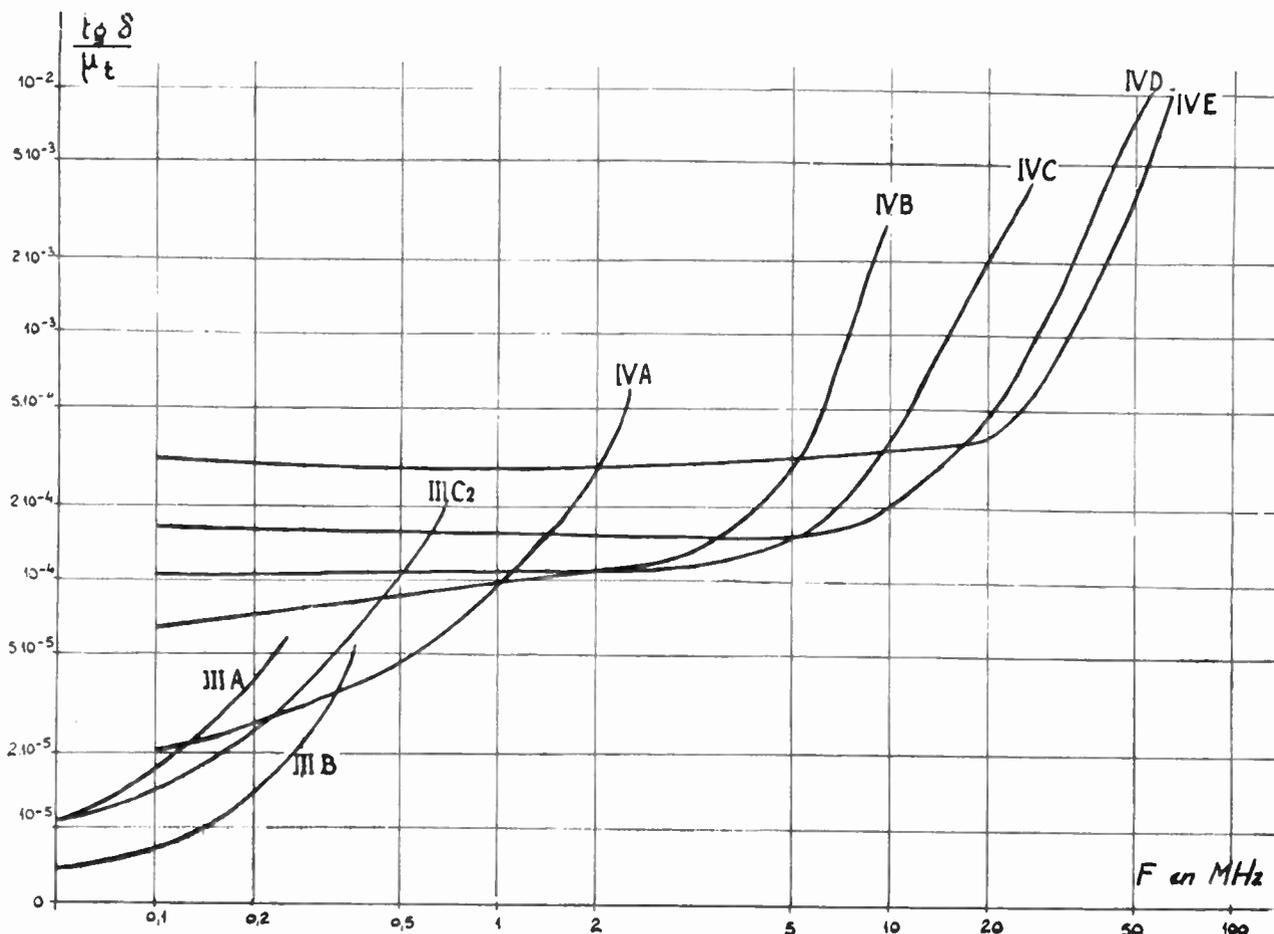


FIG. 18. — Courbes de  $\frac{\text{tg } \delta}{\mu_t}$  en fonction de la fréquence pour différents types de ferroxcube.

Sur la même fig. 12 on a tracé le produit  $hQ$ , pour une fréquence de 1 MHz en fonction de la position de la bobine sur le bâton :

$$hQ = \frac{2 \pi \mu S}{\lambda} n f_p Q = \frac{1,05}{10^4} n f_p Q_t$$

$Q_t$  est le résultat du  $Q$  cadre et d'un  $Q$  extérieur de 400,

$hQ$  est tracé et l'on voit qu'il diminue constamment lorsque l'on éloigne la bobine du centre. Le «  $hQ$  » au centre est de 0,6 mètre.

Le problème est de savoir si l'on a intérêt à augmenter  $Q$ . Il y a quelques inconvénients à avoir des qualités trop bonnes.

Un  $Q$  élevé donne une sélectivité du circuit entrée très grande, ce qui est favorable pour la suppression des sifflements de fréquence image et autres harmoniques de l'oscillateur. Mais on est limité par une bande passante trop étroite qui donne une musicalité trop sourde que l'amplificateur basse fréquence ne peut corriger. La sélectivité étant fonction de  $\frac{\omega}{Q}$  c'est en grandes ondes que la qualité doit être limitée, pour ne pas dépasser une sélectivité donnée.

Un facteur  $Q$  trop élevé peut entraîner une perte de sensibilité plus grande lorsqu'il y a un grand écart de padding : pour un écart  $\beta = \frac{2 \Delta F}{F}$  de la courbe de padding, on a un «  $hQ$  réel » qui est, par rapport au «  $hQ$  » maximum

$$hQ = \frac{(hQ)_{\max}}{\sqrt{1 + \beta^2 Q^2}}$$

Pour  $\beta$  grand on a  $\frac{h}{\beta}$ , et un accroissement de  $Q$  ne donne plus d'amélioration de la sensibilité. Nous reviendrons sur ce point dans l'étude du souffle.

#### Diamètre du bâton.

Dans la formule de  $h$  (équation 3), on voit que le diamètre du bâton figure, à la fois, au numérateur et au dénominateur, car on a

$$S = \frac{\pi d^2}{4} \mu_1 = K \frac{l}{d} \quad (\text{éq. 4}) \quad n = K \sqrt{\frac{L}{d \cdot \mu_b}}$$

$$\text{d'où pour } hQ = \frac{2 \pi Q}{\lambda} K \cdot \frac{l}{d} \cdot \sqrt{\frac{L}{d \mu_b}} \cdot \frac{\pi d^2}{4} = C \sqrt{d} \quad (21)$$

Si on considère  $Q$  et  $\mu_b$  indépendants du diamètre du bâton, la hauteur effective croît comme  $d^{1/2}$ . En fait,  $\mu_b$  et  $Q$  augmentent un peu lorsque  $d$  augmente, mais comme ils se compensent l'un l'autre, on peut considérer que «  $hQ$  » croît effectivement

comme la racine carrée du diamètre. Par suite, pour doubler  $h$ , il faut quadrupler  $d$ , et utiliser une masse de ferroxcube 16 fois plus grande. Or, nous avons vu que  $h$  croît comme la puissance 1/2 du nombre de bâtons utilisés. Avec 4 bâtons, on double aussi  $h$ , mais on n'augmente la consommation de ferroxcube que de 4 fois. Ce n'est pas une très bonne solution pour augmenter  $h$ , que d'augmenter le diamètre du ferroxcube.

#### Sensibilité pratique des cadres « $h Q$ ».

Avant de voir, en utilisant l'étude précédente, les valeurs de  $hQ$  que l'on peut obtenir, nous allons brièvement, pour avoir un point de comparaison, voir la sensibilité d'une antenne.

Pour un gain d'antenne  $A$ , et une hauteur effective d'antenne  $h$ , on a l'équation suivante, identique à l'équation (1) développée pour les cadres

$$h \cdot A = \frac{V_g}{\delta} \quad (22)$$

Le gain d'antenne d'un récepteur bien étudié est de 4 environ. Une antenne intérieure a une hauteur effective qui oscille entre 0,05 et 0,2 mètre. Le gain  $hA$  comparable au  $hQ$  des cadres, varie donc entre 0,2 et 0,8 mètre pour une antenne intérieure. Pour une antenne extérieure, la hauteur effective varie entre 0,2 et 0,5 mètre, et le gain variera donc entre 0,8 et 2 mètres.

Nous allons voir quelques chiffres que nous pouvons obtenir avec des cadres ferroxcube.

Considérons un cadre PO-GO sur un bâton de ferroxcube 4 B de longueur 203 mm et de diamètre 9,7 mm. La disposition des bobinages est donnée fig. 19.

Dans la gamme PO, les bobinages PO et GO sont

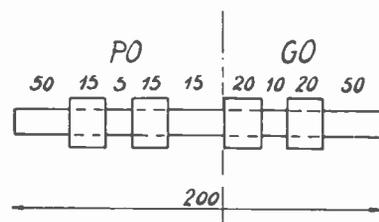


FIG. 19. — Exemple de disposition des bobinages sur un cadre ferroxcube PO-GO de longueur 203 mm.

montés en parallèle. On peut déduire des études précédentes, les données suivantes

$$\mu_c \text{ d'après la courbe de la fig. 4} = 100$$

le nombre de spires PO : 48, la surface de ferroxcube 0,72 cm<sup>2</sup>, le facteur de position d'après la fig. 7 et pour

$$\frac{2x}{l} = \frac{50}{200} \text{ est } 0,93$$

le facteur d'étalement pour  $a = 40$  et  $a/l = \frac{40}{200}$  est 0,98.

Le nombre de spires GO est 158. Le rapport  $\frac{n_1}{n_2}$  de l'équation (16) est  $\frac{158}{48} = 3,3$ .

D'après l'équation (17), l'accroissement de hauteur effective due au bobinage GO parallèle serait de 1,18. Mais parce qu'il y a un couplage parasite entre les bobinages, ce facteur est réduit d'environ 10 %.

A 1 MHz les pertes fer pour une bobine étalée sur tout le bâton, est d'après (20)

$$\text{tg } \delta = 1,1 \cdot 10^{-4} \cdot 0,7 \cdot 100$$

d'où  $Q = 130$

Pour une bobine étroite au centre, cette valeur est à multiplier par 1,2 et, de plus, comme la bobine est décalée, on a, d'après la fig. 12, un facteur 1,08.

Le  $Q$  dû aux seules pertes fer est  $130 \times 1,08 \times 1,2 = 170$

Le  $Q$  total mesuré est de 160, le supplément étant dû aux pertes cuivre.

Pour un récepteur ayant un  $Q$  extérieur de câblage de 400, on a un  $Q$  total de 115.

Le «  $hQ$  » à 1 MHz est finalement :

$$\text{« } hQ \text{ »} = \frac{6,28 \cdot 48 \cdot 0,72 \cdot 100 \cdot 115 \cdot 0,93 \cdot 0,98 \cdot 1,1}{3\,000\,000} = 0,83 \text{ mètres}$$

Voyons les performances grandes ondes du même cadre à 200 kHz. Le nombre de spires est 158. La distance moyenne du centre est 35 mm correspondant à un facteur de position de 0,9.

La qualité pour les pertes, est pour le ferroxcube 4 B  $\left(\frac{\text{tg } \delta}{\mu \delta}\right) = 7 \cdot 10^{-5}$  à 200 kHz

Pour les pertes fer seules on a

$$Q = \frac{1}{7 \cdot 10^{-5} \cdot 1,170} = 240$$

On a, pour les pertes cuivre, en utilisant 2 fils de 12/100, une résistance cuivre de 18 ohms :

$$Q = \frac{6,28 \cdot 0,2 \cdot 2150}{18} = 150$$

On voit qu'en GO les pertes cuivre sont plus importantes que les pertes fer.

soit un  $Q_{\text{tot}}$  de  $\frac{240 \cdot 150}{390} = 93$

Le «  $hQ$  » total est

$$\text{« } hQ \text{ »} = \frac{6,28 \cdot 158 \cdot 0,72 \cdot 100 \cdot 93 \cdot 0,9}{15\,000\,000} = 0,4 \text{ mètre}$$

Nous allons considérer un autre cas pratique, soit un cadre avec 2 ferroxcubes de 4 B de longueur 140 mm et de diamètre 9,7 mm. La disposition est donnée fig. 20. Le  $\mu_c$ , d'après le tableau, est de 75.

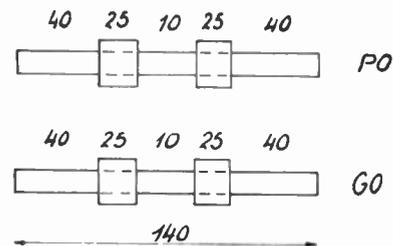


FIG. 20. — Disposition des bobinages sur un cadre constitué de 2 bâtons de longueur 140.

Le nombre de spires est de 57. Le facteur de position pour une distance de 17,5 mm soit :

$$\frac{2x}{l} = \frac{35}{140} = 0,25 \text{ est } f_p = 0,93$$

le facteur d'étalement  $f_a \left(\frac{50}{140} = 0,36\right)$  est  $f_a = 0,96$

le rapport nombre de spires GO à nombre de spires PO est  $\frac{172}{57} = 3$  soit d'après l'équation (17) un accroissement de  $h$  de 1,2.

$$\text{Le } Q \text{ fer est } Q = 1,3 \frac{10^{-4} \cdot 1,1 \cdot 0,7 \cdot 75}{1} = 225$$

A cause des pertes cuivre, le  $Q$  total est 200.

Le  $Q$  total monté sur postes est de 140. On trouve pour «  $hQ$  ».

$$\text{« } hQ \text{ »} = \frac{6,28 \cdot 57 \cdot 0,72 \cdot 75 \cdot 0,93 \cdot 0,96 \cdot 1,2 \cdot 140}{3\,000\,000} = 1 \text{ m}$$

En GO à 200 kHz, on a 172 spires.

Le facteur de position et d'étalement est le même qu'en PO. Le  $Q$  total sur postes est de 100

$$\text{« } hQ \text{ »} = \frac{6,28 \cdot 172 \cdot 0,72 \cdot 75 \cdot 0,93 \cdot 0,96 \cdot 100}{15\,000\,000} = 0,35 \text{ m}$$

La sensibilité des cadres est tout à fait comparable à celle des antennes intérieures, et même souvent supérieure.

### Souffle des récepteurs à cadre Ferroxcube.

Obtenir une grande sensibilité sur un récepteur est toujours possible, même avec un «  $hQ$  » moyen, en augmentant l'amplification des autres étages, mais, ce qui importe, c'est de pouvoir utiliser cette grande sensibilité, c'est-à-dire d'avoir un bon rapport signal/souffle.

Nous allons définir un champ équivalent de souffle : c'est un champ extérieur au récepteur ayant un spectre de fréquences couvrant la bande passante haute fréquence du poste qui, appliqué au cadre, donne le même souffle en sortie que le poste considéré alors absolument sans souffle.

Nous n'étudierons pas ici les causes de souffle dans les récepteurs, nous considérons ce point comme bien connu. Pour les fréquences des gammes de radiodiffusion, petites et grandes ondes, nous n'avons à considérer que le souffle des circuits et le souffle des tubes dû à l'effet Johnson.

Nous rappellerons que la tension de souffle d'un circuit accordé d'impédance  $\frac{L}{CR}$  est

$$\bar{e}^2 = 4 K T B \left( \frac{L}{CR} \right) \quad (23)$$

où  $K$  est la constante de Boltzman =  $1,38 \cdot 10^{-23}$  Joules par degré.

$T$  la température absolue du milieu en degrés Kelvin (soit  $294^\circ$  K),

$B$  la bande passante totale du récepteur,

$\frac{L}{CR}$  l'impédance du circuit en ohms.

Nous rappellerons d'autre part la définition de la résistance équivalente de souffle des tubes. C'est une résistance qui, placée dans la grille du tube, considérée alors sans souffle, produit le même souffle en sortie que le tube. L'équation (23) s'applique à cette résistance équivalente  $R_{eq}$ . Les tensions de souffle de diverses origines s'ajoutent quadratiquement.

Si la grille du premier tube d'un récepteur est chargé avec une somme de résistances pures  $\Sigma R$ , la tension de souffle développée sur cette grille est

$$V_g^2 = 4 K T B \Sigma R$$

Si  $B$  est la bande passante basse fréquence du récepteur, sa bande passante haute et moyenne fréquence est  $2 B$ . On a, en remplaçant les constantes par leurs valeurs

$$V_g^2 = 4 \cdot 1,37 \cdot 10^{-23} \cdot 2 \cdot 294 \cdot B \cdot \Sigma R = 0,322 \cdot 10^{-16} B \cdot \Sigma R$$

ou en transformant en microvolts

$$V_g = 5,65 \cdot 10^{-3} \sqrt{\Sigma R} \sqrt{B} \quad (24)$$

Pour pouvoir comparer entre eux des récepteurs de bande passante basse fréquence différente, on applique souvent un filtre de bande  $300 - 1\,300$  Hz à la sortie du récepteur.

Dans ce cas  $B = 1$

Le champ équivalent de souffle  $\bar{\varepsilon}_n$  comme défini précédemment, peut se déduire de l'équation (24) et de l'équation (1).

$$\bar{\varepsilon}_n = \frac{5,65 \cdot 10^{-3} \sqrt{\Sigma R}}{h \cdot Q} \mu V / m$$

Dans la grille, nous considérerons comme résistance pure, causant du souffle, l'impédance  $\frac{L}{CR}$  du circuit et la résistance équivalente de souffle du tube

$$\bar{\varepsilon}_n = \frac{5,65 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{L}{CR} + R_{eq}}}{h \cdot Q} \quad (25)$$

Lorsque le récepteur a un tube haute fréquence de gain en tension  $\gamma$  et si le circuit de grille du 2<sup>e</sup> tube de l'amplificateur a une impédance  $\left(\frac{L}{CR}\right)_2$  avec un tube de résistance de souffle  $R_{eq2}$  on a

$$\bar{\varepsilon}_n = \frac{5,65 \cdot 10^{-3}}{hQ} \sqrt{\left(\frac{L}{CR}\right)_1 + R_{eq1} + \frac{\left(\frac{L}{CR}\right)_2 + R_{eq2}}{\gamma^2}} \quad (26)$$

Considérons un amplificateur avec tube haute fréquence assurant un gain  $\gamma$  grand. Le souffle du second tube, en général le tube convertisseur, devient négligeable, et l'on a

$$\bar{\varepsilon}_n = \frac{5,65 \cdot 10^{-3} \sqrt{\left(\frac{L}{CR}\right)_1 + R_{eq}}}{hQ} \mu V / m$$

Pour un tube haute fréquence,  $R_{eq}$  est de l'ordre de  $10$  à  $20\,000$  ohms. Il est alors négligeable devant  $\frac{L}{CR}$  et l'on peut écrire la formule simplifiée suivante, en remplaçant  $\frac{L}{CR}$  par  $Q \cdot L\omega$

$$\bar{\varepsilon}_n = \frac{5,65 \cdot 10^{-3} \sqrt{Q \cdot L\omega}}{hQ} \mu V / m$$

$$\bar{\varepsilon}_n^2 = 32 \cdot 10^{-6} \frac{L\omega}{h^2 Q} (\mu V / m)^2 \quad (27)$$

Bien qu'il ne s'agisse là que d'une approximation, et qui n'est applicable que lorsque  $R_{eq} < QL\omega$ , on dit souvent que le souffle est inversement proportionnel à «  $h^2 Q$  ». Il sera souvent utile de connaître le facteur «  $h^2 Q$  » d'un cadre, ce facteur étant un complément important au facteur «  $h Q$  » qui, lui, indique seulement la sensibilité.

De la tension de souffle calculée, il peut être intéressant de déduire le rapport signal/souffle. Le souffle modulant la porteuse haute fréquence, il faut comparer la profondeur de modulation du souffle à la profondeur de modulation due à la basse fréquence désirée.

Pour avoir un rapport signal/souffle de 26 dB, soit un rapport de 20 fois en tension, et si le signal est modulé à 30 %, il faudra que la profondeur de la modulation de souffle soit de  $\frac{0,3}{20} = 0,015$ , soit 1,5 %.

c'est-à-dire que la tension signal sera  $\frac{100}{1,5} = 66$  fois plus élevée que la tension de souffle.

Voyons quelques chiffres pratiques en utilisant les cadres déjà considérés.

Le cadre de longueur 203 mm, avec à 1 MHz un  $Q$  de 115, pour une inductance de 185  $\mu\text{H}$  a une impédance  $Q$ .  $L\omega = 133\ 000$  Ohms. Le «  $hQ$  » est 0,83 mètre,

le  $h^2Q = 0,83 \cdot \frac{0,83}{115} = 60$  cm<sup>2</sup>. Si le cadre est monté sur un récepteur ayant un tube convertisseur ECH 81 de  $R_{eq}$  égal à 80 000 à l'entrée et pour une bande BF de 1 000 Hz, on a

$$\bar{\varepsilon}_n = \frac{5,65 \cdot 10^{-3} \sqrt{133\ 000 + 80\ 000}}{0,83} = 3,1 \mu\text{V}/\text{m}$$

Pour une bande passante basse fréquence de 4 000 Hz, ce qui correspond à une tonalité aiguë, on a un rapport signal/souffle de 26 dB pour un signal de

$$\varepsilon = 3,1 \sqrt{4} \cdot 66 = 400 \mu\text{V}/\text{m}$$

Monté avec un tube haute fréquence de  $R_{eq} = 10\ 000$  Ohms, on aurait eu de même

$$\varepsilon = \frac{5,65 \cdot 10^{-3} \sqrt{133\ 000 + 10\ 000}}{0,83} \sqrt{4} \cdot 66 = 340 \mu\text{V}/\text{m}$$

Considérons le cadre étudié précédemment avec 2 bâtons de 140 mm de longueur, son  $hQ = 1$  m et  $h^2Q = 100 \cdot \frac{100}{40} = 71$  cm<sup>2</sup>

On a  $QL\omega = 140 \cdot 185 \cdot 10^{-6} \cdot 6,28 \cdot 10^6 = 160\ 000$  Ohms. Avec un tube ECH 81, on a

$$\bar{\varepsilon}_n = \frac{5,65 \cdot 10^{-3} \sqrt{160\ 000 + 80\ 000}}{1} = 2,8 \mu\text{V}/\text{m}$$

On a un rapport signal/souffle de 26 dB avec une bande passante de 4 000 Hz pour un signal de :

$$\varepsilon = 2,8 \sqrt{4} \cdot 66 = 370 \mu\text{V}/\text{m}$$

Avec un tube haute fréquence on aurait de même

$$\varepsilon = \frac{5,65 \cdot 10^{-3} \sqrt{160\ 000 + 10\ 000}}{1} \sqrt{4} \cdot 66 = 310 \mu\text{V}/\text{m}$$

Pour bien se rendre compte des performances des cadres, nous allons déterminer le champ de souffle dans le cas d'une antenne. La tension de souffle sur la grille peut être déduite comme pour le cadre. Le champ équivalent de souffle se déduit de l'équation (22) et finalement on a

$$\bar{\varepsilon}_n = \frac{5,65 \cdot 10^{-3} \sqrt{QL\omega + R_{eq}}}{hA} \mu\text{V}/\text{m} \quad (28)$$

Le gain d'antenne pour un couplage à haute inductance  $L_K$  et pour des fréquences éloignées de la résonance d'antenne, est

$$A = KQ \sqrt{\frac{L}{L_K}}$$

d'où

$$\bar{\varepsilon}_n = \frac{5,65 \cdot 10^{-3} \sqrt{QL\omega + R_{eq}}}{KQ \sqrt{L/L_K} \cdot h} \mu\text{V}/\text{m}$$

et par comparaison avec l'équation (27) on a

$$\bar{\varepsilon}_n^2 = \frac{32 \cdot 10^{-6} L\omega}{h^2 K^2 \frac{L}{L_K} \cdot Q} (\mu\text{V}/\text{m})^2$$

par exemple  $K \sqrt{\frac{L}{L_K}} = \frac{1}{100}$ , ce qui pour  $Q = 100$  donne un gain antenne de 4.

Son facteur de souffle correspondant au «  $h^2Q$  » du cadre est 64 cm<sup>2</sup> contre 71 cm<sup>2</sup> pour le cadre  $2 \times 14$ , c'est-à-dire un peu moins bon, car la tension haute fréquence qui donnera un rapport signal/souffle de 26 dB pour une antenne de hauteur effective 0,2 m est, dans le cas d'un tube ECH 81

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \frac{5,65 \cdot 10^3 \sqrt{100 \cdot 185 \cdot 6,28 + 10\ 000}}{0,2 \cdot 4} \sqrt{4} \cdot 66 \\ &= 330 \mu\text{V}/\text{m} \end{aligned}$$

Nous avons, pour les mêmes conditions de réception, 310  $\mu\text{V}/\text{m}$  dans le cas du cadre de  $2 \times 140$  mm. De plus, il ne faut pas oublier qu'une hauteur effective d'antenne de 0,2 mètre correspond déjà à une très bonne antenne intérieure, et que, bien souvent,

à cause des pertes dans le câble de descente, les antennes extérieures ne donnent pas des hauteurs effectives beaucoup plus grandes que ce chiffre.

La conclusion est que, même au point de vue souffle, un cadre ferroxcube est comparable à une bonne antenne.

Considérons le cadre de longueur 203 mm en GO à 200 kHz. Son facteur  $hQ = 0,4$  son facteur  $h^2Q = 40 \cdot \frac{40}{93} = 17,5 \text{ cm}^2$ .

La tension de souffle dans le cas d'un tube convertisseur est

$$\begin{aligned} \overline{\varepsilon_n} &= \frac{5,65 \cdot 10^{-3} \sqrt{93 \cdot 2\,000 \cdot 6,28 \cdot 0,2 + 80\,000}}{0,4} \\ &= 8 \mu\text{V}/\text{m} \end{aligned}$$

soit une sensibilité pour 26 dB de souffle de

$$\varepsilon = 8 \times \sqrt{4} \times 66 = 1\,050 \mu\text{V}/\text{m}$$

Les performances des cadres sont meilleures en petites ondes qu'en grandes ondes.

D'autres points sont à considérer dans l'étude du souffle des récepteurs, notamment la variation du souffle avec l'amplitude du signal appliqué, mais nous n'insisterons pas sur ce point qui ne concerne pas spécialement les cadres, mais plutôt l'étude générale des récepteurs.

Un autre point est la variation du souffle lorsque le  $hQ$  diminue à cause d'un écart de padding. Comme l'écart n'est pas très grand, on peut considérer avec une bonne approximation que l'impédance du circuit qui produit le souffle est devenu

$$\frac{L/Cr}{\sqrt{1 + \beta^2 Q^2}}$$

De même, la hauteur effective est réduite de la même quantité. Le champ  $\overline{\varepsilon_n}$  de souffle devient

$$\overline{\varepsilon_n} = \frac{5,65 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{L}{CR} \frac{1}{\sqrt{1 + \beta^2 Q^2}} + R_{eq}}}{hQ \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \beta^2 Q^2}}} \mu\text{V}/\text{m}$$

et pour le carré, dans le cas où

$$R_{eq} \ll Q L \omega \frac{1}{\sqrt{1 + \beta^2 Q^2}}$$

$$\overline{\varepsilon_n}^2 = \frac{32 \cdot 10^{-6}}{h^2 Q} \cdot \sqrt{1 + \beta^2 Q^2} \quad (\mu\text{V}/\text{m})^2$$

Le souffle n'augmente que comme la racine de la perte de sensibilité due à l'écart de padding. Si, par exemple, l'écart de padding est tel que la sensibilité en ce point est réduite de 2 fois, le souffle a

augmenté de  $\sqrt{2}$  fois, et la sensibilité pour un rapport signal/souffle imposé est  $\sqrt{2}$  moins bonne.

**Rapport Signal-Parasites.**

Le principal avantage des cadres est leur moindre sensibilité aux parasites. On peut diviser les radiateurs d'énergie électro-magnétique en 2 catégories de base, les radiateurs magnétiques et les radiateurs électriques.

Un radiateur magnétique est représenté, par exemple, par une boucle fermée sur un générateur et parcourue par un courant HF. Un radiateur électrique est représenté par une antenne dont la base est reliée au générateur et dont l'autre extrémité est libre.

Auprès d'un radiateur magnétique, il n'existe pratiquement qu'un champ magnétique, et auprès d'un radiateur électrique, le champ est surtout électrique. A une distance égale à plusieurs longueurs d'ondes, les 2 radiateurs émettent un champ électro-magnétique et il est impossible alors de savoir si le radiateur, en faisant des mesures à cette distance, était électrique ou magnétique.

En fait, un radiateur de parasites n'est jamais purement électrique ou purement magnétique, mais on peut dire que dans la presque totalité des cas, il est à majorité électrique, aussi auprès de la source de parasites c'est la composante électrique qui est la plus importante, et c'est elle qui est la plus gênante d'où la supériorité des cadres qui sont, par principe, sensibles seulement à la composante magnétique du champ.

Quelques précautions doivent tout de même être prises pour que le cadre soit tout à fait insensible à la composante électrique du champ parasite.

Le parasite peut être appliqué au cadre de 2 manières :

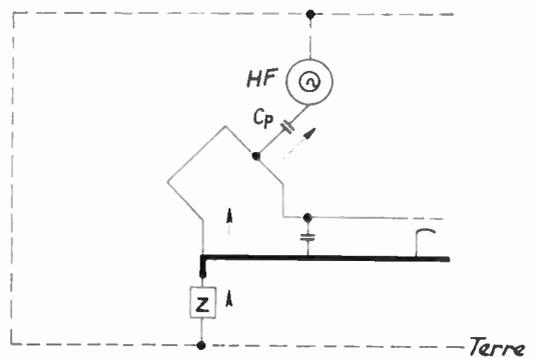


Fig. 21. — Application d'un champ électrique parasite sur un cadre.

1° par la voie aérienne directe telle que représentée fig. 21, La circulation du courant parasite est représentée par des flèches.

2° par le réseau comme représenté fig. 22. La tension parasite étant alors asymétrique entre les 2 fils du réseau, dont un seul est à la terre.

On peut envisager dans les deux cas plusieurs façons de réduire le courant HF parasite qui circule dans le cadre, par exemple :

a) en augmentant l'impédance entre le châssis et le réseau (Z fig. 22) ou entre le châssis et la terre (Z fig. 21).

b) en utilisant une construction symétrique du cadre de façon que les courants qui circulent dans les 2 moitiés du cadre, soient en opposition,

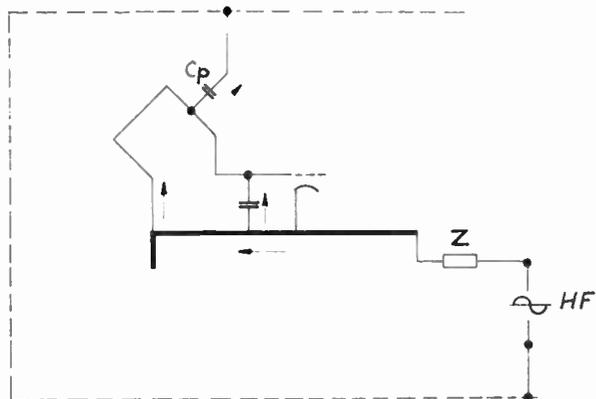


FIG. 22. — Champ électrique parasite sur le réseau produisant une f.e.m. parasite dans le cadre.

c) en réduisant la capacité parasite Cp entre le cadre et la terre, ce qui réduit le courant parasite.

Cette dernière solution est la plus souvent utilisée, car elle a l'avantage de réduire le niveau de parasites sur toutes les gammes de fréquences.

On voit tout de suite l'avantage du cadre ferrocube sur les cadres à air, car, par sa construction com-

pacte, sa capacité Cp est naturellement plus petite que sur les grands cadres à air.

On peut encore réduire Cp en interposant un blindage entre le cadre et la terre.

Ce blindage peut être fixé sur l'ébénisterie ou être solidaire du cadre et se déplacer avec ce dernier. A l'étude on choisira la meilleure solution, compte tenu, en plus, de la perte de qualité apportée par la présence du blindage et des variations de l'inductance du cadre qui peuvent se produire pendant sa rotation lorsqu'il passe devant les parties conductrices.

**Conclusion.**

Récemment leurs propriétés anti-parasites ont attiré, à nouveau, l'attention des techniciens sur les cadres. La mise au point des ferrites a permis une nouvelle réalisation des cadres, augmentant leurs qualités anti-parasites et réduisant leurs dimensions, ce qui facilite leur montage dans les récepteurs.

On voit que, par une étude soignée des différents constituants des cadres, on peut obtenir des performances comparables à celles des meilleures antennes intérieures, tant au point de vue sensibilité que rapport signal/bruit.

Une gamme très variée de ferrocube de qualités et de dimensions diverses, permet au spécialiste de choisir la nature et la forme du cadre pour atteindre des performances désirées.

**BIBLIOGRAPHIE**

Philips professional Components EP. 9201.  
Electronics Application Bulletin Vol. 13 Janv. 1952, n° 6.

# FABRICATION ET POSSIBILITÉS DU QUARTZ MODERNE

PAR

A. ERKENS

*Ingénieur au Département de Piézo-Electricité  
de la Société Française Radioélectrique*

Les plans de fréquence internationaux imposent d'une façon générale aux émetteurs des stabilités qui sont pratiquement dix fois meilleures que celles qui étaient couramment exigées il y a une quinzaine d'années.

Une stabilité de  $1 \cdot 10^{-6}$  en fréquence est maintenant chose courante pour un émetteur de moyenne puissance, et les chaînes de radiodiffusion françaises ou étrangères tendent, pour des raisons de simplification dans l'exploitation de leurs émetteurs, vers des stabilités de l'ordre de  $10^{-8}$  ou  $10^{-9}$  (Problème de la synchronisation).

A l'autre extrémité de la gamme des puissances, on trouve les petits appareils portables genre talkie-walkie. Ceux-ci, modulés en fréquence ou en amplitude requièrent pour un fonctionnement correct, tant à l'émission qu'à la réception une stabilité meilleure que  $50 \cdot 10^{-6}$  ( $1/20\ 000^e$ ). Mais cette stabilité, relativement faible, doit être garantie pour toutes les températures que le quartz en fonctionnement peut rencontrer, sous tous les climats. On a adopté les limites de  $-55$  à  $+90^{\circ}$  C.

Comment tenir des conditions aussi différentes entre elles ?

Quelles sont les sujétions auxquelles sont contraints le fabricant et l'utilisateur ?

C'est ce que nous comptons exposer dans les lignes qui suivent, tout en faisant le point des possibilités les plus récentes du quartz piézoélectrique.

\*

\*\*

## 1. — Fabrication.

### 1. 1. — LE CRISTAL — L'ORIENTATION.

Rappelons que le quartz est de la silice pure, de densité 2,65 qui peut se rencontrer dans la nature à l'état amorphe ou cristallisé. L'effet piézoélectrique ne se manifeste que pour le quartz cristallisé, et encore à condition que le cristal n'ait jamais été porté au cours de sa formation ou après celle-ci, à une température supérieure à

$573^{\circ}$  C. (point de Curie) au delà de laquelle il perd toute propriété piézoélectrique.

La forme idéale est celle d'un prisme hexagonal, terminé aux deux extrémités par une pyramide hexagonale (fig. 1). En fait, ces pyramides présentent un certain nombre de facettes caractéristiques, de telle sorte que la symétrie du système est d'ordre ternaire.

La première opération qui intervient dans l'usinage des lames de quartz est l'orientation. On peut

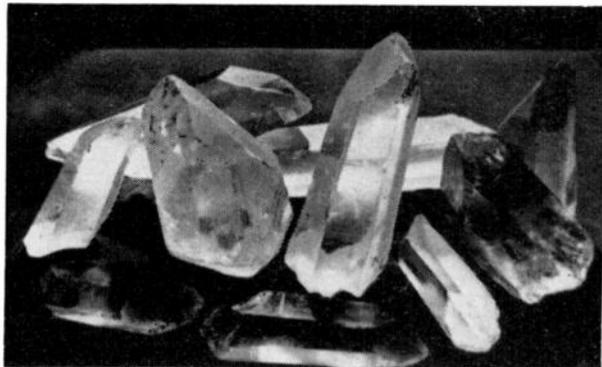


FIG. 1. — Cristaux de quartz bruts.

définir un système de trois axes rectangulaires qui sert de référence pour la détermination des coupes. L'un, appelé axe optique ( $OZ$ ) passe par les sommets des pyramides de base. Les deux autres sont appelés respectivement axes électrique et mécanique ( $OX$  et  $OY$ ). Ce système d'axes rectangulaires se retrouve tous les  $120^{\circ}$  de rotation autour de  $OZ$  du fait de la symétrie ternaire.

Nous verrons plus loin comment les lames sont orientées par rapport à ces axes.

### 1. 2. — LE SCIAGE.

Les opérations de sciage s'effectuent avec des scies circulaires dont la périphérie porte une concretion diamantée. D'une façon générale d'ailleurs,

tous les travaux de façonnage des pièces de quartz s'effectuent au moyen d'outils diamantés ou d'abrasifs très durs tel que l'émeri ou le carborundum.

Nous verrons plus loin (paragraphe 1. 6. 1.) les différentes coupes utilisées avec leurs propriétés. Le sciage détermine déjà avec une approximation de 10 à 20 minutes d'angle, l'orientation des lames de quartz par rapport à  $O X$ ,  $O Y$  et  $O Z$ .

### 1. 3. — L'ÉBAUCHAGE.

Au sortir du sciage, les lames de quartz orientées suivant la coupe désirée passent par toute une série d'opérations qui ont pour but de les amener à la forme et aux dimensions définitives. Des machines semi-automatiques, des rectifieuses les amènent aux cotes avec des précisions de l'ordre du centième de millimètre, ou même de moins du micron dans certains cas. La figure 2 montre une

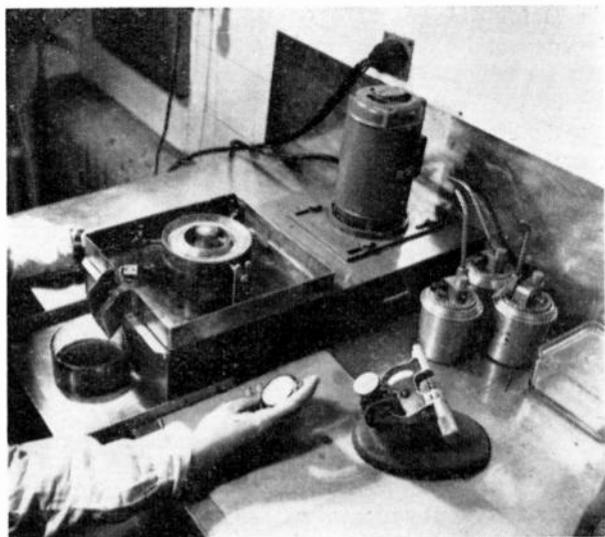


FIG. 2. — Le rodage des quartz à très haute fréquence.

machine à usiner les quartz d'épaisseur 1/10 mm pour lesquels le parallélisme et la planéité des faces doivent être respectés à 0,2 micron près.

### 1. 4. — LE NETTOYAGE ET LA MÉTALLISATION.

Afin de diminuer dans la plus grande mesure possible le phénomène de vieillissement du quartz, qui se manifeste par un lent glissement de la fréquence dans les premières semaines qui suivent la fabrication, on a été amené à pratiquer sur le cristal, à la fin de l'ébauchage, un nettoyage extrêmement poussé. On a en effet constaté que ce glissement de fréquences provenait de particules microscopiques d'abrasifs et de poussière de quartz incrustées à la surface de la lame et qui s'en détachaient petit à petit. Il fallait donc « purger » le cristal de ces impuretés par un nettoyage au moyen de solvants pour dissoudre les corps organiques d'une part, et par voie chimique (bifluorure d'ammonium) d'autre part, pour attaquer le quartz en surface et libérer les incrustations d'abrasifs.

La grande majorité (95 % au moins de la production) des quartz modernes, est du type « métallisé », c'est-à-dire que la recherche constante de la

stabilité maximum a amené le fabricant à abandonner le procédé qui consistait à pincer le cristal entre deux électrodes d'un métal inoxydable (type particulièrement sensible aux chocs et aux vibrations).

La méthode actuelle consiste à déposer directement sur la lame par évaporation sous vide, ou par pulvérisation cathodique, un film très mince d'un métal précieux servant d'électrode. Auparavant, on munit le quartz de deux spots de pâte d'argent conductrice sur lesquels on soudera les fils servant à la fois de connexion et d'attache mécanique. La figure 3 montre une machine à souder les fils. Un test de qualité de la soudure consiste à exercer sur



FIG. 3. — Machine à souder les quartz métallisés.

le fil une traction de 1 kg qu'elle doit pouvoir subir sans décollement. Il faut d'ailleurs signaler que cette soudure ne doit amener aucun amortissement des vibrations et que ses dimensions sont inférieures au millimètre.

### 1. 5. — LA MISE A LA FRÉQUENCE.

Plusieurs procédés sont actuellement employés. Nous ne citerons que pour mémoire le plus ancien qui consiste à amener le quartz à sa fréquence finale par usure d'une de ses faces.

Un autre plus récent agit par apport d'une quantité infime de métal, par voie électrolytique. Cet apport de métal, de l'ordre de 0,1 mg alourdit la masse en vibration d'où diminution de sa fréquence. Il s'agit là d'un procédé très sensible, mais qui présente l'inconvénient de ne permettre que des mesures de fréquences discontinues.

La méthode la plus récente en date élimine ce défaut.

Le quartz mis dans une cloche à vide, en face d'un filament chauffant chargé d'une particule d'or, est branché sur un oscillateur. La fréquence est mesurée en permanence et, une fois le vide secondaire atteint, il suffit d'évaporer l'or au moyen du filament pour alourdir le cristal et commander



FIG. 4. — Mise à la fréquence des quartz métallisés.

ainsi la baisse de fréquence. On coupe le chauffage du filament pour arrêter l'opération une fois la valeur finale obtenue. Ce procédé est applicable à tous les quartz métallisés et donne des produits finis de qualité remarquable.

## 1. 6. — LES COUPES.

### 1. 6. 1. — Constantes de fréquence et dérive fréquence/température.

Un des premiers buts des fabricants de quartz a été de réduire l'influence de la température sur la fréquence. On peut dire qu'à présent, à l'exception de quelques cas très particuliers, les quartz sont taillés dans des coupes dont la courbe fréquence/température est très aplatie.

En partant des fréquences les plus basses, on emploie de 4 à 40 kc/s la coupe *NT*, de 50 à 600

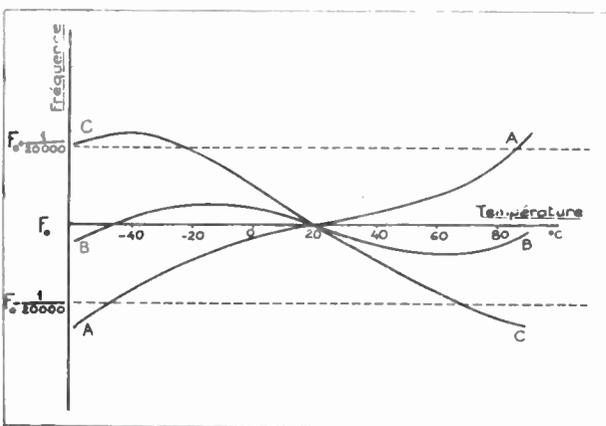


FIG. 5. — Courbe de dérive fréquence/température de la coupe A. T.

$$\left. \begin{array}{l} A : \text{angle } \theta_1 \\ B : \text{angle } \theta_2 \\ C : \text{angle } \theta_3 \end{array} \right\} \theta_1 < \theta_2 < \theta_3$$

kc/s les coupes *X + 5°*, *DT* et *CT* couvrent la majorité des besoins. La coupe *AT* et la coupe *BT* se partagent le domaine de 1 Mc/s à 75 Mc/s, la coupe *BT* étant plus particulièrement destinée à un emploi entre 4 et 25 Mc/s pour appareils thermostatés.

À l'exception de la coupe *AT*, sur laquelle nous reviendrons plus loin, toutes ces coupes présentent une dérive fréquence/température d'allure parabolique, dont le maximum peut dans certains cas être déplacé dans une plage de température assez étendue en agissant légèrement sur les angles de coupe. La coupe *AT* présente un cas très particulier. La dérive fréquence/température a l'allure d'une courbe du 3<sup>e</sup> degré (voir fig. 5). Cette propriété est très précieuse et est à l'origine de l'extension des emplois de cette coupe, douée par ailleurs d'une excellente activité piézoélectrique.

Les trois courbes de la figure 5 montrent les allures de dérives pour trois échantillons de quartz de même fréquence, mais taillés avec des angles de coupe très légèrement différents. On peut remarquer que la courbe B ne s'écarte jamais de plus de  $50 \cdot 10^{-6}$  de la fréquence centrale et que le quartz correspondant est particulièrement désigné pour un fonctionnement dans des limites très larges de température.

### 1. 6. 2. — Le goniomètre à rayons X.

L'aperçu sur les différentes dérives des coupes met en évidence la nécessité pour le fabricant de disposer d'un appareillage très précis de mesure d'angles de coupe. Ceux-ci doivent en effet être déterminés par rapport aux trois axes *OX*, *OY*, *OZ* avec des précisions de l'ordre de 1 minute. Les mesures mécaniques ne sont valables que pour les opérations de début de fabrication (Orientation — Sciage), et, pour une mesure très précise des angles, par la suite, on fait appel à une technique courante en cristallographie, celle des rayons X. On connaît la propriété qu'ont ceux-ci de se réfléchir dans certaines conditions sur des plans dits plans atomiques. Ceux-ci découlent naturellement de l'échafaudage des molécules de silice au cours de la formation du cristal, et leur orientation est rigoureusement constante vis-à-vis du système des trois axes. Un repérage des surfaces du cristal par rapport à ces plans peut donc être fait d'une manière très précise qui n'est limitée que par la précision des organes mécaniques du goniomètre. Un appareil de qualité peut donner les mesures à  $\pm 30$  secondes.

### 1. 7. — LES BOITIERS.

Les figures 6 et 7 montrent les boîtiers modernes qui s'imposent à l'utilisateur désireux d'avoir un matériel offrant toutes garanties de qualité.

On voit sur la figure 6 deux boîtiers métalliques étanches, répondant aux conditions de fonctionnement actuelles. Les passages isolés par des verres spéciaux ou des céramiques, sont une application de la technique de fabrication des traversées étanches. Pour éliminer les causes d'instabilité dues à la corrosion par oxydation, les boîtiers sont remplis en fin de fabrication d'un gaz neutre et sec

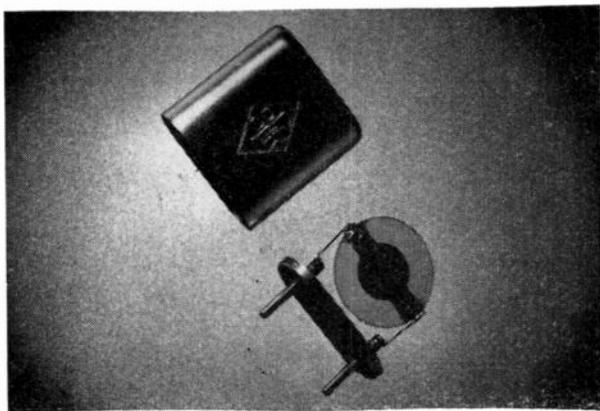


FIG. 6a. — Boîtier métallique miniature 20 × 19 × 9 mm.

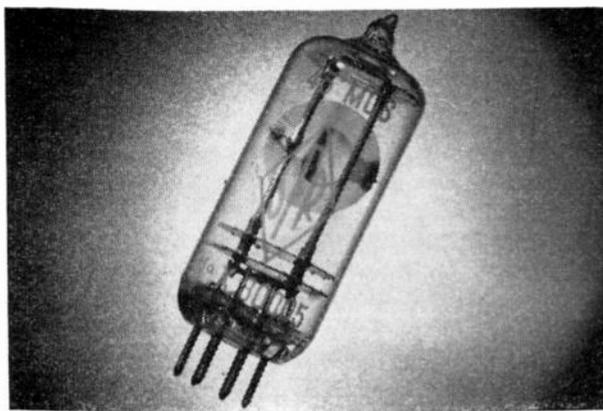


FIG. 7a. — Quartz en ampoule standard miniature.

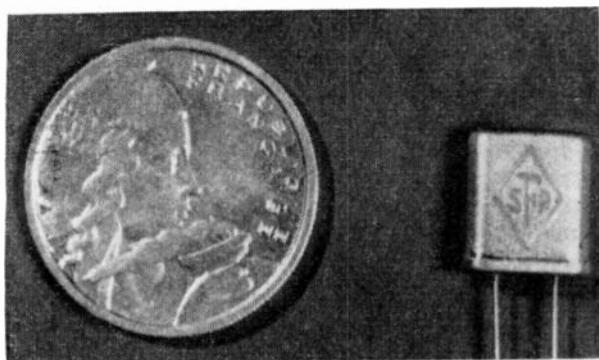


FIG. 6b. — Boîtier métallique subminiature 11,5 × 10,5 × 4 mm.

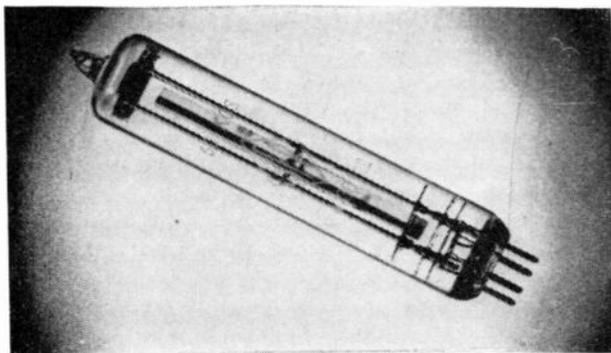


FIG. 7b. — Quartz en ampoule.

Un autre procédé de protection consiste à enfermer le cristal dans une ampoule de verre scellée et vidée d'air.

Les ampoules de la figure 7 sont dérivées des lampes de type miniature et sub-miniature des standards internationaux. Le vide confère au quartz une stabilité remarquable et une activité accrue par élimination des pertes par frottement dans l'air.

## 2. — Possibilités et Performances.

On a exposé dans la première partie les problèmes généraux qui se posent au fabricant de quartz et les procédés qui sont actuellement à sa disposition pour les résoudre. On aborde ici la deuxième partie qui fait le point des derniers résultats obtenus.

### 2. 1. — LES CONDITIONS PARTICULIÈRES INTERNATIONALES.

L'extension des usages du quartz piézoélectrique a amené naturellement les fabricants et les utilisateurs à créer des normes de standardisation : boîtiers, coupes, oscillateurs, conditions climatiques, épreuves mécaniques ont fait l'objet de normes en France et à l'étranger. On ne peut que souhaiter la publication de ces normes, qui sont maintenant parfaitement au point, et dont la stricte observation donne à l'utilisateur toutes garanties concernant le fonctionnement de ses appareils.

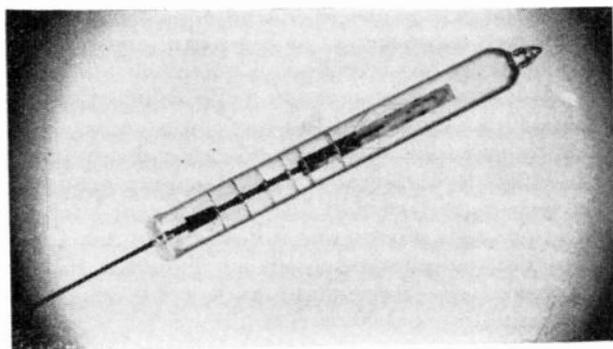


FIG. 7c. — Quartz en ampoule du type standard subminiature pour récepteur DECCA.

### 2. 2. — LE MATÉRIEL PORTABLE.

#### 2. 2. 1. — Le poids.

Il est inutile de s'étendre sur les avantages de la diminution de poids dans le matériel portable. L'un des premiers organes à supprimer dans un oscillateur à quartz a été le thermostat, ce qui n'a été possible que le jour où les fabricants de quartz ont su produire des cristaux de dérive thermique négligeable, compte tenu des conditions climatiques.

#### 2. 2. 2. — Les conditions climatiques.

Elles portent en général sur la gamme de température qui tend, comme on l'a vu, vers les limites actuelles de  $-55$  et  $+90^{\circ}$  C. De plus, les questions d'étanchéité, de résistance aux atmosphères

corrosives et aux moisissures, etc... sont maintenant résolues par l'emploi de boîtiers en métal inoxydable ou en verre.

### 2. 2. 3. — *Les fréquences élevées.*

Le matériel portable s'oriente actuellement vers l'emploi de fréquences supérieures à 1 Mc/s. La limite pratique industrielle est actuellement de l'ordre de 75 Mc/s et l'emploi d'oscillateurs spéciaux permet, avec un seul tube, de monter à 225 Mc/s, tout en ayant une tension et une puissance de sortie convenable.

### 2. 2. 4. — *Les quartz sans thermostat.*

Les conditions particulières imposent au matériel portable sans thermostat des précisions générales de fréquence de  $50.10^{-6}$  (1/20 000) dans toute la gamme de température. Ceci n'a été possible au-dessus de 1 Mc/s, qu'en employant exclusivement la coupe *AT* dont les propriétés de dérive fréquence/température ont été exposées plus haut (1. 6. 1.).

Par ailleurs, l'emploi des boîtiers métalliques de petites dimensions a posé les problèmes très difficiles à résoudre, pour les quartz de fréquence inférieure à 4 Mc/s. Les dimensions des cristaux favorisaient en effet l'apparition de très nombreuses fréquences parasites. A titre d'exemple, un cristal destiné à entrer dans le boîtier miniature de la figure 6 a doit avoir un diamètre de l'ordre de 14 mm. A 1 700 kc/s, son épaisseur est de l'ordre du millimètre, et sans précautions particulières, il n'est pas rare de rencontrer au voisinage de la fréquence principale 10 à 15 fréquences indésirables de grande amplitude.

La théorie des divers modes de vibration est extrêmement complexe. Elle a pourtant permis de déterminer la forme idéale à donner à la lame de quartz pour n'avoir qu'une vibration unique. Cette forme n'est malheureusement pas réalisable sur un plan industriel. Les nombreux travaux effectués sur la question ont montré qu'il existe un profil lenticulaire assez simple qui donne avec une approximation suffisante des résultats satisfaisants.

Au-dessus de 4 ou 5 Mc/s, les dimensions latérales du quartz sont suffisamment grandes vis-à-vis de l'épaisseur pour ne trouver que la vibration de cisaillement d'épaisseur de la coupe *AT*. Le problème principal est celui de la dérive fréquence/température qui se résout uniquement en resserrant les tolérances d'angle de coupe.

Il apparaît vers les fréquences de l'ordre de 15 Mc/s un autre problème de fabrication, posé cette fois par l'extrême minceur de la lame de quartz, de l'ordre de 1/10 de mm.

Ce problème a été résolu par l'emploi de modes de vibration en « partiel ». Le mode de vibration de la coupe *AT* en fondamental est un cisaillement d'épaisseur. Un plan nodal (de mouvement nul) se trouve à mi-épaisseur de la lame et la répartition du mouvement, d'une surface à l'autre, se fait suivant une demi-longueur d'onde. La vibration en partiel de rang  $n$  ( $n = 3, 5, 7, \text{etc...}$ ) se caractérise par la présence de  $n$  plans nodaux parallèles aux

surfaces et de  $n$  demi-longueurs d'onde suivant l'épaisseur.

Un exemple fera comprendre l'intérêt de l'emploi des partiels :

A 16,7 Mc/s la demi-longueur d'onde dans le quartz est de 0,1 mm. L'épaisseur, en fondamental est donc de 0,1 mm. En partiel 3 à la même fréquence, l'épaisseur de la lame est de 3 demi-longueurs d'onde soit 0,3 mm d'où une lame de quartz plus robuste. Inversement, si on considère comme limite inférieure pratique de possibilité de fabrication l'épaisseur 0,1 mm, la fréquence maximum que l'on peut obtenir directement d'un quartz est de 50 Mc/s en partiel 3 et de 83 Mc/s en partiel 5.

Il est permis de se demander alors pourquoi on ne pousse pas plus loin dans l'utilisation des rangs de partiel élevés.

Deux raisons s'y opposent. Si on admet pour l'épaisseur un minimum correct constant de 0,1 mm environ, en partiel 7 la demi-longueur d'onde vaut 0,014 mm et 0,011 mm en partiel 9, etc..., et à ce moment-là les irrégularités de surface du quartz (rayures provoquées par des poussières, défaut de parallélisme ou de planéité) prennent une très grande importance vis-à-vis de la demi-longueur d'onde. Par ailleurs, il se pose un problème de fonctionnement, purement électrique celui-là, lié aux valeurs respectives de la résistance de perte du cristal et de sa capacitance statique, qui deviennent du même ordre de grandeur et empêchent ainsi le fonctionnement d'un oscillateur.

Quoi qu'il en soit, on retrouve avec les partiels 3 et 5 les courbes de la coupe *AT* pour la dérive fréquence/température et les travaux effectués sur la question des partiels autorisent les utilisateurs à accorder la plus entière confiance à ce type de quartz.

### 2. 2. 5. — *Les petits thermostats simplifiés.*

Les quartz de coupe *AT* peuvent donc, nous l'avons vu, travailler dans une gamme de température très étendue avec une dérive de fréquence acceptable. Dans certains cas cependant, certains constructeurs peuvent admettre pour obtenir une stabilité supérieure un matériel un peu plus encombrant. De petits thermostats de dimensions réduites peuvent contenir un ou deux quartz type miniature en boîtier métallique. Une de leurs principales caractéristiques est de ramener des variations de température extérieures de  $-40$  à  $+65^\circ\text{C}$  à une gamme  $70 - 80^\circ$ , à l'endroit du quartz. Un angle de coupe correct permet de donner à la courbe de dérive fréquence/température du quartz une allure sensiblement horizontale pour cette plage  $70 - 80^\circ$  et d'obtenir ainsi une excellente stabilité.

### 2. 2. 6. — *Les subminiatures.*

Il nous semble utile de dire un mot au sujet du boîtier subminiature de la figure 6 b. Ce boîtier de dimensions  $10,5 \times 11,5 \times 4$  mm a fait l'objet de développements tous récents et, dans certains cas où la moindre économie de place prend une grande importance, il peut remplacer le boîtier

miniature de la figure 6 a. Les gammes de fréquence où on peut l'employer sont comprises entre 6 et 15 Mc/s d'une part, 15 et 75 Mc/s d'autre part.

A signaler qu'on peut le connecter soit par soudeure, comme une résistance, soit après coupure des fils à longueur, par enfichage sur un support de tube subminiature cinq broches.

### 2. 3. — LE MATÉRIEL FIXE.

#### 2. 3. 1. — *Emetteurs nécessitant des précisions supérieures à $3.10^{-6}$ .*

Dans le cas où il semble nécessaire d'obtenir une stabilité de  $3 \text{ à } 1.10^{-6}$  l'intérêt de l'utilisateur lui commande de s'adresser au fabricant de quartz qui se trouve en mesure de fournir un ensemble complet donnant une fréquence dont la précision et la stabilité sont garanties. Il arrive en effet que des oscillateurs étudiés par des non spécialistes du quartz n'offrent pas toutes les particularités désirables pour assurer un fonctionnement correct du cristal. Le fabricant de quartz, qui a en main toutes les données et tous les moyens de mesure nécessaires (Mesure des fréquences, de stabilité, essais climatiques, etc...) est tout indiqué pour livrer des ensembles complets, comprenant quartz, oscillateur et thermostat. Le pilote à quartz peut donc être considéré par le constructeur d'émetteur comme un simple appareil manufacturé, pour lequel il n'a à prévoir que la place et les fils de branchement pour l'alimentation.

#### 2. 3. 2. — *Les émetteurs synchronisés.*

On retrouve le même genre de problème que précédemment quand il s'agit d'équiper un réseau d'émetteurs synchronisés. Les exigences sont cependant beaucoup plus fortes, car il s'agit de garantir des stabilités de l'ordre de  $10^{-8}$ . Un exemple comparatif situera le problème : Une horloge stable à  $1.10^{-8}$  près varierait d'une seconde en trois ans. Un tel problème a pu être résolu en faisant appel d'une part à des thermostats assurant des températures constantes à 1/100 de degré près. Par ailleurs les quartz en forme de barreau de coupe Y (fig. 8) ont des surtensions de l'ordre de 1 à 2 millions et des selfs dynamiques de 700

henrys. Ils sont montés sous vide dans des ampoules spéciales et l'ensemble des opérations de fabrication et des cycles de vieillissement s'étend

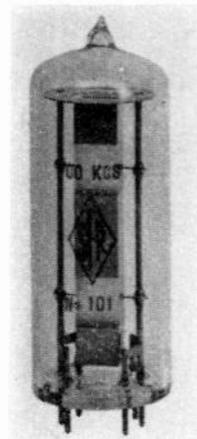


FIG. 8. — Quartz à haute stabilité.

sur une période de quatre mois. L'ensemble quartz, oscillateur, thermostat est ensuite mis en fonctionnement et contrôlé pendant plusieurs semaines par rapport à des étalons primaires, avec enregistrement continu des fréquences.

\*\*

La lecture de ce qui précède permet de voir à quelles limites de précision et de stabilité on peut arriver avec le quartz piézoélectrique, travaillé de façon moderne.

Partant du petit quartz subminiature gros comme un ongle qui donne des fréquences de 6 à 75 Mc/s avec une précision de  $50.10^{-6}$  dans une gamme de température de  $-55$  à  $+90^\circ \text{C}$ . jusqu'au barreau de coupe Y de grande surtension permettant des stabilités de  $10^{-9}$ , on voit toutes les possibilités que l'industrie piézoélectrique met en main des techniciens de la radio.

Ces résultats n'ont pu être obtenus que grâce à des contacts étroits entre ces derniers et les spécialistes du quartz, contacts qu'il est souhaitable de maintenir et d'amplifier dans l'intérêt de l'industrie radioélectrique française.

# LES RELAIS ÉLECTROMÉCANIQUES DANS LES TÉLÉCOMMUNICATIONS

PAR

E. ALIZON

*Ancien Elève de l'École Polytechnique  
Ingénieur à la Cie Industrielle des Téléphones*

## INTRODUCTION

Le domaine des Télécommunications est tellement vaste que l'ingénieur est en général obligé de se spécialiser dans une branche particulière et qu'il se trouve parfois un peu embarrassé lorsqu'il doit mettre en œuvre une technique qui ne lui est pas familière. Tel, par exemple, un spécialiste de l'électronique lorsqu'il doit incorporer, dans les appareils dont l'étude lui est confiée, des organes aussi différents des tubes à vide que les relais électromécaniques. Et pourtant il est de pratique courante d'alimenter d'une manière ou d'une autre ceux-ci par ceux-là. On en trouve de multiples exemples dans les signaleurs de systèmes téléphoniques multiplex par fréquences porteuses ou par impulsions, par fil ou par radio, dans les servomécanismes, télécommandes, télésignalisations, etc...

Nous nous efforcerons, dans la première partie de cet exposé, de dégager les caractéristiques essentielles des relais utilisés dans les appareils de télécommunications, avec la modeste ambition de fournir à l'utilisateur non spécialiste un certain nombre de directives générales lui permettant de faire son choix parmi les modèles extrêmement variés que lui proposent les constructeurs, et de le guider dans la mise en œuvre.

La deuxième partie est consacrée à une description d'un modèle de relais sensible polarisé construit par la Cie Industrielle des Téléphones et étudié spécialement pour résoudre le problème liaison électronique-électromécanique, bien que sa conception lui confère une grande souplesse d'adaptation à nombre d'autres fonctions.

## PREMIERE PARTIE

### GÉNÉRALITÉS.

On peut définir un relais électromécanique comme un moteur susceptible, sous l'action d'un courant électrique, de déplacer les unes par rapport aux autres des pièces de contact par l'intermédiaire d'une armature mobile.

Il est impossible, dans le cadre de cet exposé, de passer en revue tous les types généraux de relais qui ont été imaginés, et laissant de côté tous les relais spéciaux, galvanométriques, à moteur électrodynamique, à lames ou équipages vibrants, etc..., nous nous bornerons au cas le plus courant des relais électromagnétiques, c'est-à-dire des relais dont le moteur est un électroaimant polarisé ou non. De même, nous laisserons volontairement de côté l'étude des relais « courant fort », c'est-à-dire que nous nous limiterons au domaine où les puissances de commande s'énoncent en milliwatts ou en watts et où les puissances apparentes commandées se limitent à quelques dizaines ou centaines de volts ampères.

Nous examinerons successivement, dans l'ordre, les caractéristiques essentielles des contacts, des moteurs et des armatures, puis les qualités d'ensemble d'un relais considéré comme un tout.

### CONTACTS.

Le lecteur pourra consulter avec profit l'ouvrage de R. HOLM (1) qui donne une étude très complète des contacts électriques. L'exposé qui suit donne quelques aperçus importants de cette question très complexe et sera complété par quelques indications pratiques.

Un contact est caractérisé par sa résistance lorsqu'il est fermé, son isolement quand il est ouvert, et sa puissance de coupure au moment de son ouverture.

#### *Résistance du contact fermé.*

Dans une surface de contact entre deux pièces métalliques on a différentes zones qu'on peut classer comme suit :

- Contact métallique.
- Contact quasi métallique à travers une mince couche hétérogène plus ou moins conductrice.
- Couches hétérogènes isolantes supportant la pression de contact.

La résistance du contact provient du resserrement des lignes de courant dans le métal au voisinage du contact et de la résistance propre du contact, ce second facteur paraissant le plus important.

Les couches hétérogènes dont il est question plus haut peuvent provenir d'une part d'altérations purement chimiques, oxydation, sulfuration, etc..., d'autre part, suivant certains auteurs (2) (3), d'altérations superficielles dues aux chocs entre les pièces de contact ou un polissage mécanique de celles-ci. Les hypothèses suivantes ont été avancées : formation d'une poussière métallique avec adsorption de gaz ou déformation de la maille cristalline pouvant aller jusqu'à formation d'une couche amorphe non conductrice.

Un contact électrique entre deux pièces métalliques parfaitement nettoyées n'est pas sujet à des fluctuations de résistance immédiatement après son enclenchement. Les modifications ultérieures de l'état ou de l'aire des couches superficielles produisent, après un délai extrêmement variable (quelques secondes à quelques jours) des fluctuations de résistance. En l'absence de chocs ou de vibrations, la résistance d'un contact peut se maintenir longtemps à une valeur, puis prendre brusquement une autre valeur sous l'influence d'une faible vibration. Dans certains cas, cette valeur peut devenir très grande et provoquer un isolement parfait (évanouissement). Un choc produit généralement des variations de résistance sous forme d'oscillations plus ou moins amorties.

Avant d'être enclenché, un contact a été manœuvré un certain nombre de fois et l'état des pièces de contact peut provoquer, dès l'enclenchement, des défauts dus aux altérations superficielles mentionnées plus haut, à des détériorations plus profondes des contacts occasionnées par les ruptures de courant (cratères, « charbonnage »), voire même, et le cas est fréquent, par des poussières empêchant le contact physique.

Les variables principales qui interviennent sont la résistance des matières de contact aux agents chimiques et physiques, la force d'application des contacts (ou « pression » de contact), leur forme et leur mode d'établissement, la tension électrique à leurs bornes au moment de l'établissement.

La pression de contact (\*) est la plus importante car elle a une action directe sur la résistance des zones de contact métallique ou quasi métallique et peut provoquer une dislocation partielle des couches hétérogènes isolantes, aidée dans de nombreux modèles de relais par un glissement relatif des surfaces de contact au moment de son établissement (contacts « auto-nettoyants »). Il y a cependant intérêt à ne pas augmenter au delà d'une certaine valeur la pression ou le glissement des contacts,

(\*) Nous employons le terme usuel « pression » de contact, bien que le terme exact soit force d'application. La « pression » se mesure d'ailleurs en grammes-poids.

lorsque l'on désire un nombre d'enclenchements élevés (plusieurs dizaines ou centaines de millions), sous peine de constater une usure mécanique importante et des altérations physiques superficielles, comme nous l'avons indiqué ci-dessus. Les phénomènes d'évanouissement ne sont pas cependant exclus, soit à l'enclenchement du contact, soit par la suite, mais une tension suffisante aux bornes du contact provoque le claquage des couches isolantes et rétablit le contact. C'est le procédé dit du « mouillage » utilisé dans les circuits à très faible charge, par exemple des circuits téléphoniques dans lesquels on superpose à la modulation téléphonique un faible courant continu provenant d'une source à tension suffisante. Ce procédé a l'inconvénient d'introduire dans le circuit des tensions de bruits dites « microphoniques » dues aux variations erratiques de la résistance des contacts.

#### *Isolement des contacts ouverts.*

L'isolement entre les deux parties d'un contact ouvert est caractérisé par la résistance d'isolement, fonction surtout de la qualité de la matière isolante qui les sépare, et par la tension disruptive, dépendant à la fois des tensions de claquage de l'isolant et de la distance minimum entre les parties métalliques du contact. Cette distance minimum est généralement donnée par l'écartement des pastilles de contact. Il est d'usage courant de compter 100 volts par dixième de mm en atmosphère ordinaire.

#### *Puissance de rupture.*

Le problème est extrêmement complexe et il ne peut être question de le développer dans le cadre de cet exposé. Nous renvoyons le lecteur à l'ouvrage de R. HOLM déjà cité (1). Cependant, on peut indiquer les grandes lignes suivantes : les variables principales qui entrent en jeu au moment de la rupture d'un contact sont la matière des contacts supposés identiques, l'intensité  $I$  du courant parcourant le contact au moment de son ouverture, la tension  $V$  se manifestant aux bornes de contact au moment de son ouverture, la grandeur de l'entre contact, la vitesse d'ouverture et le

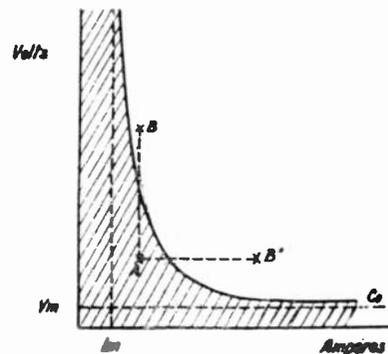


FIG. 1. — Courbe caractéristique d'une matière de contact délimitant le domaine de rupture sans arc.

milieu dans lequel se produit la rupture. Dans ce qui suit on supposera que ce milieu est l'atmosphère normale à 60 ou 70 % d'humidité.

Pour chaque matière, on peut tracer une courbe caractéristique  $C_0$  affectant à peu près la forme d'une portion d'hyperbole équilatère à asymptotes  $I = I_m$  et  $V = V_m$  parallèles aux axes de coordonnées (fig. 1). Le domaine hachuré compris entre cette courbe et les deux demi axes positifs est celui de la rupture du courant sans arc (point A). Si les données de rupture  $I$  et  $V$  donnent au contraire un point à la droite de la courbe (points

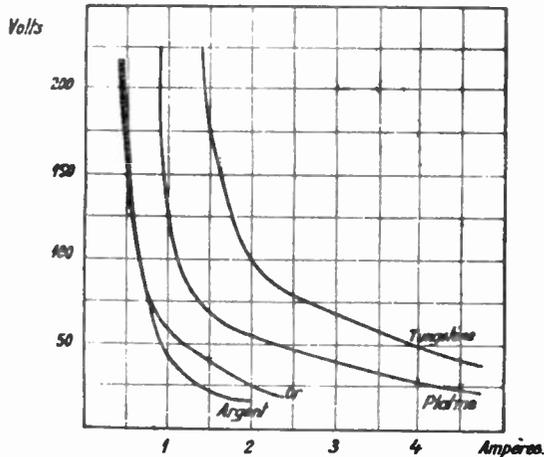


FIG. 2. — Courbes caractéristiques de quelques matières de contact d'après L.B. HUNT.

$B, B'$ ) la rupture sera accompagnée d'un arc. La figure 2 donne d'après L.B. HUNT (4) les courbes correspondant à l'or, l'argent, le platine et le tungstène. Dans ce domaine, on peut tracer (fig. 3) un réseau de courbes complémentaires  $C_1, C_2... C_n$  en utilisant comme paramètre la longueur maximum de l'arc. Ce réseau permet de déterminer approximativement d'une part l'entre-contact minimum pour éviter un arc permanent qui amènerait

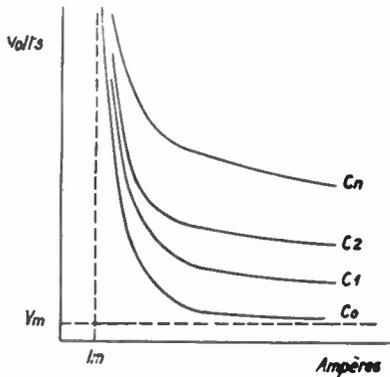


FIG. 3. — Courbes caractéristiques d'une matière de contact donnant la longueur maximum de l'arc de rupture.

la destruction des contacts, d'autre part, connaissant la vitesse moyenne d'écartement des contacts, la durée de l'arc.

L'arc de rupture produit une fusion localisée de la matière des contacts accompagnée d'un transport plus ou moins sensible de la matière d'une pièce sur l'autre, généralement de la pièce reliée au pôle positif vers la pièce reliée au pôle négatif. Il se forme une pointe sur celle-ci et un cratère sur celle-là. En même temps, on constate une altération des surfaces de contacts, ou charbonnage.

Modes d'établissement des contacts.

Dans les relais utilisés en télécommunications, les pastilles de contact sont en général soudées ou rivées à l'extrémité de ressorts plats dont l'autre extrémité est encastrée dans un empilage. Certains de ces ressorts sont mus par l'armature du relais, par l'intermédiaire de poussoirs isolants, et viennent appliquer leurs pastilles de contact sur celles des autres ressorts, ou lames.

Le mode d'établissement de la pression de contact est extrêmement important. On peut distinguer trois modes principaux. Dans le premier mode, la lame est en porte à faux et accompagne le ressort, la pression de contact croissant linéairement en fonction de l'accompagnement, jusqu'à la valeur donnée par la réaction de la lame pour le déplacement maximum. Dans le deuxième mode, la lame repose avec une certaine force sur une butée fixe placée à une certaine distance du contact, cette force étant reportée sur les pastilles de contact dès que la lame a décollé de sa butée. Ces deux modes procurent, en général, un glissement relatif des contacts. Dans le troisième mode, le ressort se dégage complètement du poussoir qui l'écartait de la lame et la pression de contact est fournie uniquement par le cambrage propre du ressort. Les figures 4, 5, 6a et 6b montrent les courbes d'établissement des pressions  $f$  en fonction des

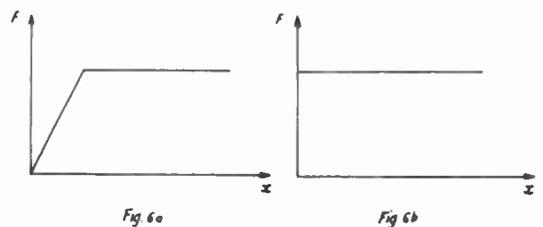
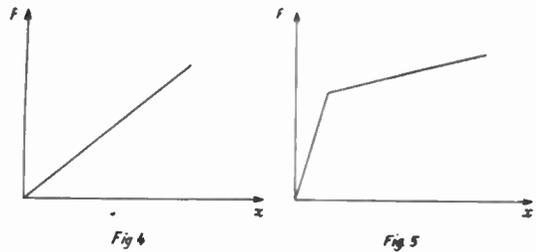


FIG. 4, 5, 6a et 6b. — Diagrammes d'établissement des forces de contact en fonction de la course de contact pour différents modes.

courses de contact  $x$  dans les trois modes. Pour le troisième mode, la figure 6a correspond au cas où la lame est légèrement souple (il y a glissement relatif dans ce cas); la figure 6b au cas où la lame est rigide. Sur ces courbes apparaît nettement que, si la course des contact varie en raison d'un dérèglement mécanique du relais et d'une usure mécanique ou électrique des pastilles de contact, les variations de pression conséquentes vont en décroissant d'un mode à l'autre.

Dans les relais courants, les deux premiers modes sont utilisés pour les contacts de travail du relais (contacts fermés lorsque le relais est alimenté); les contacts de repos ressortent généralement du troisième. Cependant, un nouveau type

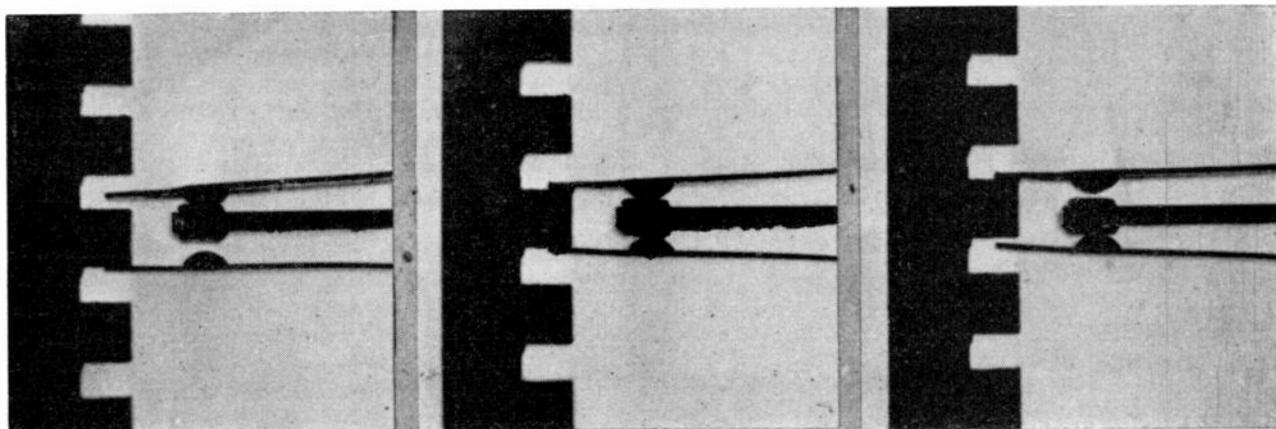


FIG. 7a, 7b et 7c. — Exemple de réalisation de contacts utilisant le troisième mode.

FIG. 7a. — Relais au repos. L'échelle de commande dégage le ressort de repos (en haut) et écarte le contact de travail vers le bas (d'une certaine distance nommée marge mécanique de repos).

FIG. 7b. — A un certain moment de l'attraction du relais (échelle ascendante) les deux contacts sont écartés de la lame centrale (marge électrique).

FIG. 7c. — En fin de course l'échelle a dégagé le ressort de repos vers le haut d'une distance nommée marge mécanique de travail. Noter que celle-ci est plus faible que la marge de repos. L'armature est en effet bloquée sur sa position de travail par une force importante, alors qu'au relâchement les rebondissements propres de l'armature risqueraient de provoquer des rebondissements de contact si une garde suffisante n'est pas assurée.

d'empilage utilise le troisième mode avec des lames rigides aussi bien pour les contacts de travail que pour les contacts de repos. Le nouveau relais du Bell System décrit par A. C. KELLER (5) emploie ce mode d'établissement. Les photos ci-dessus (fig. 7a, 7b, 7c) montrent un exemple de réalisation différente qui sera utilisé sur les nouveaux relais en cours de développement à la C. I. T. Les nouvelles techniques de commutation téléphonique exigent maintenant des relais dont la durée de vie se chiffre, non plus par quelques millions ou dizaines de millions de fonctionnement, mais par centaines de millions. Ce nouveau type d'empilage permet cette performance par une réduction très importante des effets de l'usure des contacts, diminuée elle-même par la suppression de l'usure mécanique due aux glissements relatifs. Un autre

facteur extrêmement favorable est que les ressorts sont, au moment de l'établissement du contact, complètement dégagés de toute liaison avec l'armature, et leur faible inertie propre assure un contact absolument exempt de rebondissements. L'oscillogramme ci-dessus (fig. 8) montre l'établissement des contacts de repos et de travail dans un relais classique utilisant le premier mode pour le contact de travail, comparé à l'établissement des contacts d'un relais utilisant le nouveau type d'empilage. Cette absence de rebondissement est un facteur très important de longévité des contacts, tout en apportant une amélioration très nette du fonctionnement des circuits qu'ils établissent.

Une mention spéciale est à faire des contacts des relais sensibles qui ne comprennent généralement qu'un contact mobile et deux contacts fixes. Dans ces types de relais le contact mobile est directement porté par l'armature pour éviter des frottements parasites qui nuiraient à la précision de fonctionnement du relais. Les rebondissements de contact sont combattus par des dispositions d'amortissement par frottements dont un exemple sera donné dans la deuxième partie de cet article.

#### Quelques indications pratiques.

Des contacts en métaux précieux s'imposent pour l'équipement des relais. L'argent, le platine, le tungstène et plus récemment le palladium, sont les métaux de base et sont utilisés couramment pur ou sous forme d'alliage ou de pseudo-alliage avec d'autres métaux. Il est à signaler que les techniques récentes de la métallurgie des poudres ont considérablement étendu la gamme des matières de contact. L'ouvrage de L. B. HUNT (4) donne un aperçu des alliages disponibles sur le marché et de leurs propriétés.

Les points principaux à considérer sont la charge du contact et la durée de vie espérée, c'est-à-dire le nombre d'enclenchements maximum désirés.

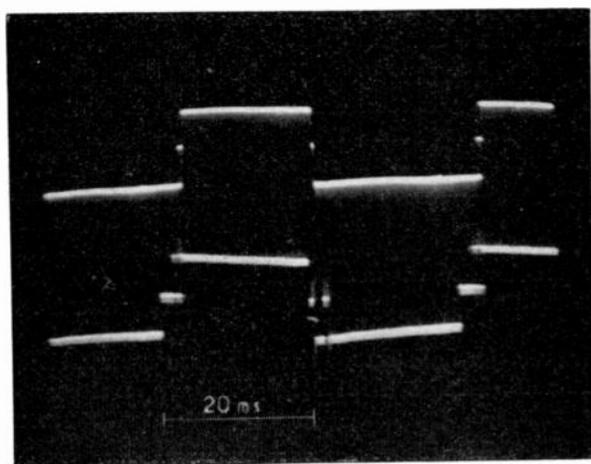


FIG. 8. — Oscillogramme d'établissement de contacts. En haut l'établissement des contacts d'un empilage analogue à celui des fig. 7a, b, c. Le trait inférieur correspond au contact de repos (position de la fig. 7a), le trait médian au contact de travail (position de la fig. 7c) le trait supérieur au passage (position de la fig. 7b). En bas même figure correspondant à un empilage classique dans lequel aucune précaution particulière n'a été prise contre les rebondissements qui se traduisent par des hachures verticales.

Dans le cas d'une très faible charge (circuits téléphoniques par exemple), des contacts à base de platine sont à recommander si le mouillage des contacts par une tension continue ne peut être envisagé. Le platine pur permet de faibles pressions, mais il ne faut pas si possible descendre au-dessous de 2 à 3 g. Si l'on désire augmenter cette pression pour des raisons de sécurité, et en même temps obtenir un grand nombre d'enclenchements (supérieurs à quelques millions), il convient d'utiliser des alliages tels que platine-iridium, platine-ruthénium, etc., ou un pseudo-alliage tel que platine-tungstène. Le mouillage des contacts est cependant à recommander s'il ne conduit pas à un bruit ou à des complications de circuit prohibitives, et permet d'utiliser des matières de contact à base d'argent. Quelques dizaines de volts et un débit de 1 à 2 mA conviennent parfaitement, mais il est essentiel que le mouillage de chaque contact soit assuré par un circuit indépendant. La pression de contact doit être au moins de 8 à 10 gr.

Nous désignerons par charge légère d'un contact le domaine  $V-I$  de rupture sans arc. Très généralement, le circuit coupé par un contact n'est pas une résistance pure, mais possède une certaine inductance, par exemple des enroulements d'autres relais. Si bien que les surtensions qui se produisent au moment de la rupture peuvent provoquer un arc bref bien que le courant parcourant le contact fermé et la tension aux bornes du contact ouvert donnent un point  $A$  dans le domaine sans arc du plan  $V-I$  (fig. 1). En effet, la surtension amène le point figuratif de la rupture par exemple au point  $B$  situé dans le domaine avec arc. Lorsque la tension aux bornes du contact est continue, on peut absorber cette surtension et supprimer l'arc, par des moyens connus : résistance et condensateur en série, éléments non linéaires tels que redresseurs ou varistances. Citons à ce sujet d'excellents résultats obtenus dans certains cas par l'adjonction d'un condensateur de faible capacité aux bornes d'une varistance. Il est essentiel de remarquer qu'un réseau de protection de contact doit, pour être efficace, être adapté soigneusement aux caractéristiques du circuit coupé, que sa place même dans les équipements n'est pas indifférente et doit être étudiée. Un fil de câblage d'une certaine longueur possède une inductance propre qui peut s'opposer plus ou moins au passage du front raide de tension au moment de la rupture. Les charges légères, avec, le cas échéant, suppression réelle des surtensions de rupture, ne provoquent pratiquement pas de détérioration électrique sensible du contact. Dans ces conditions, la vie du contact n'est limitée que par l'usure mécanique.

Dans le cas où les données de rupture  $V-I$  donnent un point situé dans le domaine de rupture avec arc (charges moyennes), il est essentiel, d'une part que l'entre-contact soit nettement supérieur à la longueur maximum de l'arc, d'autre part que l'ouverture des contacts soit le plus rapide possible pour limiter la durée de l'arc.

Notons que dans le cas de la rupture d'un circuit inductif alimenté en courant continu, un

réseau de protection permet, non pas d'annuler complètement l'arc, mais d'en diminuer l'intensité et les effets. Si le circuit est alimenté en courant alternatif, la protection des contacts est pratiquement impossible, mais si les ruptures se produisent sans relation de phase avec le courant alternatif, le courant moyen de rupture est algébriquement nul pour un nombre de fonctionnements suffisamment élevés, et les transports de matière d'un contact à l'autre s'annulent en moyenne. Pratiquement, on estime qu'à tension efficace égale à la tension continue et à nombre de coupures égal, on peut couper un courant alternatif de 5 à 10 fois supérieur en valeur efficace au courant continu maximum admissible.

Les matières de contact utilisées couramment pour les charges moyennes sont le tungstène ou l'argent allié. Indiquons que le tungstène, qui offre une très bonne résistance à l'arc, a la propriété de s'oxyder superficiellement et peut provoquer des isolements sur les contacts de repos, et même sur les contacts de travail. Les couches isolantes superficielles ne peuvent être rompues que par une tension assez élevée (100 à 150 volts) ou des pressions de contact importantes (80 à 100 g minimum) aidées par un frottement relatif des contacts au moment de l'établissement. Dans le cas où ces conditions ne peuvent être remplies, on préférera au tungstène pur des pseudo-alliages à base d'argent, présentant une résistance à l'arc convenable, tels que argent-nickel, argent-carbure de tungstène, argent-tungstène, argent-oxyde de cadmium, etc., dont différentes nuances existent dans le commerce.

Quels que soient l'utilisation des contacts de relais et leur matière, il est indispensable que leur surface soit nette et leur degré d'érouissage assez élevé. Ceci est obtenu en général par un matriçage des pastilles de contact avec des bouterolles parfaitement polies. De même les contacts en service ne doivent être nettoyés qu'avec des brunissoirs très fins, à l'exclusion de papiers abrasifs ou même d'une lime à ongles.

La plupart des relais téléphoniques modernes comportent des contacts jumelés, c'est-à-dire sur chaque ressort de contact deux pastilles établissant ou coupant le circuit au même moment. Des expériences portant sur un nombre élevé de relais et plusieurs dizaines de millions d'enclenchement nous ont montré que, toutes choses égales d'ailleurs, la probabilité de défaut de fonctionnement du à une faute de contact était de 50 à 100 fois moins élevée sur une installation à relais équipée de contacts jumelés que sur la même installation à contacts simples. Toutefois, ceci suppose que les pressions des contacts jumelés sont suffisamment indépendantes pour que la force totale donnée par les ressorts en jeu se répartisse équitablement entre les contacts. Une indépendance relative est souvent donnée par une fente longitudinale du ressort de longueur inférieure à la longueur totale. Une mesure de cette indépendance peut être faite de la manière suivante : le contact jumelé étant établi, on introduit entre deux pastilles en contact une cale d'épaisseur juste nécessaire à l'ouverture de

l'autre contact. L'expérience montre que l'épaisseur de cette cale doit être au moins égale à la course totale du contact (entre-contacts plus course d'accompagnement s'il y a lieu).

Les contacts jumelés sont indispensables sur les relais utilisés pour des charges légères de contact. Ils ne sont pas utilisés généralement sur les relais sensibles, pour des raisons de précision mécanique, ni sur les relais à charge moyenne où les pressions et accompagnements plus élevés donnent une bonne sécurité.

Il ne semble pas inutile de rappeler que les contacts de relais doivent être protégés contre les poussières et la proximité de matières susceptibles de dégager des vapeurs corrodant les contacts.

MOTEURS ET ARMATURES.

Le moteur d'un relais est essentiellement un électro-aimant, polarisé ou non, comportant un circuit magnétique fixe, une armature mobile et un ou plusieurs enroulements. L'analyse poussée du moteur de relais en général nous conduirait très au-delà du cadre de cet exposé et nous nous limiterons à quelques considérations générales.

L'induction développée dans l'entrefer entre circuit magnétique fixe et armature, produit une force tendant à réduire cet entrefer. Le système de contacts lié à l'armature oppose une force antagoniste. Ces deux forces sont toutes deux une fonction de l'entrefer ou course de l'armature qui est une variable essentielle du fonctionnement.

En d'autres termes, le fonctionnement du système de contact requiert un certain travail fonction des pressions, des courses et du nombre de contacts. Ce travail est fourni par l'énergie réactive emmagasinée dans le circuit magnétique du relais au travail. Cette énergie sera d'ailleurs restituée au moment de la rupture du circuit d'alimentation du relais. On pourrait donc définir le rendement d'un moteur de relais par le rapport travail effectué / énergie réactive fournie, mais cette notion n'a aucun intérêt pratique. En effet, le maintien de l'énergie réactive demande le maintien d'un courant dans les enroulements, donc la dissipation dans ces enroulements obligatoirement résistants d'une énergie active transformée en chaleur par effet Joule. L'utilisateur d'un relais devra donc lui fournir une puissance électrique. La mise au travail d'un relais demandant un certain temps, on peut alors définir un rendement pratique du relais sous la forme :

$$\frac{\text{travail effectué}}{\text{temps d'enclenchement} \times \text{puissance électrique de fonctionnement}}$$

Une analyse un peu plus poussée du rendement d'un moteur de relais conduit à considérer les étapes suivantes : La puissance électrique dépensée dans l'enroulement fournit un certain nombre d'ampères-tours (NI) ou force magnétomotrice. La valeur du rapport  $\frac{N^2}{R}$ , N étant le nombre de spires de l'enroulement, R sa résistance, caractérise non

seulement l'aptitude des enroulements à développer une force magnétomotrice mais également leur possibilité de dégagement de la chaleur fournie par effet Joule. Cette valeur dépend des dimensions géométriques des bobinages. Il est à noter que, à bobinages de dimensions égales, ce rapport décroît avec le diamètre du fil en raison du foisonnement croissant avec ce diamètre.

La force magnétomotrice induit un flux dans le circuit magnétique et crée une induction B dans l'entrefer utile armature-circuit magnétique fixe, de valeur moyenne E variable. Si on appelle B' l'induction qui serait développée dans l'entrefer si le circuit magnétique fixe était de réluctance nulle et sans fuites, on pourrait définir un rendement propre fonction de E et de NI, du circuit magnétique sous la forme  $\rho = \frac{B}{B'}$ , ce qui donnerait appro-

ximativement le rendement en forces, la force développée dans l'entrefer étant sensiblement proportionnelle à l'induction pour les relais polarisés, et au carré de l'induction pour les relais non polarisés.

Le rendement  $\rho$  n'a de l'intérêt que pour le constructeur du relais, et l'on préfère apprécier les qualités d'un circuit magnétique en traçant directement, en prenant les ampères tours comme paramètre, les courbes des forces développées en fonction de la valeur de l'entrefer. Ces courbes dites d'attraction permettent de déterminer avec une bonne précision les ampères tours de fonctionnement d'un relais, en leur superposant la courbe des efforts antagonistes d'un ensemble de contacts déterminés en fonction de leur course. Les efforts et les courses de contact sont pour cela respectivement multipliés et divisés par un rapport de bras de levier qui est une constante mécanique du relais.

Les performances d'un moteur de relais sont fonctions d'un grand nombre de variables, et l'on peut dire qu'elles sont le résultat d'une série de

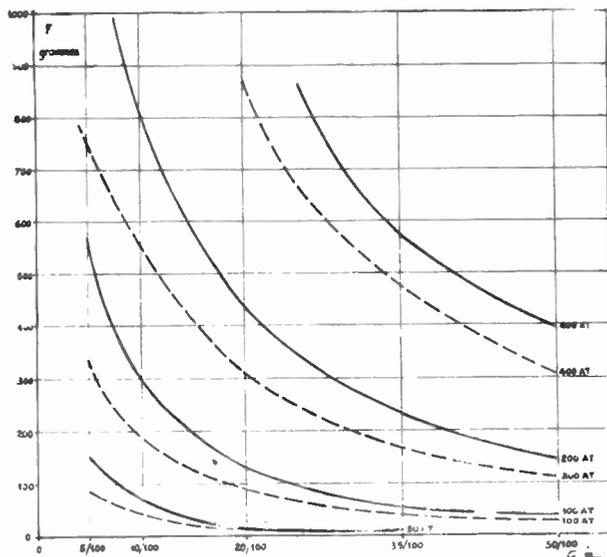


FIG. 9. — Courbes caractéristiques comparées d'un moteur de relais à noyau vissé (en tirets) et du même relais à noyau soudé (en traits pleins)

compromis. C'est la raison principale de la quantité imposante de types ou variantes de moteurs équipant les relais du commerce. La qualité des matériaux est primordiale, ainsi que les soins apportés à la fabrication. Un exemple entre autres : la présence d'entrefer parasites est nuisible au rendement des moteurs de relais comme on peut s'en rendre compte en examinant la figure 9 ci-dessus. En tirets sont tracées les courbes d'attraction d'un relais classique dans lequel le noyau de la bobine est fixé par vis à la culasse ; les courbes en traits pleins correspondent au même relais dans lequel le noyau a été soudé électriquement à la culasse, supprimant complètement tout entrefer nuisible à cet endroit. Il est évident que la moindre variation en fabrication de l'entrefer parasite noyau-culasse apporte des perturbations aux performances du relais qui sont loin d'être négligeables.

#### *Temps de fonctionnement, transitoires.*

Le temps de fonctionnement d'un relais dépend de la puissance de commande disponible, de l'inertie électrique du circuit de commande, c'est-à-dire de sa constante de temps, de l'inertie mécanique des pièces en mouvement et des forces antagonistes exercées par le système de contacts. La mise en équation du fonctionnement d'un relais est extrêmement complexe et finalement inutile, l'expérience réelle donnant seule des résultats valables.

Notons simplement que les relais rapides devront avoir une armature légère, équilibrée si possible pour diminuer le moment d'inertie, ainsi qu'un circuit magnétique feuilleté pour diminuer l'importance des courants de Foucault qui augmentent l'inductance apparente des enroulements. Au contraire, si l'on désire retarder le fonctionnement d'un relais, aussi bien à l'attraction qu'au décollage, on peut munir les bobinages d'enroulements en court-circuit, souvent constitués de bagues ou chemises en cuivre rouge. Les relais utilisés couramment en téléphonie comportent un noyau allongé et une culasse parallèle. Cette disposition

donne des valeurs intéressantes de  $\frac{N^2}{R}$ , mais par contre des rendements  $\rho$  relativement faibles en raison des fuites magnétiques importantes. Mais l'existence de ces fuites permet de faire jouer un rôle différent à la bague de retard suivant qu'elle se trouve à l'extrémité du noyau côté armature ou de l'autre côté. Dans le premier cas, le relais est retardé aussi bien à l'attraction qu'à la retombée dans le deuxième cas, le retard à l'attraction est minime, mais le retard à la retombée peut être très important. Pour les relais courants, l'ordre de grandeur des retards maxima que l'on peut obtenir avec sécurité est de 100 millisecondes à l'attraction et de 500 millisecondes à la retombée.

Remarquons enfin que le mouvement de l'armature développe aux bornes des enroulements une force contre-électromotrice qui risque de perturber le fonctionnement du circuit de commande.

#### LE RELAIS CONSIDÉRÉ COMME UN TOUT.

##### *Réglage.*

On désigne par ce mot toutes les caractéristiques de fonctionnement d'un relais, aussi bien les données mécaniques : courses d'armatures et de contacts, pressions de contact, que les données électriques : courants de fonctionnement, de non fonctionnement, de retombée, de non retombée, etc... Le point essentiel pour l'utilisateur est la stabilité de ce réglage qui dépend surtout de la stabilité mécanique des pièces constitutives du relais et de leur assemblage. A cet égard, le mode d'assemblage du système de contacts, généralement des empilages de ressorts, est primordial, ainsi que la qualité des isolants employés. Il faut noter que dans maints types de relais, les lames et ressorts sont galbés et écrouis au moment du réglage pour leur donner forme et pression convenables, et qu'il se produit dans le temps un lent revenu du métal provoquant une dérive sensible des conditions de fonctionnement. Indiquons également que les usures des pastilles de contact amènent des variations non négligeables du réglage.

##### *Quelques considérations pratiques.*

Les données principales pour le choix d'un relais sont les suivantes :

- nombre, disposition et surtout charge des contacts ;
- durée de vie espérée (nombre de fonctionnements) ;
- puissance de commande disponible ;
- stabilité du réglage qui peut être mesurée par le nombre admissible d'interventions pour retouches de réglage pendant la durée de vie.

Aussi bien lors de l'établissement de ces données que lors du choix des relais, l'utilisateur devra garder présentes à l'esprit les remarques suivantes, de bon sens, mais essentielles.

La puissance de commande à fournir au relais, quel que soit son type, est en rapport assez étroit avec la puissance à commander, c'est-à-dire avec le nombre et la charge des contacts. Lorsque la puissance de commande est trop faible ou même à la limite désirable, il ne faut pas hésiter à intercaler un amplificateur supplémentaire qui peut d'ailleurs être un simple relais.

Pour un relais déterminé, la durée de vie est une fonction décroissante de la charge des contacts

Enfin, la précision du fonctionnement d'un relais ne peut être donnée que par la précision de sa fabrication, c'est-à-dire l'emploi de matières premières de qualité, un usinage et un montage très soignés, et surtout par sa conception. Il est illusoire de demander à un petit contacteur la précision d'un relais téléphonique classique qui lui-même ne peut fournir les performances d'un relais téléphonique.

DEUXIEME PARTIE

GÉNÉRALITÉS.

Comme le montre la photo ci-dessous (fig. 10) le relais RW comporte un circuit magnétique compact, peu sensible aux champs magnétiques extérieurs, composé d'un aimant permanent central et un circuit magnétique feuilleté en forme de U coiffé de deux bobines en matière moulée. La palette est suspendue par un ressort en bronze spécial travaillant à la torsion et porte, par deux

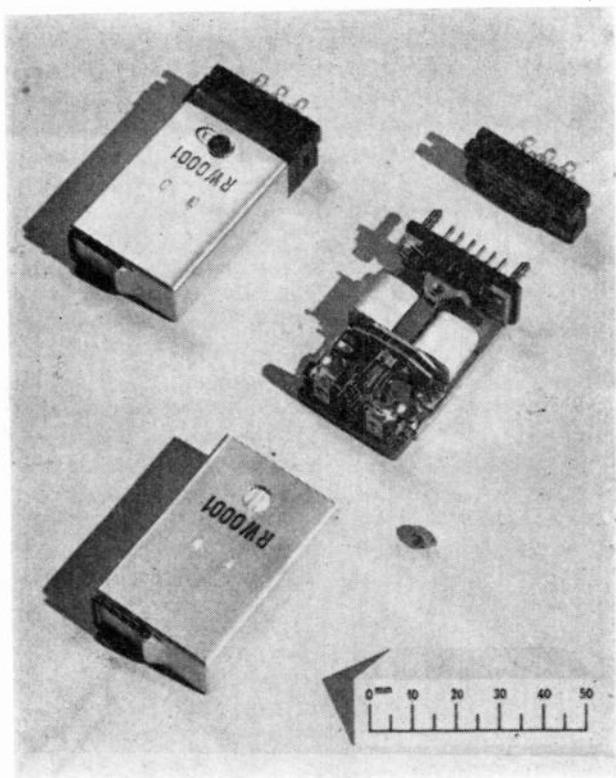


FIG. 10. — Relais RW. — En haut et à gauche le type normal.

bras isolés de la masse, le contact mobile. L'ensemble du relais est monté sur un répartiteur à 12 points permettant jusqu'à 4 enroulements indépendants.

Le relais RW est normalement livré sous capot d'aluminium scellé et étanche à la poussière, avec son support d'enchâssage muni d'un verrouillage prévenant tout défilage accidentel. Cependant, la forme des broches du répartiteur a été étudiée pour permettre un câblage fixe. Ses cotes d'encombrement sont indiquées sur la figure 11.

Une version tropicale est actuellement en cours de réalisation. L'étanchéité complète du relais est obtenue par un passe-fil multiple (8 sorties) en émail fritté, soudé à l'étain sur la base du relais. Un capot en laiton étamé emboîte le relais et se soude également à l'étain sur la base. La photo ci-dessous (fig. 12) montre les deux variantes pré-

vues, enfichable sur un support spécial ou à câblage direct sur les queues de sortie.

Les caractéristiques intéressantes de ce relais sont décrites ci-après.

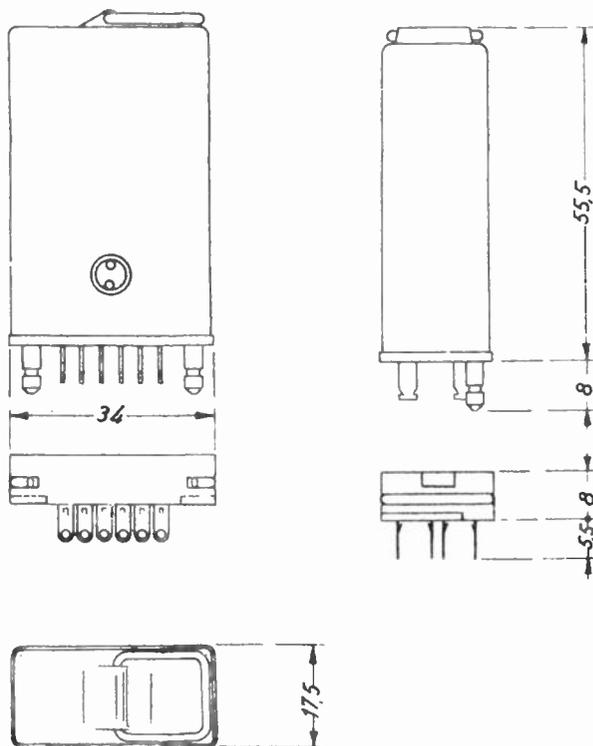


FIG. 11. — Relais RW. — Cotes d'encombrement.

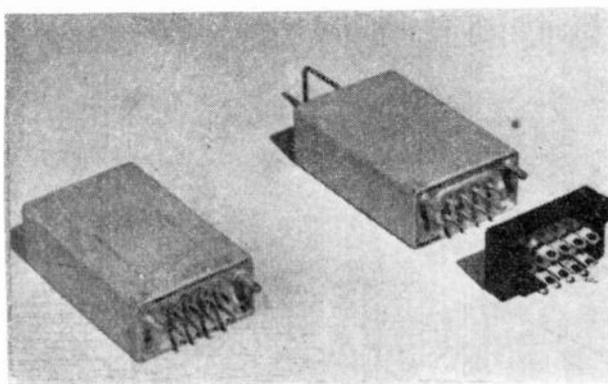


FIG. 12. — Relais RW tropical étanche. — A gauche, passerelle pour câblage direct. A droite, le relais enfichable et son support.

CONTACTS.

Les pastilles de contact sont en pseudo alliage platine-tungstène qui permet des contacts sûrs sous faibles pressions. La courbe ci-dessous (fig. 13) donne la variation de la résistance moyenne R des contacts neufs du relais en fonction de la pression f. Cette résistance est mesurée aux queues

de connexion de la palette et du ressort support de butée et comprend donc une résistance additionnelle de l'ordre de 0,02 ohm. Les contacts du

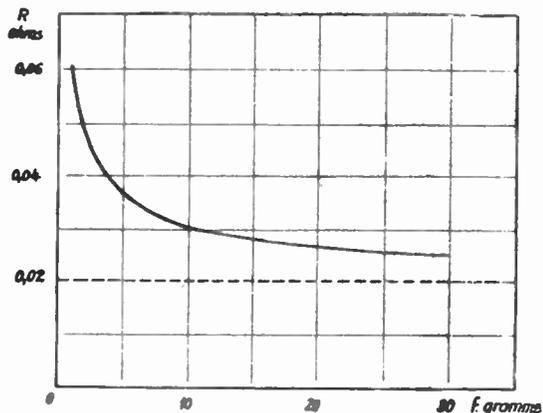


FIG. 13. — Relais RW. — Résistance moyenne R des contacts neufs en fonction de la pression f. En tiret la droite correspondant à la résistance propre des supports de contacts.

relais sont en série avec les contacts d'enfichage qui ont été étudiés pour donner une résistance faible et stable. La résistance d'un contact d'enfichage neuf est de l'ordre de 0,01 à 0,015 ohm. Après une série de 1 200 enfichages et défichages suivie d'un séjour d'une semaine en cuve humide à 40° C et 100 % d'humidité, la valeur de cette résistance est comprise entre 0,015 et 0,060 ohm, valeur mesurée immédiatement au sortir de la cuve.

L'alliage de contact choisi possède également une bonne résistance à l'arc. Les courbes de la figure 14, tracées dans le domaine V-I de rupture, correspondent à des mesures effectuées avec un

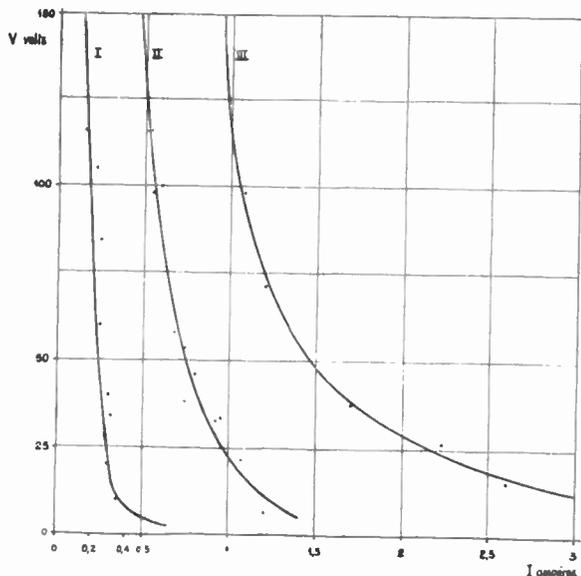


FIG. 14. — Relais RW. — Courbes caractéristiques du pouvoir de coupure des contacts.

entre-contact de 0,04 mm qui est le minimum admissible. La région du plan comprise entre la courbe I et les axes de coordonnées est le domaine de rupture sans arc, donc des durées de vie se

chiffrent par centaines de millions de fonctionnement. Le domaine délimité par les courbes I et II est celui du régime d'étincelles réduites autorisant quelques millions ou dizaines de millions de fonctionnements sans dérèglement important du relais et détérioration sensible des contacts. Ces courbes ont été tracées avec des circuits très peu inductifs, mais l'expérience a montré que par l'adjonction aux bornes du contact d'un circuit résistance-condensateur approprié, le domaine des étincelles réduites pouvait être reporté jusqu'à la courbe III. Par augmentation de la course des contacts on réduit très notablement l'influence sur le réglage du relais des pointes ou cratères qui risquent de

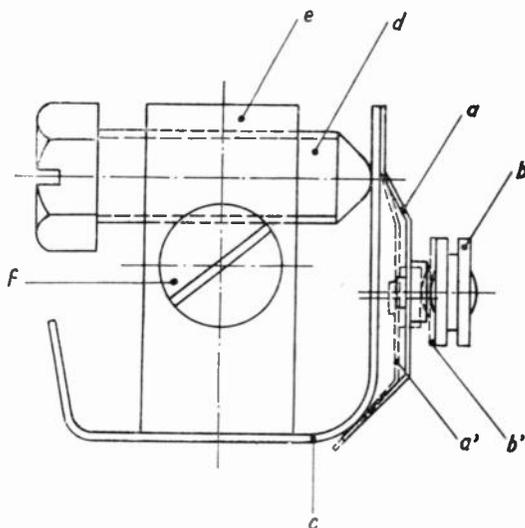


FIG. 15. — Relais RW. — Dispositif antirebondissement.

- a) ressort porte-butée en position normale (traits pleins).
- a') le même ressort affaissé sous l'action du contact mobile (tirets).
- b) contact mobile et extrémité de l'armature (traits pleins).
- b') le même en appui sur la butée (tirets).
- c) lame support du ressort.
- d) vis de réglage.
- e) colonnette support de la vis de réglage.
- f) vis de blocage.

se former sur les contacts. Notons que les domaines définis ci-dessus n'ont pas en réalité des limites aussi précises que les courbes semblent l'indiquer, comme le montrent les points expérimentaux portés sur la figure 14.

Des dispositions spéciales ont été prises pour éviter les rebondissements de contact (fig. 15). Les pastilles des contacts de butées sont rivées sur un ressort très souple fixé à une extrémité sur une lame support et appuyant par son autre extrémité sur une partie arrondie de cette lame. Sous l'effet de la pression de contact, le ressort s'affaisse légèrement (position dessinée en tirets) et l'amortissement produit par le frottement du ressort sur la lame permet de dissiper l'énergie cinétique de la palette. Cependant, l'inertie propre du ressort est très faible et lui permet de suivre fidèlement les sollicitations de l'armature. Ce procédé est classique, mais il est difficile d'obtenir des forces de frottement constantes en fabrication et stables dans le temps. Ce problème a été résolu efficacement par l'emploi du même métal pour le ressort

et la lame, un frottement non lubrifié (les pièces sont énergiquement dégraissées au montage) et une vérification à l'unité de la forme du ressort et de sa force d'application sur la lame. Les oscillogrammes ci-contre permettent d'apprécier la qualité des contacts. La figure 16 montre l'établissement des contacts d'un relais RW biaisé (tracé du bas) alimenté par un courant à 50 c/s redressé (tracé du haut). La figure 17 est relative à un relais symétrique alimenté en courant sinusoïdal pur.

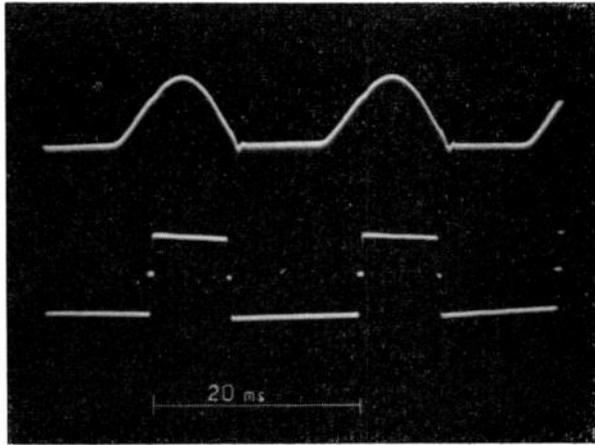


FIG. 16. — En bas, oscillogramme de l'établissement des contacts d'un relais RW biaisé. Le trait inférieur correspond au contact de repos, le trait supérieur au contact de travail, le trait médian au passage. En haut le courant d'excitation (50 c/s redressé). Noter sur la courbe du courant les ondulations provoquées par la force contre électromotrice due au basculement de l'armature.

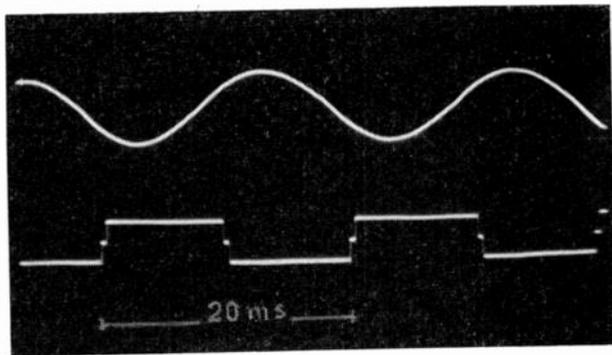


FIG. 17. — Même oscillogramme que celui de la fig. 16, mais correspondant à un relais RW symétrique.

ENROULEMENTS.

La réalisation des enroulements sur deux bobines séparées donne un facteur  $\frac{N^2}{R}$  favorable, de l'ordre de 25 000 pour une bobine complètement remplie. Les tableaux ci-dessous donnent les caractéristiques d'un certain nombre de bobines réalisées :

Bobines à un enroulement :

Résistance nominale en ohms (tolérance $\pm 10\%$ )	Nombre de tours
1 900	7 000
550	3 600
300	2 600
36	1 000
8	400

Bobines à deux enroulements :

Enroulement I		Enroulement II	
Résistance ( $\pm 10\%$ )	Nombre de tours	Résistance ( $\pm 10\%$ )	Nombre de tours
740	3 000	920	3 000
740	3 000	28	500
15	500	22	500

COURBES CARACTÉRISTIQUES.

Les paramètres principaux qui interviennent dans le fonctionnement du relais sont la force de rappel de la suspension de la palette, l'entrefer moyen  $E$  entre palette et circuit magnétique fixe, et la course totale  $2c$  de la palette comptée en course de contact. Le paramètre entrefer  $E$  a un rôle extrêmement important et le mode de construction du relais lui permet de jouer effectivement ce rôle par un réglage aisé. En jouant sur les valeurs de ces paramètres on peut obtenir à volonté :

— Un relais symétrique à deux positions stables c'est-à-dire que, lorsque le relais n'est pas alimenté, le contact mobile repose sur l'une ou l'autre des butées suivant le sens du courant qui a parcouru les enroulements en dernier lieu.

— Un relais symétrique à une position stable médiane. Le relais non alimenté n'établit aucun contact.

— Un relais dissymétrique (biaisé) dont le contact mobile est rappelé sur une butée déterminée par une torsion préalable du ressort de suspension.

En effet, la force d'application du contact mobile sur l'une ou l'autre des butées est la somme de trois forces :

— une force de rappel de la suspension de

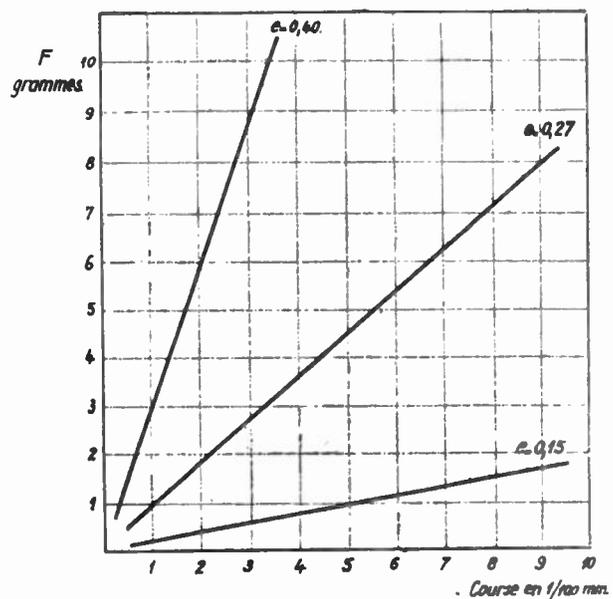


FIG. 18. — Relais RW — Force de rappel en fonction de la course au contact.

palette. Cette force est fonction uniquement de la position de la palette par rapport à sa position d'équilibre mécanique, le mécanisme étant supposé séparé du relais, et dépend de l'épaisseur  $e$  du ressort de suspension. La figure 18 donne la force de rappel en fonction de la course au contact pour trois épaisseurs de ce ressort.

— une force de déséquilibre magnétique fonction de la position de la palette par rapport à sa position d'équilibre magnétique, c'est-à-dire lorsque la palette est parallèle aux faces polaires du circuit magnétique.

— une force électromagnétique due aux ampères tours ( $AT$ ) développés dans la bobine. Cette force est pratiquement indépendante de la position de la palette.

Les deux dernières forces sont fonctions de l'entrefer  $E$ , c'est-à-dire de la distance moyenne entre la palette et les pièces polaires. La figure 19

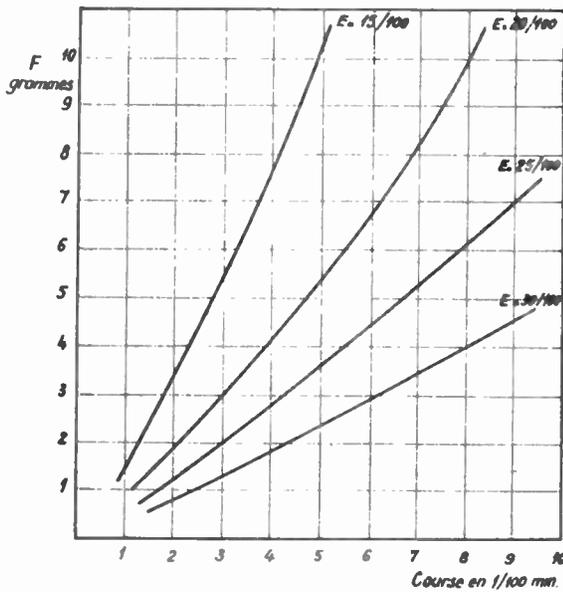


FIG. 19. — Relais RW — Force de déséquilibre magnétique en fonction de la course au contact pour diverses valeurs de l'entrefer  $E$ .

donne la force de déséquilibre en fonction de la course pour plusieurs valeurs d'entrefer. La figure 20 indique la force d'attraction en fonction des  $AT$  pour ces mêmes valeurs d'entrefer.

Deux caractéristiques secondaires interviennent également dans le fonctionnement du relais :

— En raison de l'hystérésis des circuits magnétiques, les courbes de forces électromagnétiques sont différentes suivant que l'on va dans le sens des  $AT$  croissants ou décroissants. En première approximation, on peut négliger l'effet hystérétique pour des  $AT < 10$ . Pour une excitation maximum comprise entre 10 et 30  $AT$ , on peut considérer que la courbe d'attraction à  $AT$  croissants se déduit de la courbe théorique de la figure 20 par une translation parallèle à l'axe des ordonnées de  $- 1$  g environ, et que la courbe à  $AT$  décroissants se déduit par une translation de  $+ 1$  g environ. Entre 30 et 60  $AT$  prendre des transla-

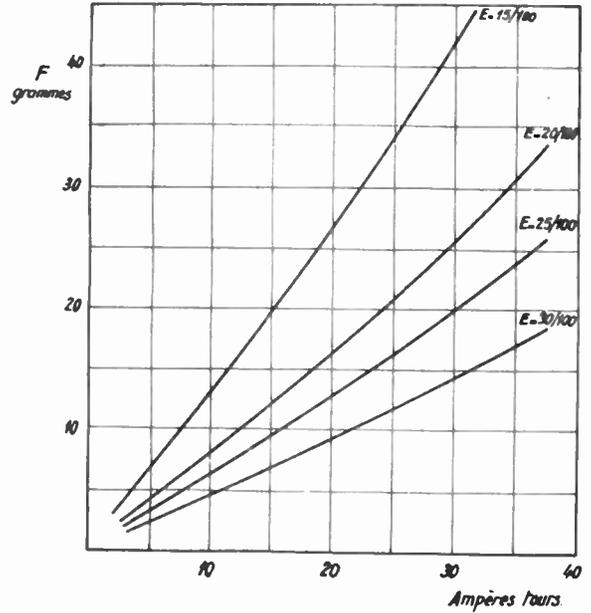


FIG. 20. — Relais RW — Force d'attraction en fonction des ampères tours pour diverses valeurs de l'entrefer  $E$ .

tions de  $- 2$  g environ. Au delà de 80  $AT$ , les translations sont de l'ordre de  $- 3$  g.

— Les ressorts portant les contacts de butée s'affaissent légèrement sous l'action de la force de contact. La figure 21 donne cet affaissement en fonction de la force au contact. Cet affaissement n'intervient pas dans la détermination des conditions de fonctionnement, mais on devra en tenir

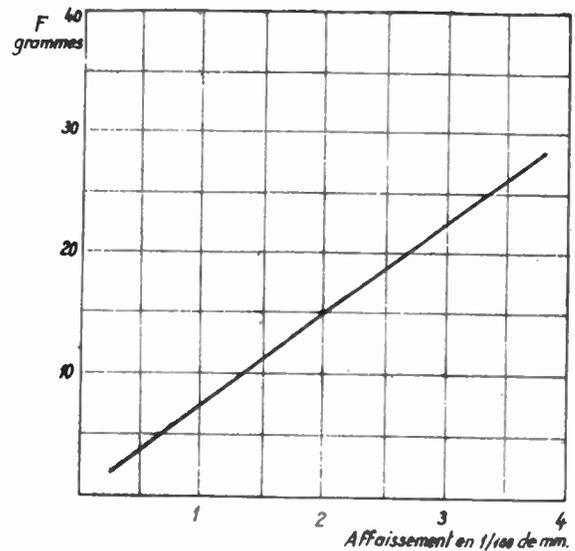


FIG. 21. — Relais RW — Affaissement des butées en fonction de la force au contact.

compte pour le calcul de la pression réelle et de l'entre-contact réel.

Une caractéristique intéressante pour l'utilisateur est la puissance approximative à fournir au relais pour obtenir une somme déterminée de forces aux contacts (contact de repos  $\pm$  contact de travail). Lorsque la capacité du bobinage est

entièrement utilisée, cette puissance est donnée par un point compris entre les deux courbes de la figure 22. Elle dépend en effet du réglage du relais.

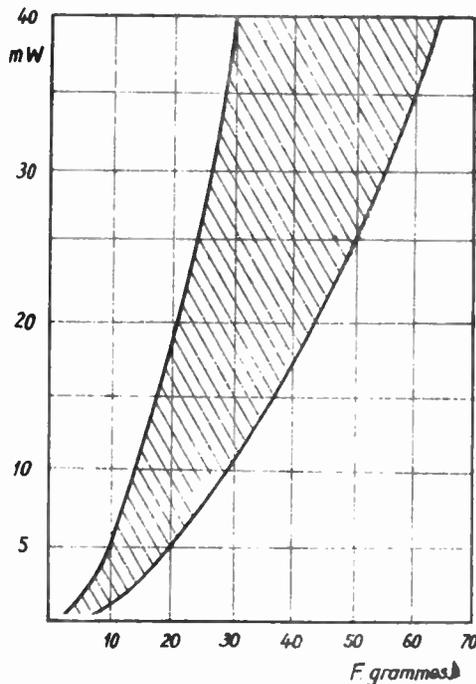


FIG. 22. — Relais RW — Plage de puissance de commande pour une somme de forces aux contacts déterminée (bobinage complet).

CALCUL D'UN RELAIS.

Pour la simplicité du diagramme de fonctionnement on compte positivement les forces et les *AT* appliquant le contact mobile sur une butée et négativement les forces et les *AT* correspondant à l'autre butée.

Détermination des forces au repos :

Pour une demi-course *c*, une épaisseur *e* du ressort de suspension et un entrefer *E* données, les figure 18 et 19 donnent respectivement les forces de rappel *Fr* et de déséquilibre *Fd*.

— Dans le cas d'un relais symétrique à deux positions, la force au contact (d'un côté ou de l'autre) est :

$$F_c = F_d - F_r$$

— Dans le cas d'un relais à une position d'équilibre médiane, on trouve :

$$F_c = F_d - F_r < 0$$

ce qui veut dire qu'il faudra exercer une force égale à *Fc* pour obtenir juste le contact.

— Dans le cas d'un relais dissymétrique, le ressort de suspension possède une torsion préalable correspondant à une force *Fp*. La force d'application sur le contact de repos est :

$$F_p + F_d - F_r = F_p + F_c$$

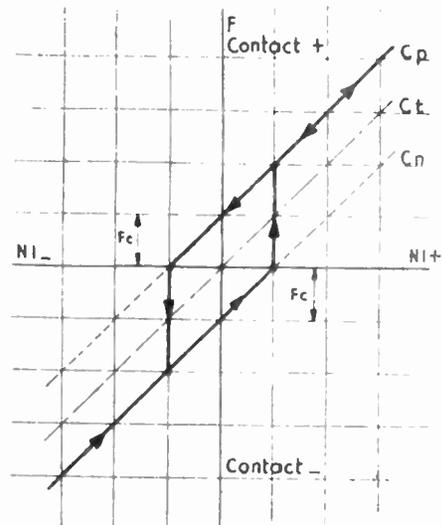


FIG. 23. — Relais RW — Diagramme théorique de fonctionnement d'un relais symétrique à 2 positions.

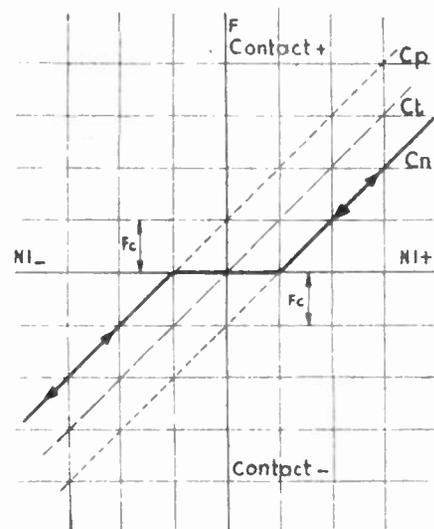


FIG. 24. — Relais RW — Diagramme théorique de fonctionnement d'un relais symétrique à position médiane.

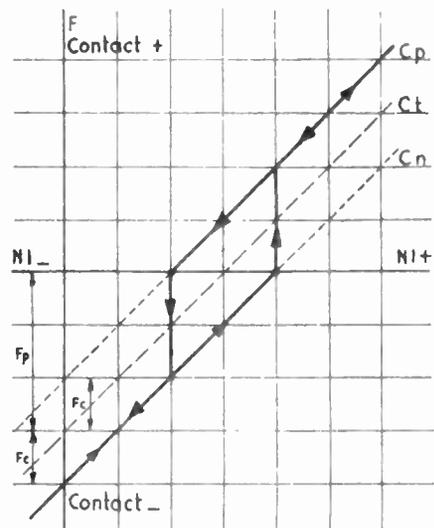


FIG. 25. — Relais RW — Diagramme théorique de fonctionnement d'un relais dissymétrique (ou biaisé).

*Détermination des courbes de fonctionnement.*

Les courbes de fonctionnement théoriques s'obtiennent en faisant subir à la courbe donnée figure 20 une translation générale suivant l'axe des forces de la valeur  $F_p$  ( $F_p = 0$  dans le cas d'un relais symétrique), et en déduisant de la courbe  $C_t$  ainsi obtenue deux courbes  $C_p$  et  $C_n$  par translation de  $\pm F_c$ .

Les points théoriques de fonctionnement sont donnés par l'intersection des courbes  $C_p$  et  $C_n$  et de l'axe des  $AT$  (ou des intensités). On trouve ainsi 3 types de diagrammes correspondant aux trois types de relais et représentés figure 23, 24 et 25.

*Corrections.*

Les points pratiques de fonctionnement se déterminent en faisant subir aux courbes  $C_p$  et  $C_n$ , au voisinage de l'axe des  $AT$  une translation correspondant aux corrections d'hystérésis mentionnées ci-dessus.

Les pressions réelles se déterminent en appréciant l'affaissement  $a$  des butées en fonction des pressions données par les courbes  $C_p$  et  $C_n$ . La correction de pression à apporter est donnée par les courbes des figures 18 et 19 pour la valeur  $a + c$  de la demi-course. Par la même occasion l'entre contact réel est déterminé.

## CARACTÉRISTIQUES DYNAMIQUES.

La très faible inertie de la palette et le circuit magnétique feuilleté donnent au relais  $RW$  un temps de fonctionnement compris entre une fraction de milliseconde et quelques millisecondes, suivant les caractéristiques du circuit électrique de commande et la puissance disponible. La constante de temps propre  $\frac{R}{L}$  du relais est de l'ordre de 1 à 1,5 milliseconde pour le bobinage maximum.

L'équilibrage de l'armature autour de sa suspension favorise cette rapidité, mais surtout permet

un fonctionnement correct du relais sous des vibrations importantes (60 c/s — 0,5 mm d'amplitude) dans une direction indifférente par rapport au relais, ou des accélérations de l'ordre de 30 g.

## CONCLUSION.

Le relais sensible polarisé type  $RW$  a été étudié et mis au point par la Cie Industrielle des Téléphones, en liaison avec le Département Transmission du Service de Recherches et Contrôle Technique de l'Administration des P.T.T., pour la solution de problèmes particuliers de signalisation sur les nouveaux équipements de circuits à grande distance.

Toutefois, sa conception lui confère une souplesse d'adaptation à tous les problèmes où l'on demande des relais possédant :

- un encombrement réduit ;
- une grande sensibilité ;
- un fonctionnement très rapide ;
- un réglage stable ;
- des contacts surs s'établissant sans vibrations ;
- une durée de vie élevée.

Ces qualités lui donnent un champ d'application très étendu dans des domaines très variés.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] R. HOLM — *Electric Contacts*, Hugo Gebers Förlag, Stockholm.
- [2] W. RUMP. — Contribution à l'étude des bruits provoqués par les contacts électriques. *Metallforschung*, 2 mai 1947. Références CNRS 9 8899 analyse 355/48.
- [3] J. KRAMER. — Références dans l'article ci-dessus.
- [4] L.B. HUNT. — *Electrical Contacts*, Johnson, Matthey and Co Ltd and Mallory Metallurgical Products Ltd, 73-83 Hatton Garden, London EC 1.
- [5] A.C. KELLER. — Un nouveau relais à usages généraux pour systèmes de commutation téléphonique. *Bell System Technical Journal* Novembre 1952.

# SUR QUELQUES ORGANES DE CONNEXIONS POUR MATÉRIELS DE TÉLÉCOMMUNICATIONS

PAR

A. CORRIEZ

*Directeur Technique de la Société METOX*

Le problème de liaison de divers organes ou divers ensembles prend une importance de plus en plus grande au fur et à mesure que la complexité des circuits électriques augmente.

Ceci devient le cas général, non seulement pour le matériel de Télécommunications, mais également pour toutes les applications de l'Electricité et de l'Electronique dont le domaine croit sans cesse.

Les systèmes de connecteurs de bonne conception et correctement utilisés contribuent finalement à accélérer la construction du matériel et à diminuer le prix de revient général.

Ils permettent, en effet, l'établissement de sous-ensembles qui sont plus rapidement construits et essayés.

Ils contribuent également à améliorer considérablement la maintenance, car ils permettent un remplacement facile et rapide des pièces, des sous-ensembles ; ils facilitent les mesures de contrôle.

L'un des tous premiers connecteurs qui est apparu dans le matériel électronique est le support de lampe, et c'est peut-être parce qu'il existe, tout au moins de nom, depuis fort longtemps qu'il est resté bien négligé jusqu'à ces derniers temps.

Il a été longtemps muni de quatre ou cinq douilles lisses, dont on peut déplorer encore la présence dans les prises de courant pour applications domestiques, et les broches des lampes comportaient un système plus ou moins élastique, dont nous reconnaissons également toujours les défauts dans la vie courante.

Lorsque les fabricants décidèrent d'équiper leurs lampes de broches lisses, le support devint réellement une partie de connecteur, mais les broches mâles de lampes demeuraient fixées sur des embases en matière moulée. Celles-ci s'accommodaient heureusement des contraintes que les supports infligeaient aux broches, aussi bien du fait du corps en matière isolante que du fait des pinces de contact.

Il n'en fut pas de même lorsqu'apparurent les nouvelles lampes, dites « tout verre ».

Les contacts des supports subirent de profondes modifications et le corps du support, tout au moins

dans le matériel professionnel, fut modifié de manière à présenter les alvéoles dans lesquels les nouveaux contacts devaient se loger.

En même temps, il apparut que les supports devaient pouvoir être utilisés à des températures de marche plus élevées, et de ce fait, le choix des isolants pouvant être employés devenait plus restreint.

La technique des résines phénoliques ayant nettement progressé, celles-ci demeurent employées, et les composés à base de charge minérale (mica) alliés à la méthode de moulage par transfert donnent entière satisfaction dans de très nombreux cas.

Le moulage par injection du polystyrène, dont les qualités H. F. sont bien connues, ne put malheureusement résister, par suite de sa faible température d'utilisation, malgré les hautes qualités de précision dans le moulage qu'il permet, par ailleurs, d'obtenir.

Les moulages en céramique, de par la forme même des pièces, ne semblent pas bien s'accommoder des précisions qu'il est nécessaire d'obtenir.

Les derniers venus, les moulages en polytétrafluoroéthylène (P. T. F. E.) présentent d'incontestables qualités de tenue à la température et à l'humidité jointes aux performances en H. F.

Parallèlement à l'amélioration de la matière isolante utilisée pour les moulages, il apparut que la précision dans l'établissement des moules et la qualité de précision du moulage jouaient un rôle important.

Seuls les contrôles constants de la matière première, des pièces moulées et des moules, eux-mêmes, permettent de maintenir la qualité du moulage.

Enfin, bien entendu, et comme dans tout connecteur, la question des contacts est primordiale, car le but essentiel d'un système de connexions est de relier des circuits entre eux et de permettre le transfert de tensions et de débits avec le minimum de pertes et de perturbations.

La forme du contact, le métal choisi, la manière dont il est employé, les contraintes qu'il subit au cours de sa fabrication, le traitement qu'il reçoit

et la manière de l'appliquer, les divers contrôles en cours de fabrication, sont les éléments d'une réussite ou d'un échec, que sanctionnent d'ailleurs les contrôles prévus d'une manière détaillée sur les normes.

Lorsque l'Administration des P. T. T., en 1951, créa la série des tubes spéciaux de longue durée de la série P (tout verre à 8 broches), il fut nécessaire de créer le support correspondant.

Ce support devait présenter des qualités facilement concevables étant donné l'emploi auquel il était destiné.

Le contact fut spécialement étudié et les broches des lampes P étant, contrairement aux lampes 7

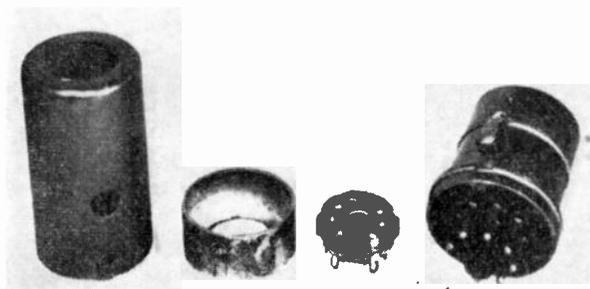


FIG. 1. — Support type P et adaptateur.

et 9 broches miniature, extrêmement rigides, aucune contrainte ne devait être appliquée sur elles, sous peine de provoquer des détériorations de l'embase verre.

De ce fait, un moulage extrêmement précis, possédant de très bonnes qualités H. F. et une excellente tenue à la température, devait être obtenu. Seul le moulage par injection d'une matière toute nouvelle à l'époque, le Trifluorochloroéthylène permit d'obtenir ces moulages (T. F. C. E.).

Par ailleurs, indépendamment des soins déjà décrits pour la fabrication des contacts, une grande attention fut apportée au traitement électrolytique par argenture des contacts, ainsi qu'aux procédés de dégraissage avant argenture, afin de maintenir les épaisseurs du métal et du revêtement toujours constantes, ce qui est vérifié par le fait que la résistance de contact, mesurée par la méthode normalisée bien connue, oscille entre les points extrêmes de 4 et 11/1 000 d'ohm.

La conception de fixation du moulage porte-contacts sur les semelles de fixation ou les embases de fixation au châssis, fit également l'objet d'une étude.

Les dispositions universellement prévues ne donnant pas entière satisfaction au Service des Transmissions, une embase en métal moulé sous pression fut créée.

Dans cette embase, un logement reçoit le moulage et deux bossages correspondant, à huit logements en creux sur le moulage, permettent d'orienter ce dernier en le faisant pivoter par bonds de 1/8 de tour. Ceci permet donc l'orientation optimale des cosses du support de lampe, tout en dégageant toujours les vis de fixation de l'embase de la partie encombrée du châssis.

Le blindage, à fixation par baïonnette sur l'embase, ne possède pratiquement aucun jeu transversal sur cette embase, de manière à éviter tout déplacement du blindage, et notamment, dans le cas d'utilisation de l'ensemble, en position horizontale. Un ressort placé au fond du blindage, maintient, d'une part, la lampe appuyée sur son support, et d'autre part, le blindage verrouillé sur le système à baïonnette.

Quatre années d'utilisation de ce type de support, sans un seul incident, apportent la preuve que la qualité qui était recherchée, a bien été atteinte.

Dès la fin de 1953, le service des Transmissions fut amené à décider la création des types de supports spéciaux pour les tubes Klystron KR 63, tubes à ondes progressives PTT 1 001, 807 et 866 A dont l'utilisation devenait plus importante.

En effet, les supports existant à cette époque sur le marché ne présentaient pas toutes les conditions désirables pour éviter la détérioration des lampes.

En fait, il est préférable, en ce qui concerne les tubes K 63 et TOP 1 001, d'appeler ce support plutôt connecteur, car les pièces qui ont été créées selon les instructions du service des Transmissions, assurent les liaisons électriques, mais de par le principe même de construction des tubes, n'assure pas le rôle de support.

Il est bon de rappeler que pour l'un et l'autre tube les broches mâles de connexion sont scellées directement dans l'embase en verre. Le même problème que pour les tubes de la série P se présentait donc, mais à une échelle différente ; seuls les supports pour tubes 807 et 866 A conservaient le double rôle de supports mécaniques et de connecteurs électriques.

Toutefois, pour ces deux derniers tubes, les desideratas étaient les mêmes, par suite de variations relativement importantes dans le positionnement des broches mâles fixées sur un culot céramique.

Il apparut que, même en rendant les pinces de contact flottantes, de graves ennuis pouvaient subsister.

Pour atteindre le but recherché, il fut décidé que chaque pince de contact comporterait un dispositif à entrée conique, servant uniquement de



FIG. 2. — Supports pour tubes hyperfréquences.

guide de positionnement de la pince de contact sur la broche introduite, et ce, afin d'éviter la détérioration des pinces de contact.

L'ensemble, pince de contact et entrée conique, est monté de manière à permettre un déplacement

de 15/10 de millimètre autour des points théoriques de brochages des tubes. La pièce isolante supportant cet ensemble, actuellement établi en stratifié verre-silicone, est en cours de remplacement par une pièce identique, moulée en trifluorochloroéthylène ; l'usinage des stratifiés verre-silicone présentant, dans le cas des pièces considérées, certaines difficultés d'ordre secondaire.

Un capot de sécurité, en matière plastique translucide, est adapté sur chaque connecteur pour tubes K 63 ou TOP 1 001, étant donné les tensions élevées appliquées sur les différentes pinces de contact et la possibilité d'accidents en l'absence de ce capot.

Un autre problème de connecteurs, celui-ci concernant les liaisons entre sous-ensembles, et sous-ensembles et bâtis-baies, fut posé par le service des transmissions au cours de l'année 1954.

Il est, avant tout, nécessaire de rappeler que dès 1937, l'administration des P. T. T. avait adopté un dispositif de connexions par réglettes à douilles femelles et cavaliers à broches mâles, et que ce dispositif, particulièrement adapté pour l'emploi prévu, équipe toujours le matériel de télécommunications conçu par l'administration des P. T. T.

A l'origine, deux réglettes en matière isolante, et comportant chacune un alignement de huit douilles femelles encastrées, étaient placées parallèlement l'une à l'autre, et fixées, l'une sur le montant vertical de la baie, et l'autre, sur le coffret ou la platine sous-ensemble amovible. Huit cavaliers en matière isolante moulée, munis chacun de deux broches mâles flottantes dans leurs avéoles et reliés par une connexion souple, assuraient la liaison entre les deux réglettes.

Chaque cavalier comportait également une douille femelle reliée à la connexion souple, et apparente lorsque le cavalier était en place.

Le but recherché et atteint était de permettre des jonctions sûres, tout en évitant d'imposer pour la construction des baies, des tolérances dont la sévérité aurait déterminé un accroissement considérable du prix de revient.

Les deux broches flottantes reliées par une connexion souple permettraient, en effet, des variations de positionnement dans le sens latéral de  $\pm 0,8$  mm, chaque platine ou sous-ensemble pouvait être connectée aux circuits d'arrivée, de départ et d'alimentation par une réglette placée face au montant gauche et une réglette placée face au montant droit de la baie, et ce, au pas vertical de 100 mm.

Chaque platine de 100 mm de hauteur pouvait donc être reliée aux réglettes fixes des deux montants de la baie au moyen de 16 connexions (8 + 8).

Puis, la réduction d'encombrement des différentes pièces constituant les sous-ensembles, permet de concentrer plus d'organes sur chaque sous-ensemble, et de ce fait, le nombre des connexions de liaison nécessaire devenait plus important.

De nouvelles réglettes de même longueur et légèrement plus larges, mais comportant deux rangées alignées de douilles femelles, furent créées ; et, pour assurer les jonctions, des cavaliers bipolaires, comportant quatre broches mâles flottantes, reliées

deux à deux par des connexions souples, furent également construits.

Le croisement des connexions souples à l'intérieur des boîtiers en matière isolante, nécessita un léger accroissement de l'épaisseur des cavaliers (connexion broches 1 à 3 et broches 2 à 4), et de ce fait, la réglette à deux rangées de douilles ne comporta plus que  $2 \times 6$  douilles, sur une même longueur, où précédemment étaient logées 8 douilles en ligne.

Deux types de cavaliers furent alors créés. L'un des types comportait, comme le cavalier unipolaire, des douilles femelles reliées chacune à l'une des connexions souples, l'autre type ne comporte pas les douilles femelles.

Les douilles femelles permettent l'insertion de broches mâles, à l'aide desquelles il est possible des mesures de maintenance, les connexions électriques entre platines et baie, étant en place et sous tension. Cet avantage, extrêmement important, ne se rencontre pas sur les autres systèmes de connecteurs actuellement existants.

Arrivé à ce point, et la miniaturisation se poursuivant, le nombre des jonctions à assurer augmente également. Le dispositif actuel doit donc être modifié, non dans son principe, mais dans sa réalisation pour permettre l'augmentation du nombre des jonctions pour un encombrement donné.

D'autre part, il est nécessaire de diminuer autant que possible le prix de chacune des jonctions, tout en maintenant les avantages acquis du système, et si possible en créer de nouveaux.

Après une étude importante, le C.N.E.T., en coopération avec le constructeur, a établi un système de réglettes et de cavaliers comportant les particularités suivantes :

- Pour une même longueur et une même largeur, 18 connexions sont assurées (deux rangées verticales de 9 contacts femelles).
- Pour une même longueur et une largeur très faiblement accrue, 27 connexions sont assurées (3 rangées verticales de 9 contacts femelles).
- Il n'existe plus de connexions souples à l'intérieur des boîtiers des cavaliers, les deux broches mâles et le conducteur les reliant forme un tout

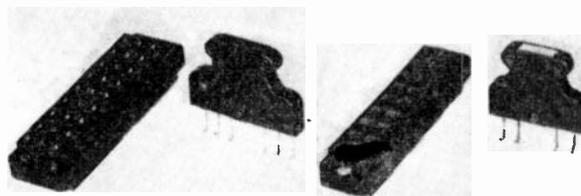


FIG. 3. — Réglettes à 27 et 18 prises et les cavaliers correspondants.

découpé de section  $2 \text{ mm} \times 1 \text{ mm}$  et argenté ; les broches mâles sont plates et il n'existe plus aucune soudure reliant les deux broches entre elles.

Les cavaliers du type bipolaire (pour réglettes à  $2 \times 9$  contacts) comportent 2 connexions découpées, formant également broches.

Les cavaliers du type tripolaire (pour réglettes à  $3 \times 9$  contacts) comportent 3 connexions découpées, formant également broches.

Le principe des douilles femelles de dérivation est maintenu, mais réalisé d'une manière différente pour recevoir 2 ou 3 broches mâles également plates ( $2 \text{ mm} \times 1 \text{ mm}$  de section).

d) Les connexions découpées sont logées dans des encastrement de 2 plaquettes en polystyrène moulé, elles-mêmes placées à l'intérieur de 2 demi-boîtiers métalliques découpés, emboutis.

e) Entre chaque rangée horizontale de 2 ou 3 contacts femelles (suivant le cas des réglettes à  $2 \times 9$  ou  $3 \times 9$  contacts) est inséré un écran métallique en laiton argenté, pouvant être relié électriquement à une masse générale, ou au blindage d'une paire considérée.

f) Les contacts femelles des réglettes, du type à mâchoire, sont prévus pour permettre un déplacement latéral des contacts plats des cavaliers. L'ensemble de 2 réglettes et de ses cavaliers permet un déplacement total de  $\pm 1 \text{ mm}$  5 par rapport à l'entraxe théorique.

Les contacts femelles sont en bronze chrysocale argenté et ne comportent aucun dispositif complémentaire de pince de serrage en acier. C'est la forme même et le procédé de fabrication qui assure l'élasticité nécessaire à une bonne qualité de contact.

Le système créé permet de réaliser des branchements identiques à ceux précédemment réalisés avec les cavaliers unipolaires et bipolaires en matière moulée, résistance de contact d'une jonction complète (2 contacts femelles, 2 contacts mâles, 1 connexion) inférieure à  $10/1\ 000$  d'ohm : rigidité : 1 500 volts 50 périodes entre jonctions

et blindages ; isolement à 500 volts, supérieur à 25 000 mégohms.

D'autre part, la capacité mesurée à 1 000 périodes, pour les pinces de contact d'une même paire est de 3 picofarads. La capacité d'une même paire pour un cavalier et 2 réglettes et de 7 à 8 picofarads, blindage en l'air, et 11 à 12 picofarads, blindages mis à la terre.

Le très grand intérêt de ce nouveau système de jonction apparaît lorsque sont faites, sur les réglettes à  $3 \times 9$  contacts, les mesures de diaphonie.

En montage dit de paradiaphonie, on mesure 9,5 Nepers entre deux paires adjacentes et en montage dit de télédiaphonie, on mesure 10,5 Nepers.

Les mêmes réglettes à  $2 \times 9$  ou  $3 \times 9$  contacts sont utilisables pour la jonction, en enfichage, de tiroirs.

Dans ce cas, l'une des réglettes comporte ses contacts femelles, et l'autre réglette, des contacts mâles. Sur l'une et l'autre des réglettes subsistent les écrans entre paires, ce qui permet de profiter, dans cette nouvelle utilisation, des avantages déjà décrits.

Il est possible, également, d'équiper les réglettes, indifféremment, avec des contacts femelles et des contacts mâles, disposés différemment selon 9 solutions.

Enfin, ces deux dernières dispositions sont prévues pour être placées dans des boîtiers métalliques moulés, permettant de constituer des systèmes de connecteurs prolongateurs pouvant être reliés, soit sur les réglettes des baies et des coffrets, soit sur des câbles ne faisant pas partie de ces ensembles.

Pour conclure cet exposé, il apparaît que le problème des connecteurs est bien particulier à chaque type de réalisation et qu'il ne semble pas exister de connecteurs susceptibles d'être utilisés indifféremment par les différentes branches de l'Électronique.

# PILE MINIATURE HAUTE TENSION

PAR

P. BRISTEAU

*Service des Constructions Electriques  
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay*

## Introduction.

Il y a plus d'un siècle, Zamboni [1] réalisait des piles peu encombrantes, de faible capacité, mais capables cependant de faire dévier des électroscopes [2]. Un certain nombre d'auteurs [3, 4] ont poursuivi l'étude de ce type de pile. Des recherches ont été effectuées ces dernières années dans les laboratoires de l'Amirauté Britannique [5, 6].

Devant l'incessant besoin de réduire les dimensions et d'alléger les appareils, le C. E. A. a été amené à mettre au point et à fabriquer des petites piles Zamboni, introuvables dans le commerce.

## Principe.

Zamboni réalisait des empilements dont les éléments étaient composés d'une feuille d'étain, et d'une feuille de papier imbibée de chlorure de zinc, recouverte sur l'une de ses faces de bioxyde de manganèse. En superposant ainsi un grand nombre d'éléments, il obtenait des tensions élevées pour de faibles épaisseurs.

Des piles réalisées de cette façon doivent être excessivement sèches pour durer longtemps. Dans ce cas, leur résistance interne est si élevée que leur emploi est limité aux électroscopes.

Dans les techniques actuelles se rapportant aux courants faibles, et en particulier aux chambres d'ionisation, on a besoin de sources de tension pouvant débiter des courants minima de  $10^{-14}$  ampère mais pouvant atteindre le microampère. Nous avons dans ce but modifié légèrement la pile Zamboni.

## Modifications.

Il convient d'abord de diminuer la résistance interne des piles en maintenant une certaine humidité dans les éléments. Dans ce cas, la face de l'étain se trouvant en contact avec le bioxyde de manganèse se trouve rapidement attaquée par l'ion chlore, ce que l'on observe aisément au microscope. Cela se traduit par la naissance d'une f.e.m.

opposée à la f.e.m. normale de la pile, la dépoliarisation s'effectuant dans de mauvaises conditions. Les matières actives sont rapidement épuisées et l'étain se perce.

Pour y remédier, nous avons ajouté à l'élément Zamboni une cathode en papier graphité, imperméable à l'électrolyte.

## L'élément de la Pile (fig. 1).

Le couple électrochimique Sn/Zn Cl<sub>2</sub>/Mn O<sub>2</sub>/C. que nous avons utilisé développe une f.e.m. de 1.1 volt environ.

a — L'ANODE. Elle est constituée par une feuille d'étain pur de 0,05 mm d'épaisseur.

b — L'ÉLECTROLYTE. Le support de l'électrolyte est un papier filtre de 0,15 mm d'épaisseur, en cellulose pure, du type « filtration lente ». La texture de ses fibres permet de loger en surface et en épaisseur les cristaux ou les grains de matières

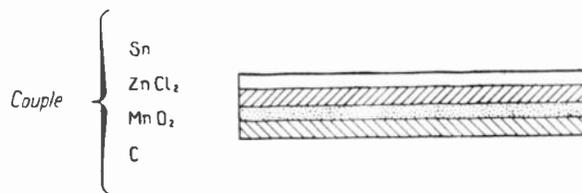


Fig. 1. — Élément de pile.

actives. En maintenant une légère humidité dans les éléments, la conductibilité de l'électrolyte est suffisante, car une infime quantité de solution saturée enrobe les cristaux et les relie entre eux.

L'électrolyte est constitué par du chlorure de zinc pur. L'utilisation de ce chlorure de base faible évite la formation de gaz autres que l'hydrogène, toujours nuisibles au bon fonctionnement d'une pile et particulièrement difficiles à absorber dans le cas d'une pile de faible volume.

c — LE DÉPOLARISANT. Nous avons utilisé du bioxyde de manganèse pur précipité.

d — LA CATHODE. Elle est constituée par le papier filtre cité plus haut, enduit cette fois de graphite colloïdal. Elle a une épaisseur de 0,15 mm.

#### Préparation du papier électrolyte-dépolarisant.

On fixe l'électrolyte sur le papier en plongeant ce dernier dans une solution aqueuse de  $Zn Cl_2$ . La concentration de 5 % donne de très bons résultats. Ensuite, sur le papier encore un peu humide, on étend rapidement sur l'une de ses faces, une suspension fluide de  $Mn O_2$  dans l'alcool à 95°. On laisse ensuite séjourner le papier dans une atmosphère humide.

#### Découpage des éléments.

Les meilleurs résultats sont obtenus avec une machine perforatrice comprenant un outil plein, légèrement profilé, se déplaçant dans un guide et pénétrant dans un contre-outil (fig. 2). De la qualité de l'acier et de la précision de l'outil dépend

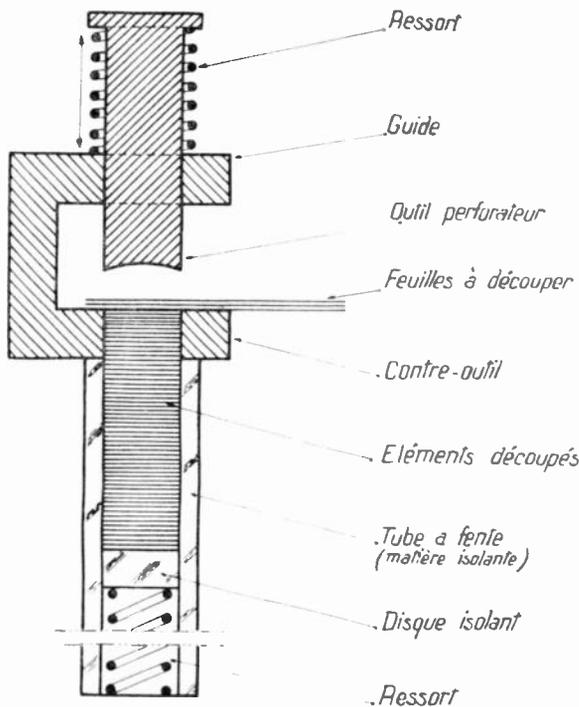


FIG. 2. — Découpage des éléments.

la propreté du contour des éléments. A chaque perforation on découpe un élément à partir de 3 feuilles disposées suivant la série :  $Sn - Zn Cl_2 - Mn O_2 - C$ . Les éléments dont le contour n'est pas net sont à rejeter. Il est préférable de découper les feuilles en disposant l'étain au-dessous et le papier électrolyte au-dessus. De cette façon, grâce à l'élasticité des papiers, les disques d'étain prennent la forme de petites cuvettes plates, orientées dans le même sens. Aucun court-circuit accidentel n'est à craindre dans ce cas.

#### Assemblage des éléments.

Les éléments découpés et comptés sont recueillis, convenablement orientés, dans un tube de dimen-

sions appropriées et muni d'une fente longitudinale. Un ressort les maintient légèrement serrés au cours de l'empilement. On serre ensuite, entre deux disques isolants, un nombre convenable d'éléments et on les extrait du tube à l'aide d'une pince spéciale pénétrant par la fente (fig. 3). La pression des éléments peut être définie et maintenue constante

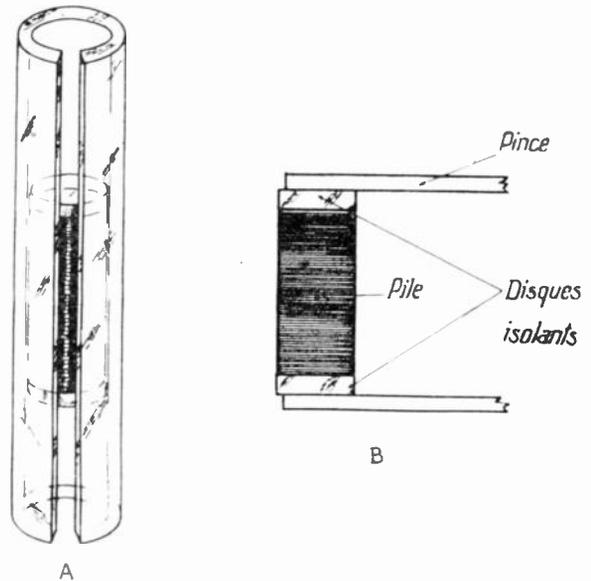


FIG. 3. — A, tube isolant muni d'une fente longitudinale et contenant les éléments découpés, maintenus entre deux disques isolants ; B, bloc extrait du tube, après serrage convenable de la pince.

en donnant à ceux-ci un volume déterminé. De bons résultats ont été obtenus en préparant des blocs de 50 éléments ayant une hauteur totale de 15 mm.

#### Cérésinage des blocs d'éléments.

Les blocs convenablement pressés sont plongés dans la cérésine portée à 140 - 150° C. Dans tous les cas il faut terminer le cérésinage à l'apparition de fines bulles gazeuses dans la cérésine chaude. La

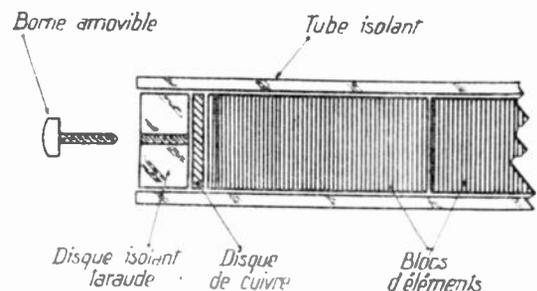


FIG. 4. — Extrémité de pile. La borne amovible permet le stockage des piles sans danger de court-circuit.

mince couronne de cérésine qui se forme autour des éléments suffit à assurer leur isolement latéral et leur cohésion.

#### Montage des piles.

Les blocs de piles doivent être isolés de l'étui si celui-ci est métallique, par exemple par une feuille de styroflex. La fermeture du tube peut être

assurée par deux bouchons de plexi-glass (fig. 4). L'isolement des bornes est dans ce cas de l'ordre de  $10^{15}$  ohms. Pour assurer le contact, il est bon d'interposer, entre les bornes et les extrémités de la pile, des disques de métal argenté présentant une proéminence au centre, par emboutissage.

#### Applications.

Nous utilisons couramment au C. E. A. des piles de 200 et 250 volts comme sources de tension appliquées aux chambres d'ionisation. Dans certains cas,

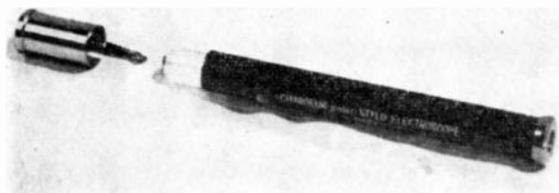


FIG. 5. — Chargeur pour stylo-électroscope.

la pile est logée dans l'électrode centrale (électrode-pile <sup>(1)</sup>), ce qui évite l'emploi d'un anneau de garde.

Des étalons de courant ont été réalisés avec des chambres d'ionisation à électrode-pile comportant une source radioactive à l'intérieur (<sup>14</sup>CO<sub>2</sub> - période 5 600 ans). Nous utilisons également des

<sup>(1)</sup> J. WEILL. — Thèse de la Faculté des Sciences de Paris 1954.

chargeurs pour stylo-électroscope [7] (protection du personnel contre les radiations) se présentant également sous la forme d'un stylo (fig. 5). A l'intérieur se trouve une pile de 200 volts ayant 8 mm de diamètre.

Nous utilisons aussi ces piles dans des manipulations avec électromètres.

La plupart des piles fabriquées au C.E.A. <sup>(2)</sup> ont une durée supérieure à 1 et même 2 ans. Certains modèles sont capables de fournir d'une façon intermittente des courants de quelques dizaines de microampères.

<sup>(2)</sup> La Société AGLO fabrique actuellement ces piles sous licence C.E.A.

#### BIBLIOGRAPHIE

- [1] ZAMBONI G. — *Gilbert Annalen*, 1815, 49, 41 ; 1815, 51, 182 ; 1819, 6c, 151.
- [2] BRAGG W.L. — *Electricity*, éd. Bell, London, 1936, p. 51.
- [3] AUERBACH F. — *Handbuch der Physik*, 2<sup>e</sup> édition, éd. Barth, Leipzig, I vol., 4, 1005.
- [4] GRAETZ L. — *Handbuch der Elektrizität und des Magnetismus*, vol. 1, éd. Barth, Leipzig, 1918, 441.
- [5] ELLIOT A. — *Electronic Engineering*, 1948, 20, 317.
- [6] PRATT T.H. — *Electronic Engineering*, 1948, 20, 274, et 1948, 20, 314.
- [7] J. WEILL, A. ROGOZINSKI, G. RASTOIX, et P. JANOT. — *J. Radiologie et électrologie*, 1952, 33.

# UN APPAREIL DE CONTROLE A POSSIBILITÉS ÉTENDUES : LE POLYTRON

PAR

A. LECONTE

*Ingénieur au laboratoire  
de la Société Chauvin-Arnoux*

Le *Polytron* est un appareil de contrôle portatif d'usage général, dont nous allons examiner les performances au triple point de vue de *sensibilité, précision et robustesse*.

Les qualités demandées par les techniciens à un tel appareil sont multiples et parfois contradictoires. Les termes employés pour désigner ces qualités ne sont pas toujours compris de la même façon. Le mot « sensibilité » en particulier, prête souvent à confusion. Certains l'emploient en parlant de galvanomètre dont l'aiguille suit fidèlement les plus faibles variations de courant, c'est-à-dire douée d'un excellent pivotage. Il nous semble qu'on doit le réserver à l'aptitude d'un appareil à provoquer le déplacement d'une aiguille le long d'une échelle aussi grande que possible, pour une puissance électrique absorbée aussi faible que possible, sans erreur de pivotage appréciable.

À ce sujet, il est important de signaler qu'un galvanomètre à pivots dont l'axe est vertical, a une sensibilité de 10 à 20 fois supérieure à celui dont l'axe de pivotage est horizontal ou incliné. C'est pourquoi tous les appareils de contrôle sensibles sont montés avec des équipages à axe vertical et cadran horizontal. Lorsqu'ils sont utilisés dans une autre position, les erreurs de pivotage ainsi que celles provoquées par de légers défauts d'équilibrage, ne peuvent plus toujours être considérées comme négligeables.

Lorsque l'on cherche à accroître la sensibilité intrinsèque d'un appareil magnétoélectrique en conservant un amortissement optimum, une même période propre et une même longueur d'échelle, on constate en dernière analyse que seule, une diminution du couple de rappel des spiraux permet d'y parvenir.

Lorsque, pour des raisons de construction, cette diminution de couple ne peut être accompagnée

d'une réduction de poids, il en résulte un accroissement des erreurs de pivotage, c'est-à-dire une diminution de la précision propre du galvanomètre.

Si l'on examine par ailleurs la qualité des résistances, des redresseurs, l'influence des capacités parasites, etc... on arrivera à la conclusion qu'un accroissement de sensibilité conduit à la limite à une *réduction de la précision propre* d'un appareil de mesure.

Cependant, lorsque la puissance consommée par l'instrument n'est plus négligeable vis-à-vis des courants ou des tensions à mesurer, sa sensibilité devient un élément prépondérant de la *précision effective de la mesure*.

En particulier, les mesures de tension qui sont les plus faciles et (par conséquent) les plus fréquentes, nécessitent, pour des circuits parcourus par des courants de quelques centaines de  $\mu A$  à quelques mA, un voltmètre qui ne dérive que quelques dizaines de microampères au maximum.

Si on prend l'exemple typique de la mesure de la tension anodique d'un tube triode alimenté sous 250 V à travers une résistance de 100 000 ohms, parcouru par un courant de 2 mA, soit donc 50 V, on obtiendra environ 37 V avec un voltmètre 1 000 ohms par volt, et 48,7 V avec un voltmètre 10 000 ohms par volt, utilisés l'un et l'autre sur le calibre 75 V. On voit qu'une telle mesure est sans signification avec un appareil 1 000 ohms par volt, alors qu'elle est très acceptable avec un appareil 10 000 ohms par volt.

En effet, bien que l'erreur atteigne presque 3 %, l'indication fournie est tout à fait suffisante quand on sait que la précision des éléments habituellement utilisés, résistances, capacités, etc... est de 10 à 20 %.

On retrouve des conditions analogues lorsqu'on désire mesurer un courant dans un circuit basse tension. Cette fois, c'est la chute de tension aux bornes de l'appareil qui risque de perturber la mesure.

(1) Communication présentée à la deuxième section de la Société des Radioélectriciens le 24 février 1954.

On peut encore prendre un exemple simple : celui de la mesure du courant dans la grille d'une triode oscillatrice, courant de l'ordre de 50 à 300  $\mu\text{A}$  pour une tension en présence de 3 à 15 V. Pour permettre une mesure aisée, l'appareil de contrôle doit être pourvu d'un calibre microampèremètre et pour que cette mesure soit valable, il faut que la résistance interne de l'appareil ne donne lieu qu'à une chute de tension de quelques dixièmes de volt au maximum.

On voit donc que la *précision effective* d'une mesure dans les circuits à courants faibles, dépend beaucoup plus de la sensibilité de l'instrument utilisé que de sa précision intrinsèque.

Il est cependant évident que la recherche de cette sensibilité ne doit pas pour autant conduire à sacrifier la robustesse, l'encombrement ou même la simplicité qui conditionne finalement un prix raisonnable. On doit donc adopter un compromis qui, pour le POLYTRON, a été le suivant :

*Consommation en voltmètre* : 100  $\mu\text{A}$  en fin d'échelle, soit 10 000 ohms par volt.

*Chute de tension en milliampèremètre* : environ 0,6 V.

*Chute de tension en microampèremètre* : 0,3 V.

Les considérations précédentes sont également valables en courant alternatif. Cependant, il s'y ajoute certains problèmes supplémentaires que nous allons rapidement examiner.

Tout d'abord, comme le galvanomètre à cadre mobile s'impose ici pour sa sensibilité, 10 000 à 100 000 fois supérieure à celle d'un appareil à fer mobile, le courant alternatif doit être transformé en courant continu au moyen de *redresseurs à couche d'arrêt*. Ceux-ci, bien qu'utilisés couramment depuis plus de 20 ans, restent suspects à bien des techniciens. On ne peut leur reprocher de mesurer le courant moyen et non le courant efficace, puisque c'est inhérent à leur principe, mais on les accuse de vieillir prématurément, d'être fragiles en cas de surcharges et d'être pourvus d'un large coefficient de température.

En ce qui concerne de *vieillesse*, il est bon de savoir qu'en dehors de celui qu'ils subissent systématiquement lors de leur fabrication, il est extrêmement réduit pour les redresseurs au cuivre-oxyde de cuivre réalisés depuis plusieurs années. En effet, l'ancien procédé de graphitage de la couche oxydée a été remplacé par une métallisation qui leur confère une stabilité incomparablement meilleure, notamment en atmosphère humide.

Nous avons effectué des mesures systématiques sur des éléments redresseurs de ce type sur une période de 8 ans et les variations constatées ont été les suivantes :

- sens direct : résistance accrue de 2 à 3 %.
- sens inverse : courant ayant varié de  $\pm$  8 %.

Nous verrons plus loin que ces variations sont en fait inférieures à celles provoquées par un écart de 10 °C de la température ambiante et sont donc pratiquement négligeables.

*L'étude de leur résistance aux surcharges* a montré qu'ils supportent sans danger dans le sens

direct, des surintensités notables atteignant plusieurs dizaines de fois leur courant nominal, à condition que ces surintensités soient brèves et ne conduisent pas à un échauffement excessif de la pastille. Il se produit en effet au-delà de 70-80 °C des variations irréversibles de leurs caractéristiques.

Par contre, ils supportent mal les surtensions inverses, même très brèves, au-delà de 5 V à 10 V par pastille.

On peut donc notablement améliorer leur tenue aux surcharges si on évite que celles-ci se traduisent par des tensions inverses dépassant 5 V par pastille.

Cette tension inverse se compose de la somme de la tension directe dans la pastille en service et de la tension aux bornes du galvanomètre. En cas de surcharges, la tension directe dans la pastille croît faiblement en raison de l'allure logarithmique de la caractéristique tension/courant du redresseur ; par contre, la tension aux bornes du galvanomètre croît linéairement avec le courant. En cas de surcharge, c'est donc la surtension aux bornes du galvanomètre qui constitue la partie principale de la tension inverse dangereuse.

Aussi le POLYTRON a-t-il été muni d'un élément de protection qui fonctionne en limiteur de tension aux bornes du galvanomètre.

Ce limiteur est une résistance non linéaire, choisie de façon qu'en régime normal le courant qu'elle dérive aux bornes du galvanomètre soit pratiquement négligeable, tandis qu'en cas de surcharge, sa résistance s'abaisse instantanément à une valeur aussi faible qu'il est pratiquement impossible de dépasser 1 V aux bornes du galvanomètre. Ainsi, une surcharge correspondant à 2 ou 300 fois le calibre nominal ne se traduit pour le redresseur et le galvanomètre que par une surtension de 10 fois, aisément supportée par l'un et par l'autre.

Les résultats sont tels qu'on n'a pas eu jusqu'ici d'exemple, sur des appareils essayés en usine ou sur des appareils livrés à la clientèle, de redresseurs ou de galvanomètre mis hors d'état à la suite de surcharge.

La question du coefficient de température est plus complexe et ne pourra être qu'évoquée ici. La résistance directe comme la résistance inverse, sont sujettes à de fortes variations relatives, en fonction de la température. Pour un courant constant, la résistance directe diminue d'environ 10 % pour un accroissement de 10 °C de la température, tandis que, pour le même écart de température, le courant inverse sous tension constante s'accroît de 60 à 100 %.

Lorsque le redresseur est monté en série avec une résistance relativement élevée, cas d'un voltmètre 150 V par exemple, les variations de la résistance directe n'ont pratiquement aucune influence et seul l'accroissement de courant inverse pourra être sensible. L'appareil « retardera » en cas d'augmentation de température et ceci en fonction de la proportion du courant inverse au courant principal. Dans les redresseurs actuels, cette proportion a pu être abaissée dans certains cas, à environ 1/500, ce qui rend alors négligeable l'influence de la température.

Au contraire, lorsque le redresseur est monté en série avec une résistance relativement faible, cas d'un voltmètre de quelques 1/10 à quelques volts, l'influence de la diminution de résistance directe pour un accroissement de température devient prépondérante et inverse de la précédente. L'appareil « avancera » en fonction de la proportion de la résistance directe du redresseur à la résistance totale, mais cette avance sera plus ou moins contrariée par l'accroissement du courant inverse signalé plus haut, qui provoque un effet opposé.

Il apparaît donc qu'un même redresseur pourra donner lieu à une avance ou à un retard des indications de l'appareil de mesure, en fonction des variations de température, suivant la façon dont il est monté. Un montage judicieux peut même permettre dans un intervalle limité de températures, une annulation de cette influence.

Pour des appareils destinés à être montés en série, il n'est pas question d'envisager une étude individuelle de la compensation des variations de résistance de chaque redresseur avec la température, compensation pouvant d'ailleurs être obtenue de diverses façons. On doit donc déterminer un schéma unique correspondant à un redresseur moyen et la qualité d'un appareil de série, à ce point de vue, sera fonction des écarts des caractéristiques des redresseurs d'un même type. Ces écarts, qui n'ont jamais été notables pour la résistance directe, ont pu actuellement être réduits pour le courant inverse, ce qui a permis de mieux définir la valeur du coefficient de température, et de faciliter ainsi sa réduction.

En ce qui concerne le POLYTRON, on a obtenu :

— sur les calibres tensions : retard de 0,5 à 1 % pour un accroissement de 10 °C ;

— sur les calibres intensités, dans les mêmes conditions, avance de 1,5 à 2,5 %. Le calibre 3 V alternatif fait partie du même circuit que les calibres intensités et a les mêmes caractéristiques.

L'influence de la fréquence pourrait donner lieu à des considérations comparables à celle concernant la température, en ce sens qu'elle dépend considérablement, pour un redresseur donné, des conditions dans lesquelles il travaille.

Sur les calibres intensités et 3 V, l'influence de la fréquence est inférieure à 1 % entre 20 et 20 000 Hz.

Sur les calibres tensions qui comportent des résistances de plusieurs mégohms, l'action des capacités parasites vient s'ajouter à celles propres aux redresseurs et les erreurs deviennent supérieures à 10 % au-delà de 10 000 Hz. Il est donc recommandé, lorsqu'on désire déterminer avec précision la réponse d'un circuit en fréquence entre 20 et 20 000 Hz, d'utiliser soit un calibre intensité, soit le calibre 3 V.

L'appareil étant destiné à satisfaire des besoins étendus, a été pourvu de calibres intensités jusqu'à 15 A en continu et en alternatif.

L'instrument a été muni d'un fusible qui fond lorsqu'une intensité de 15 A traverse l'appareil pendant plus de 2 minutes, mais qui supporte

indéfiniment un courant de 10 A. Ce fusible protège par ailleurs l'appareil contre les fausses manœuvres sur les 3 calibres 0,75 — 3 et 15 A.

L'étude de l'appareil en ohmmètre et capacité a été faite en vue non seulement de couvrir la grande majorité des besoins de l'industrie électronique, mais afin de rendre ces mesures faciles et précises.

Ainsi, pour permettre la mesure aisée des résistances avec une erreur inférieure à 5 %, jusqu'à 5 mégohms, un calibre 20 mégohms a été prévu. Bien que la graduation soit volontairement limitée à 20 mégohms, une résistance de 100 mégohms provoque déjà une légère déviation de l'aiguille.

A l'autre extrémité du domaine de mesure en ohmmètre, sur le calibrage 2 000 ohms, il est possible de faire des mesures avec une précision de 5 % à partir de 5 ohms, mais on peut facilement apprécier des résistances inférieures à 1 ohm à moins de 1/10 d'ohm près.

Toutes ces mesures sont effectuées en courant continu fourni par des batteries logés dans un casier aisément accessible à l'arrière de l'appareil : une pile 1,5 V utilisée seule sur les 2 calibres inférieurs, soit de 5 à 50 000 ohms, et une pile 30 V dont la tension s'ajoute à la précédente pour les mesures sur le calibre 20 mégohms.

Cette dernière pile, d'un type utilisé dans les appareils de prothèse auditive, ne débite ici que 100  $\mu$ A au maximum et sa durée de vie n'est pratiquement limitée que par ses qualités de conservation à vue, c'est-à-dire dépasse largement 1 an.

Les mesures de capacité sont effectuées en utilisant le courant alternatif 50 Hz fourni par le secteur. L'appareil fonctionne simplement en milliampèremètre et mesure le courant débité dans le condensateur essayé sous la tension d'alimentation. Cette méthode a l'avantage de fournir une échelle pratiquement linéaire, c'est-à-dire très aisée à lire. Pour s'affranchir des variations de tension et de fréquence du secteur, l'appareil a été muni d'un condensateur de référence au mica de 5 000  $\mu$ F branché à la place du condensateur à essayer dans une position supplémentaire du commutateur de calibres. Avec un rhéostat de tarage, monté sur le même axe que celui de l'ohmmètre, on amène la déviation de l'aiguille en fin d'échelle, ce qui permet alors de faire des mesures avec une précision de 3 % de la valeur du calibre utilisé.

La méthode de tarage sur capacité étalon présente également l'avantage d'éviter les erreurs résultant de la présence d'harmoniques dans la tension d'alimentation, puisque ceux-ci interviennent de la même façon pour le tarage et pour la mesure.

Lorsqu'on désire mesurer la capacité d'un condensateur électrochimique, il est nécessaire de le soumettre à une tension de polarisation continue, de préférence égale à sa tension de service normale et à une composante alternative de fréquence voisine de celle à laquelle il travaille.

L'influence de la fréquence est celle qui est la plus importante ; toutefois, de 50 à 100 périodes, cette variation n'excède pas quelques pour cent et on pourra, dans la plupart des cas, retenir pour valable le chiffre obtenu à la fréquence du secteur.

Par contre, l'influence de la tension continue de polarisation semble être totalement négligeable sur la précision de la mesure. On obtient des écarts inférieurs à 1 % lorsque celle-ci passe de 30 à 300 V sur des condensateurs de 450 V de tension de service par exemple.

Pour permettre d'effectuer simplement ces mesures, un boîtier accessoire contenant notamment une capacité de référence et une capacité de liaison complète le domaine d'emploi du POLYTRON. Deux bornes sont destinées à être reliées à la tension continue de polarisation, qui peut être soit la tension normale de service, soit plus simplement la tension de 30 V disponible aux 2 douilles 30 V du POLYTRON, c'est-à-dire à la pile servant normalement pour le calibre 20 mégohms.

En courant alternatif, l'ensemble fonctionne comme un diviseur de tension. La composante alternative seule mesurée grâce à la présence d'un condensateur de liaison à isolement élevé, est lue sur l'appareil et une échelle de correspondance affichée sur la platine, permet de la transformer immédiatement en  $\mu$ F. Cette échelle a été limitée aux capacités comprises entre 8 et 100  $\mu$ F qui sont les plus courantes.

La mesure d'une capacité électrochimique doit être normalement précédée de la mesure de son isolement sur le calibre 20 mégohms. Pour un condensateur en bon état, cet isolement doit dépasser 1 mégohm lorsque sa polarité est respectée, tandis qu'il est de l'ordre de quelques dizaines à quelques centaines de milliers d'ohms pour la polarité inverse. Cette mesure permet donc accessoirement de vérifier la polarité.

Lorsqu'on utilise uniquement le condensateur de liaison à isolement élevé inclus dans le boîtier accessoire, celui-ci permet la mesure des composantes alternatives dans le domaine des fréquences musicales. Une échelle de correspondance, également affichée sur la platine, permet de traduire en dB les lectures effectuées en volts, pour une puissance de référence de 1 milliwatt et une résistance de charge de 600 ou de 6 000 ohms.

Après ce rapide examen des problèmes soulevés par l'étude d'un appareil de contrôle à usages multiples, nous pensons pouvoir conclure que nos efforts se sont portés là, comme dans des industries très différentes, sur l'accroissement du confort et de la sécurité de l'utilisateur, conditions probablement très générales de la vulgarisation de tout produit industriel.

# VIE DE LA SOCIÉTÉ

ASSEMBLÉE GÉNÉRALE DU 22 JANVIER 1955

La séance est ouverte à 17 h. à l'Amphithéâtre de Physique de la Sorbonne, sous la présidence de M. G. RABUTEAU.

## Rapport Moral

présenté par M. J. MATRAS  
Secrétaire Général

Mes Chers Collègues,

La parution régulière de la Vie de la Société dans l'Onde Electrique en vous mettant en contact permanent avec nos activités, simplifie considérablement le travail de votre Secrétaire Général qui peut en fin d'année se contenter de résumer succinctement ce que vous avez appris en cours d'année.

Vous savez combien fut brillant le Congrès organisé par la Société des Radioélectriciens sur les « Procédés d'Enregistrement Sonore et leur Extension à l'Enregistrement des Informations ». Ouvert par M. le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences, le 5 Avril, il se déroula sans discontinuer pendant une semaine avec la collaboration de près de six cents participants dont plus de cent étrangers.

Des conférences très suivies, une exposition de matériel agrémentée par des démonstrations nombreuses, des visites techniques particulièrement intéressantes, en marquèrent les principales étapes.

Un compte-rendu détaillé a paru dans le numéro d'Avril 1954 de l'Onde Electrique.

Il me paraît inutile de vous rappeler nos Conférences en Sorbonne qui attirent en général de nombreux auditeurs et nos exposés en Sections ; nous avons acquis récemment un magnétophone, pour enregistrer les discussions et en faire bénéficier les membres de notre Société qui n'auraient pu y assister.

Par contre, il vous agréera sans doute de savoir qu'un nouveau groupe régional mis sur pied par notre éminent collègue M. GODET, a été créé à Nancy et inauguré par notre Président, M. RABUTEAU, le 4 Décembre 1954.

Son activité complètera celle, toujours efficace, des groupes de Grenoble et d'Alger.

Ai-je besoin de vous rappeler que l'année 1954 a vu la première attribution de la médaille René MESNY, à notre éminent collègue Pierre DAVID, et la remise du premier prix Henri ABRAHAM, à nos jeunes et brillants amis INDJOUJIAN et ANDRIEUX ? La cérémonie officielle du couronnement des lauréats, va se dérouler devant vous ; en votre nom à tous, je leur transmets nos plus cordiales félicitations.

Les efforts entrepris pour améliorer notre Revue « l'Onde Electrique », n'ont pas diminué. Nous dépasserons cette année le cap des 1 000 pages. Nous sommes persuadés que sa haute tenue est pour beaucoup dans l'inscription des 300 nouveaux membres que nous avons eu le plaisir d'accueillir en 1954.

Comme vous en rendra compte notre Trésorier, vous verrez que ces développements divers n'ont pas obéré notre situation financière qui reste toujours excédentaire.

Qu'il me soit permis pour terminer de remercier M. RABUTEAU, Président sortant, de sa constante sollicitude, et d'adresser à M. AUBERT, Vice-Président sortant, l'expression de notre recon-

naissance pour les services particulièrement éminents qu'il a rendus à la Société, laquelle, j'en suis persuadé, ne l'oubliera pas. Nous adressons aussi une sympathique pensée à M. Louis CAHEN qui, malgré la vive instance de ses collègues, a cru devoir abandonner la présidence du Comité de Rédaction de l'« Onde Electrique ». C'est M. P. ABADIE, Ingénieur en chef au Laboratoire National de Radioélectricité, qui a bien voulu accepter de le remplacer, nous lui en exprimons notre très vive gratitude.

Nous espérons que ce compte-rendu sommaire vous aura permis d'apprécier la vitalité de notre Société qui continuera, grâce à votre appui de tous les jours, sa marche en avant pendant l'année 1955.

## Rapport du Trésorier

présenté par M. R. CABESSA

pour la période du 1<sup>er</sup> Janvier 1954 au 31 Décembre 1954

### 1. Budget de la Société :

En caisse au 31 Décembre 1953 ..... 1 003 604

RECETTES	1954
Subventions .....	175 000
Cotisations (Sociétés .....	841 500
— (Particuliers .....	3 176 266
Versements libératoires .....	104 116
Diners et visites organisées .....	95 703
Divers .....	52 598

Total des recettes ..... 4 445 180

### DEPENSES 1954

Prix et Médailles .....	300 000
Secrétariat .....	1 929 921
Diners, visites .....	89 851
Réunions et Sections .....	610 605
Groupes de Province .....	130 055
Onde Electrique .....	535 060
Matériel .....	196 166

Total des Dépenses ..... 3 791 658

Excédent de recettes Société ..... 653 522

### 2. Budget du Congrès de l'Enregistrement Sonore (1954) :

Recettes 1954 .....	3 878 633
Dépenses 1954 .....	3 349 358
Excédent de recettes 1954 .....	529 275

#### Pour mémoire :

a) au titre 1953 : Dépenses .....	175 000
Recettes .....	37 500
Excédent de dépenses 1953 ...	137 500

#### b) au titre 1955 .

Dépenses Onde Electrique .....	260 000
d'où le budget du Congrès de l'Enregistrement Sonore au titre 1953, 1954, 1955 se solde par un excédent de recettes de .....	131 775

3. En caisse au 31 Décembre 1954 .....	2 186 401
se composant en : chèques postaux .....	473 134
banque .....	1 646 663
espèces .....	66 604
Pour mémoire, timbres en caisse au 31/12/1954	26 293

### Compte-rendu des Commissaires aux Comptes

présenté par MM. FLAMBARD, LIZON, THURIN

Mesdames, Messieurs,

Conformément à la mission que vous avez bien voulu nous confier, au cours de l'Assemblée Générale du 30 Janvier 1954, nous avons examiné les écritures comptables de la Société des Radioélectriciens pour l'exercice qui vient de s'achever.

Ces comptes qui font ressortir un excédent de recettes de 653 522 F, plus important que celui qui était apparu à la fin de l'Exercice 1953, indiquent que l'activité de la Société des Radioélectriciens a encore marqué un progrès certain.

Cet excédent de recettes provient surtout d'une rentrée régulière des cotisations, ce qui montre l'intérêt toujours plus grand que portent les membres de notre Société aux travaux de cette dernière.

D'autre part, le montant en caisse au 31 Décembre 1954 dépassant 2 000 000 F, vos Commissaires aux Comptes recommandent de placer 1 000 000 en Bons d'Etat, par exemple sous forme de « Certificats d'Investissements ».

Les comptes qui nous ont été présentés nous sont apparus comme parfaitement satisfaisants et appuyés des pièces justificatives nécessaires, et nous vous proposons donc de les approuver.

Nous tenons à remercier tout particulièrement M. MATRAS, notre Secrétaire Général, et M. CABESSA, notre Trésorier, pour les moyens qu'ils ont mis à notre disposition afin de faciliter le contrôle des comptes de la Société des Radioélectriciens et nous tenons à les féliciter pour leur excellente gestion.

### ALLOCUTION DE M. G. RABUTEAU

Président sortant

Mes chers Collègues,

Vous m'avez fait l'honneur, il y a un an, de me confier la présidence de notre Société. Vous venez d'entendre le rapport de notre Secrétaire Général, M. Matras, et de notre Trésorier, Monsieur Cabessa. Le nombre des membres de notre Société a sensiblement augmenté et nous pouvons considérer comme un succès le Congrès de l'Enregistrement organisé au début de l'année.

Je désirerais vous dire que tout le mérite des résultats obtenus au cours de l'année passée revient à nos secrétaires, au membres du Bureau et, plus particulièrement, à nos anciens présidents qui ont bien voulu m'aider de leurs suggestions et de leurs conseils. Je veux remercier tout particulièrement notre Secrétaire Général M. MATRAS, et son adjoint, M. TESTEMALE.

Nous avons tous regretté la démission de Monsieur CAHEN, Président du Comité de Rédaction de l'*Onde Electrique*. Monsieur ABADIE a bien voulu accepter la présidence de ce Comité, et Monsieur LIBOIS, qui assume la lourde tâche de rédacteur en chef de l'*Onde Electrique*, apportera j'en suis sûr, à M. ABADIE, une collaboration aussi efficace que celle qu'il a apportée à Monsieur CAHEN.

Nos Présidents de sections ont fait un effort considérable pour développer l'activité de leurs sections respectives et des conférences très appréciées ont été présentées, aussi bien au cours de nos réunions qu'à celles des différentes sections.

Avant de transférer mes pouvoirs de Président à mon éminent successeur, Monsieur le Professeur H. PARODI, il me reste une tâche qui m'est particulièrement agréable : celle de remettre à notre ancien Président, Monsieur P. DAVID, la médaille René MESNY et à nos Collègues, Messieurs INDJOUJIAN et ANDRIEUX, le prix Henri ABRAHAM.

La médaille René MESNY a été créée par notre Société soit pour récompenser un ingénieur, savant ou technicien français pour l'ensemble de ses travaux dans le domaine de la Radioélectricité, des Télécommunications ou de l'Electronique, soit pour rendre hommage à une personnalité française ou étrangère connue pour ses travaux dans les mêmes domaines.

Les titres nombreux et éminents qui ont conduit notre Conseil à attribuer la première médaille René MESNY à M. DAVID correspondent à la fois aux deux critères adoptés par le Conseil de la Société pour cette médaille : M. DAVID est à la fois l'ingénieur, le savant et une haute personnalité connue pour ses travaux dans le domaine des Télécommunications :

Ancien élève de l'Ecole Polytechnique, il a été le collaborateur du Général FERRIE, de M. JOUAUST, de René MESNY. Ses travaux sur la propagation des ondes électro-magnétiques, sur le Radar font autorité. Les cours qu'il professe à l'Ecole Supérieure d'Electricité, à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, à l'Ecole du Génie Maritime, à l'Ecole des Transmissions de la Marine ont contribué d'une façon particulièrement marquante à la formation de nombreux officiers et ingénieurs.

Ingénieur en Chef de la Marine Nationale, il a su, par ses hautes qualités, tant intellectuelles que morales, conquérir l'estime et la confiance de tous et le Conseil a été unanime pour considérer que la première médaille René MESNY attribuée par notre Société devait lui revenir. C'est avec la certitude d'avoir votre accord que je remets, au nom de la Société, la médaille René MESNY à Monsieur P. DAVID.

Le prix Henri Abraham a été créé par notre Société pour récompenser un travail particulièrement intéressant dans le domaine de la Radioélectricité, des Télécommunications ou de l'Electronique, effectué en France ou à l'étranger par un ingénieur, savant ou technicien français, ou ressortissant de l'Union Française, âgé de moins de 35 ans au 1<sup>er</sup> janvier de l'année d'attribution ; ce travail, inédit ou non, devant être présenté par son auteur au Secrétariat Général de la Société avant le 1<sup>er</sup> Janvier de l'année d'attribution.

Le prix est attribué par un Jury composé : du Président de la Société, du Président désigné pour l'exercice suivant, des six derniers Présidents, des trois Vice-Présidents, du Secrétaire Général et du Secrétaire Général sortant.

Le jury a eu à examiner cinq mémoires, et il s'est trouvé devant une tâche difficile, étant donné la valeur des travaux qui lui étaient présentés.

Je désire, au nom de la Société, remercier les différentes personnalités qui ont fait acte de candidature. Le règlement de la Société ne prévoit malheureusement qu'un seul bénéficiaire, et nous avons choisi le travail de Messieurs INDJOUJIAN et ANDRIEUX.

MM. INDJOUJIAN et ANDRIEUX sont tous les deux anciens élèves de l'Ecole Polytechnique. Ils sont tous les deux Ingénieurs du Corps des Télécommunications et font partie du Centre National d'Etudes des Télécommunications.

M. INDJOUJIAN s'est spécialisé pendant plusieurs années dans l'étude de la technique et de la construction des filtres et réseaux et en particulier des filtres à cristaux piézo-électriques. Les filtres étudiés par M. INDJOUJIAN sont maintenant utilisés dans de nombreux appareils réalisés suivant les directives de l'Administration des P.T.T.

M. INDJOUJIAN a été attaché, en qualité de Conseiller Technique, au cabinet du Ministre des P.T.T. de 1951 à 1953 et ses fonctions l'ont conduit à considérer dans leur ensemble les problèmes que posent l'équipement et la modernisation du réseau national du point de vue de la commutation aussi bien que des transmissions.

Depuis 1954, M. INDJOUJIAN est chargé de la direction du Département Télécommande du C.N.E.T. et se trouve actuellement engagé dans des travaux intéressant principalement la Défense Nationale.

M. INDJOUJIAN professe, à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, les cours « Filtres et Correcteurs » et « Théorie des Réseaux ». Il professe à l'Institut de Statistiques de l'Université de Paris un cours de Statistiques Mathématiques.

Monsieur ANDRIEUX a été chargé de la Division Quartz, Matériaux magnétiques et Filtres du Service des Recherches et du Contrôle Technique, de l'Administration des P.T.T. Depuis 1950 il dirige le Groupe « Pièces Détachées » du Département Transmissions du C.N.E.T. Il a participé à ce titre à la plupart des réalisations de filtres électriques étudiés et construits par le Centre National d'Etudes des Télécommunications et utilisées dans les systèmes de transmission de l'Administration des P.T.T.

Le livre que MM. INDJOUJIAN et ANDRIEUX ont écrit sur les Filtres à Cristaux Piézo-électriques, et qui leur a valu la première attribution du Prix Henri ABRAHAM par la Société des Radioélectriciens, a bénéficié de l'expérience du chercheur, du professeur et de l'ingénieur que MM. INDJOUJIAN et ANDRIEUX ont acquise au cours des différentes étapes de leur carrière au Centre National d'Etudes des Télécommunications.

C'est donc à ces titres différents que je les félicite, au nom de la Société des Radioélectriciens, en leur remettant le diplôme du prix Henri ABRAHAM.

J'ai maintenant à transmettre mes pouvoirs à M. H. PARODI.

M. H. PARODI, qui a été élu membre de l'Académie des Sciences dans la Division des Applications de la Science à l'Industrie en 1949, représente pour beaucoup d'entre nous un spécialiste du courant fort. En l'appelant à la présidence de notre Société dont les membres sont en général considérés comme spécialistes du courant faible, nous allons certainement voir se développer le rapprochement et l'interpénétration des techniques du courant faible et du courant fort. Nous nous en félicitons à l'avance.

M. H. PARODI a commencé à s'occuper de traction électrique en 1900, à une époque où elle n'était pratiquement utilisée que pour les tramways.

Il a participé aux travaux et réalisations de la Compagnie Française Thomson-Houston, puis dès 1906, il a pris une place prépondérante à la Compagnie d'Orléans, devenue depuis la Région Sud-Ouest de la S.N.C.F.

Ses études et réalisations ont d'abord porté sur la ligne Paris-Juvisy, et dès 1926, il a montré que, contrairement aux idées de l'époque, la traction électrique ne devait pas être réservée aux lignes de banlieue, aux lignes de montagne dont le profil est difficile, ou aux lignes desservant des régions voisines des principales sources de production d'énergie.

Il a mis en évidence le principe, devenu maintenant classique, suivant lequel la traction électrique doit être utilisée pour les lignes à gros trafic. Il a montré la possibilité de conjuguer les centrales thermiques et les centrales hydrauliques par des lignes à très haute tension et il est responsable de la réalisation de la ligne 150 000 V, portée depuis à 220 000 V, reliant Paris au Massif Central.

Grâce à ses travaux, des records de vitesse en traction électrique étaient déjà portés au crédit des Chemins de Fer Français en Décembre 1926 : Vierzon-Paris, 200 km en 2 h.

M. H. PARODI a participé en 1935 à l'électrification de la ligne Paris-Le Mans, 1 500 V, courant continu et depuis, il est un des Conseillers Techniques de la S.N.C.F. pour la traction en courant alternatif 50 p/s.

M. H. PARODI a été Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers, à l'École Nationale Supérieure d'Aéronautique, à l'École Nationale Supérieure des Télécommunications, à l'École des Travaux Publics.

Avant de lui transmettre mes pouvoirs pour la Présidence de la Société des Radioélectriciens, je voudrais demander à M. H. PARODI de me permettre de paraphraser la déclaration faite par M. CARDON, Directeur de la Région Sud-Ouest de la S.N.C.F., parlant au nom de M. ARMAND, Directeur Général de la S.N.C.F., à l'occasion de la remise de son épée d'Académicien à notre Président : Le mérite principal de l'électrification de la S.N.C.F. revient au Technicien et au Réalisateur éminent qui prend la présidence de notre Société. Nous sommes donc tous certains que notre Société sera bien gérée.

#### ALLOCUTION DE M. P. DAVID

Monsieur le Président,

Mes Chers Collègues,

Je suis très touché de la pensée que vous avez eue de m'attribuer cette première médaille et je vous en remercie très sincèrement. Je la tiens pour un grand honneur, d'abord parce que c'est une récompense créée par vous, comme un témoignage des services rendus à la collectivité et que vous êtes particulièrement compétents sur ce point ; ensuite parce que vous l'avez placée sous le patronage d'un homme auquel je garde (comme l'ont fait tous ses collaborateurs) beaucoup d'affectueux respect, d'estime et d'admiration.

Puisque son souvenir plane sur nous ce soir, je pense qu'il m'appartient de l'évoquer un instant.

René MESNY était un excellent technicien ; il réunissait à un degré rare, les dons du mathématicien, l'habileté patiente et

méthodique de l'expérimentateur, et l'imagination du chercheur. Cela est manifeste dans tous ses travaux, ses articles, ses cours, qui ont touché à tous les problèmes de l'époque 1918-1935. Je citerai particulièrement le travail très original <sup>(1)</sup> (rappelé sur cette médaille même) qui lui a permis vers 1920, d'expliquer théoriquement les erreurs radiogoniométriques à bord des navires. — Parti d'observations expérimentales, il a cherché une hypothèse assez simple pour servir de base au calcul, et il a assimilé le navire à un cylindre infiniment long ; se rendant compte d'ailleurs, et disant très franchement, combien cette simplification était audacieuse. — Mais la fortune a souri à cette audace, et la courbe de déviation calculée, au moyen des fonctions de Bessel, avait très exactement la forme « quadrantale » (devenue classique) suggérée par les points relevés ; une expérimentation complémentaire sur quelques navires et sur une île de forme allongée, confirmait le bien-fondé de cette explication. Ce travail peut être cité, encore aujourd'hui, comme un modèle du genre, et une preuve que selon la thèse chère à René MESNY, la théorie et l'expérience ne peuvent progresser vite et sûrement qu'en se donnant la main.

Parmi bien d'autres souvenirs, je voudrais encore évoquer une initiative, beaucoup moins connue de René MESNY. Vers 1925 il avait imaginé et réalisé un montage d'oscillateur *triphasé* pour produire un champ tournant à haute fréquence, et effectivement, s'était amusé à faire tourner dans ce champ une petite boucle <sup>(2)</sup> (naturellement ce rotor improvisé tournait bien moins vite que le champ, de sorte que le « glissement » était anormalement grand et le rendement fort médiocre) — Comme je comprenais mal le but de ce dispositif, il me dit : « ce n'est pas de la force motrice que je cherche ; mais je veux être le maître de la phase ». — Si vous réfléchissez qu'à cette époque, il n'y avait ni générateurs étalonnés, ni oscilloscopes cathodiques, ni ponts h.f., donc aucun moyen de connaître et de régler commodément la phase h.f. ; et si vous vous rappelez son rôle, et ce que les progrès ultérieurs ont permis de faire, précisément en jouant sur la phase, dans les systèmes à réaction, les modulations de toutes sortes, les bandes latérales uniques, les régimes transitoires... vous reconnaîtrez sûrement combien René MESNY était clairvoyant en anticipant sur tous ces progrès et en tâchant de devenir au plus tôt, « le maître de la phase ».

Toutefois ce serait bien mal parler de René MESNY que de se borner à ces anecdotes et de ne rappeler que ses mérites de technicien ou de savant.

Ses anciens collaborateurs doivent porter un autre témoignage ; celui de sa valeur morale. — Certes nous rencontrons souvent des hommes sûrs, honnêtes et qui méritent notre confiance ; mais bien peu sans doute, qui poussent au même degré que lui ces qualités de simplicité, de modestie, de droiture, qui créent une atmosphère de confiance totale et de chaude sympathie. Il nous guidait avec patience, nous ouvrait ses documents personnels, mettait en relief tout ce que nous faisons de bien, donnant à tous l'exemple permanent d'un désintéressement vraiment extraordinaire. Toute idée de vantardise, de manœuvre ou d'intrigue lui était totalement étrangère. Si cette attitude l'a privé de certains honneurs et de certaines réussites matérielles, auxquels il aurait pu accéder s'il les avait poursuivis, elle est certainement aussi à l'origine de cette auréole de respect et d'estime personnelle dont il était entouré. — Et c'est pourquoi quand la Société des Radioélectriciens a voulu fonder une récompense pour bien marquer le caractère de ses buts désintéressés et amicaux : développer l'étude de la radioélectricité, créer et affermir les liens entre ses membres — le patronage de René MESNY s'est aussitôt imposé à l'esprit de tous.

Je vous remercie de m'associer à son souvenir, de m'avoir donné cette occasion de parler de lui un instant et d'évoquer au bénéfice des jeunes générations qui ne l'ont pas connu, une physionomie aussi noble et attachante. — Inspirons-nous de son souvenir et de son exemple, et transmettons à notre tour à nos successeurs, le flambeau de la connaissance qu'il a remis entre nos mains.

(1) Paru dans Radio Review (britannique), en août-septembre 1920.

(2) A la même époque, M. LANGE réalisait dans le même but un oscillateur diphasé.

ALLOCUTION DE M. H. PARODI

Président pour 1955.

Je tiens d'abord à remercier M. G. RABUTEAU des paroles beaucoup trop bienveillantes qu'il vient de prononcer : elles s'inspirent beaucoup plus d'une sympathie intellectuelle qu'elles n'expriment un jugement objectif sur une carrière exclusivement consacrée à des études mathématiques et électromécaniques. La radioélectricité m'attire d'autant plus que je la connais pratiquement moins. Je me suis passionné jadis pour les théories de MAXWELL et de LORENTZ, et je me souviens d'avoir lu et relu plusieurs fois les livres admirables d'Henri Poincaré, sur l'Electricité, le Magnétisme et l'Optique. J'ai aussi lu avec une avidité jamais assouvie, les œuvres de PLANCK, d'EINSTEIN, de Louis de BROGLIE, qui ont jeté sur le monde des clartés nouvelles ; mais je dois avouer que je suis loin d'avoir pu étudier avec le même soin les recherches que vous avez faites pour en tirer les innombrables conséquences pratiques qui font l'objet des travaux de notre Société.

Il me semble d'ailleurs que dans le domaine de la Radioélectricité, vous avez découvert des phénomènes que les théories générales ne pouvaient prévoir, et la nature féconde et complexe vous a fourni des sujets d'étude nouveaux, dont vous avez tiré des clartés nouvelles sur la structure de la matière et sur la constitution de l'atmosphère terrestre.

Si le temps nous le permet, je vous ferai part, un jour, des réflexions que m'a suggérées la comparaison des deux domaines de l'Electrotechnique qui semblent devoir se confondre de plus en plus par la force même du progrès scientifique.

Je m'arrête là aujourd'hui afin d'écouter avec toute l'attention qu'elle mérite, la communication de M. M. LAFFINEUR.

COMMUNICATION DE M. LAFFINEUR

Président de la Commission V de l'U.R.S.I., sur les travaux de la Commission V « Radioastronomie » de la XI<sup>e</sup> Assemblée Générale de l'U.R.S.I., tenue à La Haye en 1954

Le Conférencier indique tout d'abord, qu'au cours de huit séances de travail, la Commission V a plus particulièrement examiné les points suivants :

- Etude radioélectrique de l'éclipse du 30 Juin 1954.
- Emission d'hydrogène interstellaire.
- Radiosources et émissions radioélectriques de la galaxie.
- Essais de théories sur l'émission d'ondes radioélectriques du soleil et de la galaxie.
- Tendances des recherches expérimentales en radioastronomie.
- Le soleil radioélectrique.
- Les travaux relatifs à l'hydrogène interstellaire ; la forme du soleil radioélectrique et les radiosources sont plus particulièrement examinés.
- Les atomes d'hydrogène non turbulents dans les espaces sidéraux émettent un rayonnement radioélectrique sur 1 420 Mc s (21 cm). Ce rayonnement examiné à l'aide d'interféromètres montre que l'hydrogène interstellaire se trouve concentré dans des nuages relativement petits, séparés par des régions de faible densité d'hydrogène. Les nuages s'alignent sur des trajectoires en forme de bras spiraux.

Le soleil radioélectrique plus grand que le soleil lumineux, est constitué par deux régions de rayonnement intense, séparées entre elles par un intervalle de rayonnement relativement faible, l'ensemble étant entouré par une zone de rayonnement relativement plus faible.

Le nombre de radiosources actuellement connu est très important. On en distingue cinq types.

Les principales sont celles de la super-novae de TYCHO-BRAHE, de la super-novae de KEPLER, et celles de la constellation de CASSIOPE.

Résultat des Elections

Nombre de votants (bulletins nuls : 3) .....	207
Président (1956). — M. R. RIGAL, Ingénieur Général des Télécommunications .....	198 voix

Vice-Président. — M. C. BEURTHERET, Ingénieur en Chef à la C.F.T.H. ....	200 —
Secrétaire. — M. P. DEMAN, Ingénieur des Télécommunications .....	200 —

Membres du Conseil :

MM. J. BLOEMSMA, Ingénieur Radio E.S.E. ....	203 —
A. CHARLES, Général d'1 C.R. — Conseiller Technique à la Société Kodak-Pathé .....	203 —
A. DIDIER, Professeur au C.N.A.M. ....	202 —
G. GOUDET, Dr. de l'Ecole National Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy .....	204 —
M.D. INDJOUJIAN, Ingénieur des Télécommunications chargé du Département Télécommande du C.N.E.T. ....	203 —
P. MANDEL, Ingénieur en Chef à la Sté Nouvelle de l'Outillage R.B.V. et de la Radio-Industrie .....	199 —
A. PAGES, Ingénieur à la Compagnie Générale de T.S.F. ....	202 —
H. TANTER, Ingénieur au L.C.T. ....	203 —

Commissaires aux Comptes :

MM. CHAVASSE P. ....	202 —
DANZIN A. ....	200 —
DOCKÈS J. ....	202 —

Conférences faites à la Société des Radioélectriciens en 1955

- BOUVIER P. — Les Radars à poursuite automatique.
- BRAMEL DE CLEJOUX L. — Le C.C.I.R. — 7<sup>e</sup> Assemblée Plénière.
- BOUTRY G. A. — LE BLAN L. — BILLARD P.
  - L'œil et le spectacle de Télévision.
  - Un procédé pour la transmission simultanée de deux programmes ou d'un spectacle en couleurs.
  - Recherches des règles permettant l'exploitation économique rationnelle des « Standards de Télévision » actuellement déterminés.
- DANZIN A. — Les Pièces Détachées en Radioélectricité.
- LAMARCHE J. — Organisation générale de la station de télévision de Strasbourg.
- JOURDAIN DE THIEULLOY B. — Equipement video de la station de télévision de Strasbourg.
- MANDEL P. — Equipement de télécinéma de la station de télévision de Strasbourg.
- POLONSKY J. — Emetteur de télévision de Strasbourg.
- LEHMANN G. — ABADIE P. — ANGOT A. — FOLDES G.
  - Compte-rendus des travaux de l'Assemblée Générale de l'U.R.S.I. (La Haye 1954).
- LEHMANN G. — Introduction Générale (U.R.S.I.)
  - Commission VII « Electronique ».
- ABADIE P. — Commission I « Mesures ».
- ANGOT A., FOLDES G. — « Théorie de l'Information, Circuits et Antennes ».
- LOCHARD J. — Travaux de la Commission I du C.C.I.R.
- VOGE J. — Problèmes d'actualités dans l'étude de la transmission des ondes ultra-courtes.

- MOULON J. — Les transistors dans les télécommunications.
- NGUYEN THIEN-CHI, VERGNOLLE J. — Les condensateurs électrolytiques au tantale.
- PICAULT E. — La contribution de Henri Poincaré à la radio-électricité et aux télécommunications.
- RABUTEAU G. — L'ingénieur dans l'industrie des télécommunications.
- SIMON J. C., BIGGI V. — Un nouveau type d'aérien et son application à la transmission de télévision à grande distance.
- TESTEMALE H. — La Maison de la Radio de Paris.

#### Travaux des Sections d'Etudes en 1955

- ALBIN. — Tambour magnétique organe d'une calculatrice digitale.
- BARRUGAND P. — Nouvelles applications de la transformation de Mellin.
- BOUX. — Le rayonnement en polarisation elliptique.  
Les ondes électromagnétiques polarisées elliptiques et circulaires.
- BUGARD. — Action biologique des bruits intenses.
- BUSNEL. — Caractères physiques des signaux acoustiques provoquant des réactions sur les orthoptères.  
Exposé général sur les travaux poursuivis sur le comportement acoustique des orthoptères.
- BUSNEL-DESGROIS. — Mesure de la puissance ultra-sonore dans les liquides.
- CAYE-FROMY. — L'homologation C.C.T.U. des pièces détachées et les moyens d'essais correspondants du Laboratoire Central des Industries Electriques.
- CAZENAVE R. — Calcul des intégrales elliptiques de première et de seconde espèces de Legendre.
- EPSZTEIN-GUILBAUD. — Amplificateurs à parois résistives.
- GUENARD P. — Développements récents des tubes à ondes progressives.
- INDJOUJIAN M. D. — Calcul par itération des fonctions de Jacobi, dans la pratique de la synthèse de certains réseaux.
- JEUDON A. — Les équipements de copiage électronique pour machines-outils.
- KLEIN. — Etude des particularités des amplificateurs magnétiques et en particulier de ceux destinés aux courants faibles. -- Leur altération possible. — Dimensionnement et éléments de projets.
- LANDRIN. — Présentation du transféromètre L.C.A. (permettant la mesure du gain et du déphasage des éléments de servomécanismes).
- LAURENT C. M. — Le développement d'une série normalisée de condensateurs fixes à diélectrique papier.
- MASBOZON — DUPEUX. — Les relais et le polytron.
- MOURIER — EPSZTEIN. — Impédance de couplage des lignes à retard.
- OGER E. — SEV A. — Transmissions radiotéléphoniques par le procédé à « bandes latérales indépendantes ».
- ODIN. — L'analyse impulsionnelle des câbles et ses développements.
- OZOUX R. — Evolution d'une spécialisation industrielle : résistances et rhéostats bobinés et vitrifiés. — Potentiomètres au graphite.

- PALLUEL P. — Caractéristiques d'un modèle type d'oscillateur à très large bande d'accord électronique : le « Carcinotron O »
- PIMONOV. — Essai de théorie de la modulation d'ondes stationnaires ultra-sonores dans l'air.
- PIRCHER. — Quelques applications des rayonnements elliptiques à la technique des hyperfréquences (Anticlutter-joint tournant, déphaseur... Procédés de calcul).
- TOULON P. — Problèmes soulevés par la « comptabilité » en télévision en couleur. Anciennes et nouvelles solutions.
- VALLENCIEN. — Le son physique et sa traduction physiologique.

#### Activité en 1955 du Groupe du Sud-Est de la Société des Radioélectriciens

Monsieur MATRAS, Ingénieur général des Télécommunications, Secrétaire Général de la Société des Radioélectriciens, a bien voulu inaugurer, le 4 février, le cycle des conférences de l'année par un exposé du projet de construction d'une Maison de la Radiodiffusion à Paris. Il explique pourquoi une telle maison est indispensable en donnant un aperçu des conditions actuelles de l'exploitation de la Radio : séparation du studio et de l'émetteur, multiplication des studios par genres, multiplication des émetteurs dans un même groupe pour un programme donné, développement de l'enregistrement, création de chaînes de programmes. Il résulte de là une nouvelle conception du centre radiophonique où l'on trouve des unités de prise de son, comportant à la fois le studio et son service technique ; l'orateur insiste sur l'importance de l'enregistrement, signale la technique du travail par séquences (dialogue, bruitage...) et le rôle des centres de montage. Une salle technique rassemble toutes les modulations et les transmet au centre distributeur de modulation. Les perspectives sont orientées vers les échanges et les envois de programmes à l'étranger et Outremer. De nombreuses projections apportèrent une illustration intéressante.

Le 12 mars 1954, Monsieur CHARLES, Docteur ès-Sciences, ingénieur à la C.S.F. traita de « Quelques résultats récents dans le domaine des tubes électroniques pour hyperfréquences ». Avec beaucoup de clarté et d'une manière très progressive, le conférencier fait pénétrer son auditoire dans ce domaine très technique. Il indique d'abord les améliorations technologiques, sans principes nouveaux, apportées au klystron reflex (cavité harmonique avec très grande membrane), au tube à ondes progressives (introduction d'une cavité) et au magnétron (fréquence accordable par plongeur modifiant les capacités de straps). Puis il décrit les tubes nouveaux : tube à ondes progressives à champ magnétique transversal, du type magnétron, et le tube carcinotron.

Un groupe comportant une forte majorité de membres étudiants a fait un séjour de quatre jours à Paris, du 7 au 10 avril. Il a visité successivement l'usine de la société L.M.T., le Centre Pierre Bourdan de la R.T.F., les émetteurs de télévision de la Tour Eiffel, le centre atomique de Saclay, les installations de radar de la Compagnie française Thomson-Houston, à Orly et l'usine du groupe Electronique de la Compagnie française Thomson-Houston. Le parfait accueil trouvé dans les divers services a agréablement rehaussé l'intérêt suscité par les réalisations industrielles et les exploitations techniques.

C'est un domaine passionnant que nous a rapidement fait parcourir le 6 mai Monsieur RAYMOND, Directeur de la Société d'Electronique et d'Automatisme au cours d'une remarquable « vue d'ensemble sur les techniques des calculateurs électroniques modernes ». Cet exposé destiné aux non spécialistes a permis d'initier ceux-ci aux mécanismes fondamentaux d'une calculatrice numérique, sans faire appel à des notions mathématiques ardues. Les organes essentiels sont passés en revue, organes de mémoire, de calcul, de commande, d'entrée et de sortie. L'orateur insiste sur le code, qui permet d'exprimer par des notations simples la suite des opérations constituant le programme à effectuer. Il donne un aperçu sur la conception générale du fonctionnement (représentation « série », machine « parallèle ») et il indique le principe des mémoires et de leur utilisation.

### Activité en 1955 du groupe d'Alger de la Société des Radioélectriciens

I. — Le groupe d'Alger a été créé en février 1953. La première de ses manifestations a été la conférence que Monsieur P. DAVID alors Président National de la Société des Radioélectriciens a bien voulu venir faire à Alger le 9 février 1953 et dont le titre était :

« De la radio au radar et réciproquement ».

Le groupe a donc actuellement deux ans d'existence et il est apparu au comité du groupe local qu'il y avait lieu de tenir la première assemblée générale. Celle-ci a eu lieu le 12 février 1955. Sur la proposition du comité sortant, le bureau suivant a été désigné, à l'unanimité :

*Président* : Monsieur CORBERY, *Ingénieur en Chef à l'Electricité et au Gaz d'Algérie*, 30, Avenue Dujonchay, Alger.

*Vice-Président* : Monsieur SAVORNIN, *Professeur à la Faculté des Sciences*.

*Secrétaire et Trésorier* : Monsieur CACHON, *Assistant à la Faculté des Sciences*.

*Membres du Comité* : A. BLANC-LAPIERRE, *Professeur* ; ESCANDE (*directeur d'entreprises téléphoniques*) ; FARNOUX (*Directeur à la Société Française Radio Electrique Afrique*) ; GAYRAUD (*Directeur de la Radio-Télévision Alger*) ; PETENATTI (*Ingénieur en chef des P.T.T.*) ; Général VAILLAUD (*Transmissions*).

II. — Durant l'année 1954, le groupe a organisé les conférences ou réunions suivantes :

*Conférences* : 12 janvier 1954, Dr Jean CASANOVA. — Un montage pour la mesure de faibles variations d'impédances. Applications en électrophysiologie (rhéocardiographie).

30 mars 1954, GOUDET G. — Les propriétés électriques des semi-conducteurs et leurs applications.

31 mars 1954, GOUDET G. — Les servo-mécanismes électriques.

25 mai 1954, MAUCUIT P. — La commande automatique des émetteurs.

*Visites d'installations* :

13 février 1954. — Visite du dispatching et des transmissions du réseau de transport d'Electricité et Gaz d'Algérie.

### Réunions en Sorbonne

*Réunion du Samedi 12 Mars 1955 :*

Au cours de cette séance, présidée par M. H. PARODI, Président de la Société des Radioélectriciens, M. J. FAGOT, Directeur Technique à la Société Française Radioélectrique, Conférencier à l'E.S.E. fit un exposé sur les « *Problèmes physiques posés par les transmissions sur faisceaux hertziens* ».

Le conférencier montre d'abord qu'en se dégageant des techniques et procédés particuliers il reste un problème général de transmission d'énergie dans une largeur de bande donnée.

L'étude de cette transmission pose les problèmes suivants :

1° Evolution des niveaux utiles avec en regard celui des bruits parasites.

La puissance du signal entre deux points relais subit diverses fluctuations : affaiblissement de propagation, affaiblissement dans l'étage d'entrée du récepteur au changement de fréquence — amplification de la fréquence intermédiaire, affaiblissement au deuxième changement de fréquence pour le retour à la fréquence de transmission — amplification de la fréquence de transmission.

Cette évolution de puissance doit être telle que l'on retrouve à la sortie du deuxième point relais la même puissance qu'à la sortie du premier point.

L'affaiblissement de propagation est difficile à chiffrer.

On se base sur les conditions de propagation en espace libre, puis on tient compte de la présence du sol et des hétérogénéités de l'atmosphère.

L'action du sol nécessite le dégagement de la première zone de FRESNEL. Pour tenir compte des variations d'indice atmosphérique qui courbent le faisceau, on introduit pour l'étude du trajet fait en atmosphère standard un rayon de courbure de la terre égal au 4/3 de sa valeur réelle.

2° Evolution des fréquences le long du faisceau.

En général on utilise dans un sens donné du faisceau une même fréquence pour tous les émetteurs et une même fréquence pour tous les récepteurs.

3° Variations du temps de propagation le long du faisceau.

Il faut que le temps de propagation soit identique pour toutes les fréquences comprises dans la bande passante.

Des distorsions de phase se produisent aux trois stades de la propagation spatiale, du feeder et des amplificateurs. Des précautions techniques particulières prises pour le feeder et les amplificateurs permettent de rendre négligeables les distorsions de phase.

*Réunion du Samedi 26 Mars 1955 :*

Cette séance présidée par M. H. PARODI, Président de la Société des Radioélectriciens était consacrée à un exposé de M. R. CABESSA Chef du Service de Faisceaux hertziens à la Société « Le Matériel Téléphonique » sur : une importante réalisation française à l'étranger. « *Le Réseau de Communications par Faisceaux Hertziens en Grèce* ».

Le conférencier rappelle d'abord qu'en 1954 a été mis en œuvre en Grèce, un important réseau de communications par liaisons radiomultiplex à impulsions sur 2 000 Mc/s, couvrant l'ensemble du territoire de la Grèce, s'étendant sur 2 000 km de longueur et utilisant 34 stations relais. Un film retrace les étapes de l'installation et donne un aperçu des résultats obtenus.

Les parcours étaient assujettis à divers impératifs d'exploitation qui ne permettaient pas toujours de choisir la longueur des bonds et les emplacements (localités à desservir, dispositions des îles, etc.).

L'étude des bonds, les caractéristiques des antennes (paraboles) ont été établis compte tenu des trois causes d'affaiblissement de propagation (diffraction, délocalisation, composition des rayons multiples en opposition de phase).

Le dépouillement des enregistrements de champs qui a été effectué après un an d'exploitation montre l'intérêt de la réception en diversity de hauteur, notamment pour les trajets maritimes.

Pour diminuer les risques de pannes, des précautions importantes ont été prises (groupe électrogène de secours, stabilisation poussée des tensions des tubes qui permet de leur assurer une durée de fonctionnement oscillant entre 5 000 à 10 000 heures).

L'installation a été rendue particulièrement délicate par suite des difficultés d'accès, le transport devant s'effectuer la plupart du temps sur barques à moteur et à dos de mule. Le matériel a été conçu pour assurer le maximum de simplicité au montage et au dépannage avec de nombreux secours. On a utilisé autant que possible des organes identiques et plus particulièrement un seul type de pylone et de baies radio et trois types de diodes de 8,16 et 24 CV.

*Rectificatif :*

Dans le compte rendu de la Réunion en Sorbonne du 18 Décembre 1954 de la Société des Radioélectriciens publié dans le numéro de Janvier 1955, page 78 de l'*Onde Electrique* il est indiqué à propos de la communication de M. ANGOT que « Le conférencier résume les travaux de M.M. BOURRASSIN et COLOMBO sur les systèmes de transmission de télévision à bandes latérales asymétriques ».

A ce sujet M. COLOMBO fait remarquer qu'il ne s'est jamais occupé de cette question.

Nous signalons à ce propos que la communication de MM. BOURRASSIN et COLOMBO à l'Assemblée Générale de l'U.R.S.I. (La Haye 1954) portait sur *Les problèmes posés par la recherche de relations entre les largeurs de bandes passantes et les temps d'établissement des signaux.*

### Activité des Sections

Troisième Section « Electroacoustique ».

Réunion du Mardi 8 Mars 1955.

M. CHAVASSE, Président du groupement des Acousticiens de Langue Française (GALF), avait invité les membres de la troisième section dont il est président à assister à une réunion du GALF dont l'ordre du jour comportait notamment les deux exposés suivants :

M. P. BARON : Dispositif d'intégration d'intensité acoustique. Application à la mesure du bruit des machines.

M. P. RIETY : Quelques réflexions sur la théorie du thermophone.

### Informations

L'Association des Ingénieurs Electriciens sortis de l'Institut Electrotechnique Montefiore (A.I.M.) organise les 3 et 5 Mai 1955 à Liège (Belgique) à l'occasion de la Foire Internationale de Liège, deux journées d'études sur :

#### *Les applications industrielles de l'énergie nucléaire*

La séance inaugurale aura lieu le mardi 3 mai, dans la matinée, et débutera par une allocution de M. Jean REY, Ministre des Affaires Economiques. Elle comportera des exposés de M. F. PERRIN, Haut Commissaire à l'Energie Atomique de France et de M. RYCKMANS, Gouverneur Général Honoraire du Congo belge, Commissaire à l'Energie Atomique de Belgique.

Au cours des séances ultérieures prendront la parole :

M. DUNWORTH de l'Atomic Energy Research Establishment, Harwell (Angleterre),

M. TAMMARO, Assistant General Manager for Research and Industrial Development of the A.E.C. (U.S.A.),

M. LALIVE D'EPINAY, Ingénieur à la S. A. Brown-Boveri à Baden (Suisse),

M. le Professeur DE HEMPTINNE, de l'Université de Louvain (Belgique),

ainsi que des délégués de Suède, des Pays-Bas et d'Italie.

### Documentation

Notre Société a reçu gracieusement pour sa bibliothèque les ouvrages suivants :

*Acoustique Appliquée* par M. L. CONTURIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Chef des Travaux Pratiques à l'Ecole Nationale.

Supérieure des Télécommunications. Cet ouvrage fait partie de la Collection de la Radiodiffusion Télévision Française (Centre d'Enregistrement). Editeur Eyrolles, 61 boul. St-Germain Paris-5<sup>e</sup>.

*Éléments de Calcul Matriciel* par M. Gilbert CAHEN, Ingénieur Général du Génie Maritime (Cours professé à l'Ecole Nationale Supérieure du Génie Maritime). Editeur Dunod, 92, rue Bonaparte à Paris-6<sup>e</sup>.

### Prix Henri Abraham

Nous rappelons que le Prix Henri ABRAHAM qui a été attribué en 1954 sera à nouveau décerné en 1956.

Le règlement en est le suivant :

Il sera attribué tous les deux ans, à partir de l'année 1954, un prix, non partageable, d'un montant de cent mille francs (100 000 fr.), destiné à récompenser un travail particulièrement intéressant dans le domaine de la Radioélectricité, des Télécommunications ou de l'Electronique, effectué en France ou à l'Etranger par un Ingénieur, Savant ou Technicien français ou ressortissant de l'Union Française, âgé de moins de 35 ans, le 1<sup>er</sup> janvier de l'année d'attribution.

Ce travail, inédit ou non, doit être présenté par son auteur au Secrétariat Général de la Société des Radioélectriciens, 10, avenue Pierre-Larousse à Malakoff (Seine), avant le 1<sup>er</sup> janvier de l'année d'attribution (1956).

Le Prix est attribué par un Jury composé de la façon suivante :

— Le Président de la Société des Radioélectriciens, Président du Jury ;

— Le Président désigné pour l'exercice suivant ;

— Les 6 derniers Présidents ;

— Les 3 Vice-Présidents ;

— Le Secrétaire Général ;

— Le Secrétaire Général sortant.

Le Secrétariat en sera assuré par un Secrétaire de la Société

Le Jury pourra éventuellement s'adjoindre à titre consultatif les spécialistes dont il désirerait recueillir l'avis.

Lorsque la valeur des travaux soumis au Jury est jugée insuffisante, le prix n'est pas attribué : le principe d'attribution du prix est décidé à la majorité absolue des votants.

En cas de décision favorable, le prix est décerné à la majorité absolue des votants. Toutefois, au cas où après trois tours de scrutin, aucune majorité absolue ne pourrait se dégager, la majorité relative suffira pour faire désigner le lauréat.

En cas de décision défavorable, le résultat du vote sera transmis au Conseil de la Société des Radioélectriciens qui pourra soit supprimer purement et simplement le Prix, soit le reporter dans des conditions qu'il précisera.

Les conditions des votes sont les suivantes :

— Le vote est personnel ;

— Le quorum est fixé aux deux tiers des membres du Jury ;

— En cas de partage des voix, la voix du Président du Jury est prépondérante ;

— Le vote par correspondance est admis.