L'ONDE ÉLECTRIQUE

34e ANNNÉE. No 326
MAI 1954
PRIX : 250 FRANCS

National Bureau of Standards
Radio Propagation Laboratory
Library
Boulder, Colorado
7-1-54

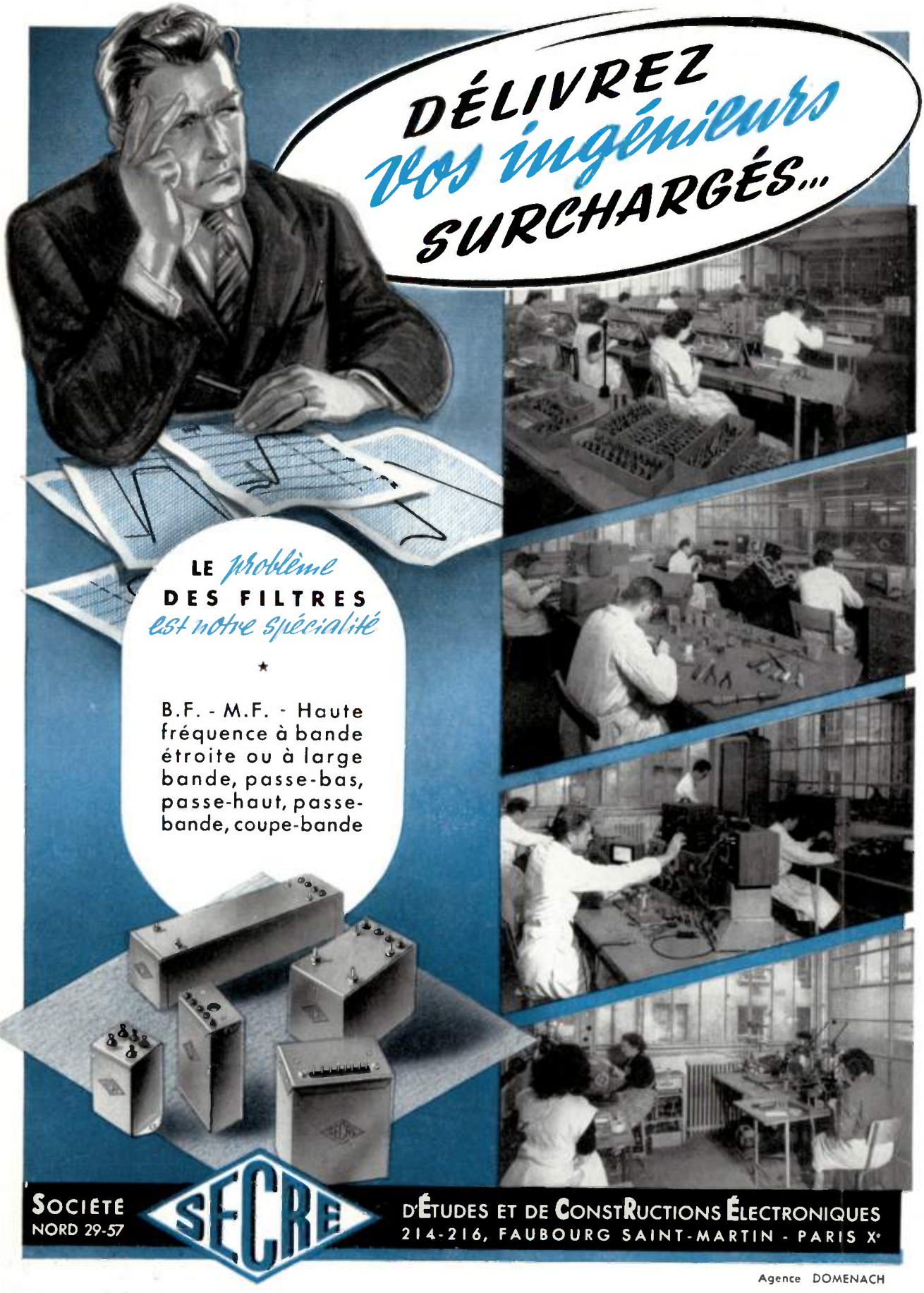
BULLETIN DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS - 6e

NOTRE COUVERTURE

Nouvelles pièces détachées : L.C.C. Condensateurs THT, de découplage, ajustables trimmers, résistances subminiatures, de la Sté LE CONDENSATEUR CÉRAMIQUE.

LIRE DANS CE NUMÉRO

Multiplex à 12 voies de la S. A. C. M. P. HERRENG. — Propriétés physiques des ferrites H. P. WIJN. — Localisation de dérangements sur câbles sous-marins. M. BLATRIX, M. MAUGARD. — Réseaux passifs en régime transitoire D. INDJOUDJIAN. — Synchronisation et distribution dans les multiplex à division dans le temps. I. INCOLLINGO. — Système de radiotélégraphie multiplex T.O.R. J.J. DUPONT. — Les matériaux céramiques J. SUCHET



Agence DOMENACH

Régisseur exclusif de la Publicité de l'Onde Électrique : Agence-Publéditec-Domenach, 161, boulevard Saint-Germain, PARIS - 6^e. Tél. LIT. 79-53.

L'ONDE ÉLECTRIQUE

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

ABONNEMENT D'UN AN

FRANCE ..... 2500 F
ETRANGER ..... 2800 »

ÉDITIONS CHIRON
40, Rue de Seine — PARIS (6e)
C. C. P. PARIS 53-35

Prix du Numéro : 250 francs

Vol. XXXIV — MAI 1954 — Numéro 326

SOMMAIRE

		Pages
Le multiplex à 12 voies à modulation par impulsions codées de la S.A.C.M.	P. HERRENG	413
Quelques propriétés physiques des ferrites	H. P. WIJN	418
Localisation de dérangements sur câbles sous-marins par observation oscillographique des échos d'une impulsion	M. BLATRIX M. MAUGARD	425
Les méthodes de synchronisation et de distribution dans les systèmes multiplex à division dans le temps	I. INCOLLINGO	431
Sur certains réseaux passifs en régime transitoire	M. D. INDJOUDJIAN.	441
Le système de radiotélégraphie multiplex T.O.R.	J. J. DUPONT.	449
Les matériaux céramiques	J. SUCHET.	460
Recommandations de la S.F.E. sur l'enseignement élémentaire de l'électricité ...		471
Vie de la Société		475

Sur la couverture :

Nouvelles pièces détachées : L. C. C. Condensateurs THT 20 kV, condensateurs de découplage forme plaquette 470 à 100.000 pF, condensateurs ajustables trimmers. — Résistances subminiatures 1/4 de watt de la Société LE CONDENSATEUR CÉRAMIQUE.

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans L'Onde Electrique *n'engagent que leurs auteurs.*

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.
P. BRENOT, Directeur à la Cie Générale de T.S.F.
J. CORNU, Chef de bataillon du Génie e. r.
† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.
† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.
La Société des Ingénieurs Coloniaux.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine)

Tél. ALÉSIA 04-16 — Compte de chèques postaux Paris 697-38

CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 20 francs à toute demande

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. Pomey, 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 Radioélectricité.

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.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1954)

MM. G. Rabuteau, Directeur Général de la Sté « Le Matériel Téléphonique ».

Président désigné pour 1955 :

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

Vice-Présidents :

MM. R. Aubert, Directeur Général adjoint de la S.F.R.
E. Fromy, Directeur de la Division Radioélectricité du L.C.I.E.
A. Angot, Ingénieur militaire en Chef, Directeur de la Section d'Etudes et de Fabrications des Télécommunications.

Secrétaire Général :

M.J. Matras, Ingénieur Général des Télécommunications.

Trésorier :

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

Secrétaires :

MM. G. Esculier, Ingénieur Conseil.
R. Charlet, Ingénieur des Télécommunications.
J.M. Moulon, Ingénieur des Télécommunications

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	Colonel Angot	M. Lapostolle.
2	Matériel radioélectr.	M. Lizon	M. Adam
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.

GROUPE 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. Moussiegt, Chef de Travaux à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE D'ALGER

Président. — M. A. Blanc-Lapierre, Professeur à la Faculté des Sciences d'Alger.

Secrétaire. — M. J. Savornin, Professeur à la Faculté des Sciences d'Alger.

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).

CONSEIL DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

MM. A. Blanc-Lapierre, Professeur à la Faculté des Sciences d'Alger.
L. Cahen, ancien Ingénieur en Chef des Télécommunications.
A. Cazalas, Ingénieur aux Laboratoires de Télévision et Radar. de la Cie pour la fabrication des Compteurs.
P. Chavasse, Ingénieur en Chef des Télécommunications.
A. Danzin, Directeur de la Société « Le Condensateur Céramique »
A. Dauphin, Ingénieur Militaire Principal des Télécommunications.
J. Dockes, Ingénieur des Télécommunications, Service des Recherches et du Contrôle Technique des P.T.T.
C. Mercier, Ingénieur en Chef des Télécommunications.
J. Boulin, Ingénieur des Télécommunications à la Direction des Services Radioélectriques.
F. Carbenay, Ingénieur en Chef au Laboratoire National de Radioélectricité.
G. Chedeville, Ingénieur Général des Télécommunications.
R. Freymann, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes.
J. Marique, Secrétaire Général du C.C.R.M. à Bruxelles.
F.H. Raymond, Directeur de la Société d'Electronique et d'Automatisme.

MM. J.L. Steinberg, Maître de Recherches au C.N.R.S.
L. de Valroger, Directeur du Département Radar-Hyperfréquences de la Cie Française Thomson-Houston.
J. Icole, Ingénieur en chef des Télécommunications, Chef du Département Faisceaux-Hertziens, Direction des Lignes Souterraines à Grande Distance.
J. Lochard, Lieutenant Colonel, Chef des Services Techniques du Groupe de Contrôle Radioélectrique.
N'Guyen Thien Chi, Chef de Département à la Cie Gle de T.S.F., Ingénieur-Conseil Cie Industrielle des Métaux électroniques.
G. Potier, Ingénieur à la Société « Le Matériel Téléphonique ».
P. Rivère, Chef du Service « Multiplex » de la Sté Française Radioélectrique.
M. Sollima, Directeur du Groupe Electronique de la Cie Française Thomson-Houston.
H. Testemale, Ingénieur des Télécommunications.
A. Viol et, Chef de Groupe à la Sté « Le Matériel Téléphonique »

RÉSUMÉS DES ARTICLES

LE MULTIPLEX A 12 VOIES A MODULATION PAR IMPULSIONS CODÉES DE LA S.A.C.M., par P. HERRENG, *Directeur du Laboratoire de Télécommunications de la S.A.C.M.* Onde Electrique de mai 1954 (pages 413 à 417).

Le système décrit utilise la propriété pour un signal vocal d'être défini par des valeurs d'échantillonnage prélevées à la cadence de 8 000 valeurs instantanées par seconde. Chacune de ces valeurs est codée, dans le système binaire, par un procédé utilisant les propriétés arithmétiques de certaines suites. Ce procédé est mis en œuvre par l'emploi d'un tube cathodique à grille de codage, avec une seule direction de déflection. Le décodage est fait dans un tube transcripteur spécial, ou, plus aisément, dans des dispositifs à coïncidence.

SUR CERTAINS RÉSEAUX PASSIFS EN RÉGIME TRANSITOIRE, par M. D. INDJOUDJIAN, *Ingénieur des Télécommunications. Service des Recherches et du Contrôle Techniques des P.T.T.*, Onde Electrique de mai 1954 (pages 441 à 448).

On étudie deux familles de quadripôles qui, avec une approximation arbitrairement grande, les uns retardent les signaux qu'on leur applique, les autres mettent en forme d'impulsions de Gauss les impulsions appliquées sous la seule condition que celles-ci soient assez brèves.

Habituellement pour retarder ou mettre en forme des impulsions on se borne à itérer une certaine structure qui n'est pas toujours passive. Ici au contraire on effectue la synthèse de quadripôles passifs à partir de l'affaiblissement et du déphasage composites qu'on s'impose.

QUELQUES PROPRIÉTÉS PHYSIQUES DES FERRITES, par H.P.J. WIJN. *Laboratoire de Recherches Philips (Eindhoven).* Onde Electrique de mai 1954 (pages 418 à 424).

Dans cette conférence nous discuterons :

— L'influence de la porosité des ferrites sur leurs propriétés ferromagnétiques.

— L'origine de leur aimantation à saturation relativement basse.

— La perméabilité initiale du point de vue de leur usage comme noyau d'une bobine de bonne qualité et comme noyau de transformateur hautes fréquences.

— Quelques propriétés des poudres fines de ferrites, particulièrement la possibilité de produire des poudres pour des fréquences au delà de 100 MHz.

— La distorsion causée par des noyaux de ferrite dans un circuit électrique. Les conditions posées par le C. C. I. F..

— La courbe d'hystérésis rectangulaire obtenue pour des tores de ferrites couvertes d'un verre.

LES MÉTHODES DE SYNCHRONISATION ET DE DISTRIBUTION DANS LES SYSTÈMES MULTIPLEX A DIVISION DANS LE TEMPS, par I. INCOLLINGO. *Institut Intercontinental des Brevets* (La Haye), Onde Electrique de mai 1954. (pages 431 à 448).

L'article développe plus particulièrement les méthodes de synchronisation dans les systèmes multiplex à division dans le temps : on y examine tout d'abord les facteurs qui influencent et déterminent la méthode de synchronisation, par exemple : le procédé de modulation employé, les caractéristiques de la transmission (présence d'une ou plusieurs stations intermédiaires avec ou sans communication de service) et de l'installation (stations mobiles) etc...

On classe ensuite les méthodes de synchronisation en deux groupes :

1. Synchronisation occupant une partie du spectre utile et effectuée par une impulsion de durée différente de celle des impulsions de signalisation ou par plusieurs impulsions ou par un espace de temps vide

2. Synchronisation sans perte de temps : circuit oscillant accordé sur la fréquence de toutes les impulsions, onde de synchronisation ajoutée comme modulation auxiliaire des impulsions de canal, synchronisation par écrêtage dans un système multiplex vertical, synchronisation par conformation, synchronisation et distribution dans les systèmes utilisant le principe des récepteurs panoramiques, dans la modulation d'intervalle et dans les systèmes qui utilisent une mémoire.

LOCALISATION DE DÉRANGEMENTS SUR CABLES SOUS-MARINS PAR OBSERVATION OSCILLOGRAPHIQUE DES ÉCHOS D'UNE IMPULSION, par M. BLATRIX, *Ingénieur des Télécommunications Direction des câbles sous-marins* et M. MAUGARD, *Chef de Laboratoire à la Société L.T.T.* Onde Electrique de mai 1954 (pages 425 à 430).

Après un bref rappel du principe de la méthode, des caractéristiques des circuits qui déterminent la propagation des impulsions et des résultats acquis sur les lignes aériennes de télécommunication ou d'énergie et sur les câbles d'énergie, les auteurs exposent les résultats acquis sur les câbles sous-marins pour la localisation des dérangements.

L'expérimentation, illustrée par des relevés photographiques, a porté soit sur les câbles en stock, soit sur des cas concrets, à la mer, à bord du câblier en opération, et a permis la mise au point d'un prototype.

Pour les câbles télégraphiques, la portée a été augmentée de 6 milles à 12 milles (22 km) dans le cas de ruptures avec court circuit. L'étude des vitesses de propagation observées (150.000 à 170.000 km/s) et la discussion de la précision a montré que l'incertitude de la localisation est inférieure à 1/4 mille ce qui est très satisfaisant.

Sur les coaxiaux téléphoniques sous-marins, la portée est supérieure à 35 milles (65 km) et la précision considérable, ce qui est très intéressant et prometteur.

La portée reste faible mais les renseignements fournis, par leur qualité, peuvent être d'un grand intérêt pour le responsable de la réparation.

PAPERS SUMMARIES

SOME PASSIVE NETWORKS UNDER TRANSIENT CONDITIONS, by M. D. INDJOUDJIAN, *Ingénieur des Télécommunications. Service des Recherches et des Contrôles Techniques des P.T.T.* Onde Electrique May 1954 (pages 441 to 448).

Two groups of four terminal networks are studied, one of which delays the signal applied to it, and the other which produces a Gaussian waveform from an applied pulse providing it is of sufficiently short duration. In both cases the appoximation is to an arbitrary magnitude.

Normally, in order to delay or to shape pulses, it is necessary to repeat type of structure which is not necessarily passive. On the other hand, in this case, passive quadripoles are synthesised according to the attenuation and phase displacement they cause

METHODS OF SYNCHRONISATION AND DISTRIBUTION IN TIME DIVISION MULTIPLEX SYSTEMS, by I. INCULLINGO, *Institut International des Brevets* (*La Haye*). Onde Electrique, May 1954 (pages 431 to 440).

This deals particularly with methods of synchronisation in time division multiplex systems. The factors which influence and determine the method of synchronisation are first considered; for example, the method of modulation used and the characteristic of the transmission system (presence of one or more intermediate stations with or without service communication) and the type of installation (mobile equipment) etc.

The method of synchronisation is next divided into two classes :

1. Where the synchronising signal occupies part of the used frequency band and is provided either by a pulse of different length to those of the signal or by several pulses, or by a blanking period.

2. Synchronisation without loss of time, an oscillating circuit tuned to the pulse rate, synchronising wave added as auxiliary modulation of the channel pulses, synchronisation by clipping the peaks in a vertical multiplex system, synchronising by conformation to a pattern, synchronising and distribution in a system using the principle of panoramic receivers in interval modulation, and in systems employing memory.

S.A.C.M. — 12-CHANNEL PULSE CODE MODULATION SYSTEM, by P. HERRENG. *Directeur du Laboratoire de Télécommunications de la S.A.C.M.* Onde Electrique, May 1954 (pages 413 to 417).

The system described depends on the sampling of the voice frequency signal at the rate of 8 000 instantaneous values per second. Each value is coded in the binary system by a process which uses the arithmetic properties of certain series. This process is carried out by means of a cathode tube with a coding grid, deflection being in one direction only. Decoding is effected in a special transcription tube, or, more conveniently, in coincidence circuits.

SOME PHYSICAL PROPERTIES OF FERRITES, by H. P. J WIJN, *Laboratoire de Recherches Philips* (*Eindhtroven*). Onde Electrique May 1954 (pages 418 to 424).

In this article the following points are discussed :

Influence of porosity of ferrites on their ferro-magnetic properties.

Reason for their relatively low magnetic saturation.

Initial permeability from the point of view for use as cores for high quality coils and high frequency transformers.

Some properties of finely divided ferrite powders, and particularly for the production of powders for frequencies above 100 megacycles per second.

Distorsion caused by ferrite cores in electric circuits. Requirements laid down by C.C.I.F.

Rectangular hysteresis loops obtained with toroids of glass covered ferrites.

FAULT LOCATION ON SUBMARINE CABLES BY OSCILLOGRAPHIC PULSE-ECHO TESTS, by M. BLATRIX, *Ingénieur des Télécommunications. Direction des câbles sous-marins*, et M. MAUGARD, *Chef de Laboratoire à la Société L.T.T.* Onde Electrique May 1954 (pages 425 to 430).

The authors begin with a brief review covering the principles of pulse-echo testing, the circuit characteristics which influence pulse propagation, and the results obtained on open wire power and communication lines and on power cables. They then give the results obtained in fault-location on submarine cables.

The experimental work is illustrated by photographs. It was carried on either on cables in store, or on installed cables, and includes measurements made on board a cable-ship in operation. This work enabled prototype apparatus to be developed.

For telegraph cables, the range has been increased from 6 to 12 miles (22 km) in the case of a short-circuited fault.

A study of the observed velocities of propagation (150,000 to 170,000 km/sec) and a consideration of the accuracy of observation show that the error in location is less than 1/4 mile, which is very satisfactory.

On submarine co-axial telephone cables the range exceeds 35 miles (65 km), and the accuracy is very good, hence the method is very promising and of great interest in this field.

The range remains rather low, but the information obtained is of such a quality that it may be of great value for those concerned with repair work.

RÉSUMÉS DES ARTICLES *(Suite)*

LE SYSTÈME DE RADIOTÉLÉGRAPHIE MULTIPLEX T.O.R. (TELEPRINTING OVER RADIO CIRCUITS), par J.J. DUPONT, *Service des Télécommunications du Congo Belge.* Onde Electrique de mai 1954 (pages 449 à 459).

La rapidité et la sécurité des transmissions constituent deux données fondamentales en Radiotélégraphie. Les systèmes proposés jusqu'à présent permettent de déceler les erreurs mais ne les empêchent pas. Le T.O.R. (Système Van Duren), élimine les signaux erronés, grâce à un code intermédiaire à 7 unités comportant 3 impulsions « travail » et 4 « repos » (ou inversement, suivant la polarité adoptée) par caractère. Si ce rapport est bon, une impulsion spéciale dite « 8e impulsion » permet la réception du caractère. Sinon, la réception n'a pas lieu. Un signal « erreur » provoque chez le correspondant la réémission des 3 caractères précédemment transmis. Cela nécessite une « mémoire ». Elle consiste en 3 jeux de 7 condensateurs stockant les tensions correspondant aux 7 impulsions de chaque caractère.

Chaque voie peut être subdivisée en deux 1/2 voies, quatre 1/4 ou 1/4 associé à 3/4, grâce à une répartition appropriée des « 8e impulsions ». Ces dernières actionnent, soit des transmetteurs automatiques spéciaux associés à des perforatrices, soit des « FRXD », ensembles récepteurs-reperforateurs-transmetteurs automatiques du type précédent, associés à des téléimprimeurs ordinaires, ce qui permet d'obtenir un effet de multiplex entre abonnés travaillant à des vitesses quelconques.

LES MATÉRIAUX CÉRAMIQUES. Mise au point technique et bibliographique, par J. SUCHET. *Ingénieur à la Société Philips.* Onde Electrique de mai 1954 (pages 460 à 470).

L'usage croissant en Radioélectricité de matériaux élaborés par une technique spéciale dite « technique céramique » a suscité durant les dernières années la publication d'un grand nombre de travaux et d'études sur les pièces détachées dont ils permettent la réalisation. Ces articles restreignent toutefois leur point de vue soit aux céramiques pour condensateurs, soit aux céramiques magnétiques, soit aux semi-conducteurs. L'auteur s'attache ici à montrer les relations et les analogies existant entre les compositions chimiques, les structures moléculaires et les propriétés électriques ou magnétiques des différentes classes de céramiques. Il donne un tableau des diverses pièces détachées céramiques et passe en revue leurs principaux domaines d'utilisation. 80 références bibliographiques couvrant les années 50, 51, 52 et 53 sont citées.

PAPERS SUMMARIES *(Continued)*

CERAMIC MATERIALS. BY J. SUCHET, *Ingénieur à la Société Philips.* Onde Electrique May 1954 (Pages 449 to 459).

The increasing use in radio practice of materials produced by the specialised ceramic technique, has given rise in the last few years to the publication of a great number of works and studies on the components, which have resulted from the technique.

These articles were restricted to the consideration of either ceramics for condensers or magnetic ceramics or semi conductors. The author sets out to show the relations and analogies between the chemical composition, the molecular structure and the electric or magnetic properties of different groups of ceramics. He gives a table of the different ceramic components, and then considers the principal fields of use. 80 bibliographical references are given covering the years 50, 51, 52 and 53.

THE T.O.R. (TELEPRINTER OVER RADIO CIRCUITS) SYSTEM OF MULTIPLEX RADIO TELEGRAPHY, by J.J. DUPONT, *Service des Télécommunications du Congo Belge.* Onde Electrique May 1954 (pages 460 to 470).

Speed and security of transmissions constitute two fundamental requirements of Radio-telegraphy. Systems proposed up to now enabled errors to be recognised but did not prevent them. The T.O.R. (Van Duren) system eliminates the erroneous signals by virtue of an intermediate 7 unit code, 3 working pulses, and 4 idle (or vice versa depending on the polarity used) per character. If the agreement is satisfactory, a special « 8 th pulse » allows the character to be received. Without this the reception does not take place. An error signal causes the repetition of the three characters previously transmitted. This requires « memory ». The memory circuits comprise three banks of 7 condensers which store the voltage corresponding to the 7 pulses of each character.

Each channel can be divided into two half channels, 4 quarter channels, or a quarter channel associated with a three-quarter channel, by means of an appropriate distribution of the « 8 th pulses ».

These latter (i. e. the « 8 th pulses ») operate either special automatic transmitters associated with perforators, or « F.R.X.D.» apparatus (receiver-reperforator — automatic transmitter of the older type) in association with ordinary teleprinters, which permits of multiplex operation between subscribers without reference to the speeds employed.

LE MULTIPLEX A 12 VOIES A MODULATION PAR IMPULSIONS CODÉES DE LA SOCIÉTÉ ALSACIENNE DE CONSTRUCTIONS MÉCANIQUES

PAR

P. HERRENG

Directeur du Laboratoire de Télécommunications de la S.A.C.M.

Comme dans tout système de modulation par impulsions, les communications à fréquence vocale sont d'abord « *échantillonnées* », c'est-à-dire que chaque signal vocal, augmenté d'une tension continue d'amplitude convenable pour que le signal soit toujours positif, module en amplitude des impulsions très brèves et équidistantes dans le temps. On obtient ainsi un certain nombre de valeurs de l'amplitude instantanée du signal. Pour la transmission de messages vocaux dont le spectre de fréquences s'étend de 300 à 3 400 c/s, la fréquence d'échantillonnage a été choisie égale à 8 000. La transmission simultanée de 12 communications téléphoniques est assurée en codant successivement une amplitude instantanée de chacune des voies, celles-ci étant prises dans un ordre bien déterminé. On a ainsi à transmettre 96 000 amplitudes instantanées par seconde. Un système « conservateur » maintient constante l'amplitude du signal pendant tout le temps (1/96 000 de seconde ou 10,4 microsecondes) dont on dispose pour son codage.

Comme dans tout système à impulsions codées, chaque amplitude instantanée est mesurée avec une certaine approximation, par comparaison avec un certain nombre de « niveaux » prédéterminés répartis régulièrement entre deux niveaux extrêmes d'amplitude respectivement égales au minimum et au maximum de l'amplitude du signal à coder. Ces niveaux sont ici au nombre de 32. Chaque amplitude instantanée peut donc être caractérisée par un nombre entier qui est le rang du niveau le plus voisin. Le codage d'une amplitude instantanée revient donc à celui d'un nombre entier compris entre 0 et 31. Ce codage est réalisé par un ensemble de cinq impulsions dont l'amplitude ne peut prendre que deux valeurs, 0 ou 1. La seule information transportée par une impulsion individuelle est celle de sa présence ou de son absence. Il est évident que le nombre de combinaisons différentes que l'on peut ainsi réaliser est égal à 2^5 c'est-à-dire à 32. On peut imaginer un grand nombre de lois différentes pour faire correspondre les 32 combinaisons de 5 impulsions « tout ou rien » aux 32 amplitudes quantifiées. Le système S.A.C.M. consiste à utiliser une suite récurrente à 32 termes 0 ou 1, telle que tous les groupements de 5 termes successifs de la suite soient différents. La figure 1 représente les 32 termes de la suite utilisée disposés sur une circonférence. Si nous prenons sur cette circonférence une origine et un sens de rotation arbitraires,

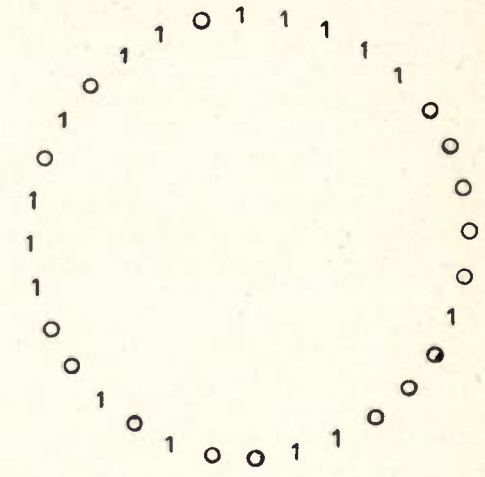


FIG. 1

nous pouvons écrire une succession de groupes de 5 termes (groupes tous différents) tels que l'on passe d'un groupe au suivant en progressant d'un terme sur la circonférence, par exemple : 11111, 11110 ; 11100 ; 11000 ; 10000 ; 00000 ; 00001 ; 00010 ; etc... Ces groupes différents sont au nombre de 32 ; si nous les numérotons de 0 à 31, nous aurons établi une loi de codage des 32 amplitudes quantifiées (en donnant par exemple aux « 1 » la signification « impulsion présente » et aux « 0 » la signification « impulsion absente »).

La suite utilisée n'est d'ailleurs pas la seule jouissant de la propriété ci-dessus. On peut démontrer que le nombre de suites à 2^n termes 0 ou 1 telles que les groupements de n termes successifs soient tous différents est égal à 2^{2^n-1}—n, ce qui, dans le cas particulier où $n = 5$, donne un nombre de suites égal à 2 048 (2^{11}).

L'intérêt du procédé utilisant une suite de ce type réside dans le fait qu'il permet de réaliser très simplement le codage à l'aide d'un tube électronique spécial. Ce tube ressemble à celui d'un oscilloscope cathodique (figure 2). Un faisceau d'électrons, émis par une cathode et focalisé par un canon à électrons, peut balayer une grille longitudinale percée d'ouvertures convenablement disposées. On peut considérer la

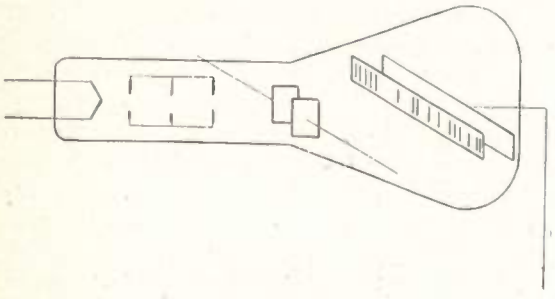


FIG. 2

grille comme formée de la juxtaposition de 36 éléments, les uns pleins, les autres creux. Les pleins correspondent aux « 0 » de la suite récurrente et les creux correspondent aux « 1 » de cette suite. Derrière la grille, une anode recueille les électrons qui ont traversé les creux. Une paire de plaques de déflection assure le balayage de la grille par le faisceau d'électrons.

Ceci étant, supposons que nous voulions coder le niveau quantifié d'amplitude 17. Nous savons qu'il sera représenté par les 17°, 18°, 19°, 20° et 21° termes de la suite. En appliquant aux plaques de déflection une tension proportionnelle à l'amplitude à coder, (tension obtenue à la sortie du système « conservateur »), nous amènerons le pinceau d'électrons à l'origine du 17° élément de la grille. Pendant cette opération de positionnement du faisceau, celui-ci est éteint par une polarisation convenable du Wehnelt du tube. En superposant maintenant à la tension de déflection une tension « en dent de scie » d'amplitude bien définie, nous ferons balayer au pinceau cinq éléments successifs de la grille. Si, dans le même temps, nous redonnons au faisceau son intensité normale, l'anode recevra des impulsions de courant constituant exactement le code cherché.

Un tube conforme à ce principe peut fonctionner à la cadence de 96 000 opérations par seconde. Il suffit donc pour la transmission simultanée de 12 communications téléphoniques.

Si l'emploi d'une suite du type précédemment défini permet de résoudre très simplement le problème du codage, il apparaît quelques difficultés quand on en arrive au décodage. En effet, dans le système S.A.C.M. les cinq impulsions qui constituent une combinaison donnée du code n'ont aucune signification individuelle, étant donné que seul leur groupement a un sens. Il en résulte qu'il n'est pas possible de leur appliquer les méthodes classiques de décodage dans lesquelles on affecte aux impulsions présentes une certaine valeur numérique fonction de leur rang, et où l'amplitude codée s'obtient en effectuant sur les valeurs des impulsions présentes une opération arithmétique simple. Par exemple, on affecte aux impulsions de rang 1, 2, 3, 4 et 5, quand elles sont présentes, les valeurs respectives 16, 8, 4, 2 et 1 et on fait la somme de ces valeurs pour retrouver l'amplitude quantifiée codée. Si on applique une telle méthode aux combinaisons du code S.A.C.M., on obtient des nombres tout-à-fait différents des valeurs codées, comme le montre le tableau de la figure 3.

AMPLITUDE A CODER	CODE	AMPLITUDE DÉCODÉE PAR PONDÉRATION 16, 8, 4, 2, 1 ET SOMMATION.
0	11111	31
1	11110	30
2	11100	28
3	11000	24
4	10000	16
5	00000	0
6	00001	1
7	00010	2
— — — —	— — — —	— — — —
— — — —	— — — —	— — — —

FIG. 3

On peut toutefois remarquer que les valeurs ainsi décodées présentent avec les valeurs appliquées à l'entrée du codeur une correspondance biunivoque.

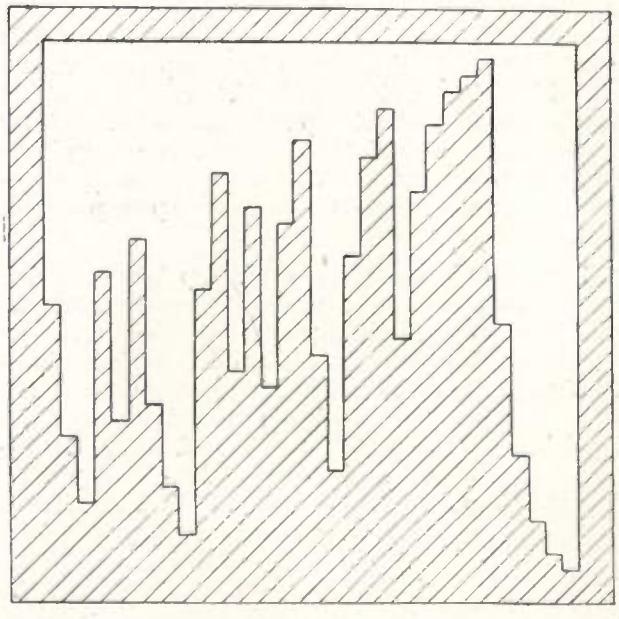


FIG. 4

Si donc on décode par un tel procédé, on est ensuite ramené à une opération de décryptage. Celle-ci peut être réalisée à l'aide d'un tube électronique spécial,

dit « *tube transcripteur* », comportant un faisceau d'électrons susceptible de balayer une grille plane à deux dimensions. Cette grille peut être considérée comme la juxtaposition de 32 fentes parallèles à l'axe des ordonnées (figure 4). Chaque fente a une abcisse proportionnelle à la valeur obtenue par le décodage pondéré intermédiaire, et une longueur proportionnelle à la valeur correcte du niveau initialement codé. En appliquant aux plaques de déflection horizontale une tension proportionnelle à la valeur décodée intermédiaire, on amène le faisceau à l'origine de la fente correspondante. Une tension de balayage à vitesse uniforme appliquée ensuite aux plaques de déflection verticale fait parcourir au spot la fente et l'anode recueille une impulsion de durée proportionnelle à la valeur initialement codée. Les procédés classiques de détection des impulsions modulées en durée permettent de reconstituer le signal.

Ce procédé est d'une mise en œuvre assez délicate, en raison de la très grande précision qu'il requiert du décodage pondéré intermédiaire. En effet, une erreur d'un niveau sur l'amplitude du signal décodé intermédiaire a pour effet de donner à la sortie du tube transcripteur un signal d'amplitude très différente, en raison du caractère tout à fait discontinu de la correspondance entre niveaux d'entrée et niveaux de sortie du tube.

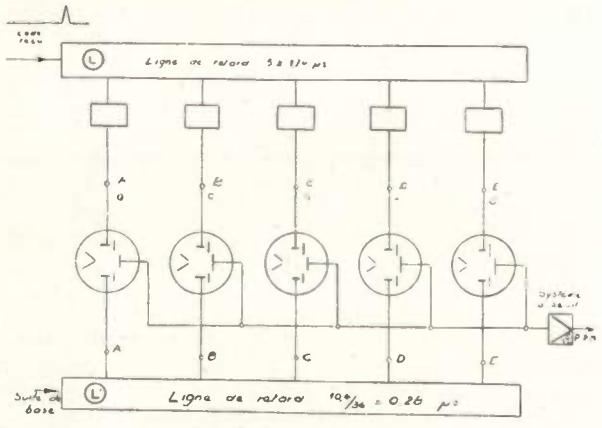


FIG. 5

Aussi, bien que ce procédé ait fonctionné de façon satisfaisante au laboratoire, n'a-t-il pas été développé sur le plan industriel.

Le décodeur actuellement utilisé est du type à coïncidence ; en voici le principe (figure 5) :

Le train de cinq impulsions «tout ou rien» qui, par leurs succession dans le temps, représentant le signal à décoder, est appliqué à un réseau *L*, du type « *ligne à retard* », calculé de façon que des tensions proportionnelles aux amplitudes de ces impulsions apparaissent *simultanément* en cinq points différents A, B, C, D, E du réseau. Par exemple, si on veut décoder le niveau 7, représenté par le code 00010, les points A, B, C et E seront au potentiel 0 et le point D a un potentiel + 1. On dispose par ailleurs d'un tube électronique identique au tube codeur ; en faisant balayer très rapidement la grille de ce tube, d'une extrémité à l'autre, par le faisceau d'électrons, on engendre une succession d'impulsions reproduisant la suite récurrente de base. Cette suite d'impulsions est appliquée à l'entrée d'une seconde ligne à retard *L'* en 5 points A', B', C', D' et E' de laquelle on voit se succéder très rapidement toutes les combinaisons de cinq termes successifs de la suite. Si on suppose que pendant ce défilé de toutes les combinaisons possibles en A' B' C' D' E' les tensions appliquées en A B C D E et représentant la combinaison à décoder restent constantes (ce qui est réalisé par un dispositif convenable d'emmagasinage), il arrivera un moment où il y aura coïncidence entre la combinaison qui passe en A' B' C' D' E' et la combinaison emmagasinée en A B C D E. Comme les combinaisons défilent dans l'ordre croissant des niveaux quantifiés qu'elles représentent, il est évident que le temps écoulé entre le début du défilé et l'instant de la coïncidence sera proportionnel à l'amplitude du niveau codé.

La mise en évidence de la coïncidence, qui se traduit par une égalité des potentiels des points A et A', B et B', etc..., se fait à l'aide d'un ensemble de cinq tubes *détecteurs de coïncidence*. Ces tubes comportent essentiellement une cathode émettant des électrons, une anode collectrice, une paire de plaques de déflection, et des dispositifs de focalisation du faisceau qui font que le courant recueilli par l'anode passe par un maximum aigu quand les deux plaques de déviation sont au même potentiel. Un tel tube permet donc de mettre en évidence l'égalité des potentiels de deux points, les points A et A' par exemple. Si donc on dispose de 5 tubes dont les plaques de déviation sont respectivement connectées aux couples de points AA', BB', CC', DD', EE', et si on fait la somme des courants anodiques, on voit que la coïncidence se traduira par un maximum de ce courant. Tel est le principe du décodeur actuellement utilisé.

Après ces considérations très générales sur les principes mis en œuvre dans le système S.A.C.M., nous allons donner quelques détails sur certaines particularités de réalisation.

Caractéristiques électriques : le système S.A.C.M. permet la transmission simultanée de 12 voies téléphoniques dans la bande de fréquence 300-3 100 c/s.

Le taux de distorsion non linéaire, pour le niveau 0 du signal, est inférieur à 5 %.

Le rapport *signal-bruit* (il faut noter que le bruit n'existe qu'en présence de signal et est dû à la quantification) est supérieur à 40 décibels.

Le système « Codeur-Décodeur » peut être raccordé au réseau téléphonique, soit en 2 fils, soit en 4 fils, par un ensemble de douze « Termineurs-Signaleurs ». Cet ensemble permet la retransmission des appels aussi bien manuels qu'automatiques. Les signaux d'appels sont convertis en signaux modulés à 3 700 c/s qui sont transmis par modulation codée et reconvertis en signaux classiques à la réception.

Distribution des voies : pendant chaque intervalle de temps de 1/8 000 de seconde, on code successivement une amplitude instantanée de chacune des 12 voies, prises dans un ordre déterminé. Pour cela, un commutateur électronique connecte successi-

vement au codeur les 12 entrées à fréquence vocale. A la réception, un autre commutateur électronique distribue les impulsions modulées en durée obtenues à la sortie du décodeur à coïncidence à douze filtres démodulateurs suivis des termineurs-signaleurs. On dispose donc, pour coder une amplitude d'une voie, d'un temps égal à 1/96 000 de seconde, soit 10,4 microseconde. Ce temps est divisé en six intervalles élémentaires de 1,74 microseconde, dont cinq pour les cinq impulsions du code et un sixième dit *temps de garde*.

La figure 6 représente le schéma de principe du commutateur électronique. La période des opérations est fixée par un générateur d'impulsions de fréquence 96 Kc/s, délivrant une impulsion pendant chaque

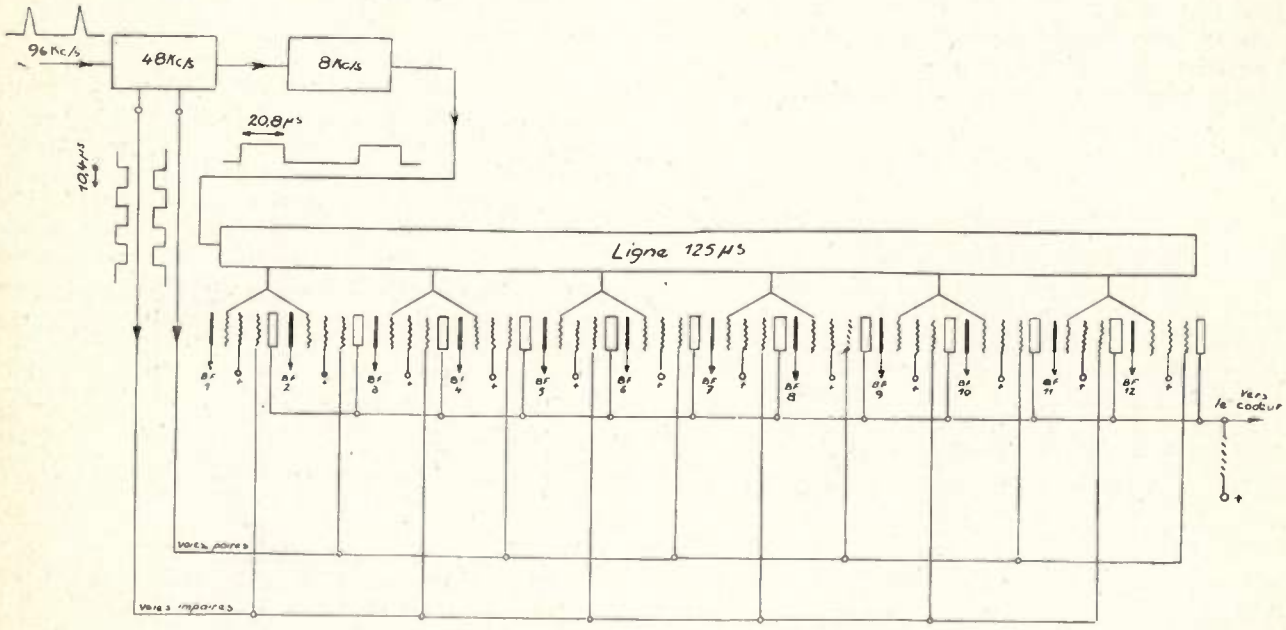


FIG. 6

temps de garde. Ces impulsions commandent un basculeur qui fournit deux tensions rectangulaires opposées, de fréquence 48 Kc/s, la durée d'un créneau représentant 6 temps élémentaires, donc le temps d'ouverture d'une voie. Ces signaux rectangulaires attaquent simultanément par les grilles 3 : les premiers, six lampes soupapes affectées aux voies paires, les secondes six lampes soupapes affectées aux voies impaires. Les grilles 3 des soupapes paires et impaires sont donc débloquées alternativement pendant 6 intervalles élémentaires, tous les 1/96 000 de seconde.

Enfin, un générateur d'impulsions, commandé par le générateur pilote à 96 Kc/s, fournit, à la cadence de 8 000 par seconde, des impulsions rectangulaires de durée égale à 20,8 microseconde, soit deux fois le temps d'ouverture d'une voie. Ces impulsions sont appliquées à une ligne à retard de durée de propagation totale égale à 125 microsecondes (1/8 000 de seconde). Cette ligne comporte six prises intermédiaires dont chacune est connectée aux grilles 1 des lampes soupapes de deux voies successives (1 et 2 ; 3 et 4 ; 5 et 6...). Ces impulsions tendent donc à débloquer successivement les voies deux par deux. En combinant leur action à celle des tensions en créneaux à 48 Kc/s appliquées aux grilles 3, on voit aisément qu'elles permettent de réaliser le déblocage successif des différentes voies.

Dans le système codeur, les signaux à fréquence vocale sont appliqués aux cathodes des tubes soupapes, l'entrée du codeur proprement dit étant constituée par une impédance de charge anodique commune à toutes les soupapes.

Dans le décodeur les impulsions modulées en durée sont appliquées simultanément à toutes les cathodes et chaque lampe soupape est chargée par le filtre de démodulation de la voie correspondante.

SYSTÈME DE RÉGÉNÉRATION DES IMPULSIONS.

La tension obtenue à la sortie de l'analyseur est appliquée directement aux plaques de déviation horizontale du spot du tube codeur. Le centre de ce spot vient donc se placer à une distance de l'origine de la grille proportionnelle à l'amplitude à coder. Cette amplitude n'ayant subi aucun processus de quantification, le centre du spot occupe une position quelconque par rapport à l'origine de l'élément de la grille le plus proche. A partir de cette position on fait parcourir au spot, dans un temps égal à 10,4 µs une distance égale à la longueur de 6 intervalles élémentaires de la grille. On obtient ainsi une succession d'impulsions (présentes ou absentes) dont les centres sont légèrement décalés dans le temps par rapport aux positions qu'ils occuperaient si le centre du spot était exactement parti de l'origine d'un

élément (on prend toujours comme origine de temps le début du balayage). Sur la figure 7, les schémas successifs comportent le temps comme abscisse, et on a divisé en 6 intervalles élémentaires de 1,74 microseconde (numérotés de 0 à 5) le temps réservé à un balayage codeur. Le temps 0 est le temps de garde. Sur la ligne B on a représenté le code obtenu à la sortie du tube dans le cas où le spot a rencontré successivement : un creux, un plein, deux creux et un plein. Ce code est caractérisé par la présence des impulsions de rang 1, 3 et 4, par l'absence des impulsions de rang 2 et 5 et enfin par le fait que les crêtes des impulsions présentent une avance notable τ par rapport aux milieux des intervalles élémentaires.

Les impulsions du code devant se produire à des instants bien définis, on les régénère, c'est-à-dire que l'on module par le signal obtenu à la sortie du tube codeur des impulsions très brèves qui se produisent exactement aux milieux des intervalles élémentaires, c'est-à-dire aux instants marqués 1, 2, 3, 4 et 5 sur la figure. On voit immédiatement que

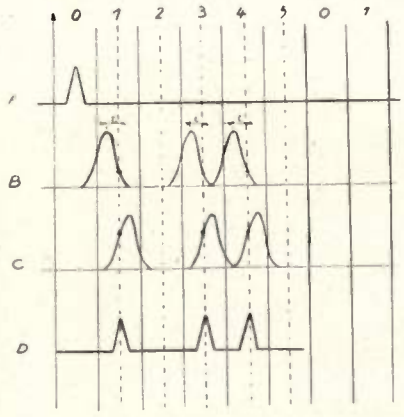


FIG. 7

l'amplitude de la tension de sortie du codeur (ligne B) aux instants de régénération peut prendre une valeur quelconque entre 0 et le maximum, alors qu'elle ne pourrait prendre que les deux valeurs 0 ou le maximum si les impulsions étaient correctement centrées dans le temps.

La largeur des fentes de la grille et le diamètre du spot sont calculés de façon que les impulsions présentes aient la forme de demi sinosoïdes de durée totale égale à un intervalle de temps élémentaire. Ceci étant, si nous considérons (ligne C) un second code déduit du code réel en *le retardant* d'un temps égal à la moitié de l'intervalle de temps élémentaire, on voit immédiatement que si le code réel présente aux instants de régénération une amplitude voisine du maximum, le code retardé présentera une amplitude voisine du minimum et réciproquement. D'une manière plus générale, si l'un des codes présente, à l'instant de régénération une amplitude comprise entre 0 et la moitié de l'amplitude de crête, l'autre code présentera une amplitude comprise entre l'amplitude de crête et la moitié de cette amplitude. A l'aide d'un dispositif convenable, on choisit celui des deux codes qui présente aux instants de régénération l'amplitude maximum, (le code retardé C dans le cas de l'exemple de la figure 7). On module les impulsions de régénération par la tension de code ainsi sélectionnée. On obtient ainsi des impulsions fixes dans le temps, mais modulées à 50 % en amplitude (ligne D.) Cette modulation est supprimée par écrêtage.

Dans l'exemple précédent, nous avons supposé que le code était décalé en avance sur les instants 1, 2, 3, 4 et 5.

Un code qui serait décalé en retard pourra toujours être considéré comme *en avance* sur les instants correspondants aux milieux des temps élémentaires suivants. Toutefois, dans ce cas on utilisera comme code non retardé le résultat du balayage de la grille, non plus pendant les temps élémentaires 1, 2, 3, 4 et 5, mais pendant les temps élémentaires 0, 1, 2, 3 et 4. Ceci est possible puisque l'on balaye pendant 6 temps élémentaires, y compris le temps de garde.

On voit ainsi que suivant le sens du décalage on obtient soit une combinaison donnée du code, soit la combinaison qui la suit immédiatement dans la suite récurrente. On se rend compte également du processus par lequel, quand l'amplitude du signal à coder croît de façon continue, ou décrit de façon discontinue la suite des combinaisons du code.

QUELQUES PROPRIÉTÉS PHYSIQUES DES FERRITES

PAR

H.P.J. WIJN

Laboratoires de Recherches Philips
N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken
(Eindhoven - Pays-Bas)

I. — Introduction.

Nous voulons discuter quelques propriétés physiques des ferrites grâce auxquelles elles ont trouvé un domaine d'application étendu dans la technique radio-électrique. Ce n'est pas seulement le fait que les ferrites ont remplacé les matériaux ferromagnétiques métalliques en plusieurs cas, mais aussi le fait que les ferrites ont apporté des possibilités nouvelles à la technique radio-électrique. D'autre part, en cette conférence, les restrictions qui sont posées à l'usage des ferrites seront traitées du point de vue physique.

La formule chimique des ferrites est $Me^{2+}\ F_2^{3+}\ O_4$, formule dans laquelle Me^{2+} est le symbole pour l'ion d'un métal bivalent. Ce sont les ferrites cubiques qui présentent un intérêt particulier dans l'électrotechnique. Leur structure cristalline est celle du spinelle minéral ($MgAl_2O_4$), structure qui pour cette raison est appelée « structure spinelle ». Cette structure peut être décrite de la manière suivante (voir fig. 1). Les gros ions d'oxygène forment, avec une bonne approximation, l'empilement cubique de sphères le plus compact. Dans les petites cavités subsistant entre les gros ions d'oxygène, se trouvent les ions métalliques bivalents et trivalents. Dans l'empilement de sphères le plus compact, il subsiste deux sortes de cavités : la première sorte est entourée de quatre ions d'oxygène, ce sont les sites dits tétraédriques, l'autre sorte est entourée de six ions d'oxygène, ce sont les sites octaédriques. Pour la suite de cette conférence, il suffit de savoir qu'il existe deux sortes de sites pour les ions métalliques sans préciser la distribution des ions métalliques sur ces sites.

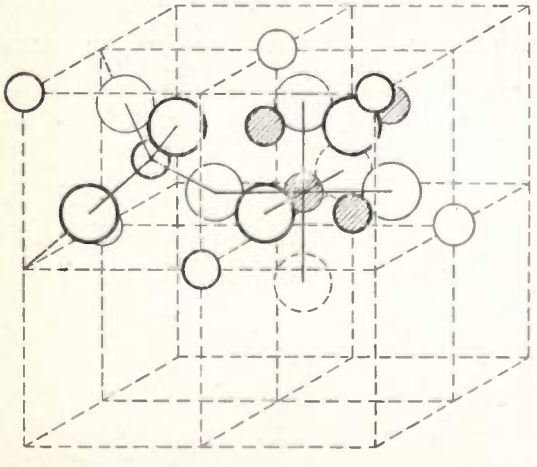


Fig. 1. — Structure spinelle. Les gros ions (oxygène) forment l'empilement cubique de sphères le plus compact. On a indiqué un site tétraédrique et un site octaédrique pour les ions métalliques.

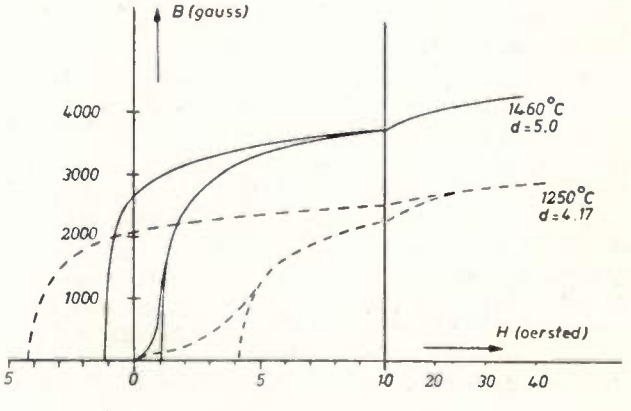


Fig. 2. — Relation entre la courbe d'hystérésis et la densité d'une ferrite fritté à des températures différentes.

La préparation des ferrites s'effectue en général par un procédé de frittage tel que celui utilisé dans l'industrie céramique. Les oxydes métalliques composants sont mélangés, broyés, souvent soumis à un frittage préalable, broyés à nouveau, puis comprimés dans la forme désirée avec intervention des liants nécessaires, et finalement frittés à une température élevée (environ 1 200 °C).

Dans le frittage définitif, l'atmosphère joue un rôle particulièrement important, car elle détermine le degré d'oxydation du produit. Le degré d'oxydation est important par rapport à la résistivité électrique du ferrite. Verwey [1] a déjà démontré que la présence simultanée des ions Fe^{2+} et Fe^{3+} peut

causer une résistivité relativement petite. Le plus souvent on exige des ferrites à résistivité très élevée. Cela peut être obtenu si l'on fritte le ferrite dans une atmosphère suffisamment oxydante. Dans la pratique, on atteint des résistivités supérieures à 10^6 ohm × cm, ce qui signifie qu'on peut presque toujours négliger les courants de Foucault. L'absence totale ou partielle des courants de Foucault dans les ferrites, voilà précisément l'avantage des ferrites comparés aux corps ferromagnétiques métalliques, s'il est question d'applications à de hautes fréquences.

Enfin, nous mentionnerons que le frittage ne fournit pas un matériau rigoureusement massif, mais un produit qui comporte toujours un certain pourcentage en volume de pores et de cavités. L'influence de la porosité sur la courbe d'hystérésis est évidente dans la figure 2. Cette figure donne la courbe d'hystérésis pour deux ferrites ayant la même composition chimique avant le frittage (32 mol % NiO, 18 ZnO, 50 Fe_2O_3). Les ferrites sont frittées à 1 250° C et 1 460° C et la densité est respectivement de 4,2 g/cm³ et 5,0 g/cm³. On voit qu'une diminution de la porosité de 16 % à 8,0 % correspond avec une diminution du champ coercitif de 4,2 à 1,1 oersted.

II. — Introduction de quelques notions sur le ferromagnétisme.

Les corps ferromagnétiques sont hétérogènes du point de vue magnétique. On distingue de petites régions dans lesquelles les moments magnétiques sont parallèles entre eux. Ces régions, aux dimensions de quelques dizaines de microns, sont appelées des domaines de Weiss. Les directions des vecteurs d'aimantation dans deux domaines de Weiss, qui sont voisins l'un de l'autre, sont différentes et entre les deux domaines de Weiss il existe une couche de transition pour les moments magnétiques. Dans cette couche transitoire appelée paroi de Bloch, la direction des moments magnétiques élémentaires varie progressivement entre celles des deux domaines de Weiss adjacents.

Dans cette conférence, nous nous occuperons de la grandeur de l'aimantation spontanée dans un domaine de Weiss et après cela nous discuterons successivement le comportement des ferrites dans des champs magnétiques de faible et de forte intensité.

III. — L'aimantation de saturation des ferrites

Considérons la grandeur de l'aimantation spontanée dans un domaine de Weiss au zéro absolu. Dans les métaux ferromagnétiques à cette température, les moments magnétiques des atomes sont dirigés parallèlement l'un à l'autre. C'est votre compatriote M. Néel qui a émis l'hypothèse que dans les ferrites, c'est quelque chose de différent. Comme nous l'avons vu, les ions métalliques dans les ferrites peuvent occuper deux espèces de cavités et de ce fait on parle des ions tétraédriques *A* et des ions octaédriques *B*. M. Néel [2] a posé en principe que les moments magnétiques des ions *A* sont dirigés anti-parallèlement à ceux des ions *B*. La différence des aimantations des deux espèces d'ions donne une aimantation résultante que nous observons comme une aimantation spontanée. Il s'agit donc d'un anti-ferromagnétisme partiellement compensé, que M. Néel a baptisé ferrimagnétisme. La subdivision en ces deux sous-réseaux est la cause de l'aimantation relativement faible des ferrites. En moyenne, l'aimantation à saturation des ferrites est égale au cinquième de celle du fer. A cause de cela les ferrites ne sont pas utilisés aux basses fréquences où leur faible conductivité n'est pas un aussi grand avantage.

Après avoir vu comment se forme l'aimantation au zéro absolu, nous voulons maintenant discuter de quelle façon cette aimantation à saturation σ dépend de la température T. Par suite de la perturbation thermique, dans un domaine de Weiss, les moments magnétiques ne resteront plus parallèles entre eux et l'on peut s'attendre à une diminution continue de l'aimantation jusqu'au point de Curie, lequel est défini comme étant la température où

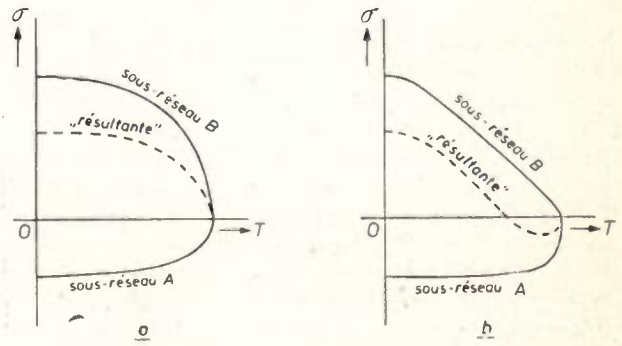


Fig. 3. — Aimantation de saturation comme résultante des aimantations mutuellement opposées des deux sous-réseaux.

il n'y a plus de ferromagnétisme. Pour les métaux ferromagnétiques, dans quelques cas, la courbe expérimentale de σ en fonction de T coïncide à peu près avec la courbe théorique. Pour les ferrites, les conditions sont plus compliquées. Ici, on doit considérer la variation avec la température des aimantations des sous-réseaux des ions *A* et des

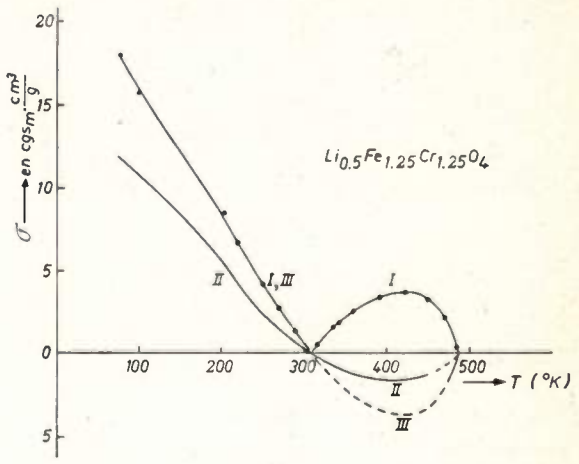


Fig. 4.
I. L'aimantation de saturation de $Li_{0,5}$ $Fe_{1,25}$ $Cr_{1,25}$ O_4 en fonction de la température.
II. L'aimantation rémanente de cette ferrite.
III. L'aimantation spontanée.
(D'après Gorter et Schulkes [3].)

ions B. En principe, l'aimantation de chaque sous-réseau diminuera continuellement à mesure que la température augmente (voir les courbes dans la figure 3 *a*). La différence de ces deux aimantations, représentée par la courbe désignée comme « résultante » dans la même figure, ressemble plus ou moins à la courbe σ en fonction de T pour les métaux. Pour la plupart des ferrites, on trouve expérimentalement des courbes σ en fonction de T similaires à la courbe « résultante » de la figure 3 *a*. Cependant M. Néel a prédit plusieurs autres espèces de courbes, dont nous avons reproduit l'une dans la figure 3 *b*, parce que mon collègue M. Gorter [3] a préparé avec succès une ferrite montrant une telle dépendance de l'aimantation en fonction de la température. Il s'agit d'un ferrite LiFeCr et l'aimantation spontanée passe par zéro à une température de 38°C, voir la figure 4.

IV. — La perméabilité initiale des ferrites.

Une autre propriété des domaines de Weiss, c'est que dans chaque domaine l'aimantation spontanée a une direction fixe, ou plus exactement, en l'absence d'un champ magnétique extérieur, l'aimantation ne peut être orientée que dans une des quelques directions obligatoires. Nous ne voulons pas nous étendre beaucoup sur l'explication de l'origine de ces directions préférentielles. Comme tout le monde le sait, elles sont prescrites par l'orientation des axes du cristal, par les directions des tensions mécaniques internes et par la forme extérieure du corps magnétique. Logiquement, on peut dire qu'un champ magnétique interne force l'aimantation spontanée à se fixer dans une direction spéciale. Nous désignerons ce champ magnétique interne par H_i.

Un champ magnétique H appliqué fera tourner légèrement l'aimantation spontanée de sa direction de préférence à l'intérieur de chaque domaine de Weiss dans la direction du champ appliqué. Il en résultera une aimantation I. Pour des champs assez faibles, on peut dire que I est proportionnel à H, ($I = \chi H$). Ou bien, ce qui revient au même, pour des grandes valeurs de la susceptibilité χ, l'induction B est proportionnelle à H :

$$B = \mu_{rot} H , \qquad (1)$$

formule dans laquelle μ_{rot} signifie la perméabilité initiale correspondant aux rotations des vecteurs d'aimantation des domaines de Weiss. Il est évident que la perméabilité provenant de la rotation est inversement proportionnelle au champ interne H_i :

$$\mu_{rot} \backsim 1/H_i . \qquad (2)$$

Inhérent à cette perméabilité par rotation, est le phénomène de la résonance ferromagnétique, prédit par MM. Landau et Lifshitz [4], et rencontré dans les ferrites par M. Snoek [5].

Qu'est-ce au juste que la résonance ferromagnétique ? Les moments magnétiques élémentaires ont aussi un moment de rotation. On peut dire que les moments magnétiques constituent en quelque sorte des toupies. Lorsqu'une telle toupie est soumise à une certaine force $\vec{h}$ qui tend à l'amener à une nouvelle position d'équilibre, la toupie décrira autour de la direction de la nouvelle position d'équilibre un mouvement de précession ; la fréquence de précession est proportionnelle à la grandeur de la force directrice. La force directrice pour les moments magnétiques est constituée par un champ interne $\vec{H}_i$, et le champ appliqué $\vec{h}$. Pour un champ $\vec{h}$ assez faible, on doit s'attendre à une fréquence de précession ω_{res} des moments magnétiques, qui est proportionnelle à la grandeur du champ interne H_i :

$$\omega_{res} = \gamma H_i \backsim 1/\mu_{rot} \qquad (3)$$

Si l'on applique alors un champ magnétique alternatif d'une fréquence variable, la mesure prouvera que la perméabilité μ_{rot} a les caractéristiques d'une phénomène de résonance.

Dans la figure 5, nous avons reproduit les résultats de mesure de la perméabilité initiale pour un ferrite de nickel fritté. On voit qu'après un petit accroissement, la quantité $\mu - 1$ diminue fortement, et qu'elle prend même des valeurs négatives pour des fréquences suffisamment hautes, tout comme on peut s'y attendre dans un cas de résonance.

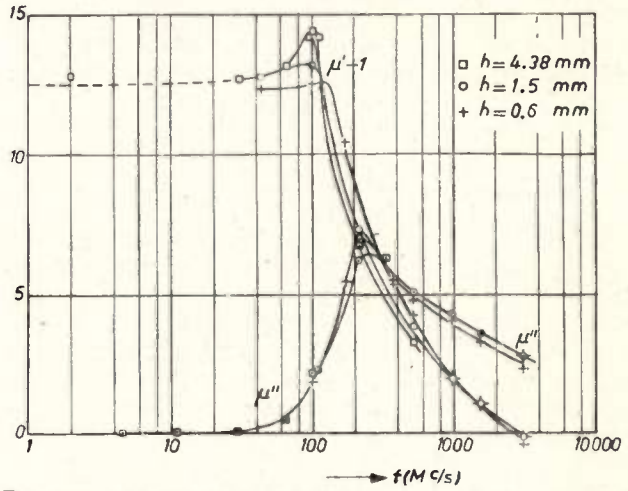


Fig. 5. — La partie réelle (μ') et la partie imaginaire μ'' de la perméabilité initiale d'une ferrite frittée de nickel en fonction de la fréquence.

Généralement, un champ magnétique sinusoïdal de basse amplitude causera, dans un noyau ferromagnétique, une induction à peu près sinusoïdale. A cause des pertes électromagnétiques, la phase de l'induction sera en arrière par rapport à la phase du champ. C'est pourquoi il est d'usage de désigner la perméabilité d'un noyau ferromagnétique par un nombre complexe :

$$\mu = \mu' - j\,\mu'' . \qquad (4)$$

Ceci exprime le fait que l'induction B comprend deux composantes dont l'une est en phase avec le champ appliqué, pendant que l'autre est déphasée en arrière de 90°.

L'angle de pertes δ est donné par la formule :

$$\operatorname{tg} \delta = \mu''/\mu' . \qquad (5)$$

Dans la figure 5, on a reproduit également la partie imaginaire, μ'', de la perméabilité initiale. La quantité μ'' est une mesure pour les pertes électromagné-

tiques, et elle a une valeur maximum à la fréquence de la résonance ferromagnétique.

La figure 6 donne la perméabilité initiale pour une série de ferrites mixtes de nickel et de zinc connue sous le nom commercial de Ferroxcube 4. M. Snoek a trouvé que la perméabilité de ces ferrites augmente avec la teneur en zinc. Il a montré que cet accroissement de la perméabilité correspond à l'abaissement du point de Curie. Les perméabilités initiales des ferrites de la variété Ferroxcube 4 ont été mesurées en fonction de la fréquence. Nous voyons qu'il existe pour la perméabilité de chaque ferrite une région de dispersion. Et comme M. Snoek l'a déjà constaté, il existe une relation entre la valeur de la perméabilité à basse fréquence et la fréquence de la dispersion : $\omega_{res} \sim 1/\mu$, absolument identique à ce que nous avons déduit pour la résonance ferromagnétique (formule 3). En outre,

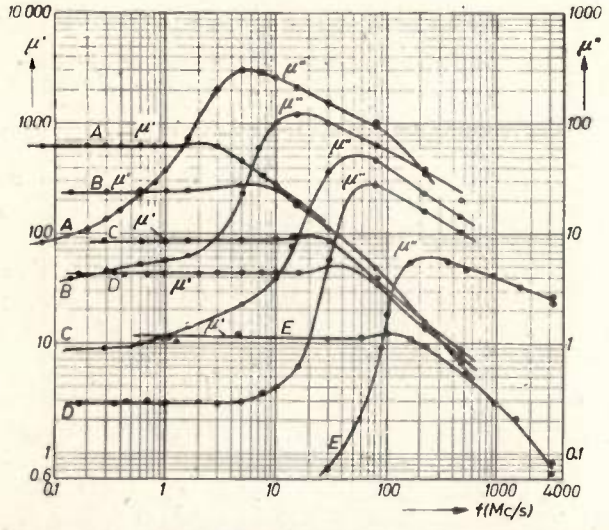


FIG. 6. — La partie réelle μ' et la partie imaginaire μ'' de la perméabilité initiale d'une série de ferrites mixtes de nickel et de zinc (Ferroxcubes 4 *A* et 4 *E*) en fonction de la fréquence

la valeur de la fréquence de résonance trouvée expérimentalement est quantitativement à peu près égale à ce qu'on calcule de la valeur de perméabilité à basse fréquence, si l'on suppose que la perméabilité est pour la plupart causée par des rotations simultanées des moments magnétiques dans chaque domaine de Weiss. Cette hypothèse a été prouvée par des expériences d'une toute autre nature [6]. A cause de la résonance ferromagnétique, toutes les ferrites ont une fréquence maximum au-delà de laquelle on ne peut pas les utiliser avantageusement comme noyau d'une bobine à grand coefficient de surtension. La cause en est la diminution relativement rapide de leur perméabilité, accompagnée par un accroissement énorme des pertes.

V. — LES FERRITES DANS LES TRANSFORMATEURS.

M. Six [7] a montré que les effets de la résonance ferromagnétique ne limitent pas l'usage de ferrites pour les noyaux des transformateurs haute fréquence. Nous tâcherons de donner en peu de mots la partie essentielle de l'argumentation de M. Six. Jusqu'ici nous avons parlé d'une bobine toroïdale de ferrite en tant qu'une self-induction d'une bobine idéale L_s en série avec une résistance R_s, qui remplace les pertes totales dans le noyau :

$$L_s = \mu' L_0$$
$$R_s = \omega \mu'' L_0,$$

formules dans lesquelles L_0 signifie la self-induction de la même bobine sans noyau. Nous avons parlé

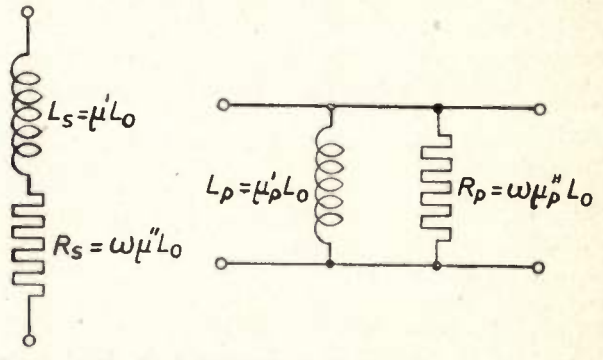


FIG. 7. — Circuits équivalents pour un matériau magnétique (avec pertes) utilisé comme noyau de bobine (circuit magnétique fermé).
a) La perméabilité en série.
b) La perméabilité en parallèle.

du comportement de la partie réelle (μ') et de la partie imaginaire de la perméabilité (μ'') comme fonction de la fréquence.

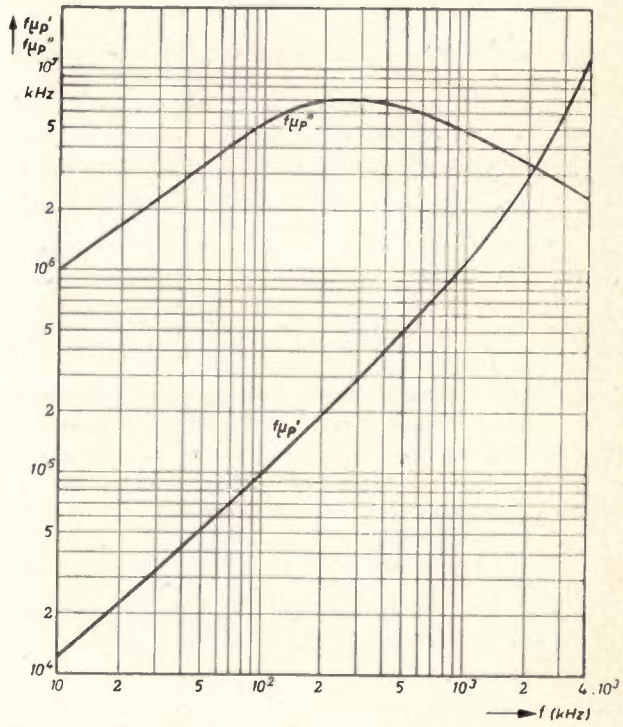


FIG. 8. — Les grandeurs $f_{\mu'p}$ et $f_{\mu''p}$ pour un noyau de transformateur en Ferroxcube 3 *A* en fonction de la fréquence.

Un transformateur peut être schématisé par une induction mutuelle L_p avec une résistance R_p en parallèle, voir la figure 7. Nous négligerons les capacités parasites et les selfs-inductions de fuite.

L'on peut écrire exactement, de façon analogue aux formules ci-dessus,

$$L_p = \mu'_p L^0$$
$$R_p = \omega \mu''_p L_0'' \qquad (6)$$

formules dans lesquelles les quantités μ'_p et μ''_p se déduisent de la perméabilité en série :

$$\mu'_p = \mu' (1 + \mathrm{tg}^2 \delta)$$
$$\mu''_p = \mu'' \frac{(1 + \mathrm{tg}^2 \delta) / \mathrm{tg}^2 \delta}{\mathrm{tg}^2 \delta} . \qquad (7)$$

Afin que les propriétés du noyau de ferrite du transformateur ne limitent pas son usage pour des fréquences élevées, on exige que les impédances ωL_p et R_p, ou bien les quantités $f \mu'_p$ et $f \mu''_p$ ne tombent pas au-dessous de valeurs prédéterminées. Dans la figure 8, on a représenté en abscisse la fréquence f en échelle logarithmique et en ordonnée les quantités $f \mu'_p$ et $f \mu''_p$ pour le Ferroxcube 3 A_4. Cette ferrite a une fréquence de résonance ferromagnétique d'environ 0,5 MHz. Cependant, on voit que la quantité $f \mu'_p$ augmente néanmoins dans toute la gamme de fréquences, et on voit aussi que la quantité $f \mu''_p$ ne tombe jamais au-dessous de la valeur correspondant à une très basse fréquence (12 kHz). Cette figure montre très clairement que le phénomène de la résonance ferromagnétique des ferrites ne limite pas du tout leur usage aux noyaux de transformateurs haute fréquence à large bande passante.

VI. — Les poudres fines de ferrites.

Parlons maintenant de quelques propriétés des poudres fines de ferrites. On peut calculer que si le diamètre d'un grain est assez petit, ce grain se composera essentiellement d'un domaine de Weiss unique. Le diamètre critique dépend de la valeur du champ interne H_i, et a une valeur approximative d'un micron. L'orientation de l'aimantation sera encore déterminée par la forme du grain. Pour des ferrites douces du point de vue magnétique, un grain de la forme d'un crayon aura deux positions d'équilibre pour l'aimantation, à savoir les deux positions dans lesquelles l'aimantation spontanée est dirigée parallèlement à l'axe du crayon. Les couples directeurs sont les mêmes pour toutes les directions perpendiculaires à l'axe du crayon, de sorte que la perméabilité est aussi indépendante de la direction du champ magnétique perpendiculaire à l'axe. La fréquence de précession ou bien la fréquence de la résonance ferromagnétique dépendra de nouveau de la perméabilité initiale comme Snoek l'a trouvé pour des ferrites solides, c'est-à-dire : la fréquence de résonance est inversement proportionnelle à la perméabilité initiale.

Cette loi est inexacte pour des grains qui n'ont pas d'axe de révolution. Considérons un grain de la forme d'un crayon plat de menuisier. La position d'équilibre de l'aimantation sera de nouveau parallèle à l'axe du crayon. Si l'axe n'est pas un axe de révolution, et si nous supposons que $OX > OY$, on peut s'attendre à ce que la perméabilité μ_x mesurée par un champ à la direction OX perpendiculaire à l'axe soit plus grande que la perméabilité μ_y. Pour une agglomération de grains orientés par hasard, on mesurera une perméabilité μ égale à la perméabilité moyenne d'un grain pour toutes les directions perpendiculaires à l'axe. Nous simplifierons et nous ne calculerons la moyenne que pour les deux directions X et Y, ce qui est suffisant pour notre argumentation :

$$\bar{\mu} = \frac{1}{2} (\mu_x + \mu_y) . \qquad (8)$$

Après cette discussion de la perméabilité à basse fréquence, examinons quelle est la fréquence de la résonance ferromagnétique pour un grain de la forme

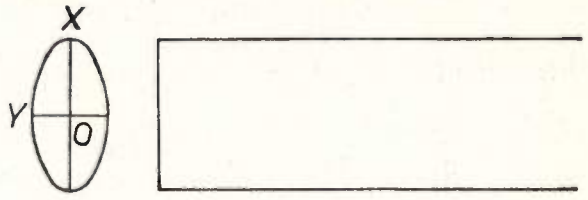


Fig. 9. — Représentation d'un grain qui n'a pas un axe de révolution.

de la figure 9. Au cours de sa précession autour de l'axe du grain, le moment magnétique subira un couple directeur variable par suite des champs de désaimantation différents pour les directions perpendiculaires à l'axe. On peut calculer que la fréquence de précession résultante correspond à un

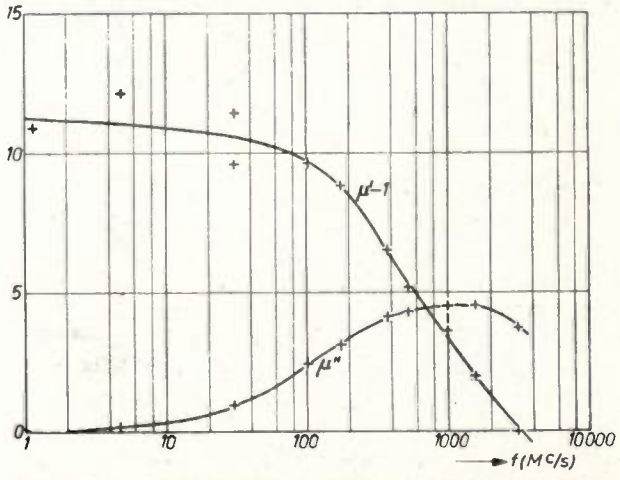


Fig. 10. — La perméabilité d'une poudre de Ferroxcube 3 B en fonction de la fréquence. La fréquence de la résonance ferro-magnétique dans l'état solide est de 2 MHz environ.

couple directeur effectif égal à la moyenne géométrique des couples directeurs. Du fait que ces couples directeurs sont inversement proportionnels aux perméabilités, on trouve la proportionnalité suivante, qui est aussi simplifiée pour deux directions :

$$\omega_{res} \sim (\mu_x . \mu_y)^{-\frac{1}{2}}$$

Si $\mu_x \neq \mu_y$, on a toujours :

$$(\mu_x \mu_y)^{\frac{1}{2}} < \frac{1}{2} (\mu_x + \mu_y),$$

et il en résulte que la fréquence de la résonance ferromagnétique des grains d'une forme quelconque est toujours plus élevée que celle que l'on attendrait de la relation de Snoek (voir la formule (3)).

Dans la figure 10, sont reproduits les résultats de mesures de la perméabilité en fonction de la fréquence pour une poudre de grains fins d'un ferrite mixte de manganèse et de zinc. A l'état solide, ce ferrite a une perméabilité de 1 000 et une fréquence de résonance ferromagnétique correspondante de 2 MHz.

VII. — Comportement des ferrites dans les champs de forte intensité.

Dans la plupart des applications des ferrites, on n'utilise que des champs magnétiques de faible intensité et c'est la raison pour laquelle la perméabilité initiale est la grandeur qui nous intéresse en tout premier lieu. Toutefois, on ne se limite pas à de faibles intensités de champ dans toutes les applications, et c'est la raison pour laquelle, dans la dernière partie de cette conférence, nous voulons indiquer quelques propriétés des ferrites dans des champs magnétiques de forte intensité.

Il est connu que la courbe d'aimantation d'un corps ferromagnétique donne la relation entre la grandeur du champ magnétique appliqué, H, et la grandeur de l'induction produite, B. On peut aussi appliquer un champ sinusoïdal d'amplitude H_{max}, lequel causera dans la ferrite une induction variable d'une amplitude B_{max}. Par la suite, nous désignerons la courbe qui donne la relation entre B_{max} et H_{max}, la courbe d'aimantation à la fréquence en question. Il est

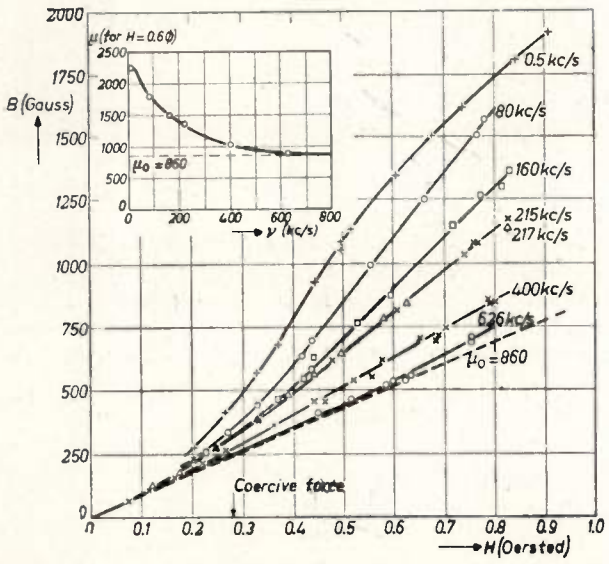


Fig. 11. — Les courbes d'aimantation d'une ferrite fritté de manganèse pour des fréquences diverses.

évident que pour les corps ferromagnétiques métalliques, la courbe d'aimantation dépend de la fréquence à cause de la production des courants de Foucault. Pour les ferrites, il n'est pas question de courants de Foucault et néanmoins on a trouvé [8] que pour quelques ferrites la courbe d'aimantation dépend fortement de la fréquence. Pour toutes les ferrites ayant une perméabilité initiale plus grande que 400 environ, la figure 11 vous donne une idée de cette dépendance. Si la perméabilité initiale de la ferrite est plus basse, on trouve que la courbe d'aimantation ne change pas jusqu'à 2 MHz.

Toutes les ferrites utilisées dans le domaine de la téléphonie, soit dans les bobines pour filtres, soit dans les bobines Pupin, ont une perméabilité initiale élevée. Pour l'emploi de ces ferrites, on est au plus haut degré intéressé par la distorsion causée par un tel noyau dans le circuit. La distorsion est causée

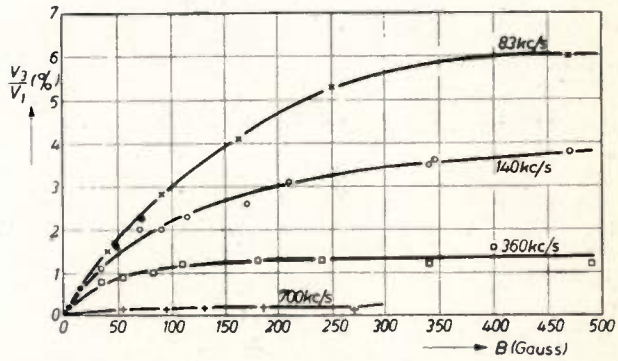


Fig. 12. — La distorsion en fonction de l'induction pour la ferrite de figure 11.

par la non-linéarité de la courbe d'hystérésis du noyau. Dans ce cas, si la courbe d'aimantation dépend de la fréquence, on doit s'attendre à ce que la distorsion dépende aussi de la fréquence. Dans la figure 12, sont reproduits les résultats de mesures de distorsion pour la ferrite dont nous avons donné les courbes d'aimantation dans la figure précédente.

La distorsion est exprimée comme le quotient des amplitudes du troisième harmonique et du fondamental de la tension qu'on mesure aux bornes secondaires d'un transformateur à noyau de ferrite. On voit que la distorsion n'est pas seulement une fonction de l'induction maximum dans le noyau, mais qu'elle dépend aussi de la fréquence, tout comme on doit s'y attendre. La distorsion diminue pour des fréquences élevées. Il n'est donc pas correct d'indiquer les propriétés de distorsion d'un ferrite par un seul facteur de qualité. Il faut plutôt mesurer directement la distorsion à la fréquence à laquelle on désire utiliser la bobine en question. Nous n'avons discuté ici qu'une seule cause parmi plusieurs, pour lesquelles le facteur de distorsion défini par le CCIF est généralement insuffisant pour les ferrites, voir réf. [6] et [9].

VIII. — La courbe d'hystérésis rectangulaire.

Depuis quelque temps, les ingénieurs ont formulé les conditions qu'on doit imposer aux courbes d'hystérésis des noyaux ferromagnétiques, afin que ces noyaux soient pratiquement utilisables dans des éléments de mémoire ou des éléments de sélection, qui ont trouvé une application étendue dans le domaine des machines à calculer. La courbe idéale serait d'une forme rectangulaire, avec comme conditions supplémentaires que le champ coercitif H_c et la valeur de l'aimantation à saturation I_s soient suffisamment faibles. Ces dernières conditions sont étroitement liées à la condition que les pertes

électromagnétiques soient limitées, car les pertes par période sont proportionnelles au produit $H_c \cdot J_s$. L'importance de la condition que le quotient J_r / J_s ne diffère que très peu de l'unité est évidente : seul un champ magnétique négatif doit causer un changement important du flux magnétique, tandis qu'un champ positif ne donnera qu'un changement de flux de peu d'importance. Ces conditions sont rencontrées dans quelques alliages ferromagnétiques.

FIG. 13. — Une bague de ferrite entourée de verre.

Les propriétés des métaux sont dénaturées aux fréquences élevées par suite des courants de Foucault. La conductivité électrique faible des ferrites présente un avantage, et nous finirons cette conférence avec la description d'une méthode pour modifier la courbe d'hystérésis des ferrites.

Cette méthode est étroitement liée au phénomène de la magnétostriction linéaire. Ceci est le phénomène par lequel les dimensions linéaires des corps magnétiques changent par suite du processus d'aimantation. Nous nous limiterons aux ferrites mixtes de nickel et de zinc, lesquelles montrent une contraction dans la direction de l'aimantation, ce qu'on désigne par une magnétostriction négative. Inversement, une réduction de la longueur d'une barre de cette ferrite causera une orientation des moments magnétiques dans la direction de l'axe de cette barre. Cette orientation des moments magnétiques ne signifie pas une aimantation de la barre, car les moments magnétiques seront orientés dans deux sens opposés. Il en résultera une configuration de domaines de Weiss qui sont séparés par des parois de Bloch parallèles à l'axe de la barre. Il est évident qu'une telle configuration donnera une courbe d'hystérésis rectangulaire.

Pratiquement, cette configuration des domaines de Weiss est réalisée dans de petites bagues de ferrites entourées de verre (voir la figure 13). Le verre utilisé a un coefficient de dilatation thermique un peu plus grand que celui du ferrite. Si le verre est alors appliqué à haute température et l'ensemble refroidi jusqu'à la température ambiante, la bague de ferrite subira une pression tangentielle et les parois de Bloch seront parallèles à la circonférence

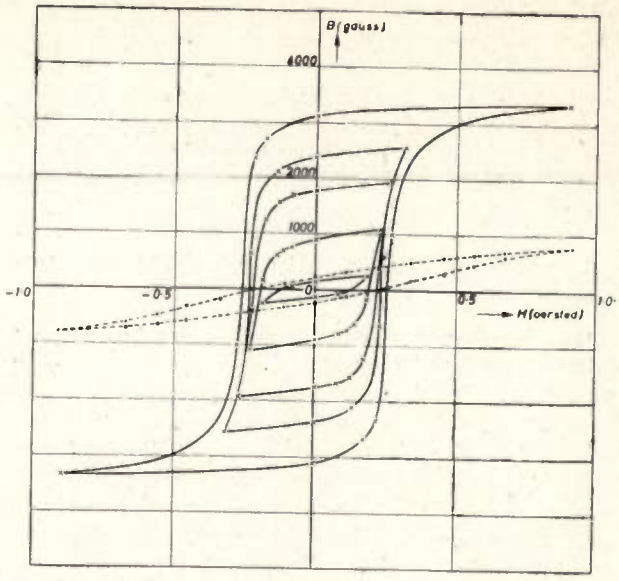


FIG. 14. — Une famille de courbes d'hystérésis pour le Ferroxcube 4 *A* entouré de verre.
Courbe en pointillé : Avant l'application du verre.

de la bague. La figure 14 donne une famille de courbes d'hystérésis.

BIBLIOGRAPHIE

Littérature générale :

J.L. SNOEK. « New Developments in Ferromagnetic Materials ». *Elsevier Publ. Cy.*, Amsterdam - New-York (1947).

J.J. WENT et E.W. GORTER. *Rev. Tech. Philips* **13**, 221 (1952).
H.P.J. WIJN. Thèse Leyde, 1953. *Lab. Rech. Philips*, sept., n° 2.092.

Littérature spéciale :

[1] E.J.W. VERWEY et P.W. HAAIJMAN. *Physica*, **8**, 979 (1941).

[2] L. NEEL. *Ann. Phys.*, Paris, **3**, 137 (1948).

[3] E.W. GORTER et J.A. SCHULKES. *Phys. Rev.*, **90**, 487 (1935).

[4] L. LANDAU et E. LIFSHITZ. *Phys. Zs. Sowjet Union*, **8**, 153 (1935).

[5] J.L. SNOEK. *Physica*, **14**, 207 (1948).

[6] J. SMIT et H.P.J. WIJN. *Advances in Electronics*, **6** (1954).

[7] W. SIX. *Rev. Techn. Philips*, **13**, 317 (1951).

[8] H.P.J. WIJN et J.J. WENT. *Physica*, **17**, 976 (1951).

[9] H.P.J. WIJN. Voir « Soft Magnetic Materials for Telecommunications ». *Pergamon Press*, London (1954). Ed. C. A. Richards et A.C. Lynch.
C.M. VAN DER BURGT, M. GEVERS et H.P.J. WIJN. *Rev. Techn. Philips*, **14**, 207 (1953).

LOCALISATION DE DÉRANGEMENTS SUR CABLES SOUS-MARINS PAR OBSERVATION OSCILLOGRAPHIQUE DES ÉCHOS D'UNE IMPULSION

PAR

M. BLATRIX

Ancien élève de l'Ecole Polytechnique
Ingénieur des Télécommunications
Direction des Câbles sous-marins

ET

M. MAUGARD

Ingénieur-Docteur
Chef de Laboratoire à la Sté L.T.T.

L'utilisation des échos d'une impulsion pour la détection des dérangements sur les circuits a déjà fait l'objet de plusieurs publications, nous ne rappellerons pas le principe de la méthode qui est maintenant bien connue (voir annexe 2).

Le problème qui est posé par les dérangements sur câbles sous-marins n'a pu être abordé qu'après une longue expérimentation sur des circuits présentant des difficultés moins grandes.

En effet, l'étude de la propagation des impulsions montre que la forme des signaux échos obtenus (donc leur plus ou moins grande facilité de discrimination) dépend de la variation des paramètres primaires des circuits de transmission.

L'influence des valeurs de ces paramètres se fait sentir sur l'affaiblissement et la vitesse de propagation des différentes composantes fréquentielles des signaux.

L'expérimentation de la méthode des impulsions a porté successivement sur les circuits aériens de transport d'énergie où elle permet de déceler des signaux échos après des parcours atteignant 500 km, et sur les lignes aériennes de télécommunications sur lesquelles on décèle encore des signaux provenant de défauts situés à 200 km du point de mesure.

La discrimination de signaux lointains sur câbles d'énergie est beaucoup plus difficile en raison de l'affaiblissement notable des composantes de fréquence élevée qui provoque l'arrondissement des signaux ; d'autre part, la variation de vitesse de propagation des différentes composantes entraîne un allongement des queues de signaux. Pratiquement, la précision des relevés devient illusoire dans ces circuits au-delà de 20 km de portée.

L'expérience acquise sur ces principaux types de circuits laissait supposer que l'examen des câbles sous-marins par la méthode des impulsions serait très délicat, les résultats obtenus relatés dans cet article apportent une contribution très intéressante à la recherche des dérangements sur câbles sous-marins.

1. — Rappel de notions relatives aux cables sous-marins.

Avant d'examiner les résultats expérimentaux obtenus dans la localisation de dérangements sur câbles sous-marins, il convient de rappeler quelques notions relatives à ces câbles.

1.1. — Structure.

Ils ont une structure concentrique avec au centre une âme protégée par une armure faite de jute et de fils d'acier dont le diamètre et le nombre sont appropriés aux fonds marins.

L'âme des câbles télégraphiques est constituée d'un toron de fils de cuivre recouvert d'une gaine isolante en gutta percha ou en polyéthylène. On la caractérise, en pratique, par deux nombres : le poids de cuivre et le poids d'isolant par mille nautique. Le circuit est donc constitué par le conducteur central et le milieu extérieur : eau de mer et armure.

Les câbles téléphoniques modernes sont de véritables coaxiaux à diélectrique plein, ils se distinguent des câbles télégraphiques par la nature de l'isolant qui est du polyéthylène et par l'existence d'un conducteur extérieur fait de strips de cuivre à pas long enroulé sur l'isolant.

Les tableaux donnés en annexe 1 précisent quelques caractéristiques.

1.2. — Localisation de dérangements.

Les dérangements affectant les câbles sous-marins sont, soit des défauts d'isolement plus ou moins

graves, soit des ruptures s'accompagnant dans la quasi-totalité des cas de mise à la terre du conducteur.

Les méthodes de localisation classiques ont été mises au point par une longue expérience et ont fait leurs preuves : on mesure, en continu, la résistance du conducteur jusqu'au défaut ou la rupture.

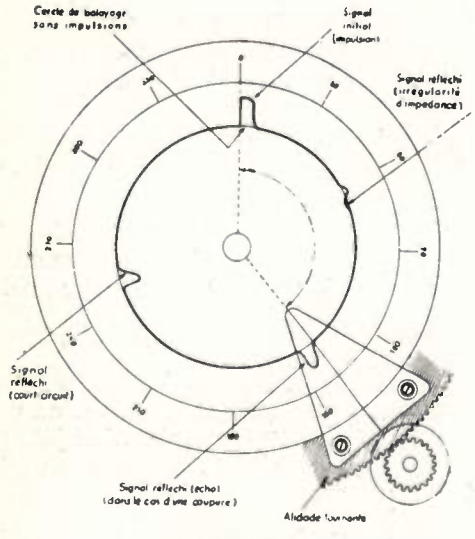
Bien que l'on ne dispose pas de deuxième conducteur, la mesure est facilitée par la résistance nulle de la masse d'eau de mer.

La difficulté du problème provient plus particulièrement de la complexité des phénomènes de contact (cuivre, fer, eau de mer), du comportement des fautes d'isolement et des courants telluriques.

C'est pourquoi l'étude d'une méthode permettant d'exclure ces difficultés, telle que celle qui est basée sur les échos d'impulsions, est du plus haut intérêt.

2. — Résultats obtenus par la méthode des impulsions sur cables télégraphiques.

Les premiers essais ont eu lieu en 1950 sur l'Emile Baudot. La difficulté de faire du « laboratoire » sur un navire en opération a conduit à reprendre cette étude avec l'appareil de série en 1952, d'abord sur des câbles stockés puis sur des cas concrets de câble en dérangement, soit de terre, soit du bord. Les



OSCILLOSCOPE
ET ALIDADE TOURNANTE

Fig. 1.

résultats de cette étude ont conduit à réaliser un prototype dont les performances sont améliorées et qui est en cours d'essais.

Remarque. — La lecture des diagrammes qui sont présentés successivement sera facilitée par l'exemple de la figure 1 qui donne l'allure type des signaux obtenus dans les différents cas.

2.1. — Câbles stockés en cuve.

Les longueurs de câble en réserve sont stockées, en les lovant à plat en couches superposées, dans des cuves cylindriques où on les immerge pour la conservation de la gutta.

Les mesures ont été effectuées sur le circuit constitué par le conducteur intérieur et les fils d'armure.

Nota. — Un mille nautique est égal à 1 852 mètres.

2.1.1. — *Forme des échos. — Portée.*

Les relevés photographiques de la figure 2 montrent la forme des échos obtenus : on remarque qu'elle varie avec la longueur en essai, le front est de plus en plus arrondi et la « queue » du signal de plus

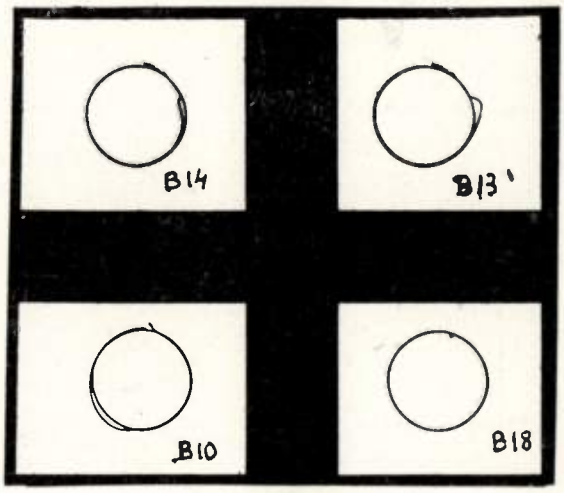


Fig. 2

Appareil de série : Forme de l'écho suivant les longueurs

Cliché	Câble	Longueur en milles nautiques	Nature du dérangement
B 14	type E 230/150	2,1	court-circuit
B 13	» E 230/150	2,1	circuit ouvert
B 18	» AB 230/150	0,3	court-circuit
B 10	» BD 230/150	5,7	circuit ouvert

en plus grande. Etant donné les caractéristiques de transmission, ce résultat expérimental est bien en accord avec les considérations théoriques développées au cours du colloque sur les impulsions.

La conséquence pratique de cette déformation de l'écho est la limitation de la portée qui, avec l'appareil de série, est de 6 milles environ.

2.1.2. — *Etalonnage. — Erreurs.*

Dans ces limites de portée donnant un écho observable, il reste à connaître la vitesse de propagation pour étalonner l'appareil et effectuer des localisations réelles. Cette détermination est d'ailleurs facile ; les valeurs trouvées sont comprises entre 140 000 et 170 000 km/s.

On a noté que cette vitesse dépendait principalement du type de l'âme (plus grande pour les grosses âmes que pour les petites) et également du type d'armure et de l'âge de la gutta ; l'influence de ces deux derniers paramètres est moins bien établie. Ces résultats sont en accord avec la formule qui donne la vitesse de propagation dans les coaxiaux et fait intervenir la nature du diélectrique (âge de

la gutta), les épaisseurs des couches fictives équivalentes (armure), le diamètre extérieur (type de l'âme).

Enfin, il a semblé que la vitesse moyenne diminuait avec la longueur en essai, soit à cause de l'amortissement des fréquences élevées sur les sections longues, soit à cause d'une erreur systématique de lecture due à la forme des échos.

On aurait pu croire que cette dispersion des vitesses de propagation, dont l'analyse est assez complexe, rende toute localisation illusoire. Fort heureusement, il n'en est rien : en traduisant graphiquement les

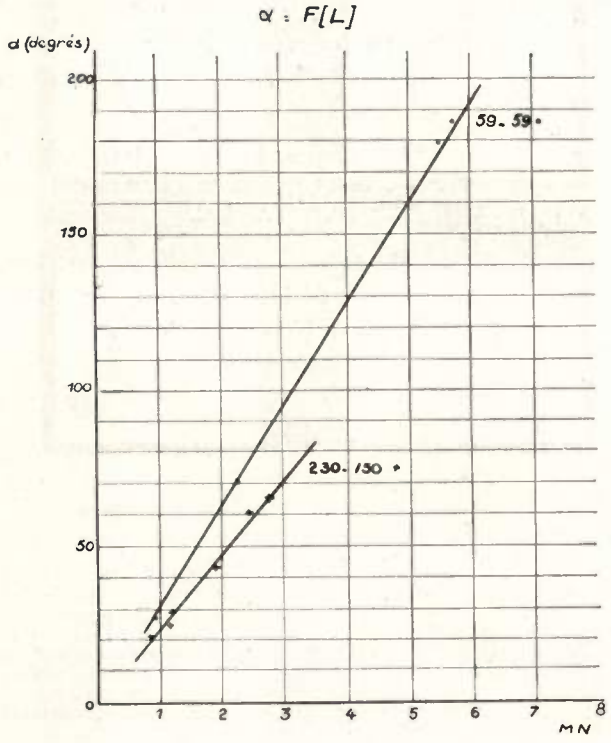


Fig. 3.

résultats en courbe $\alpha = f(L)$, on remarque que les points obtenus ne s'éloignent pas trop d'une droite passant par l'origine et dont la pente dépend du type d'âme. Cette pente, ou l'écart angulaire rapporté à 1 mille, est inversement proportionnelle à la vitesse de propagation (fig. 3).

Il suffit donc, pour un appareil, d'établir ces courbes d'étalonnage pour ensuite avoir la distance du défaut. Les courbes de la figure 4 montrent que l'erreur possible, en distance, due à la dispersion des vitesses pour les âmes 100/80 essayées, est de 1/4 de mille autour de la valeur moyenne.

En dehors de cette incertitude d'étalonnage (qui ira en diminuant, car les résultats expérimentaux plus nombreux feront mieux connaître la vitesse de propagation dans les divers cas), il y a lieu d'examiner l'influence de l'erreur de repérage du front : on peut admettre qu'on repère l'écho avec une erreur de l'ordre de 3 degrés, or la valeur moyenne des écarts angulaires rapportés à un mille est comprise entre 24 et 30 degrés ; l'erreur de repérage est donc comprise entre 1/10 et 1/8 de mille.

Compte tenu des conditions du travail à la mer et par rapport aux incertitudes des méthodes classiques atteignant facilement plus de 5 ohms (soit 0,5 à 2 milles) la précision qu'on peut attendre de la méthode est excellente.

2.1.3. — *Impédance caractéristique.*

A titre documentaire, on a pu déterminer l'impédance caractéristique de quelques types de câble, eu trouvant une bonne adaptation en réel avec un faible résidu imaginaire : les valeurs trouvées sont les suivantes à $\pm$ 2 ohms :

59/59	53 ohms ;
100/80	50 ohms ;
230/150	43 ohms.

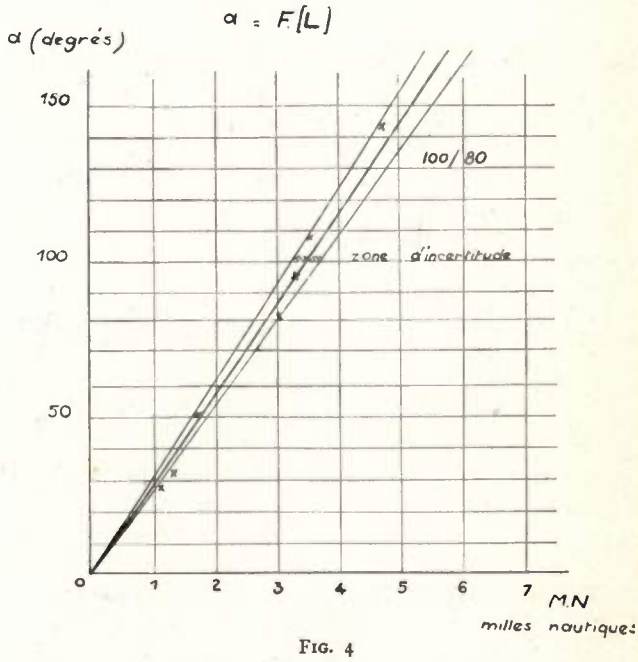


Fig. 4

2.2. — Câbles en mer.

Ayant acquis ces résultats, divers essais ont été faits sur les cas concrets : tous les dérangements rencontrés étaient du type court-circuit.

2.2.1. —

La première localisation a été obtenue sur un câble des îles d'Hyères en mai 1952, elle était excellente. Le résultat le plus intéressant, noté sur ce cas un peu particulier, a été de vérifier que le comportement du défaut ne modifiait effectivement pas la position de l'écho car on disposait de 4 fils sur lesquels les essais en continu n'avaient pas la même allure.

2.2.2. —

En août-septembre 1952 à bord du d'Arsonval, à l'occasion d'une série de réparations sur le câble Brest-Porthourno, on a mis en évidence les faits suivants :

— Des épissures entre sections d'âme ou d'armures différentes ont été repérées ;

— Les ruptures proches ont été localisées exactement (une mesure classique donnait 40 ohms alors

que l'écho plaçait la rupture à 10 ohms, ce qui était exact).

Enfin, ce qui est très important pour justifier l'étalonnage sur câble en cuve, la vitesse de propagation a été trouvée la même que le câble soit allongé sur le fond ou lové dans la cuve du bateau.

2.2.3. —

Enfin aux Açores, en décembre 1952, un mauvais fonctionnement du matériel expérimental ne permet aucune mesure précise, mais prouve la nécessité de prévoir du matériel de qualité approprié pour le travail à la mer.

2.3. — Mise au point d'un nouveau matériel.

Les résultats précédents montrent que la méthode est valable, mais qu'il faut chercher à augmenter la portée. Dans ce but, l'étude a porté sur les points suivants :

— L'amélioration des performances de l'amplificateur-récepteur ;

— Le mode de couplage du générateur d'impulsions au circuit, par l'intermédiaire d'un système différentiel ;

— La largeur des impulsions dont la durée est réglable de 4 à 12 microsecondes ;

— Les procédés propres à rendre visibles des signaux à faible pente par l'emploi de circuits différenciateurs ;

— L'utilisation d'inverseurs de polarité de signaux.

Le prototype qui a été réalisé comporte d'importants perfectionnements, il a permis de faire les essais relatés ici, et l'expérience acquise autorise son achèvement.

Les essais qui ont porté sur des câbles en cuve sont illustrés par les relevés photographiques des figures 5 et 6.

La figure 5 montre les échos en circuit ouvert pour diverses longueurs et permet de comparer avec un relevé analogue fait avec l'appareil de série (photo B 11).

La figure 6 montre les résultats obtenus sur une section longue en court-circuit : il est intéressant de noter :

1° Que l'on voit l'écho en inversant le signal de départ (photo *F* 3), alors que sans l'inverser il est très peu lisible par suite du balayage circulaire adopté ;

2° Que, en utilisant la dérivée (photos *F* 2 et *F* 1), on voit nettement l'écho, avec ou sans inversion du signal au départ.

Au point de vue étalonnage, on a noté que la vitesse de propagation ne dépendait pas de la durée de l'impulsion (4 ou 12 microsecondes), mais que pour les sections longues la vitesse moyenne, en utilisant la dérivée, semblait plus grande, ce qui est normal, car on met en jeu des fréquences plus élevées. Ce fait n'est d'ailleurs pas gênant pour l'utilisateur.

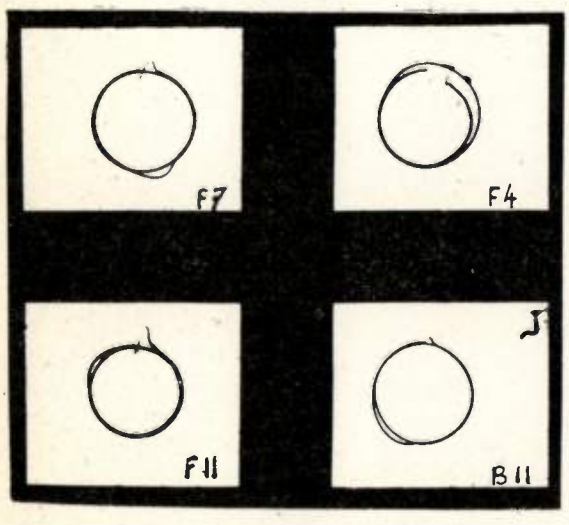


Fig. 5.

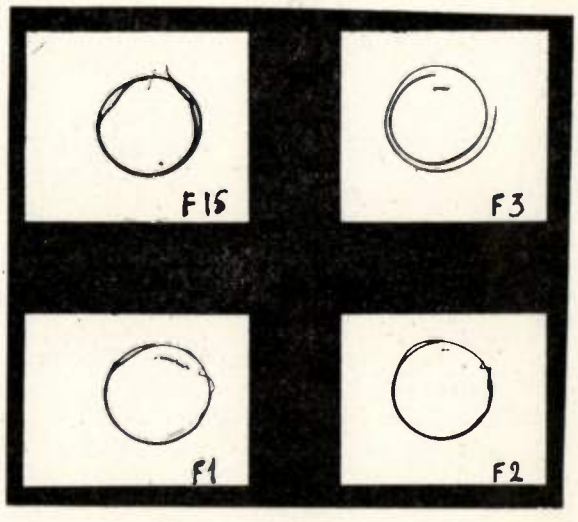


Fig. 6.

Clichés obtenus avec l'appareil de série et le prototype

Cliché	Appareil	Câble	Longueur en milles nautiques	Extrémité
B 11	série	type BD 230/150	5,7	Circuit ouvert
F 7	prototype	» BD 59/59	4,1	»
F 11	»	» AD 100/80	8	»
F 4	»	» E 227/145	11,3	»

Appareil prototype

Cliché	Câble	Longueur en milles nautiq.	Extrémité	Signal
F 15	type AD 100/80	8	Court-circ.	Normal
F 3	» E 227/145	11,3	»	Inversé gain élevé
F 1	» E 227/145	11,3	»	Normal dérivé
F 2	» E 227/145	11,3	»	Inversé dérivé

La portée atteinte est de 12 milles au moins, mais probablement inférieure à 15 milles, soit de l'ordre de 27 kilomètres.

3. — Cables téléphoniques coaxiaux.

Des résultats très satisfaisants ont été obtenus avec l'appareil de série et sont illustrés par les photos de la figure 7.

Un écho très net (12 *A* et 7 *A*) a été obtenu avec le 2e tour du spot sur le câble franco-anglais Audresselles-Douvres de 26 milles de long ; la portée, limitée par la vitesse de balayage est d'au moins 35 milles (65 km).

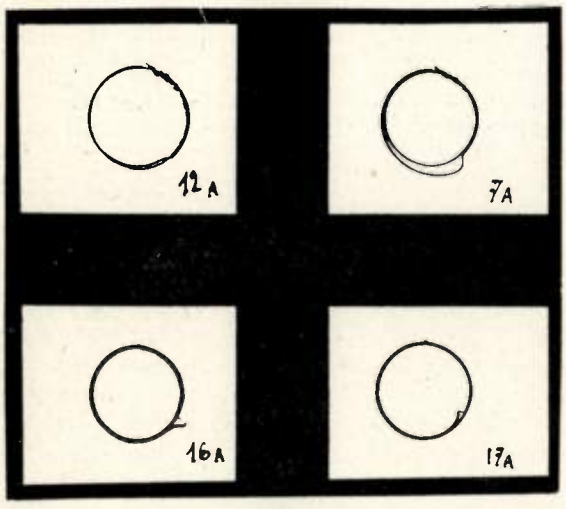


Fig. 7.

Appareil de série.
Essais sur câbles téléphoniques sous-marins.

Cliché		Longueur en milles nautiques	Nature du dérangement
16 A 17 A	essai en cuve	5,9	circuit ouvert court-circuit
.....	.....	.....	.....
12 A 7 A	essai en mer	26 26	court-circuit circuit ouvert

Nota. — Sur les clichés 12 *A* et 7 *A*, l'écho est relevé sur le 2e cercle du balayage, le gain utilisé était faible.

La vitesse de propagation plus élevée est de 200 000 km/s environ et la courbe d'étalonnage est parfaitement linéaire.

D'Audresselles, on a très bien pu vérifier la valeur de l'impédance caractéristique (54 ohms) en faisant boucler le câble sur son impédance caractéristique à Douvres.

En novembre 1952, la localisation d'une rupture sur deux autres câbles franco-anglais à 10 milles environ de Sangatte a été très aisée et totalement confirmée par le câblier anglais qui effectuait la réparation.

4. — Conclusion.

Cette étude expérimentale a donc prouvé que la méthode de localisation de dérangements graves par observations des échos d'une impulsion, était valable avec des limitations en parties inhérentes à la nature du circuit et en mettant en œuvre un appareillage relativement simple et peu encombrant.

4.1. —

Avec les câbles télégraphiques, on n'atteint que des portées de 12 milles, ce qui est faible. Mais on obtient un résultat très rapidement, avec certitude et une grande précision. On peut donc avoir des renseignements fort précieux, soit dans le cas de dérangement près de terre dans des zones souvent encombrées de câbles et où la précision est très souhaitable, soit au cours de travaux au large quand il s'agit de connaître la longueur exacte d'un bout présumé court. La conduite d'une réparation de câble nécessite souvent un choix entre diverses hypothèses et diverses nécessités, la connaissance précise de certains éléments sera toujours précieuse.

4.2. —

Avec les câbles téléphoniques coaxiaux, on a des performances remarquables : les câbles franco-anglais de la Manche et du Pas-de-Calais sont totalement justiciables de cette méthode. Ils le sont également de méthodes basées sur les courbes impédance-fréquence mais la méthode « impulsionnelle » semble d'une mise en œuvre plus rapide.

La distance entre répéteurs, soit du Cannes-Nice, soit des câbles en projet est également totalement accessible, mais il reste encore bien des problèmes à résoudre pour obtenir une localisation de défaut à travers un répéteur.

Annexe 1

Armures

Grand fond	*D*	16 à 21 fils de 2 à 2,5 mm
Intermédiaire léger .	*B*	12 à 14 fils de 4,5 à 5 mm
Intermédiaire lourd.	*E*	10 fils de 7 mm
	BD	double armure : interne : type D externe : type *B*
Côtier.....	*AD*, *AB*	double armure : interne : type *D* ou *B* ext. : fils de 7 à 7,5 mm.

Caractéristiques moyennes

AMES	Diamètre extérieur mm	Résistance ohms par mille nautique (24°)	Capacité microfarad par mille nautique
59/59	7	9,1	0,32
100/80	8	5,3	0,33
230/150	12	2,3	0,37
coaxial 235/310	4,3 - 15,8	2,3	0,18

CARACTÉRISTIQUES DE TRANSMISSION

Fréquences kHz	Affaiblissement décinépers par mille nautique	Impédance caractéristique $A - jB$ (ohms)
Type AB 59/59.		
0,5	0,59	95 - *j* 56
1	0,85	82 - *j* 38
2	1,17	70 - *j* 26
3	1,58	60 - *j* 21
Type Audresselles-Douvres 235/310.		
2	0,32	62 - *j* 15
20	0,64	56 - *j* 2
100	1,34	55,3 - *j* 1,2
500	3,07	54,7 - *j* 0,5
1 000	4,48	54,6 - *j* 0,3

ANNEXE 2

Bibliographie

J.T. SCHOTT. The Lookator (*Bell Laboratories Record*, t. 23, 1945).

M.A. HORMEL. Location of Line Faults (*Electronics*, p. 110, novembre 1944).

Sir E.V. APPLETON. The Scientific Principles of Radiolocation (*J.I.E.E.*, t. 92, Part 1, 1945).

F.F. ROBERTS. New Methods for Locating Cable Faults (*J.I.E.E.*, volume 93, Part III, 1946).

L.R. SPAULDING et C.C. DIEMOND. A transient Fault Locator (*A.I.E.E.* Proceedings, volume 68, 1949).

Bulletin de la Société Française des Electriciens, août-sept. 1948.

M. BAYARD. Cours d'Electricité théorique, tome II.

P.M. PRACHE, H. JANNES, M. TROUBLE et G. CLAVAUD. Cours de Lignes à grande distance, 1954 (5e édition).

Bulletin de la Société Française des Electriciens, juillet 1950.

C. BEGUIN. Localisation des irrégularités de lignes. *Câbles et Transmission*, n° 4, 1951.

R. CAZENAVE. Déformation d'un signal transmis par une ligne parfaitement homogène. *Câbles et Transmission*, octobre 1951.

G. MAUGARD. La Localizzazione dei difetti nei circuite permezzo dell'oscervazione oscillografica di un impulso (*Electrotechnica*, volume XL, suppléments A 1953).

L. MAGGI. Quaderni di Studi e Notizie, volume 8, n° 115.

M. BAYARD. *Annales des P.T.T.*, juin 1933.

R. COUDERC. Cours de lignes sous-marines. Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications.

P. MICHEL. Conférences sur les câbles sous-marins. Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications.

LES MÉTHODES DE SYNCHRONISATION ET DE DISTRIBUTION DANS LES SYSTÈMES MULTIPLEX A DIVISION DANS LE TEMPS

PAR

I. INCOLLINGO

ing. él. (Rome), ing. radio-él. (Liège)

Institut Int. des Brevets. La Haye

Les systèmes multiplex à division dans le temps ont subi, après la guerre, un développement très rapide : on peut prouver cette affirmation en constatant que les groupes de brevets, se rapportant aux multiplex par impulsions, contiennent autant de documents que les groupes du multiplex à division de fréquence.

Si le filtrage est le point essentiel des systèmes à ondes porteuses, la synchronisation et la distribution constituent le problème central des systèmes multiplex à division dans le temps. Sans une synchronisation précise, le système multiplex par impulsions n'a plus de sens.

Pour illustrer les divers aspects de ce problème et les différentes solutions proposées, il faudrait avant tout constater que presque toutes les transmissions modernes utilisent un multiplex. On pourrait faire une première classification de ces systèmes d'après la nature de la communication et distinguer les multiplex typiques pour : Télémesures, Télégraphie, Télévision, Téléphonie ou Radiodiffusion.

De plus nous trouverons des problèmes de synchronisation très semblables aux précédents dans les Machines à calculer et dans la Détection Électromagnétique.

Limitons-nous donc à la synchronisation dans les multiplex ordinaires constitués par un certain nombre de canaux, chaque canal étant modulé par un signal (intelligence) dont la fréquence la plus haute ne dépasse pas les 30 kHz.

Nous pourrions faire encore une deuxième classification pour ces systèmes, c'est-à-dire aller à la recherche des facteurs qui déterminent et influencent la méthode de synchronisation.

Quoique non essentielle, cette classification nous obligerait à dire qu'en première approximation, la synchronisation est fonction du procédé de modulation utilisé.

Nous trouverions alors : synchronisation pour systèmes utilisant une modulation classique des impulsions (modulation en amplitude, modulation en durée, modulation en position ou toutes les transformations possibles).

Modulation d'intervalle.

Modulation delta.

Modulation de code.

Ces différents systèmes peuvent présenter, en ce qui concerne la synchronisation, des aspects communs mais en général le procédé de modulation utilisé leur permet de se faire différencier même dans le choix de la méthode de synchronisation. Exemple typique : la modulation delta, où on peut soit utiliser une impulsion de synchronisation ayant une durée plus grande que celle des impulsions de canal et donc la séparer par un filtre ou intégrateur de durée, soit réaliser la synchronisation par une impulsion ayant la même durée des impulsions de canal mais une fréquence de recurrence fixe, celle du cycle. La synchronisation est basée sur la différence de probabilité de présence qui existe entre les impulsions de synchronisation toujours présentes et les impulsions de canal souvent absentes.

Avant de donner un rapide aperçu des méthodes de synchronisation, il ne faudrait pas oublier que celles-ci sont liées non seulement aux problèmes typiques du multiplex (sélection des canaux), mais encore aux caractéristiques de la transmission et de l'installation.

Transmission.

Les transmissions sont effectuées aujourd'hui sur ondes très haute fréquence, donc par l'intermédiaire de stations relais. Celles-ci nécessitent en général des dispositifs de contrôle susceptibles d'être actionnés à partir des stations terminales si les stations relais ne comportent pas de personnel.

Si, par contre, il y a un personnel de surveillance dans toutes les stations ou seulement dans les plus importantes, il faut prévoir la possibilité d'établir des communications de service entre stations relais surveillées et stations terminales.

Effectuer le contrôle ou l'établissement d'une communication de service par câble, par ligne aérienne ou par la transmission d'une autre onde porteuse H.F. serait anti-économique.

WRH

La tendance actuelle est donc d'utiliser les trains d'impulsions modulées par les signaux dans le but de contrôler le fonctionnement des stations relais non surveillées et dans le but d'établir une communication de service entre stations surveillées intermédiaires et stations terminales.

Ces deux problèmes peuvent être en effet simplifiés par un choix opportun de la méthode de synchronisation. Dans le même ordre d'idées, les stations terminales A et B peuvent être très distantes l'une de l'autre : sur ces grands parcours (par exemple New-York - San Francisco), on peut avoir des villes intermédiaires (I) intéressées à la liaison principale. Il s'agit donc de commuter à la station intermédiaire un certain nombre de canaux assurant la liaison Station A - Station I et de les remplacer par d'autres voies assurant la liaison station intermédiaire I - station terminale B.

Installation.

Les aspects inhérents aux caractéristiques de l'installation se présentent surtout dans le multiplex appliqué comme moyen de liaison entre une station fixe centrale et un certain nombre de stations mobiles.

Ici la synchronisation devient plus compliquée : il faut, en effet, distribuer les canaux émis par la station centrale à des stations différentes et, de plus, effectuer la compensation des différences des temps de propagation causées par les déplacements des stations mobiles. N'oublions pas, d'autre part, qu'en général, on profite de la présence d'une ou des impulsions de synchronisation pour effectuer la stabilisation de la fréquence de l'onde porteuse lorsque celle-ci, par exemple, est modulée en fréquence par les trains d'impulsions modulées en amplitude [1].

La synchronisation n'est plus donc un problème se limitant à la séparation des canaux du multiplex : par sa solution, on a essayé de résoudre d'autres problèmes. D'où multiplication de méthodes et procédés que nous allons essayer de passer rapidement en revue dans ce travail de compilation. *Nous classerons ces méthodes en deux groupes : 1er groupe : les systèmes qui sacrifient une partie du spectre utile et 2e groupe : systèmes qui ne se soumettent pas à ce sacrifice.*

1er groupe.

La méthode la plus classique est celle qui utilise une impulsion ayant une durée *différente* de celle des impulsions de signalisation.

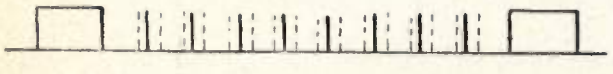


FIG. 1

En effet, le système multiplex classique se présente sous la forme d'une série d'impulsions de canal modulées en position entre les limites de l'espace réservé à chaque canal. Chaque série d'impulsions constitue un train : entre deux trains successifs on introduit une impulsion de synchronisation ayant une durée différente de celle des canaux (fig. 1).

Dans le cas représenté, l'impulsion de synchronisation a une durée plus grande.

Nous avons pourtant défini cette méthode par l'expression « durée différente ». Le cas contraire se présente en effet dans les systèmes multiplex qui combinent deux à deux les impulsions de canal modulées en position : le spectre est constitué par un nombre pair d'impulsions à grande durée et les fronts avant et arrière de chaque impulsion correspondent à deux impulsions de canal modulées en position. Cela offre l'avantage d'utiliser pour la transmission deux changements brusques de la fréquence de l'onde porteuse (fréquency shift) correspondant aux fronts avant et arrière (fig. 2).

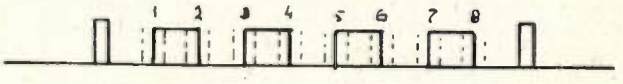


FIG. 2

L'impulsion de synchronisation a, dans ce cas, une durée plus petite que celle des impulsions de canal.

La méthode de synchronisation par différence de durée est la plus employée. L'impulsion de synchronisation sera facilement séparable dans le récepteur au moyen d'un intégrateur de durée. Le distributeur peut être quelconque, dans l'émetteur comme dans le récepteur : ligne à retard, tube à rayons cathodiques, chaîne de multivibrateurs, montage comportant des redresseurs secs, etc., etc...

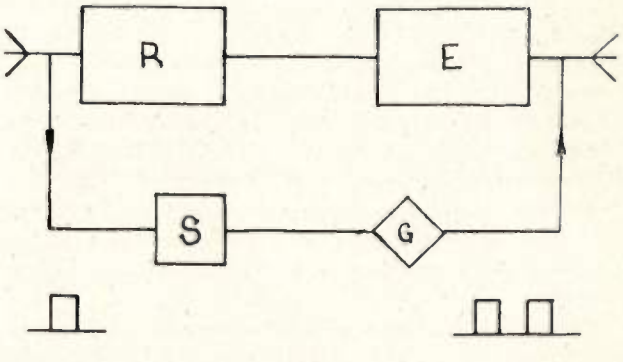


FIG. 3

L'utilisation de cette méthode permet, en même temps, de résoudre les problèmes dérivant de la présence des stations relais.

Lorsque le nombre de stations non surveillées est élevé, on doit pouvoir facilement localiser la station qui n'est plus en fonctionnement et qui, de ce fait, introduit une panne dans tout le système de transmission.

On peut se servir alors des impulsions de synchronisation comme critère de l'existence, dans une station, de la suite des impulsions et donc de la transmission (fig. 3). Chaque station intermédiaire comporte un sélecteur des impulsions de synchronisation : le courant débité par ce sélecteur, bloque un générateur H.F. auxiliaire.

Si les impulsions de synchronisation sont absentes, le générateur auxiliaire est mis en action et émet un signal caractéristique de la station intermédiaire qui ne participe plus à la transmission. Ce signal sera reçu à la station terminale et on pourra ainsi localiser la station en panne. Le courant obtenu par la détection des impulsions de synchronisation peut être de plus utilisé pour effectuer un contrôle de

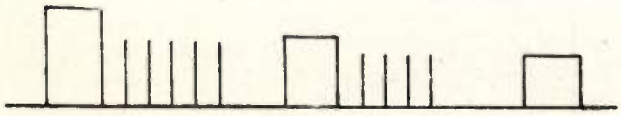


FIG. 4

l'état de fonctionnement de chaque dispositif présent dans la station : on pourrait ainsi savoir si la panne se trouve dans la partie réceptrice ou émettrice et, par conséquent, mettre en service le récepteur ou l'émetteur de réserve, éventuellement présent.

Si, par contre, il s'agit d'établir une communication de service entre des stations surveillées, l'utili-

FIG. 5

sation ultérieure des impulsions de synchronisation à large durée s'avère encore avantageuse.

La méthode la plus simple consiste à sélectionner les impulsions de synchronisation et à les moduler en amplitude conformément au signal de service (fig. 4).

Un deuxième procédé est celui qui sélectionne les impulsions de synchronisation, les différencie et module en position un des deux fronts, tout en laissant inchangée la durée des impulsions (fig. 5).

Pour ne pas prolonger cette énumération, limitons-nous à citer la méthode consistant à laisser immédiatement après l'impulsion de synchronisation,

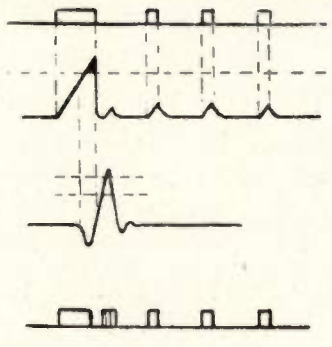


FIG. 6

un espace vide : dans la station intermédiaire on sélectionne toujours l'impulsion de large durée, et, par écrêtage, on produit une impulsion que l'on fait moduler par le signal de service et que l'on introduit dans le spectre (fig. 6).

La station intermédiaire est souvent représentée par une ville intermédiaire de grande importance qu'il faut relier aux stations terminales. La station A émet alors des trains d'impulsions réservées en partie à la station I, en partie à la station terminale B (fig. 7).

La station A peut émettre par contre, un spectre partiellement occupé (fig. 8).

La partie libre est réservée aux canaux de la station I destinés à la station B. La suppression,

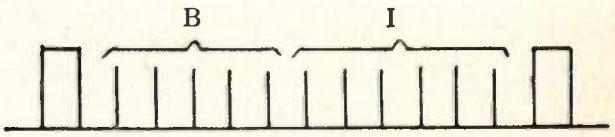


FIG. 7

le remplacement et l'introduction des voies locales sont effectuées, à la station I, par la même impulsion de synchronisation.

Ici non plus on ne manque pas de possibilités. Les communications locales de la station I pourraient, par exemple, moduler en amplitude les trains d'impulsions provenant de A et qui sont déjà modulées en position par les signaux des voies de cette station terminale [4].

Dans tous ces cas, la station intermédiaire comporte un sélecteur des impulsions à grande durée : celles-ci, opportunément retardées, sélectionnent ou introduisent les canaux.

Nous avons voulu rapidement mentionner ces aspects pour montrer les possibilités offertes par la

FIG. 8

synchronisation utilisant une impulsion de durée différente des autres. Cette méthode, comme toutes celles classées dans le premier groupe, si elles sacrifient une partie du spectre (réduction du nombre de canaux), offrent en revanche beaucoup de garanties et permettent facilement de résoudre les problèmes inhérents aux caractéristiques de la transmission et de l'installation.

Une première solution aux problèmes de synchronisation entre un poste fixe et un nombre de stations mobiles est celle proposée par Western Electric et décrite dans le brevet français N° 934.944.

Imaginons un poste principal fixe multiplex et plusieurs stations mobiles constituant chacune un canal du poste principal.

Le poste principal émet autant d'impulsions de canal modulées en position qu'il y a de stations mobiles.

En même temps, on émet une impulsion synchronisante ayant une durée plus large que celle des impulsions de voie. Cette impulsion est produite par le générateur 11, tandis que 10 représente, schéma-

tiquement, le générateur-modulateur des huit voies (fig. 9).

L'impulsion de synchronisation produite dans le générateur 11 contrôle l'émetteur et le récepteur du poste principal. Sur la figure 9 on voit encore l'amplificateur 13 et l'émetteur H.F. 14, fonctionnant

Un poste secondaire mobile est constitué par un récepteur radio 40-41, un sélecteur d'impulsion de synchronisation 42, d'un sélecteur de voie 44 commandé par l'impulsion de synchronisation et par le filtre de canal 45, qui mène à l'appareil d'écoute. La sortie du sélecteur-convertisseur de voie 44 est

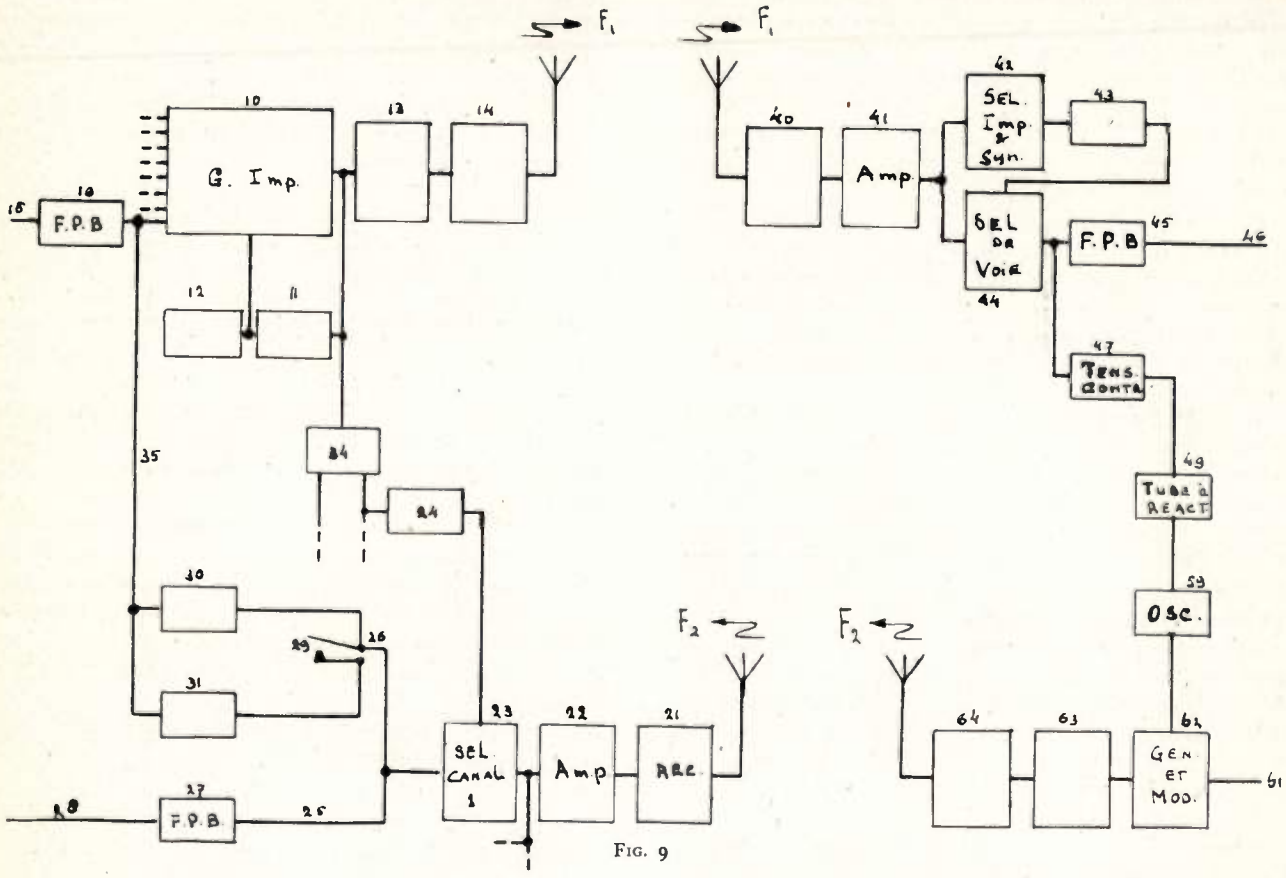


Fig. 9

sur une onde porteuse $F1$. Le récepteur principal par contre reçoit une fréquence porteuse F 2 et comporte un détecteur 21, un amplificateur 22 et un sélecteur de voie 23. La sélection des voies se

reliée à un réseau de déplacement de fréquence de la tension de commande, relié à son tour à un tube à réactance et à un oscillateur 50.

La partie émettrice de la station mobile com-

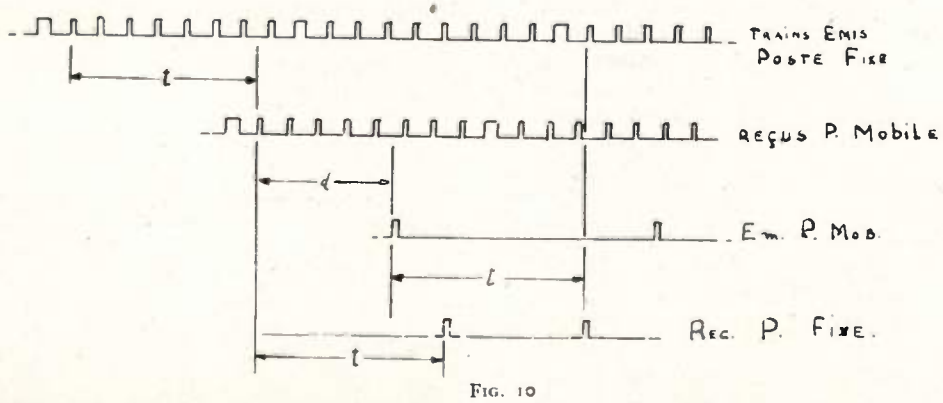


Fig. 10

fait par coïncidence grâce aux impulsions distributrices produites dans le sélecteur de canal 24, alimenté par le générateur principal 34, synchronisé à son tour par l'impulsion de synchronisation de l'émetteur.

Chaque canal comporte un filtre pour les courants de signalisation et, en parallèle, deux réseaux de contrôle de temps 30 et 31.

porte un générateur-modulateur d'impulsions 62' un amplificateur 63, l'émetteur-radio 64.

Voyons maintenant le fonctionnement :

L'émetteur principal émet des trains d'impulsions modulées et l'impulsion de synchronisation.

Si le temps de propagation entre le poste principal et le poste mobile 1 est t, les trains reçus par 1 resteront inchangés par le délai de transmission et l'écartement entre l'impulsion de synchronisation et les impulsions de canal reste constant (fig. 10).

La séparation du canal au poste secondaire mobile n'offre donc aucune difficulté.

Si le poste émetteur mobile émet au même moment son train d'impulsion destiné au canal 1 du poste principal, celui-ci sera reçu au poste principal après un temps t.

Le train 1 émis par le poste secondaire est reçu donc au poste principal lorsque le canal 1 auquel il est destiné, est fermé.

Le train 1 tomberait alors dans le canal 5 de réception du poste principal : d'où confusion.

Imaginons, par contre, d'émettre depuis le poste secondaire avec un retard d, fonction de la distance entre le poste fixe et mobile : alors le train 1 est reçu lorsque le canal 1 du récepteur du poste principal est ouvert.

Il s'agit, en définitive, de contrôler en fonction de la distance variable entre poste fixe et mobile, le retard d à introduire dans l'émission du poste mobile.

Au poste principal, on détecte par un réseau spécial la position de l'impulsion reçue par rapport à la position de l'impulsion émise. Cette différence de temps est transformée en une tension continue, qu'on peut appeler tension « pilote ».

Au poste principal, l'impulsion de voie émise est modulée par la variation de sa position sous l'effet de cette tension continue. Au poste secondaire, la même tension continue « pilote » est détectée et utilisée pour produire le retard dans l'émission ; cela s'obtient par variation de la fréquence, donc de la phase, de l'oscillateur de base 50 qui détermine la fréquence de récurrence des impulsions à émettre. Or, les variations ou retards à introduire sont très faibles. On peut démontrer en effet que pour une vitesse relative entre postes fixe et mobile de 885 km/h la largeur de la bande assignée à un canal varie au maximum de 2 cycles. Si on place dans chaque canal un réseau de contrôle du temps, ou un filtre de bande de 2 cycles, celui-ci sera susceptible de détecter les variations de la largeur de bande, donc les écarts entre impulsions reçues et émises. La sortie de ce filtre est la tension continue qui module à une fréquence très basse, les impulsions de canal.

Ce filtre assure donc le synchronisme une fois le contact établi, c'est-à-dire une fois que le canal de la station mobile 1 est reçu dans le canal récepteur 1 du poste principal.

Pour l'établissement du premier contact, chaque canal comporte un réseau de contrôle du temps ou filtre à large bande. Si l'on s'imagine que les 7 canaux des autres voies soient déjà en synchronisme, c'est-à-dire qu'ils sont sous le contrôle des filtres 30 à bande très étroite, et que l'on veuille établir le contact avec le poste mobile 1, on ferme le canal récepteur sur le filtre 31 et on imprime à l'impulsion chercheuse reçue du poste mobile 1 un mouvement de balayage rapide, à travers les voies à une fréquence par exemple de 100 cycles. Seulement le filtre 31 du canal 1 sera sensible à cette variation rapide de la bande et pourra détecter la présence de l'impulsion balayée. Au moment où le filtre à large bande détecte l'impulsion 1, le contact est établi, le filtre étroit est connecté pour assurer le synchronisme et compenser les variations de positions dues aux déplacements de la station mobile.

La synchronisation est donc réalisée par une impulsion de large durée et par une modulation auxiliaire fonction des variations de distance.

Le système qu'on vient de voir est un système multiplex à division dans le temps utilisant deux fréquences différentes pour les deux sens de transmission. Il est donc à division dans le temps avec division de fréquence.

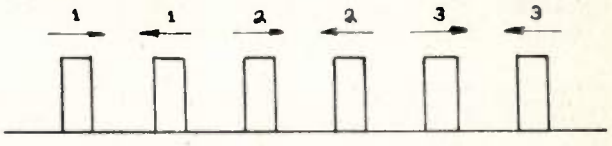


FIG. 11

On utilise, par contre, plus fréquemment des systèmes à double division dans le temps : une fréquence porteuse pour la voie aller et pour la voie retour (5).

Le spectre se présente alors comme suit (fig. 11) : on utilise l'espace compris entre deux impulsions successives d'émission pour la réception d'une impulsion. En effet, pendant ce temps l'émetteur fonctionnant sur une fréquence f_0 ne peut pas influencer le récepteur accordé aussi sur la fréquence f_0.

La distribution des impulsions peut être irrégulière, par exemple (fig. 12) :

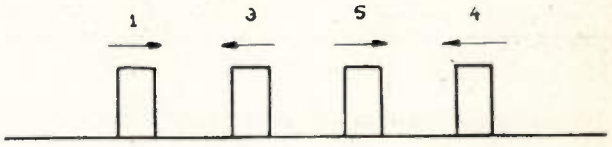


FIG. 12

La solution à l'application d'un système à double division dans le temps pour l'établissement de communications entre postes fixes et mobiles, proposée par Siemens (Brevet allemand N° 868.632) est la suivante :

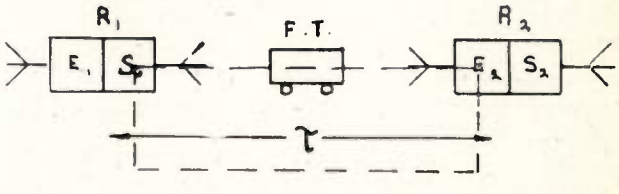


FIG. 13

Imaginons que les stations mobiles soient représentées par des voitures sur une autoroute.

On place le long des chemins en question des stations relais comportant chacune un récepteur, un émetteur et deux antennes directives.

La compensation des temps de propagation est réalisée grâce à un principe totalement différent : le sens de la transmission entre postes mobiles et

postes fixes est « *un et un seul* ». La station mobile F.T. établit son contact comme suit : elle émet vers le récepteur E_2 de la station fixe R_2, mais elle reçoit depuis l'émetteur S_1 de la station fixe R_1. La communication du poste mobile captée par E_2 est retransmise par exemple par câble à la station R_1 qui, via l'émetteur S_1, donne l'information demandée au poste mobile (fig. 13).

La somme des distances F.T. - E_2, E_2 - S_1, S_1 - F.T. reste constante malgré les déplacements de F.T. et aucune compensation n'est plus nécessaire.

Pour la retransmission de la communication de E_2 à S_1, on peut utiliser le relais hertzien présent sur l'autre piste de l'autoroute ou du chemin de fer. Si les impulsions sont modulées en position, on peut avec une tolérance maxima de 2 μs couvrir une région comprise dans une ellipse dont le grand-axe est la distance entre les postes fixes et le petit axe est de 5,5 km.

La tolérance peut être plus grande, donc la région intéressée beaucoup plus vaste, si, au lieu d'une modulation des impulsions en position, on module les impulsions de canal *en fréquence*.

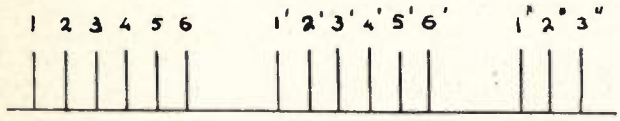


FIG. 14

On peut ainsi théoriquement couvrir l'étendue d'une ville ou d'une région industrielle à grand trafic. La synchronisation est effectuée même dans ce cas par une impulsion de large durée.

Tout en restant dans le même groupe (systèmes qui sacrifient pour la synchronisation une partie

FIG. 15

du spectre), on peut éliminer l'impulsion de synchronisation ayant une durée plus longue que les impulsions de signalisation et rendre l'intervalle de temps entre les trains d'impulsions successifs supérieur à l'intervalle de temps entre les impulsions de chaque groupe [6].

Le spectre se présente alors comme sur la figure 14.

FIG. 16

Un intégrateur d'intervalle entre impulsions suivi d'un écrêteur permet facilement, à la réception, de produire une onde ou un train d'impulsions ayant la fréquence de l'intervalle entre groupes d'impulsions.

Ce système présente un désavantage en ce sens que, si pour une raison quelconque une ou plusieurs impulsions de canal venaient à manquer, la synchronisation en souffrirait (fig. 15).

Un procédé de synchronisation, qui peut être encore classé dans le premier groupe, est celui qui utilise toujours un espace de synchronisation occupé cette fois par un nombre d'impulsions de durée égale ou non à celles des impulsions de voie.

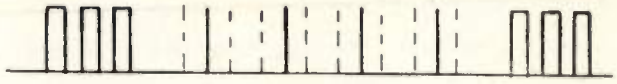


FIG. 17

Il y a en général deux [7] ou trois [8] impulsions de synchronisation qui occupent un espace égal ou non à l'intervalle entre deux impulsions de canal.

Le spectre se présente sous la forme de la figure 16 ou sous la forme de la figure 17.

La séparation du groupe d'impulsions de synchronisation est très facile à réaliser : on peut employer encore des intégrateurs, des dispositifs sensibles au nombre d'impulsions, des circuits oscillants, etc. Le distributeur, pour un système utilisant ce dernier procédé de synchronisation, peut être quelconque, comme pour le cas précédent.

Les méthodes de synchronisation vues jusqu'ici s'appliquent en général aux systèmes demandant une synchronisation simple et sûre. Ce sont les procédés les plus employés dans la technique de la transmission de téléphonie H.F. entre postes fixes comportant un nombre de canaux très élevés ou entre postes fixes et mobiles.

2me groupe.

Malgré l'avantage de la simplicité et de la sûreté offert par les méthodes précédentes, tout le monde cherche à gagner du temps (c'est le cas de le dire !) et à supprimer l'espace occupé par la ou les impulsions de synchronisation. L'inconvénient dû à la perte de cet espace a son importance dans les systèmes avec un nombre relativement bas de canaux.

1re méthode.

Imaginons des trains d'impulsions modulées en position et non séparés par des impulsions ou par des espaces de synchronisation. Au récepteur, on peut placer un circuit oscillant de qualité très élevée ou un oscillateur synchronisé sur la fréquence de toutes les impulsions (figure 18).

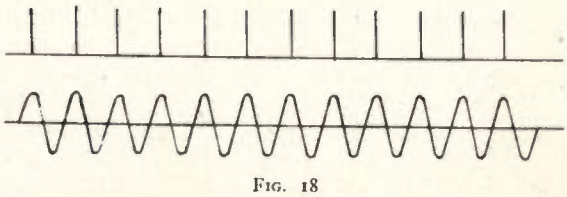


FIG. 18

L'onde de sortie correspondra en fréquence à l'espacement moyen des canaux. Si la fréquence du cycle est 10 kHz et l'on transmet 10 canaux, on obtient une onde sinusoïdale à 100 kHz. Par réduction de la fréquence, on peut obtenir une onde sinu-

soïdale à 10 kHz qui sera fournie aux différents déphaseurs, constituant le distributeur.

Dans ce cas qui peut paraître très simple, il faut tenir compte du fait que les impulsions se déplacent à cause de la modulation. L'espacement moyen des

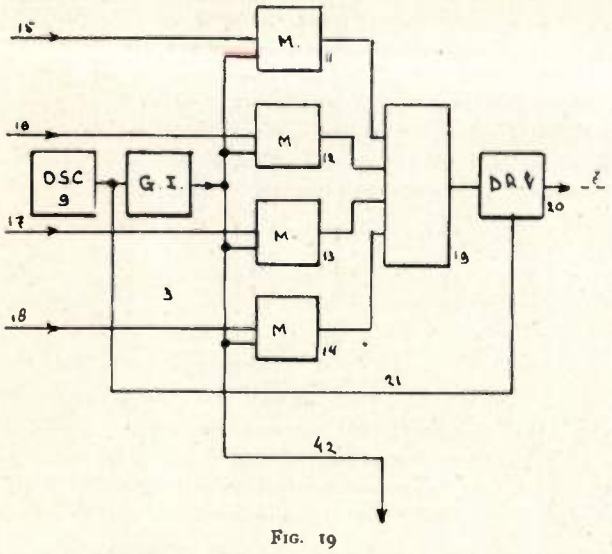


FIG. 19

impulsions de canal varie et il faudrait un circuit oscillant de qualité très élevée pour uniformiser les petites variations qui se produisent dans l'espacement. Elles entraînent un déplacement de phase entre l'onde de synchronisation utilisée à l'émetteur et celle produite au récepteur [9].

déjà modulées en position ou en durée par les communications des voies.

Si l'on examine un de ces systèmes (celui décrit dans le brevet français N° 960.543), on voit qu'un générateur de base produit une onde sinusoïdale ayant la fréquence du cycle (fig. 19).

Un générateur d'impulsions alimente des éléments retardeurs qui déplacent les impulsions de canal conformément à la tension du signal modulateur. Les impulsions modulées de tous les canaux sont appliquées ensuite à un dispositif à retard variable 20 en même temps que l'onde sinusoïdale fournie par le générateur 9 de base. Le résultat en est la modulation en phase des trains d'impulsions par l'onde sinusoïdale et cette modulation est ajoutée à la modulation individuelle des trains d'impulsions de voie. Cette deuxième modulation n'a pas d'effet sur la modulation des trains d'impulsions de voie individuels, mais affecte seulement leur espacement mutuel. Le rapprochement de certaines des impulsions de voie signifie que la profondeur de modulation doit être légèrement réduite : cette réduction de l'espace de signalisation offre un peu de place au signal synchronisant (fig. 20).

Les fréquences des signaux de modulation sont faibles par rapport à celle de l'onde sinusoïdale qui, de ce fait, peut être facilement extraite au récepteur au moyen d'un filtre passe-bande.

L'amplitude de l'onde sinusoïdale peut être faible ; la réduction de l'espace de signalisation des canaux rapprochés est moindre que l'espace occupé par un train d'impulsions synchronisantes.

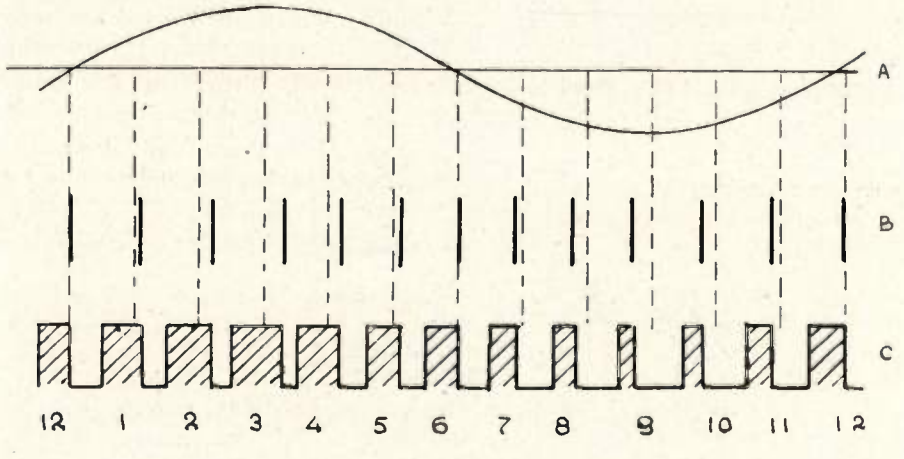


FIG. 20

2me méthode.

Onde de synchronisation ajoutée comme modulation auxiliaire (brevet français N° 960.543).

Toujours dans le but de gagner la fraction de l'espace de synchronisation et de réduire la bande de fréquence qu'il est nécessaire d'attribuer au système, on a proposé d'effectuer la synchronisation au moyen d'une onde périodique ayant la fréquence du cycle et qui module les trains d'impulsions de canal

Comme variante, on peut appliquer l'onde de base à tous les générateurs d'impulsions de canal de manière à donner une autre modulation appliquée, cette fois, sur chaque train individuel [10]. Ce système trouve large application dans la signalisation, c'est-à-dire dans l'émission de signaux d'appel [11].

Lors de l'application de ce procédé de synchronisation, la distribution par des éléments déphaseurs séparés par onde sinusoïdale ou pour impulsions semble plus avantageuse.

Synchronisation par écrêtage.

Elle devrait comporter une impulsion ayant une grande amplitude relativement aux amplitudes des

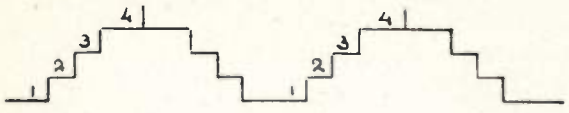


FIG. 21

impulsions de canal. Ce procédé n'a pas eu trop de succès.

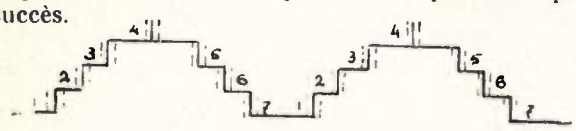


FIG. 22

Nous le citons surtout en connection avec le système multiplex vertical de Grieg [12] caractérisé par la production d'une onde d'impulsions en gradins dans laquelle la largeur horizontale de l'impulsion à chaque gradin est modulée conformément à un signal différent.

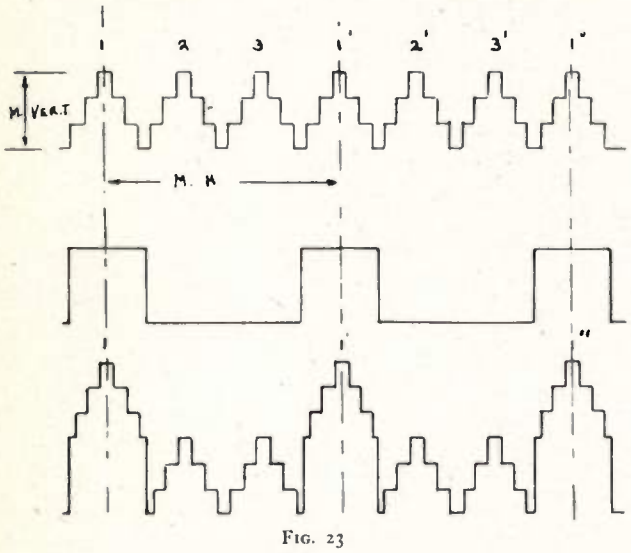


FIG. 23

Chaque gradin peut être modulé par un signal où la distance dans le temps entre deux gradins parallèles détermine la modulation des diverses voies ou les fronts avant et arrière de chaque gradin sont modulés en position par deux signaux différents (fig. 22).

Dans le cas de multiplex vertical simple, la séparation des canaux peut être effectuée par écrêtage. Chaque canal comporte une lampe ou un redresseur polarisé au niveau du gradin correspondant. Si les ondes complexes sont transmises à la fois en multiplex vertical et horizontal, c'est-à-dire si le spectre comporte plusieurs impulsions complexes, on peut,

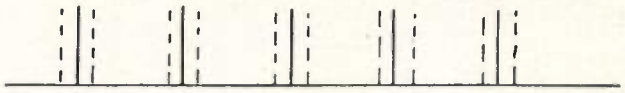


FIG. 26

soit se passer de l'impulsion de synchronisation (fig. 23) et par un circuit à grande surtension produire à la réception une onde ou un train d'impulsions ayant la fréquence de répétition du système horizontal et effectuer par coïncidence la séparation des

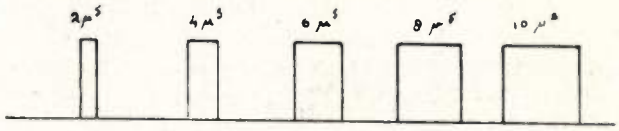


FIG. 27

ondes du même groupe, soit introduire une impulsion de synchronisation (fig. 24) ayant une caractéristique quelconque dans le but toujours de produire à la réception l'onde de coïncidence pour la séparation des systèmes multiplex verticaux simples.

Ensuite la séparation des canaux de chaque groupe s'effectue encore par l'écrêtage.

Les distributeurs sont dans ces systèmes des éléments double-diode polarisée à des niveaux différents.

Cela, aussi bien au récepteur qu'à l'émetteur,

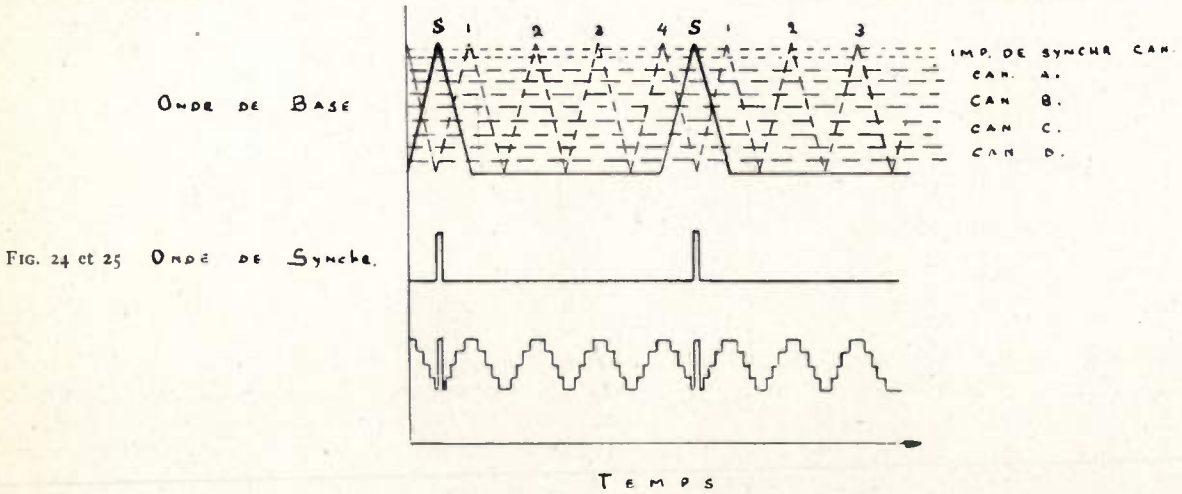


FIG. 24 et 25 ONDE DE SYNCHR.

Sur le sommet de l'onde à gradin est présente, en outre, une impulsion de canal modulée en position (fig. 21).

puisque l'onde complexe est produite par écrêtage d'une onde sinusoïdale ou d'une onde en dents de scie (fig. 25).

Synchronisation sans distribution : conformation [13].

Les diverses voies des systèmes utilisant ce procédé sont représentées, chacune, par une série d'impulsions dont une caractéristique est modulée par un *signal d'identification*.

Imaginons d'avoir des trains d'impulsions modulées en position par l'intelligence (fig. 26).

Donnons à chaque série de canal une caractéristique de forme différente de celle des séries des autres canaux, par exemple : donnons aux impulsions du train de la voie 1 une durée de 2 μs, aux impulsions du train de la voie 2 une durée de 4 μs et ainsi de suite. Le train est alors comme indiqué à la figure 27.

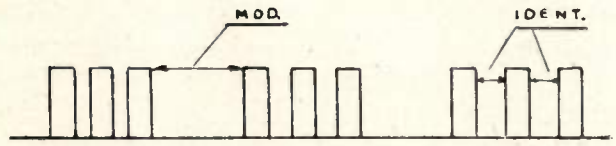


Fig. 30

Chaque modulateur de canal est suivi ainsi par un conformateur : au récepteur le distributeur est représenté par des détecteurs des signaux d'identification, qui, dans ce cas, sont des intégrateurs de durée (fig. 28).

Nombreuses sont les possibilités qui dérivent de l'application de ce principe. Le signal d'identification peut être constitué par la durée, par l'amplitude, par la pente des flancs avant et arrière, par la position dans le temps, par la fréquence de récurrence des impulsions. Par exemple : le canal 1 est modulé en amplitude et subit une conformation de position dans le temps ; le canal 2 est modulé en position et subit une conformation de durée, le canal 3 est modulé encore en position mais présente le front arrière incliné ; le canal 4 est modulé en durée mais est combiné avec une impulsion latérale ; et ainsi de suite (fig. 29). Une autre possibilité [14] : chaque canal comporte deux ou trois impulsions : le signal d'identification est donné *par la distance* entre impulsions variable de canal à canal. La modulation est fournie par l'intervalle entre groupes (fig. 30).

Ce procédé trouve large application dans les systèmes à stations mobiles et dans les systèmes quasi-radar.

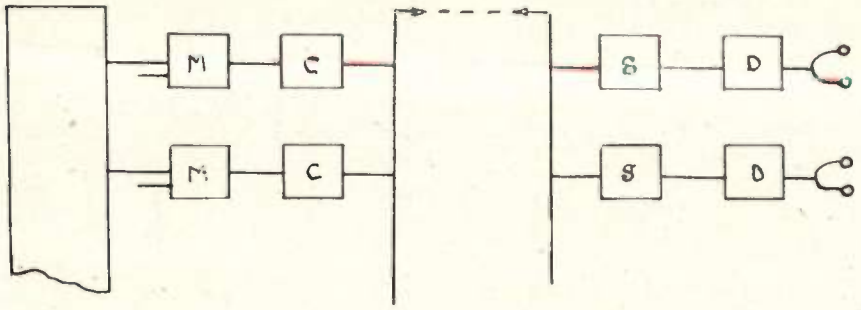


Fig. 28

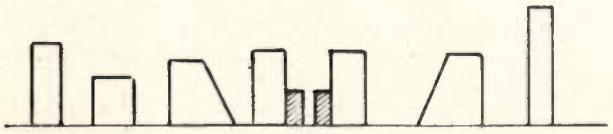


Fig. 29

Une dernière méthode de synchronisation et distribution est celle utilisant le principe *des récepteurs panoramiques*. On sait que pour la surveillance automatique des émissions en cours dans une gamme de fréquence déterminée, on utilise un récepteur dont la fréquence d'accord est soumise à un balayage continu. Le balayage peut être rendu visible sur

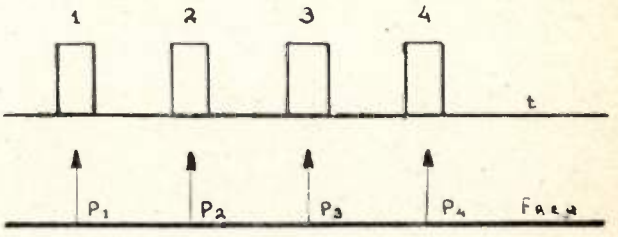


Fig. 31 et 32

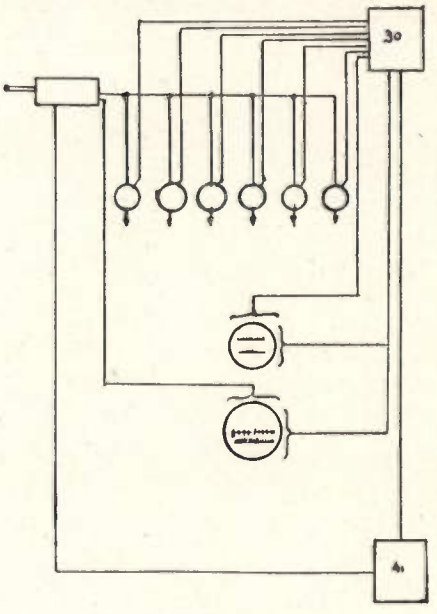


Fig. 33

un appareil indicateur, par exemple, un oscillographe.

Si on balaye la gamme de fréquence couverte par le récepteur par une variation de la fréquence de l'oscillateur local, on peut produire sur l'écran de l'oscillographe une impulsion correspondant à une émission ayant la fréquence de la gamme explorée.

Dans la figure 5 du brevet français N° 959.694, on voit le récepteur pour un système multiplex à division dans le temps utilisant ce principe. Imaginons d'avoir produit dans l'émetteur une série d'impulsions de canal modulées en position en durée ou en amplitude (fig. 31).

Faisons correspondre à chaque impulsion de canal une onde porteuse différente (fig. 32).

Donc l'impulsion du canal 1 est émise sur une porteuse P_1, celle du canal 2 sur une porteuse P_2, etc.

Le récepteur est relié par câble à l'émetteur. Il comporte un récepteur 23 dont la bande passante est modifiée de façon continue au moyen d'une onde sinusoïdale de balayage produite dans le dispositif 41 (fig. 33). Si à l'instant 1 par exemple, l'accord du récepteur aura la valeur correspondante à la porteuse P_1, seulement le signal modulé sur la porteuse P_1 pourra passer.

A ce même moment, un circuit générateur d'impulsions de coïncidence 30 commandé par l'onde de balayage produite dans 41, ouvrira le canal 1 tandis que tous les autres canaux seront bloqués. La même chose à un instant plus tard, puisque l'onde de balayage aura modifié l'accord du récepteur de façon telle que celui-ci sera accordé au moment 2, sur la porteuse P_2 et ainsi de suite. Deux tubes à rayons cathodiques permettent de visualiser les traces des impulsions reçues.

Au lieu d'employer le distributeur 30, on pourrait utiliser la lumière des impulsions reproduite sur l'écran d'un tube oscillographe et commander l'ouverture des canaux par des cellules photo-électriques.

RÉFÉRENCES

[1] Brevet anglais, N° 577.758.
[2] Brevet anglais, N° 679.901.
[3] Brevet français, N° 1.023.087.
[4] Brevets anglais, N°s 600.272, 600.273 ; français, N° 941.112, addition, N° 57.635 (951.330). Brevet suisse, N° 281.297.
[5] Brevets anglais, N° 574.627 ; américains, N°s 2.527.558, 2.425.314 ; français, N° 910.624.
[6] Brevet français, N° 1.007.157.
[7] Brevets anglais, N° 628.833 ; américain, N° 2.532.843.
[8] Brevets anglais, N° 590.066 ; français, N°s 986.544, 987.050, 962.553 ; américain, N° 2.542.991.
[9] Brevet français, N° 928.311.
[10] Brevet français, N° 935.522.
[11] Brevet américain, N° 2.546.974.
[12] Brevet français, N° 938.718.
[13] Brevets français, N°s 951.330, 954.531, addition, N° 57.641 brevet suisse, N° 281.610.
[14] Brevets anglais, N° 610.774 ; français, N° 978.308.

SUR CERTAINS RÉSEAUX PASSIFS EN RÉGIME TRANSITOIRE

PAR

M. M.-D. INDJOUDJIAN

Ingénieur des Télécommunications
Service des Recherches
et du Contrôle Techniques des P.T.T.

I. — Résumé de l'étude.

Nous nous proposons d'étudier une famille de quadripôles passifs que l'on peut regarder soit comme des filtres passe-bas, soit comme des réseaux approchant une ligne à retard idéale.

Si l'on désigne par p la pulsation complexe, la fonction de transfert du $n^{ème}$ quadripôle de la famille est choisie égale à

$$T_n(p) = \left(1 + \frac{p}{n}\right)^n . \qquad (1)$$

Il est clair, d'après ce choix que, lorsque $n \longrightarrow + \infty$, les propriétés du réseau tendent vers celles d'une ligne à retard idéale (de retard égal à l'unité). En effet

$$\lim_{n \longrightarrow + \infty} \left(1 + \frac{p}{n}\right)^n = e^p .$$

Certes il y a une infinité d'autres manières de choisir $T_n(p)$ pour obtenir à la limite les propriétés d'une ligne à retard. Et même, de tel ou tel point de vue auquel on peut avoir à se placer, d'autres choix sont-ils meilleurs. L'intérêt de la forme (1) paraît cependant réel pour les raisons suivantes :

1° *Le régime permanent* peut s'étudier d'une manière simple et complète : amplitude, déphasage, temps de propagation de groupe en fonction de la pulsation, bande passante à 3 *db* en fonction de n ;

2° *Le régime transitoire*, caractérisé par la réponse de chacun des quadripôles de la famille à une impulsion-unité $\gamma(t)$ peut être lui aussi précisé parfaitement ;

3° *Les valeurs des éléments* peuvent être calculées. (Il faut observer ici qu'en réalité les *deux* cas principaux suivants sont étudiés : celui où le quadripôle est encadré par deux résistances prises pour unité et celui où le quadripôle fonctionne entre une impédance infinie et une résistance unité. Dans le premier cas, des formules explicites n'ont pas pu être trouvées pour n quelconque. Dans le second, il a été possible de donner les valeurs de tous les éléments quel que soit n).

Cette famille de réseaux passifs offre ainsi un exemple où il a été *pratiquement* possible de déterminer *simultanément* toutes les propriétés essentielles (régime permanent, régime transitoire, valeur des éléments).

Il s'agit donc d'un cas de synthèse exceptionnellement complet, utile par lui-même mais aussi comme cas de référence pour fournir dans les cas d'espèce de la pratique une sorte d'étalon de qualité au triple point de vue signalé.

Etalon de qualité ne signifie d'ailleurs pas nécessairement optimum. Toutefois, parmi les avantages intrinsèques de ces réseaux, il faut noter ce fait que — la fonction de transfert étant caractérisée par un seul zéro multiple (situé naturellement sur l'axe réel dans le demi-plan de gauche des pulsations complexes) — la réponse de ces réseaux à un signal échelon-unité ne comporte aucune oscillation amortie, aucun dépassement balistique.

Un tel pôle multiple se rencontre dans le cas de la fonction de transfert d'un amplificateur à étages identiques, de sorte qu'une application possible des réseaux décrits dans la présente étude consiste en la construction d'un chemin passif présentant par rapport à un chemin actif *a*/ un affaiblissement différant par un affaiblissement uniforme et *b*/ même déphasage, c'est-à-dire même temps de propagation de groupe.

On peut aisément déduire des réseaux ci-dessus de nouveaux quadripôles particulièrement avantageux pour la génération d'impulsions, dont la forme approche autant qu'on le désire la courbe en cloche de Gauss dont on connaît les avantages à la fois pratiques et théoriques.

Enfin, le problème difficile du calcul complet des éléments d'un quadripôle passif à partir de sa fonction de transfert n'a été résolu jusqu'à présent que dans un très petit nombre de cas. La méthode utilisée ici repose sur le développement en fraction continue d'un certain quotient de fonctions hypergéométriques. Etant donné la grande généralité de ces fonctions, il est permis de penser qu'on pourra s'inspirer de cette méthode dans d'autres cas utiles.

II. — DÉFINITIONS ET PROPRIÉTÉS DES QUADRIPÔLES ÉTUDIÉS.

Nous considérons les quadripôles dont la fonction de transfert $T_n(p)$ est définie par la relation (1). Selon que l'on se propose d'utiliser un quadripôle

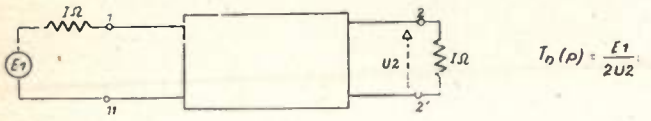


FIG. 1.

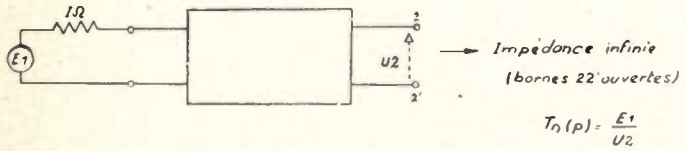


FIG. 2.

entre deux résistances finies égales (fig. 1) ou entre une résistance finie et une impédance infinie (fig. 2), la fonction de transfert n'est naturellement pas définie de la même façon.

Il est immédiat de déduire du second cas celui d'un quadripôle alimenté par une force électromotrice pure (d'impédance nulle) et fermé sur une résistance-unité.

Nous allons étudier successivement en régime permanent et en régime transitoire le comportement des quadripôles correspondant aux valeurs entières de n.

Puis nous effectuerons la synthèse de ces quadripôles. C'est seulement alors qu'il y aura lieu de distinguer entre les deux cas des figures 1 et 2.

II. 1. — Etude en régime permanent.

En régime permanent — c'est-à-dire cissoïdal — la pulsation complexe $p = j\omega$.

II. 1.1. — Donc *la distorsion d'amplitude* est caractérisée par :

$$|T_n(j\omega)| = \left(1 + \frac{\omega^2}{n^2}\right)^{\frac{n}{2}} \qquad (2)$$

C'est dire que l'affaiblissement est :

$$\boxed{A_n(\omega) = \frac{n}{2} \log\left(1 + \frac{\omega^2}{n^2}\right)} \qquad (3)$$

$A_n(\omega)$ est donné par la table 1 et représenté par les figures 3 (*a* et *b*).

Lorsque $\omega \gg n$, $A_n(\omega) \simeq n(\log \omega - \log n)$, c'est-à-dire que la courbe représentative est alors, avec une échelle de fréquence logarithmique, très voisine d'une droite de pente n.

La largeur de bande à 3 *db* ω_n est définie par $A_n(\omega_n) = \log. 2$. Donc :

$$\boxed{\omega_n = n\sqrt{2^{\frac{2}{n}} - 1}} \qquad (4)$$

Si n est grand, $f_n \simeq 0{,}19\sqrt{n}$ (4)'

(Si l'on ne prend plus, comme on l'a fait implicitement, le retard nominal pour unité de temps, $\tau f_n \simeq 0{,}19\sqrt{n}$).

Les variations de ω_n avec n sont représentées figure 4.

II.1.2. — *La distorsion de phase* est définie par le déphasage :

$$B_n(\omega) = \operatorname{Arg} T_n(j\omega) = n \operatorname{Arg}\left(1 + \frac{j\omega}{n}\right)$$

TABLE 1

Affaiblissement $A_n(\omega) = \frac{n}{2} \log\left(1 + \right)n^{\frac{\omega^2}{2}}$

ω \ n	1	2	3	4	5	6	7
0,20	0,02	0,01	0,01	0,005	—	—	—
0,30	0,04	0,02	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01
0,40	0,07	0,04	0,03	0,02	0,02	0,01	0,01
0,50	0,11	0,05	0,04	0,03	0,02	0,02	0,02
1,00	0,35	0,22	0,16	0,12	0,10	0,08	0,07
1,50	0,59	0,45	0,35	0,26	0,22	0,18	0,15
2,00	0,81	0,69	0,55	0,45	0,37	0,32	0,27
2,50	0,99	0,94	0,79	0,66	0,56	0,48	0,42
3,00	1,15	1,18	1,04	0,89	0,77	0,67	0,59
3,50	1,29	1,40	1,29	1,14	1,00	0,88	0,78
4,00	1,42	1,61	1,53	1,39	1,23	1,10	0,99
4,50	1,53	1,80	1,77	1,64	1,48	1,34	1,21
5,00	1,63	1,98	1,99	1,88	1,73	1,58	1,44
5,50	1,72	2,15	2,21	2,12	1,98	1,83	1,68
6,00	1,81	2,30	3,41	2,36	2,23	2,08	1,93
6,50	1,88	2,45	2,61	2,58	2,47	2,33	2,18

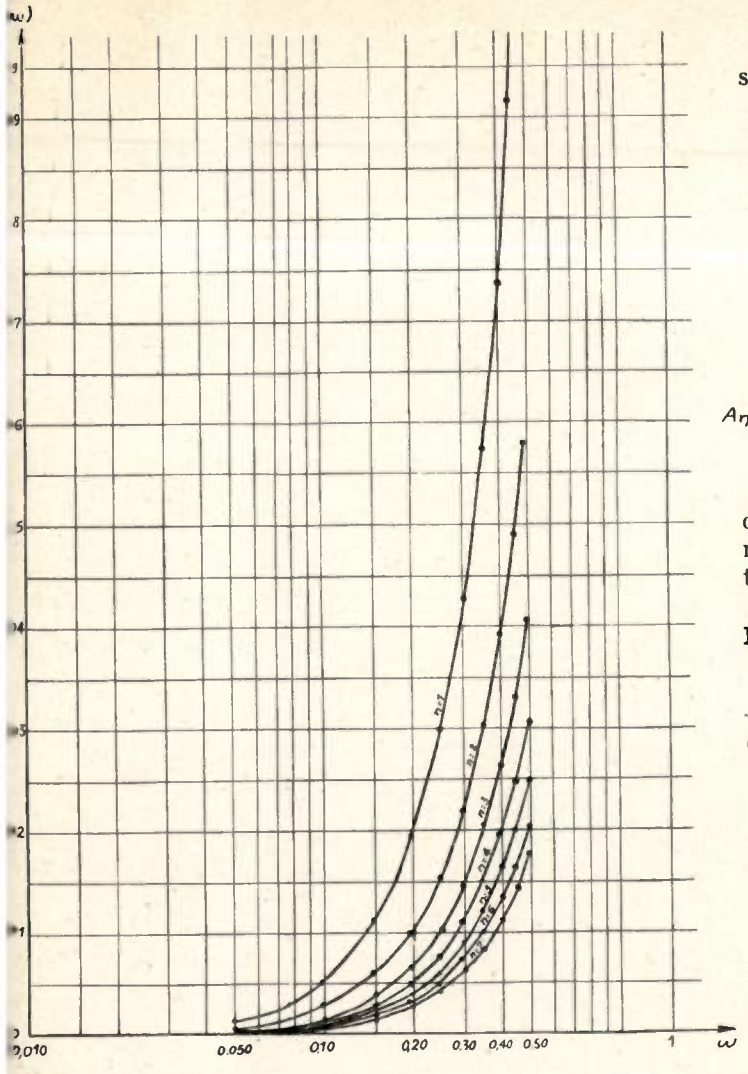


FIG. 3 *a*. — Affaiblissement en régime Permanent

soit : $$B_n(\omega) = n \operatorname{Arc\,tg} \frac{\omega}{n} \qquad (5)$$

(Voir la figure 5).

Le temps de propagation de groupe est :

$$\tau_n(\omega) = \frac{dBn(\omega)}{d\omega} = \frac{1}{1 + \frac{\omega^2}{n^2}} \qquad (6)$$

$A_n(\omega) = \frac{n}{2} \log_e (1 + \frac{\omega^2}{n^2})$

On constate naturellement sur les figures 6*a* et *b* que la distorsion de temps de propagation diminue rapidement lorsque n augmente. (Voir aussi la table 2.)

II. 2. — Etude en régime transitoire.

Soient $u_n(t)$ *la réponse impulsive* du quadripôle — c'est-à-dire à l'action impulsion-unité $\Upsilon(t)$ — et $U_n(p)$ la transformée de Laplace de $u_n(t)$.

Puisque $\Upsilon(t) \sqsupset 1$,

$$U_n(p) \sqsupset 1 \times \frac{1}{T_n(p)} = \frac{1}{\left(1 + \frac{p}{n}\right)^n}.$$

Or, on sait que $\frac{1}{(p+\lambda)^n} \sqsubset \frac{t^{n-1} e^{-\lambda t}}{(n-1)!} \Upsilon(t)$

donc : $$u_n(t) = \frac{n^n}{(n-1)!} t^{n-1} e^{-nt} \Upsilon(t) \qquad (7)$$

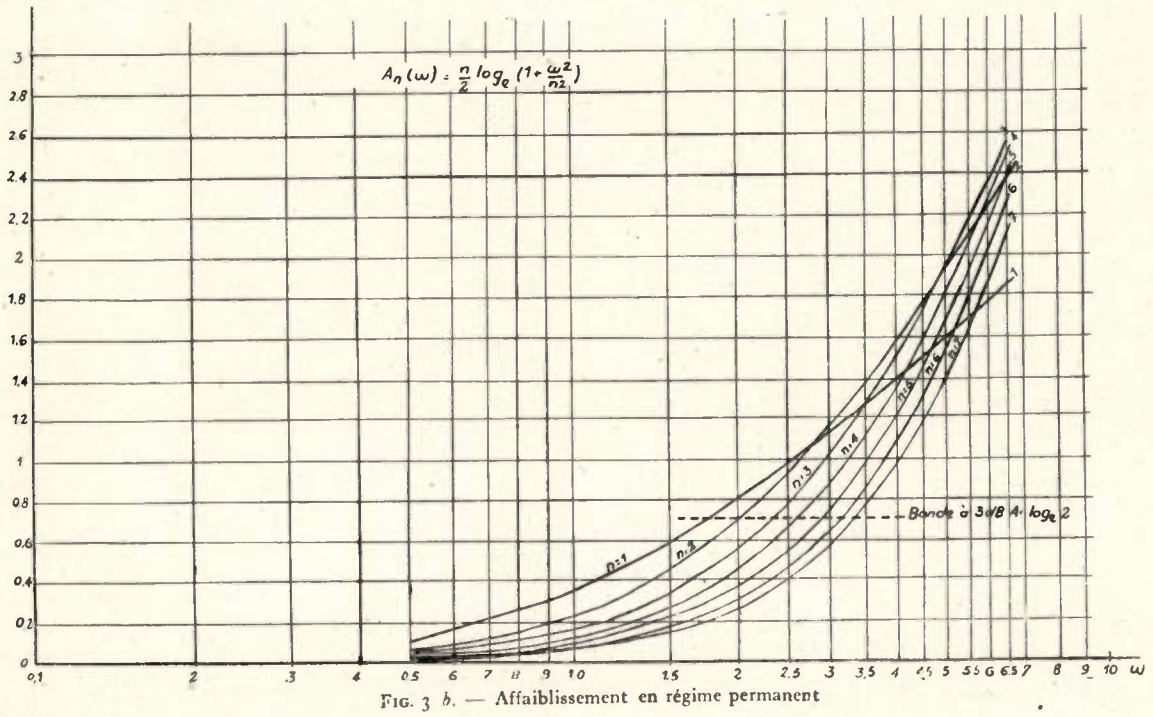


FIG. 3 *b*. — Affaiblissement en régime permanent

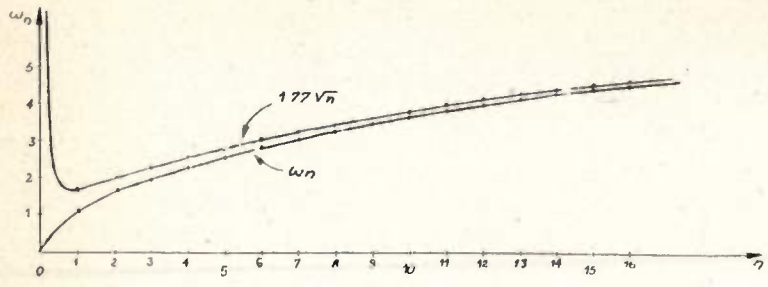


FIG. 4. — Régime permanent. — Bande A 3 dB

$$\omega_n = n\sqrt{2\frac{2}{n} - 1} \qquad An(\omega) = \mathrm{Log}_e{}^2 = 0{,}6931$$

Comparaison avec $\sqrt{2\ \mathrm{Log}_e{}^2} - \sqrt{n} = 1{,}177\ \sqrt{n}$

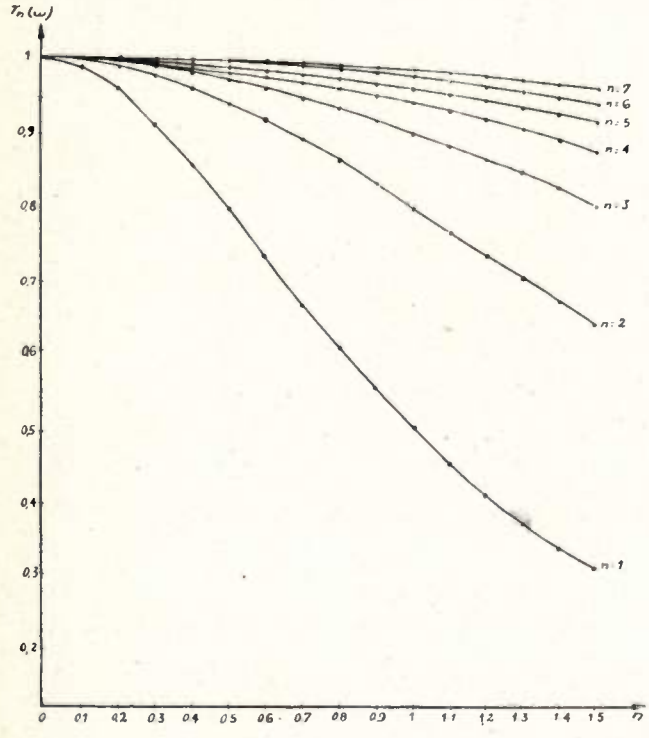


FIG. 6 *b*. — Temps de propagation de groupe.

$$T_n(\omega) = \frac{1}{1 + \frac{\omega^2}{n^2}}$$

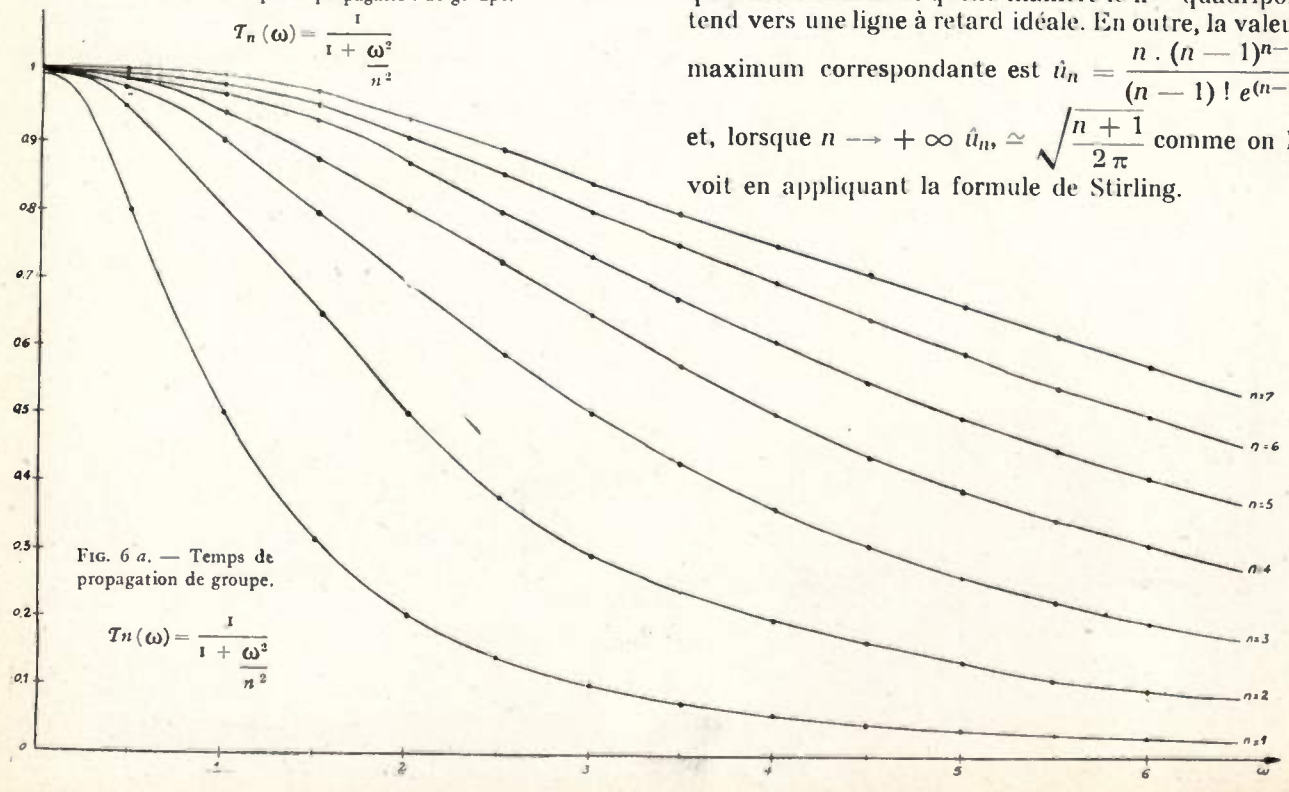


FIG. 6 *a*. — Temps de propagation de groupe.

$$T_n(\omega) = \frac{1}{1 + \frac{\omega^2}{n^2}}$$

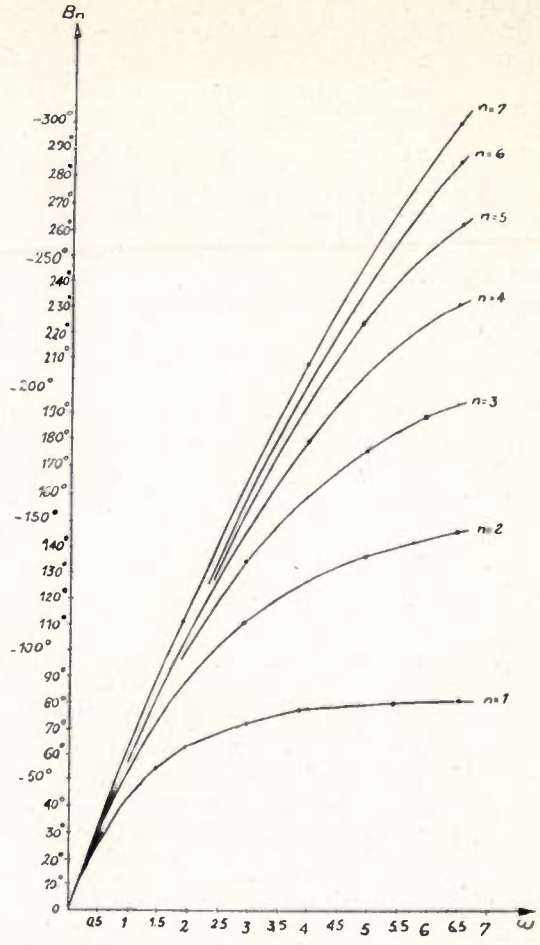


FIG. 5.

$$B_n(\omega) = n\ \mathrm{Arc\ tg}\ \frac{\omega}{n}$$

Cette réponse impulsive est représentée sur la figure 7. On démontre aisément que $u_n\ (t)$ est maximum pour $t = \hat{t}_n = 1 - \frac{1}{n}$, ce qui précise quantitativement de quelle manière le n^{ème} quadripôle tend vers une ligne à retard idéale. En outre, la valeur maximum correspondante est $\hat{u}_n = \frac{n\ .\ (n-1)^{n-1}}{(n-1)\ !\ e^{(n-1)}}$ et, lorsque $n \longrightarrow +\infty$ $\hat{u}_n \simeq \sqrt{\frac{n+1}{2\pi}}$ comme on le voit en appliquant la formule de Stirling.

TABLE 2

Temps de propagation de groupe $\tau_n(\omega) = \dfrac{1}{1+\dfrac{\omega^2}{n^2}}$

ω \ n	1	2	3	4	5	6	7
0,20	0,96	0,99	1	1	1	1	1
0,30	0,91	0,98	0,99	0,99	0,99	1	1
0,40	0,86	0,96	0,98	0,99	0,99	1	1
0,50	0,80	0,94	0,97	0,99	0,99	0,99	0,99
0,60	0,74	0,92	0,96	0,98	0,99	0,99	0,99
0,70	0,67	0,89	0,95	0,97	0,98	0,99	0,99
0,80	0,61	0,86	0,93	0,96	0,98	0,98	0,99
0,90	0,55	0,83	0,92	0,95	0,97	0,98	0,98
1	0,50	0,80	0,90	0,94	0,96	0,97	0,98
1,5	0,31	0,64	0,80	0,87	0,92	0,94	0,96
2	0,20	0,50	0,69	0,80	0,86	0,90	0,93
2,5	0,14	0,39	0,59	0,72	0,80	0,85	0,89
3	0,10	0,31	0,50	0,64	0,74	0,80	0,85
3,5	0,08	0,25	0,42	0,57	0,67	0,75	0,80
4	0,06	0,20	0,36	0,50	0,61	0,69	0,76
4,5	0,05	0,17	0,30	0,44	0,55	0,64	0,71
5	0,04	0,14	0,26	0,39	0,50	0,59	0,66
5,5	0,03	0,12	0,23	0,35	0,45	0,54	0,62
6	0,03	0,10	0,20	0,31	0,41	0,50	0,58
6,5	0,02	0,09	0,18	0,28	0,37	0,46	0,54

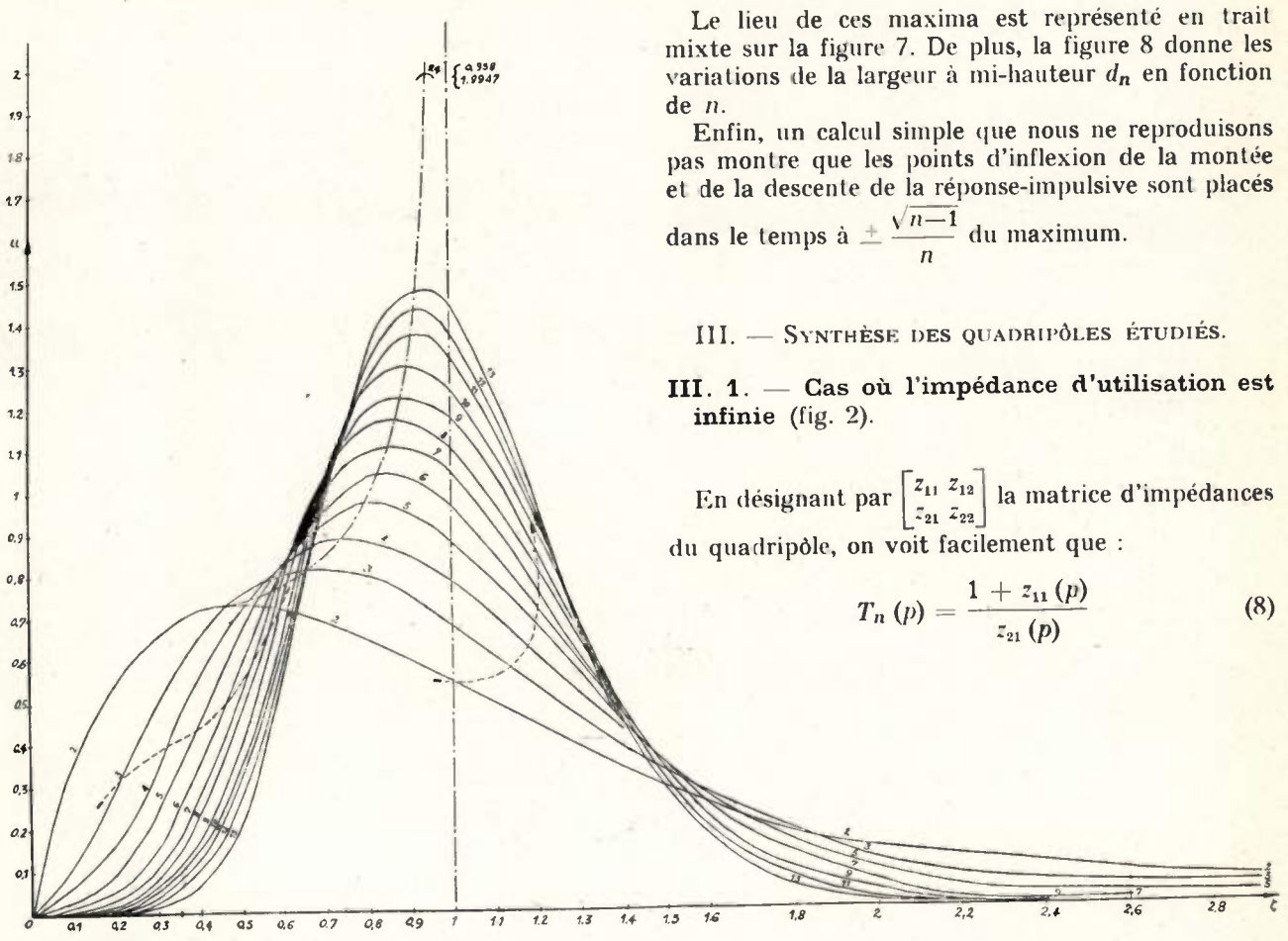


FIG. 7. — Réponse impulsive $U_n(t)$.

Le lieu de ces maxima est représenté en trait mixte sur la figure 7. De plus, la figure 8 donne les variations de la largeur à mi-hauteur d_n en fonction de n.

Enfin, un calcul simple que nous ne reproduisons pas montre que les points d'inflexion de la montée et de la descente de la réponse-impulsive sont placés dans le temps à $\pm \dfrac{\sqrt{n-1}}{n}$ du maximum.

III. — SYNTHÈSE DES QUADRIPÔLES ÉTUDIÉS.

III. 1. — Cas où l'impédance d'utilisation est infinie (fig. 2).

En désignant par $\begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix}$ la matrice d'impédances du quadripôle, on voit facilement que :

$$T_n(p) = \frac{1 + z_{11}(p)}{z_{21}(p)} \qquad (8)$$

Or, $T_n = P_n + Q_n$ en désignant par P_n la partie paire du polynôme $T_n\ (p)$ et par Q_n sa partie impaire. On peut donc écrire :

$$T_n = \frac{1 + \frac{P_n}{Q_n}}{\frac{1}{Q_n}} \qquad (9)$$

ou

$$T_n = \frac{1 + \frac{Q_n}{P_n}}{\frac{1}{P_n}} \qquad (9)'$$

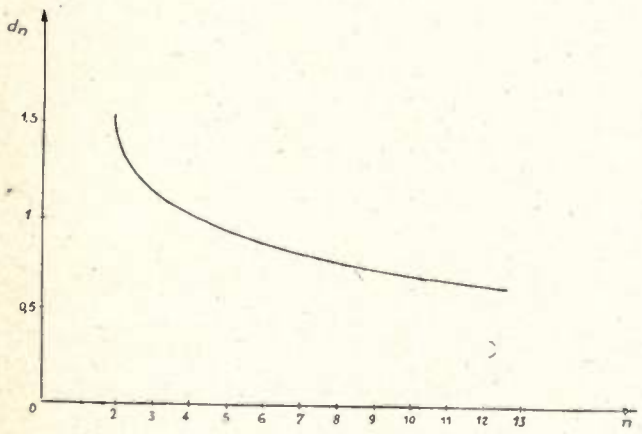


FIG. 8. — Largeur à mi-hauteur de la réponse impulsive.

En comparant (8) à (9) [ou à (9)'], il est tentant d'identifier z_{11} à $\frac{P_n}{Q_n}$ $\left(\text{ou à } \frac{Q_n}{P_n}\right)$ et z_{21} à $\frac{1}{Q_n}$ $\left(\text{ou à } \frac{1}{P_n}\right)$. On peut démontrer que cette identification est ici légitime.

Ainsi z_{11}, impédance du quadripôle vue des bornes du générateur (d'impédance interne unité) lorsque la seconde paire de bornes est ouverte est :

$$z_{11}(p) = \frac{\left(1 + \frac{p}{n}\right)^n + \left(1 - \frac{p}{n}\right)^n}{\left(1 + \frac{p}{n}\right)^n - \left(1 - \frac{p}{n}\right)^n} \qquad (10)$$

(La valeur inverse de z_{11} correspond au quadripôle déduit par dualité.)

Pour $n = 1$, $\frac{1}{z_{11}} = p$; le quadripôle se réduit à une capacité unité en dérivation (*cf.* fig. 9).

Pour $n = 2$, $z_{11} = \frac{2 + \frac{p^2}{2}}{2p} = \frac{p}{4} + \frac{1}{p}$; le quadripôle est représenté figure 10.

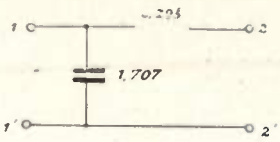


FIG. 9

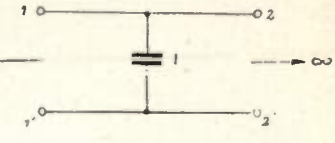


FIG. 10

Pour $n = 3$, $\frac{1}{z_{11}} = \frac{2p + \frac{2p^3}{27}}{2 + \frac{2p^2}{3}} = \frac{1}{9}p + \frac{1}{\frac{3}{8}p + \frac{1}{\frac{8}{9}p}}$;

le quadripôle est représenté figure 11.

Pour trouver les valeurs des éléments du quadripôle en échelle (inductances en série et capacités en dérivation puisque $T_n\ (p)$ est un polynôme), il

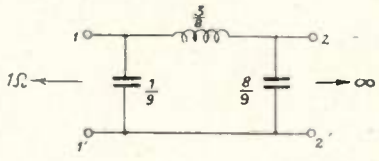


FIG. 11

suffit de développer la fraction rationnelle $z_{11}\ (p)$ en fraction continue en p. C'est ce que nous avons fait pour n quelconque en utilisant une propriété des fonctions hypergéométriques vieille de un siècle et demi, puisqu'elle est due à Gauss (Voir annexe).

Les résultats généraux sont indiqués par la figure 12 et la table 3 ; les valeurs numériques des éléments sont données jusqu'à $n = 9$ par la table 4.

On constate notamment et on établit sans difficulté que :

1° Les valeurs des éléments vont en croissant de la source à l'extrémité ouverte ;

2° La valeur d'un élément de rang fixe compté à partir de la source décroit lorsque n croît ;

3° Pour n impair, la somme des capacités est égale à 1 ; pour n pair la somme des inductances est égale à 1 ;

TABLE 3

a_1	b_1	a_2	b_2	a_3	b_3
$\frac{1}{n^2}$	$\frac{3}{(n^2-1)}$	$\frac{(5n^2-1)}{n^2(n^2-4)}$	$\frac{7(n^2-4)}{(n^2-1)(n^2-9)}$	$\frac{9(n^2-1)(n^2-9)}{n^2(n^2-4)(n^2-16)}$	$\frac{11(n^2-4)(n^2-16)}{(n^2-1)(n^2-9)(n^2-25)}$

a_k	
$\frac{(4k-3)(n^2-1)(n^2-9)\ldots[n^2-(2k-3)^2]}{n^2(n^2-4)(n^2-16)\ldots[n^2-(2k-2)^2]}$	$\frac{(4k-1)(n^2-4)(n^2-16)\ldots[n^2-(2k-2)^2]}{(n^2-1)(n^2-9)\ldots[n^2-(2k-1)^2]}$

4° Pour n impair, la valeur de la capacité placée à l'extrémité ouverte est asymptotiquement égale à $\sqrt{\frac{\pi}{n+1}}$, ce qu'il est utile de connaître en particulier si cette capacité doit être réalisée au moyen de la capacité d'entrée d'un amplificateur ;

5° Pour n impair, la valeur asymptotique de l'inductance la plus rapprochée de l'extrémité ouverte est $\frac{2}{\sqrt{(n+2)\pi}}$, ce qu'il est utile de connaître pour avoir à priori le rapport de la plus grande à la plus petite inductance, ici $\frac{2}{3\sqrt{\pi}} \times \frac{n^2-1}{\sqrt{n+2}}$;

6° Pour n pair les deux valeurs asymptotiques précédentes doivent être échangées. (Les résultats indiqués en 4°, 5° et 6° s'obtiennent en exprimant les valeurs des éléments au moyen de fonctions eulériennes et en appliquant plusieurs fois la formule de Stirling.)

III. 2. — Cas où l'impédance d'utilisation est finie et égale à celle de la source (fig. 1).

On sait que si on associe à la fonction de transfert $T_n(p)$ une fonction $S_n(p)$, que l'on peut appeler « fonction d'écho », telle que

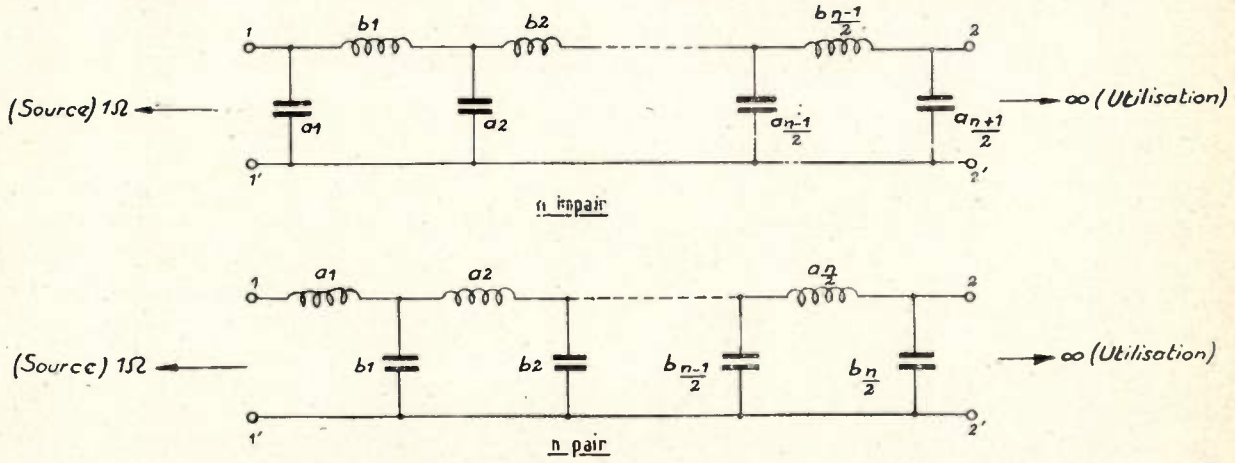


FIG. 12. — (Le dernier élément côté utilisation est une capacité si n est impair, une inductance si n est pair).

$$S_n(p)\,S_n(-p) = T_n(p)\,T_n(-p) - 1$$

ou, en abrégé, $S\bar{S} = T\bar{T} - 1$,

$$z_{22} = \frac{T'' + S''}{T' + S'} \qquad (11)$$

TABLE 4

n	a_1	b_1	a_2	b_2	a_3	b_3	a_4	b_4	a_5
1	1,000000								
2	0,250000	1,000000							
3	0,111111	0,375000	0,888888						
4	0,062500	0,200000	0,390625	0,800000					
5	0,040000	0,125000	0,228571	0,382812	0,731428				
6	0,027778	0,085714	0,151910	0,237037	0,369141	0,677249			
7	0,020408	0,062500	0,108843	0,164063	0,237475	0,354492	0,633267		
8	0,015625	0,047619	0,082031	0,121121	0,169189	0,234132	0,340393	0,596737	
9	0,012346	0,037500	0,064134	0,093576	0,127872	0,170681	0,229851	0,327301	0,565795

TABLE 5

(Le total de chaque ligne est égal à 2)

n	a_1	b_1	a_2	b_2	a_3	b_3	a_4	b_4	a_5
1	2,000000								
2	1,707107	0,292893							
3	1,457065	0,422650	0,120285						
4	1,287273	0,434313	0,212726	0,065689					
5	1,164509	0,422699	0,241311	0,130166	0,041393				
6	1,070861	0,405905	0,249171	0,157330	0,088216	0,028518			
7	0,9965	0,3887	0,2490	0,1694	0,1116	0,0639	0,0208		
8	0,9357	0,3725	0,2453	0,1744	0,1241	0,0837	0,0485	0,0159	
9	0,8847	0,3576	0,2393	0,1765	0,1307	0,0953	0,0652	0,0381	0,0125

où le simple accent désigne la partie impaire de la fonction accentuée et le double accent la partie paire. On trouve ainsi en posant ici pour simplifier l'écriture $x = \frac{p}{n}$

$$S(p)\,S(-p) = \prod_{k=1}^{n}\left(1 - x^2 - e^{j\frac{2k\pi}{n}}\right)$$

d'où $S(p) = x\prod_{k=1}^{\frac{n-1}{2}}\left[x^2 + 2x\sin\left(\frac{k\pi}{2n} + \frac{\pi}{4}\right)\sqrt{2\sin\frac{k\pi}{n}} + 2\sin\frac{k\pi}{n}\right]$ pour n impair

et $S(p) = x\,(x+\sqrt{2})\prod_{k=1}^{\frac{n}{2}-1}\left[x^2 + 2x\sin\left(\frac{k\pi}{2n} + \frac{\pi}{4}\right)\sqrt{2\sin\frac{k\pi}{n}} + 2\sin\frac{k\pi}{n}\right]$ pour n pair

La formule (11) permet alors le calcul de la valeur des éléments du réseau.

Exemples.

a) $n = 1$ $T = 1 + p$, $S\bar{S} = -p^2$, d'où $S = p$ et $\frac{1}{z_{22}} = 2p$ d'où le quadripôle réduit à une capacité égale à 2 de la figure 13.

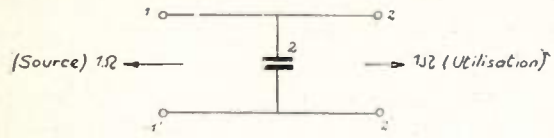


FIG. 13

b) $n = 2$ $T = 1 + p + \frac{p^2}{4}$, $S\bar{S} = -\frac{p^2}{4}\left(2 - \frac{p^2}{4}\right)$,

d'où $S = \frac{p}{\sqrt{2}} + \frac{p^2}{4}$

et $z_{22} = \frac{\frac{p^2}{2}+1}{\frac{2+\sqrt{2}}{2}p} = \frac{p}{2+\sqrt{2}} + \frac{1}{\frac{2+\sqrt{2}}{2}p}$,

d'où le quadripôle de la figure 14.

La table 5 donne les valeurs des éléments de la figure 15 jusqu'à $n = 9$.

TABLE 5

(Le total de chaque ligne est égal à 2)

Il n'y a aucune difficulté de principe à traiter les cas relatifs à $n \geqslant 10$. Toutefois, dans ce cas où des impédances finies et égales encadrent le filtre, nous n'avons pas pu expliciter pour n quelconque les coefficients de $S_n(p)$ et ceux du développement en fraction continue de z_{22} (n pair) ou de $\frac{1}{z_{22}}$ (n impair).

Mais nous remarquerons pour terminer que :

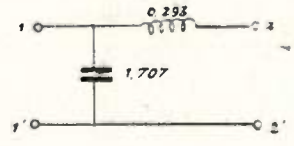


FIG. 14

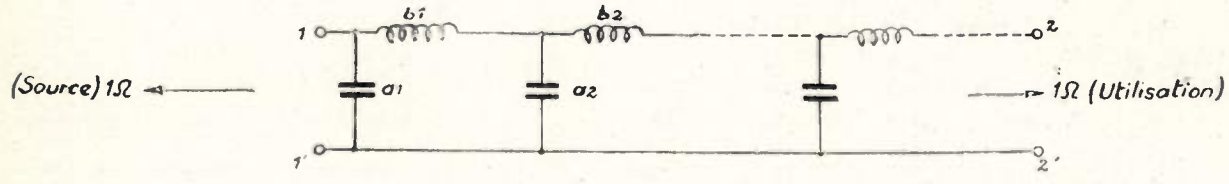


FIG. 15

1° Le polynôme $S_n(p)$ n'étant ni pair, ni impair (pour $n > 1$), le quadripôle n'est ni antisymétrique, ni symétrique comme on aurait pu le penser ;

2° La somme des valeurs des éléments (capacités *et* inductances réduites) est égale à deux, alors que dans le cas III.1. c'était la somme des capacités *ou* des inductances qui était constante — et égale à un.

(à suivre)

LE SYSTÈME DE RADIOTÉLÉGRAPHIE MULTIPLEX T. O. R.

(TELEPRINTING OVER RADIO CIRCUITS)

PAR

J.J. DUPONT

Ingénieur E. C. P.

I. Introduction.

L'augmentation sans cesse constante du trafic à transmettre impose aux communications radiotélégraphiques des exigences de plus en plus dures à satisfaire, au double point de vue de la rapidité et de la sécurité. Différentes solutions ont été adoptées jusqu'à présent en vue d'y parvenir.

1.1. — Aperçu historique.

1.11. — *Recherche de la rapidité : les premiers « Multiplex ».*

L'apparition des premiers « Multiplex » télégraphiques dont le plus célèbre est le système Baudot (1876) permit un accroissement sensible de la rapidité des communications. La figure 1 en illustre sommairement le principe. Bien qu'il soit universellement connu, nous le rappelons afin de mieux faire ressortir les améliorations successives qui lui ont été apportées par la suite. Comme dans tout système « Multiplex », un problème capital se pose : celui de la synchronisation entre les balais des distributeurs d'émission et de réception des deux terminaux en présence. Dans ce système dit « triple conjugué », le synchronisme des balais est maintenu grâce à l'envoi d'un signal de correction par l'une des deux installations dite « correctrice », l'autre étant « corrigée ». Les vitesses des balais des distributeurs sont réglées de façon qu'en l'absence du signal de correction la vitesse du poste « corrigé » soit supérieure à celle du « correcteur » d'environ 0,25 %. Si le synchronisme est établi, le balai du plateau de réception n'alimentera pas l'électro de correction (segments 16 et 17) ou l'alimentera pendant un temps insuffisant pour qu'il fonctionne. Si, au contraire, l'écart des vitesses s'accentue, l'électro de correction va fonctionner, ce qui aura pour effet de décaler légèrement en arrière les balais de l'installation « corrigée ». En marche normale, la correction fonctionnera environ tous les deux ou trois tours.

1.12. — *Recherche de la sécurité : le problème des erreurs.*

Des erreurs peuvent se produire dans les liaisons par fil. Elles se manifestent par la production d'impulsions parasites qui changent la nature du caractère transmis. De telles perturbations se produisent presque immanquablement sur le circuit radio où les atmosphériques tiennent souvent lieu d'impulsions parasites. Divers systèmes, fort ingénieux, ont été proposés en vue d'améliorer le facteur sécurité des liaisons radiotélégraphiques utilisant le code international à 5 unités, l'ancien code du « triple conjugué » Baudot.

1.121. — *Le « BAUDOT-VERDAN ».*

Dans ce système, chaque caractère est transmis trois fois et n'est admis que si deux réceptions au moins sont identiques. Sinon, un signal « erreur » est transmis à la station émettrice. Un tel système est efficace, mais réduit la vitesse de transmission

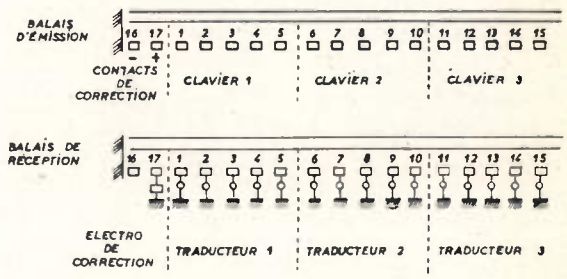


Fig. 1. — Triple conjugué Baudot

au tiers de sa valeur théorique. On a réussi à ne transmettre que deux fois chaque lettre, la comparaison des deux réceptions correspondantes s'avérant un critère suffisant pour l'envoi du signal « erreur ». Mais la vitesse du trafic est encore réduite de moitié.

1.122. — *Système indicateur d'erreur I.T.T.*

L'I.T.T. a mis au point, il y a quelques années, un Baudot-Verdan amélioré, dans lequel l'équipement de réception comporte un régénérateur de signaux et un indicateur de marge. Ce dernier, lorsque le signal régénéré devient trop mauvais, envoie à la station correspondante un signal déclenchant la double transmission des caractères émis, comme

dans le « BAUDOT-VERDAN ». De la sorte, la vitesse de trafic n'est diminuée que dans le rapport « K » compris entre 1 et 2. Néanmoins, bien qu'il soit intéressant de repérer les erreurs commises, il y a lieu de demander par après la répétition de la partie litigieuse du message, d'où nouvelle perte de temps, diminuant encore le rendement de la liaison.

1.13. — *Liaison avec les télé-imprimeurs.*

Ces difficultés, déjà grandes lorsque la liaison est simplement établie entre 2 télé-imprimeurs — successeurs modernes des claviers à 5 touches et des « traducteurs » du triple conjugué BAUDOT —, deviennent quasi-insurmontables si l'on veut obtenir un effet de multiplex à partir de plusieurs postes d'abonnés disposant chacun d'un télé-imprimeur. En effet, le télé-imprimeur est un appareil essentiellement « arythmique » caractéristique découlant nécessairement de l'aspect intermittent de la liaison considérée. On sait que, dans une liaison entre deux télé-imprimeurs, le problème de la synchronisation n'offre aucune difficulté spéciale. Grâce à deux impulsions supplémentaires dites « de départ » (Start) et « d'arrêt » (Stop), les deux correspondants sont automatiquement synchronisés dès l'envoi de l'impulsion « Start ». Retenons dès à présent que l'envoi de chaque caractère comprendra l'envoi de 7 impulsions, à savoir celles de départ et d'arrêt ajoutées aux 5 impulsions définissant la lettre transmise selon le code BAUDOT. Dans ces conditions, si l'on veut assurer simultanément, avec le même émetteur et le même récepteur radio, plusieurs liaisons par télé-imprimeurs, un problème d'adaptation fort délicat se pose. Tout équipement de multiplex est, en effet, soumis par définition à des conditions extrêmement rigides au point de vue de la synchronisation ; étant essentiellement « rythmique », il ne saurait normalement travailler en liaison directe avec des télé-imprimeurs, équipements « arythmiques ».

1.14. — *Introduction du TOR.*

Ces différents problèmes ont pu heureusement être résolus grâce à la mise au point par M. Van Duren, ingénieur en chef de la Régie néerlandaise des P.T.T., du système dit TOR (initiales de Teleprinting Over Radio Circuits) qui permet non seulement d'indiquer mais de corriger automatiquement avec un très haut facteur de sécurité les erreurs commises, sans entraîner les pertes de temps encourues dans les systèmes décrits plus haut. Il permet également l'emploi simultané de plusieurs télé-imprimeurs aux deux extrémités de la liaison, au moyen d'un appareil intermédiaire dit « F.R.X.D. » dont nous reparlerons tout à l'heure.

2. — VUE D'ENSEMBLE SUR LE « TOR ».

2.1. — Base de la protection : le code à 7 unités.

Bien que les caractères formés par l'abonné soient conformes au code BAUDOT, le TOR, au moyen de convertisseurs appropriés, transmet ses caractères le long du trajet hertzien conformément à un code auxiliaire à 7 unités, caractérisé par la présence, pour chaque caractère, de 3 impulsions « travail » et 4 « repos » (ou inversement, suivant la polarité adoptée). Le rapport 3 impulsions travail/4 impulsions repos, constitue le critère fondamental de la réception. Ce critère est excellent car, pour que le TOR accepte un signal erroné, il faudrait que, par suite de l'action des parasites atmosphériques, une impulsion de travail devienne impulsion de repos et que, dans le même train de 7 impulsions constituant le signal considéré, une impulsion de repos passe en travail, ce qui est très improbable. Remarquons en passant qu'en 7 unités nous pouvons former $C_7^3 = 35$ caractères différents, alors que, dans le code BAUDOT, on ne peut en former que $2^5 = 32$. Les $35 - 32 = 3$ caractères en excès sont utilisés rationnellement dans le TOR, comme nous le verrons plus loin.

2.2. — Distribution des impulsions.

2.21. — *Choix du procédé.*

On avait le choix entre deux procédés illustrés par la figure 2 :

— Le procédé par *imbrication*, dans lequel les impulsions sont émises dans l'ordre suivant :

Impulsion N°	1	du caractère N°	1	de la voie	A
»	1	»	1	»	B
»	1	»	1	»	N
»	2	»	1	»	A
. . . . .					
»	1	»	2	»	A... etc.

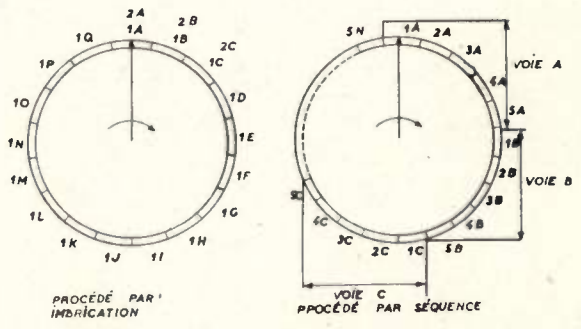


FIG. 2. — Télégraphie Multiplex à division dans le temps

— Le procédé par *séquence* dans lequel on émet successivement :

Toutes les impuls.	du caract.	N°	1	de la voie	A
»	»	»	1	»	B
»	»	»	1	»	N
. . . . .					
»	»	»	2	»	A... etc.

L'avantage du premier procédé réside dans la possibilité d'utiliser à volonté n'importe quel code pour la transmission d'un caractère d'une voie donnée. Cet avantage est mince dans le cas du TOR qui, en principe, ne travaille qu'entre télé-imprimeurs réalisés conformément au code BAUDOT. Cette consi-

dération rend négligeable l'inconvénient présenté par le second procédé, à savoir la nécessité d'avoir toujours recours au même code pour une voie déterminée. Par contre, ce dernier procédé présente le gros avantage de pouvoir utiliser les intervalles de temps séparant l'envoi de deux caractères successifs d'une voie donnée. Ces intervalles de temps sont mis à profit dans le TOR pour effectuer toute une série d'opérations de test (rapport 3 impulsions travail/4 repos), de correction et de préparation comme nous le verrons plus loin. C'est, bien entendu, le second procédé dit par « séquence », qui a été adopté dans le TOR.

2.22. — *Application au TOR.*

Dans ce système, le distributeur se compose en principe, côté émission et côté réception, d'un anneau circulaire divisé en 14 segments conducteurs isolés électriquement les uns des autres. Un balai conducteur assure l'envoi des 7 impulsions du caractère de la voie *A*, puis des 7 de celui de la voie *B*. Ce balayage s'effectue à la rapidité de modulation de 100 Bauds. Chaque impulsion dure donc 10 millisecondes. Chacune des 2 voies principales peut être subdivisée en 2 demi-voies ou 4 quarts, ou 3 quarts de voie associés à 1 quart.

2.23. — *Subdivision des voies.*

Cette subdivision est rendue possible par la production, dans chacun des 2 TOR en présence, d'une impulsion spéciale dite « 8e impulsion » lorsque les opérations de test dont il a été question plus haut se sont révélées favorables. Dans ce cas, la lettre testée est reçue et transmise à l'abonné intéressé. En même temps, côté émission, cette 8e impulsion déclenche le mécanisme d'avancement de bande de l'équipement transmetteur automatique de l'abonné intéressé, ce dernier pouvant être d'ailleurs différent de l'autre. Pour obtenir un effet de subdivision, il suffit de canaliser ces 8es impulsions et de les répartir à chaque tour du distributeur aux équipements des divers abonnés, dans l'ordre nécessaire. Par exemple, pour obtenir un ensemble 1/4-3/4 sur la voie *A*, il suffira d'envoyer les 8es impulsions de la façon suivante :

— La première au transmetteur automatique de l'abonné N° 1 ;

— La seconde, la troisième et la quatrième, au transmetteur automatique de l'abonné N° 2.

Cela représente 4 tours du distributeur. Ces opérations s'effectuent après chaque premier demi-tour du distributeur. Les « 8es impulsions » correspondant à la voie *B* et s'effectuant après chaque second demi-tour seront toutes envoyées au transmetteur automatique de l'abonné N° 3. De cette façon :

L'abonné N° 1 occupera le quart de la voie *A* ;

L'abonné N° 2 occupera les trois quarts de la voie *A*

L'abonné N° 3 occupera toute la voie *B*.

On peut, de cette façon, obtenir toutes les combinaisons possibles dans les limites de 2 à 8 liaisons simultanées, une liaison étant, suivant le cas, équivalente à 1/4, 1/2, 3/4 ou 4/4 de voie. Bien entendu, la rapidité de modulation restant la même, la vitesse de transmission variera en raison inverse du nombre des liaisons ou, plus exactement, la vitesse de transmission pour une liaison donnée sera réduite, par rapport à la vitesse d'une voie entière, dans le

FIG. 3: — Transmission de deux voie entières

rapport qui définit cette liaison. Ainsi, dans l'exemple précédent, la vitesse de transmission pour l'abonné N° 1 sera le tiers de celle de l'abonné N° 3 et le quart de celle d'une voie entière.

La figure 3 illustre ce processus de subdivision dans le cas de 2 voies entières et la figure 4 dans le cas d'une voie entière associée à 1/4-3/4 de voie. Ces figures mettent en évidence des intervalles libres entre 2 caractères d'une même voie. Ce sont ces

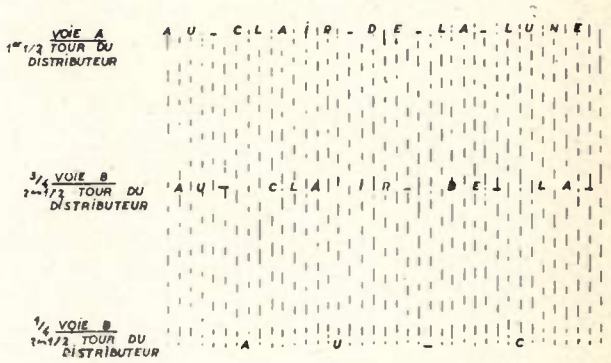


FIG. 4. — Transmission avec une voie subdivisée

intervalles dont il a été question plus haut, et pendant lesquels s'effectuent les opérations de test et de correction.

2.24. — *Liaison avec les télé-imprimeurs : le F.R.X.D.*

Le F.R.X.D. n'est autre qu'un ensemble reperforateur-transmetteur classique, à ceci près que la partie « transmetteur » est identique au transmetteur automatique spécialement conçu pour le TOR et dont l'avancement de la bande est déclenché par l'envoi des « 8es impulsions » mentionnées plus haut. L'ordre des opérations est le suivant :

— Frappe du message par l'opérateur du télé-imprimeur ;

— Réception de ce message par le F.R.X.D. ;

— Reperforation de ce message sur une bande à 5 unités ;

— Retransmission de ce message au TOR, caractère par caractère après réception de chacune des « 8es impulsions » produites à intervalles réguliers par le TOR.

Dans ces conditions, suivant la qualité de l'opérateur qui dessert le télé-imprimeur et l'importance de la voie concédée, ou bien la bande perforée sera constamment tendue (des contacts spéciaux arrêtent la réception des 8es impulsions en cas de tension trop élevée), ou bien elle formera une boucle plus ou moins longue, qui sera résorbée à vitesse constante par le Tor. Avec la possibilité d'adaptation d'un équipement arythmique — « le télé-imprimeur » — à un équipement rythmique — le Tor — le F.R.X.D. confère à la liaison une grande souplesse de fonctionnement puisqu'un même F.R.D.X. peut être commun à plusieurs abonnés n'utilisant chacun la voie que par intermittence. Il suffit pour cela d'un dispositif de commutation d'abonnés facile à imaginer. Par contre, pour un abonné occupant en permanence une voie ou une sous-voie, il suffit de lui donner un ensemble perforateur-transmetteur automatique (ce dernier actionné par les 8es impulsions) ce qui lui permet, grâce au perforateur, de préparer ses messages à l'avance.

2.3. — La synchronisation.

Pour que le synchronisme soit obtenu, deux conditions essentielles doivent être remplies :

— Les distributeurs des deux Tor en présence tournent à la même vitesse ;

— Les balais des distributeurs d'un même Tor côté émission et côté réception sont décalés d'un angle constituant une mesure du temps de propagation du message entre la station émettrice et la station réceptrice.

La figure 5 permet de comprendre cette idée. Si Δt est le temps de propagation en question, l'impulsion

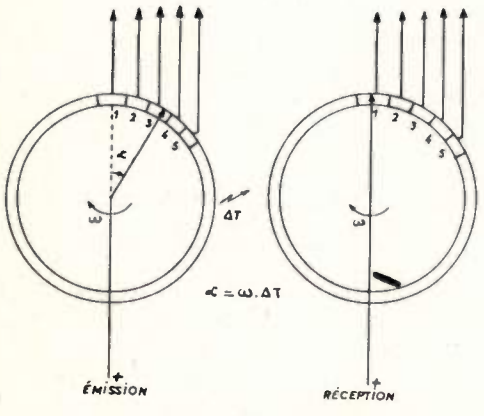


Fig. 5. — Décalage des distributeurs

3 émise n'arrivera en 3 (réception) qu'au bout de Δt secondes. Il faut donc qu'au moment de l'émission, le balai du distributeur de réception soit en retard de Δt, donc qu'il fasse avec le balai d'émission un angle égal à $(\beta.\Delta t)$ radian. Des tests de phase sont donc nécessaires. Ils se font également dans les intervalles libres entre 2 caractères consécutifs (voir 2.23). De la sorte, ces tests ne nécessitent pas l'envoi d'impulsions spéciales de synchronisation. Nous voyons ainsi que l'emploi d'un code intermédiaire à 7 unités n'introduira aucun retard par rapport à la transmission par télé-imprimeur, ce dernier utilisant, lui aussi, nous l'avons vu, 7 impulsions par caractère. De plus, la suppression d'impulsions spéciales de synchronisation représente un gain de temps du même ordre que celui que l'on obtiendrait si l'on pouvait supprimer le balayage des segments 16 et 17 du « triple conjugué » Baudot. Nous verrons plus loin comment sont effectués ces tests de correction ou de phase. Notons que les opérations de correction automatique ne se feront que si le glissement à la réception est inférieur à la durée d'une impulsion, soit 10 millisecondes. Sinon, tout l'ensemble des caractères reçus est décalé d'une impulsion environ. Dans ce cas, la correction automatique n'agira plus, car le rapport 3 impulsions travail/4 repos ne sera plus respecté et le test correspondant sera défavorable. On voit donc qu'en cas de défaut grave de synchronisation, l'équipement ne peut « s'accrocher » sur l'émetteur en « sautant » d'une impulsion, car le signal décalé, même synchronisé, sera toujours testé comme faux.

2.4. — Répétition et « mémoire ».

Si maintenant un signal mutilé se présente au distributeur côté réception, qu'il soit dû à une mauvaise propagation ou à un manque de synchronisme, le rapport 3 impulsions travail/4 repos ne sera plus respecté. Ceci déclenchera dans le Tor une unité dont le rôle sera de provoquer chez la station du correspondant la répétition du signal défectueux. Pour ce faire, il est nécessaire que ce signal supposé bon à l'émission ait été conservé, d'où la nécessité d'une unité d'emmagasinage des caractères, véritable « mémoire » de l'équipement. Cette « mémoire » est assurée simplement par 3 jeux de 7 condensateurs, chacun de ces jeux étant connecté, condensateur par condensateur, aux 7 sorties du convertisseur 5 unités/7 unités. Ces 3 jeux se trouvent connectés l'un après l'autre à chaque tour du distributeur au convertisseur en question. De la sorte, chaque lettre transmise est en même temps stockée. On opère ainsi, par exemple, pour les caractères *a*, *b*, *c*. Quant à *d*, il sera stocké dans le premier jeu de condensateurs où il viendra effacer la lettre « *a* » et ainsi de suite. Un calcul simple montre que 3 jeux de condensateurs suffisent pour s'assurer contre tous les risques de mauvaise réception, compte tenu du temps de propagation aller/retour entre les deux Tor en présence

Appelons, en effet, T_0 la durée de rotation d'un tour du distributeur, et ΔT le temps de propagation entre les stations 1 et 2 en présence. Une lettre émise par 1 met ΔT secondes pour parvenir en 2. Puis $T_0/2$ secondes avant sa réception complète (balayage des segments 1 à 7 du distributeur). En cas de test défavorable, effectué dès le début du segment 8, un signal « erreur » est aussitôt émis, ce qui prend encore $T_0/2$ secondes. Ce signal met ΔT secondes avant d'atteindre la station N° 1, où il n'est testé qu'après le segment 7 Le nombre N de caractères à stocker pendant tout ce temps dans

la station N° 1 devra évidemment satisfaire à l'inégalité

$$2\Delta T + 2T_0/2 < NT_0$$

Cette inégalité signifie que la somme des temps partiels énumérés ci-dessus doit être inférieure à la durée de stockage des caractères en question sinon, la première lettre qui, dans l'hypothèse du présent calcul, vient d'être mal reçue, serait effacée par le stockage de la $(N+1)^e$ lettre.

Le TOR travaille en général à 100 bauds (impulsions de 10 millisecondes). Par suite $T_0 = 10 \times 14 = 140$ millisecondes. De plus, on peut exprimer ΔT en distance, sachant que x (km) $/300000 = \Delta T$ secondes,

d'où $$x < \frac{(2N-2)}{4} T_0 \times 3000000$$

soit $$x < (2N-2) \cdot 10500 \ (km)$$

$N = 1$ est inconcevable. $N = 2$ revient à $x < 21.000$ km. Compte tenu de l'allongement du circuit radio dû aux réflexions sur les couches ionosphériques, on voit que l'on ne saurait travailler qu'avec des TOR distants d'une longueur inférieure à une certaine distance critique. Enfin, si on stocke 3 caractères, $N = 3$, on a $x \leqslant 42.000$ km, ce qui est largement suffisant pour pouvoir travailler avec deux TOR aussi éloignés que l'on veut, même aux antipodes l'un de l'autre.

A noter que, pendant tout le cycle de répétition, il est impossible que la station N° 2 reçoive deux fois certains caractères, en plus du caractère litigieux. En effet, dans le présent exemple, la lettre *A* est mal reçue. Aussitôt, le processus de répétition entre en jeu. Lorsque la station N° 1 reçoit le signal « erreur », elle a déjà transmis *B et C*, mais ces deux derniers caractères n'ont pas été reçus, parce que la non réception du signal « erreur » enclenche un circuit de comptage par relais qui empêche toute production de « 8es impulsions » pendant les révolutions précédant la seconde réception du signal A réémis par la station N° 1. Il y aura quatre révolutions dans un cycle de répétition (signal « erreur », plus trois caractères réémis). Si la seconde réception de *A* est, elle aussi, défectueuse, le processus de

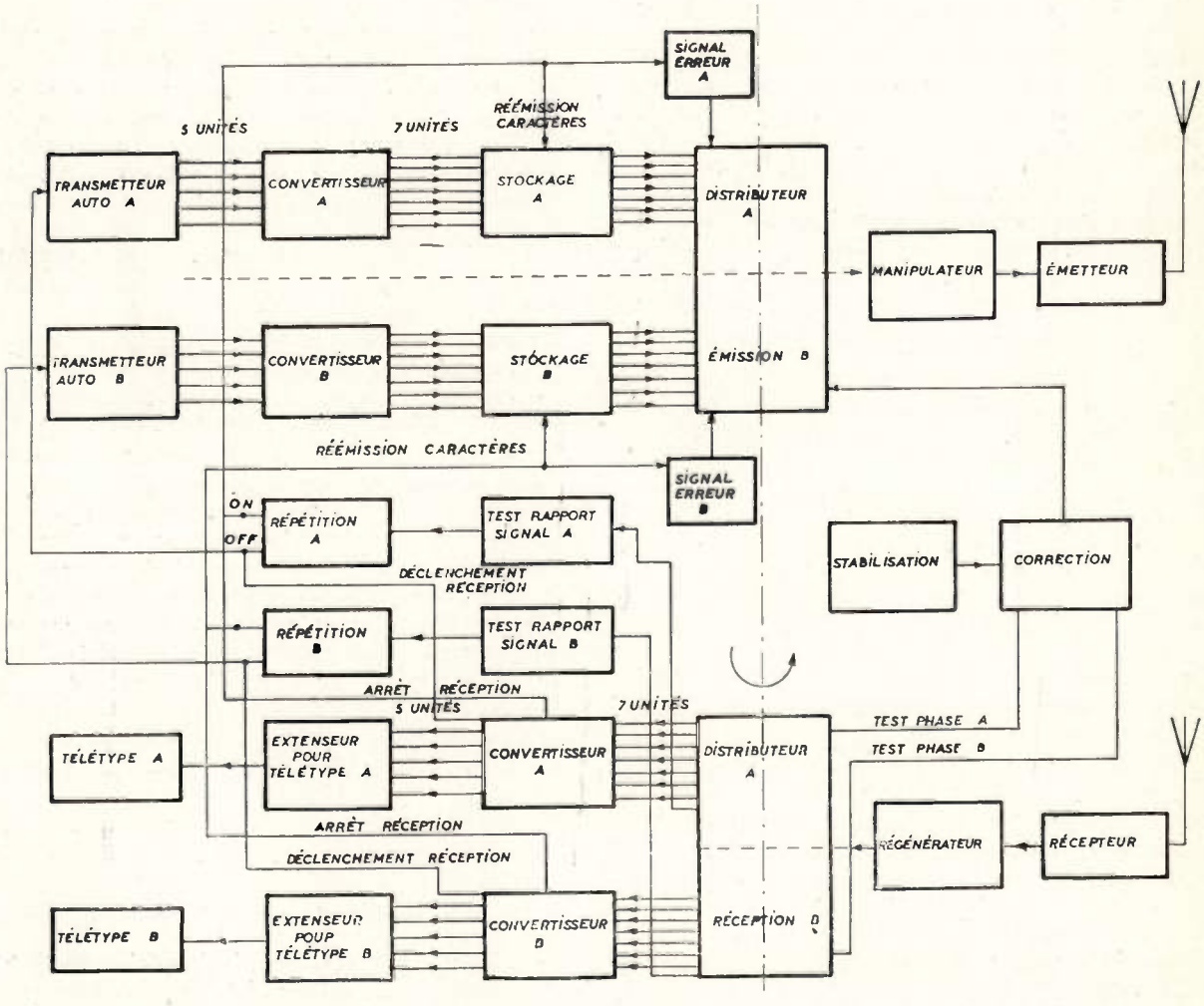


FIG. 6. — Vue d'ensemble sur le Tor

répétition est une nouvelle fois mis en jeu et ainsi de suite jusqu'à bonne réception de la lettre *A* (dans l'hypothèse, bien entendu, que les équipements des deux stations sont en ordre de marche, sinon, une erreur se répétant systématiquement est l'indice d'un dérangement à rechercher parmi tous les intermédiaires intervenant dans l'établissement de la liaison).

2.5. — Régénérateur de signaux.

Afin d'éviter de trop fréquentes mises en répétition, les signaux venant du Centre de Réception passeront par un régénérateur qui aura pour but, notamment, de ramener aux environs de 1 le rapport travail/repos des impulsions reçues, grâce à une combinaison de circuits à temps calculés en conséquence. La constante de temps relativement grande de ces circuits permet en outre d'éliminer l'influence de parasites se présentant sous forme d'impulsions de faible durée.

2.6. — Récapitulation et description d'ensemble.

La figure 6 donne un aperçu du schéma de principe d'un terminal TOR dans lequel, pour plus de commodité, nous supposons que les caractères à l'émission se présentent toujours sous forme d'une bande perforée suivant le code à 5 unités. L'exemple du F.R.X.D. nous a montré comment on peut, dans d'autres circonstances, se ramener à ce dernier cas.

Le signal de chacune des voies est, à l'émission, converti en 7 unités, puis stocké, puis repris dans le distributeur et transmis à l'émetteur par l'intermédiaire d'une unité de manipulation (montage dit « Flip-Flop » commandé par les impulsions de chaque caractère transmis et permettant soit de manipuler l'émetteur en tension, soit de le moduler par l'intermédiaire d'un oscillateur à fréquence musicale).

A la réception, les signaux sont d'abord régénérés à la sortie du récepteur, puis repris par le distributeur et répartis suivant les voies *A* et *B*. Dans chacune des voies, le signal est converti en 5 unités, puis transformé de manière à ce que les 5 unités soient envoyées successivement au lieu de l'être simultanément, les électros de réception des télétypes *A* et *B* n'étant, bien entendu, sensibles qu'à des trains d'impulsions qui se suivent.

Une fois chaque caractère transmis, la bande perforée avance d'une position, sous l'effet d'une « 8e impulsion » pour autant que les différents tests s'avèrent satisfaisants. Ces tests sont effectués, pour chaque voie, à partir du distributeur côté réception. Si les tests décèlent un mauvais signal, le système de répétition est enclenché. Dans ce cas, d'une part le signal erroné n'est pas reçu (pas de « 8e impulsion ») et, d'autre part, aucun nouveau caractère ne peut être présenté au transmetteur automatique (même raison). De plus, le dispositif de répétition provoque l'émission d'un signal spécial dit « signal d'erreur » à la place de la lettre qui aurait normalement dû être envoyée. Le signal « erreur » sera reçu chez le correspondant (station N° 2) et le circuit de réception de ce dernier est agencé de telle manière que le signal « erreur » reçu provoquera chez lui les opérations suivantes : arrêt de l'émission et de la réception normales, émission du signal « erreur », réémission des trois lettres précédant le moment de la réception du signal erreur. De la sorte, la première station (station N° 1) recevra de nouveau, de la part de la station N° 2 la lettre litigieuse et, si la nouvelle réception de cette lettre est bonne, le système de mise en répétition sera stoppé et tout rentrera dans l'ordre. A noter que, les équipements TOR étant identiques, l'émission du signal « erreur » par la station N° 1 déclenche aussi la réémission des 3 lettres précédemment émises. Cette réémission n'est pas nécessaire si la station N° 2 n'a pas reçu de mauvais signal. Elle le sera dans le cas — toujours possible — où les 2 stations reçoivent en même temps un signal erroné.

Enfin, un stabilisateur permet d'obtenir une vitesse de rotation des balais du distributeur ne variant que dans de très faibles limites. Un dispositif de correction permet un ajustement soit de la position de l'ensemble de ces balais, soit de l'écart entre ces balais, en cas de fluctuation en cours de fonctionnement. A cet effet, un test de phase du signal reçu est régulièrement assuré à partir du distributeur, côté réception.

Par suite de l'adoption de 2 voies principales, *A* et *B*, la transmission de chaque caractère correspond à l'exploration d'un demi-tour du distributeur par les balais d'émission et de réception. Le demi-tour restant — affecté par exemple à la voie *B* — est mis à profit dans la voie *A* pour effectuer les opérations suivantes :

— Avancement d'un caractère de la bande perforée ;

— Stockage ;

— Test du rapport 3 travail/4 repos et mise éventuelle en répétition ;

— Stabilisation de la vitesse du distributeur ;

— Correction automatique de la synchronisation ;

— Subdivision éventuelle des voies.

A cet effet, le distributeur comporte, en plus de la couronne segmentée déjà décrite, 2 autres couronnes concentriques, permettant la mise en œuvre de ces différentes opérations. Ces couronnes complémentaires sont explorées par des balais diamétralement opposés aux balais de transmission proprement dits.

3. — Réalisation pratique des principaux éléments.

3.1. — Les différents tests.

3.11. — *Réception d'un signal mutilé.*

La figure 7 illustre le principe de ce contrôle. Les 7 impulsions sortant du distributeur (côté réception) actionnent 7 relais dont les contacts introduisent ou

suppriment un certain nombre de résistances prises parmi 7 résistances égales disposées en parallèle et constituant l'un des bras d'un circuit en pont de Wheatstone. Ce circuit est calculé pour être en équilibre lorsque 4 de ces résistances sont introduites dans le bras considéré, soit pour 4 impulsions « repos ». Si le rapport 3 travail/4 repos n'est plus assuré, le pont est déséquilibré. Le courant passant dans la

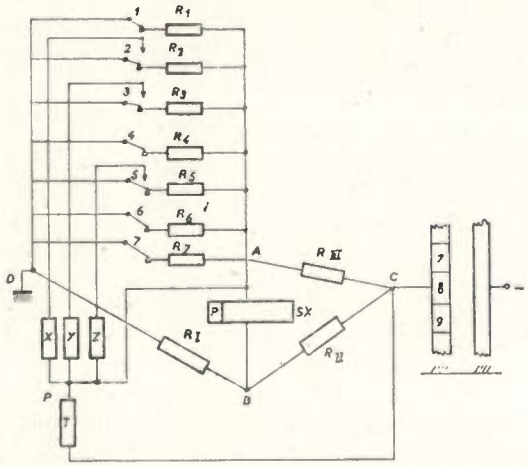


FIG. 7. — Test du signal

diagonale $A - B$ actionne le relais polarisé SX dont le contact déclenche la mise en route de l'unité de répétition. En même temps, il provoque l'envoi d'un signal « erreur » à la station qui vient d'être ainsi mal reçue.

3.12. — *Nécessité du signal « erreur ».*

On pourrait se contenter, par simple repassage sur l'émission, de renvoyer le signal mutilé au correspondant, ce qui déclencherait sa mise en répétition. Mais on court le risque de voir le même défaut de propagation se produire en sens inverse rétablissant ainsi un signal correct, reçu comme tel chez le correspondant. L'adoption d'un tel signal d'erreur permet d'éliminer cet inconvénient. On a choisi ce signal parmi les 3 signaux supplémentaires du code à 7 unités (voir 2.1) c'est le signal 011 0100. Cette convention nécessite, côté réception, un montage spécial provoquant dans ce cas la mise en travail du relais SX, sinon le signal « erreur » serait reçu comme un signal correct (3 travail-4 repos). C'est le rôle des résistances XYZ conférant au point P une tension supérieure à celle de B dans le cas de la réception du signal « erreur », ce qui entraîne l'action du relais SX. Si le signal « erreur » arrive mutilé, il provoquera quand même, en tant que signal incorrect, la mise en répétition chez le correspondant. Le résultat est donc certain dans tous les cas.

3.13. — *Application du test à la distinction entre voies.*

Afin d'éviter un mélange entre voies, on réalise une inversion des polarités des impulsions de la voie B par rapport à celles de A, côté émission. Cette inversion est rétablie en sens contraire côté réception. De la sorte, il est impossible de recevoir sur les segments de la voie B un signal de la voie A, car ce dernier présenterait un rapport 4 travail/3 repos au lieu de 3 travail/4 repos et serait testé comme défectueux. La réciproque est vraie, d'où mise en répétition sur les 2 voies et mise en marche du mécanisme de correction.

3.14. — *Test de phase.*

La figure 8 illustre le principe de ce test qui s'effectue à partir des anneaux complémentaires du distributeur dont il a été parlé plus haut. Le couple OA/OC est le distributeur proprement dit, tandis que OB/OD sont les anneaux complémentaires envisagés. Le test s'effectue obligatoirement pour des signaux à début symétrique, c'est-à-dire commençant par la séquence « repos-travail-repos » ou inversement, suivant la polarité adoptée. On a représenté sur la figure l'enveloppe symétrique du

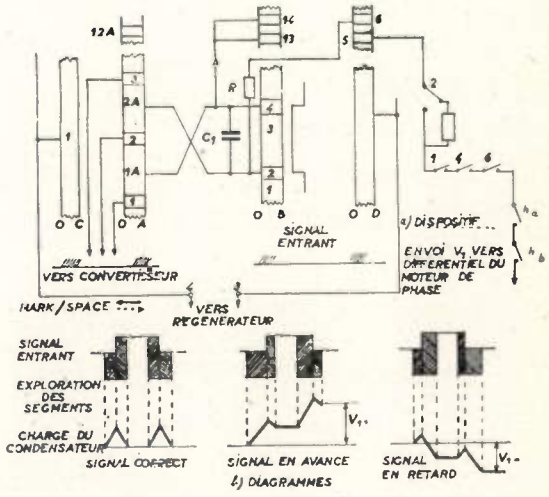


FIG. 8. — Test de la phase du signal

début d'un tel signal, la portion « travail » devant, en cas de synchronisme, être parfaitement symétrique par rapport aux axes des segments 2 de OA et 3 de OB. Dans ce cas, l'examen de la figure montre clairement (voir fig. 8*b*) que la charge résiduelle aux bornes du condensateur C_1 est nulle. Par contre, cette charge devient positive ou négative suivant le sens du déphasage (avance ou retard) du signal reçu. C'est cette tension résiduelle qui permet d'actionner, par blocage ou déblocage de lampes intermédiaires, les dispositifs mécaniques de correction dont nous parlerons plus loin. Il existe, bien entendu, un système de tests par voie principale, c'est-à-dire par demi-tour du distributeur.

3.15. — *Caractères donnant la correction.*

La nécessité d'un début symétrique du signal testé est évidente. En effet, si nous avions, par exemple, 2 impulsions « repos » successives, le condensateur C_1 se chargerait uniformément et,

même, et surtout en cas de phase correcte du signal, la tension résiduelle aux bornes de *C* provoquerait la mise en route des dispositifs de correction, c'est-à-dire une perte de synchronisation.

De plus, en l'absence de trafic, il faut que la correction se poursuive, sous peine de voir la synchronisation se perdre rapidement. C'est pourquoi, dans les périodes où aucun message n'est échangé, on envoie en permanence le signal 0001101 appelé « temps mort alpha » et qui est le second des 3 caractères en excédent présentés par le code à 7 unités par rapport au BAUDOT. Malheureusement, ce signal n'a pas un début symétrique. C'est pourquoi dans le TOR on procède à une permutation des impulsions transmises. Au lieu de transmettre 1 2 3 4 5 6 7, on transmet dans l'ordre 1 4 6 7 5 3 2. De la sorte, le « temps mort alpha » débute bien par « repos-travail-repos ». Les autres caractères donnant lieu à la correction sont *B D E Q* et le troisième caractère en excédent appelé « temps mort béta » et qui sert, en cas de besoin, de signal d'occupation de voie, en particulier dans le cas de TELEX. Afin d'éviter les tests inopportuns sur d'autres caractères que *B D* et *Q*, on a interposé les contacts 1 - 4 - 6, correspondant aux impulsions de même numéro du caractère (début suivant le trajet hertzien réel, c'est-à-dire suivant la séquence 1-4-6), il en résulterait une tension intempestive de correction due à la destruction de la symétrie initiale du caractère en question, alors que la phase de réception peut très bien être parfaitement correcte. Cette correction inopportune provoquerait une perte de phase venant s'ajouter à l'erreur due aux parasites, si bien que la répétition du caractère erroné, même en cas de disparition des parasites perturbateurs, amènerait systématiquement du fait de ce déphasage provoqué, une mauvaise réception du caractère répété. C'est pourquoi, en série avec les contacts 1-4-6 précédents, on a inséré les contacts *ha* et *hb* de l'unité de répétition, contacts ouverts pendant toute la durée de la répétition, rendant ainsi inopérante la correction automatique.

Enfin, il est à remarquer qu'en l'absence de trafic, le signal « temps mort alpha » étant émis, la correction se fera à tous les tours du distributeur, alors qu'en cas de trafic, elle ne se produit que pour les caractères *B*, *D*, *E*, *Q* (voir plus haut). Dans le premier cas, la correction n'a pas besoin d'agir de façon aussi énergique que dans le second. C'est pourquoi (voir toujours la fig. 8) on a interposé entre le condensateur C_1 et les contacts 1-4-6 un contact, 2

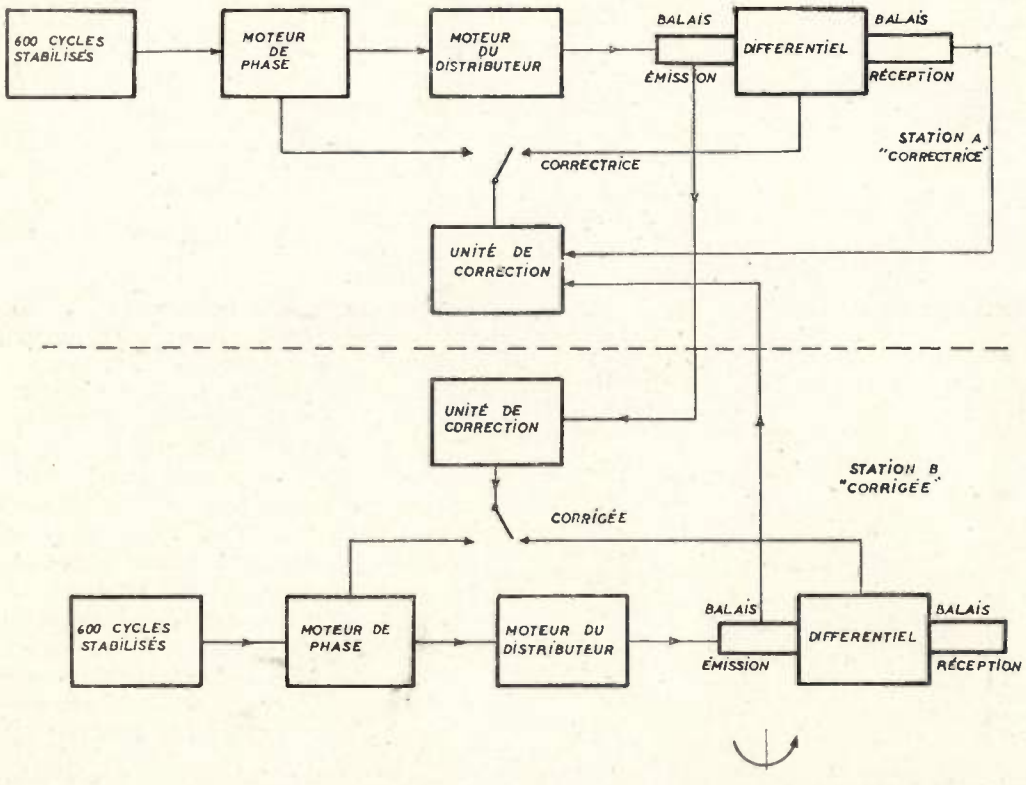


FIG. 9. — Répartition des fonctions de correction

reçu. De cette façon, seule la séquence « repos-travail-repos » ferme le circuit de correction.

De plus, il importe que la correction automatique ne puisse se faire lorsque l'équipement est en répétition. En effet, dans le cas, par exemple, où des parasites aient affecté le début de la transmission d'un des caractères donnant lieu à la correction actionné par l'impulsion N° 2 du signal, mettant en série dans le circuit une résistance ayant pour effet de diminuer l'action de la correction, car, dans ce « temps mort alpha », l'impulsion 2 est une impulsion « repos ».

A noter enfin que, dans la recherche de la permutation des impulsions dont on a parlé plus haut, on

a été guidé par le fait que, dans la séquence choisie, le « temps mort alpha » se présente sous forme de « points » bien connus des radio-télégraphistes, forme qui se prête particulièrement bien aux réglages entre stations (rapport longueurs « travail » et « repos », etc.).

3.2. — Dispositifs de correction : leur double nature.

Le déphasage éventuellement testé peut provenir de deux causes :

— Légères variations de la durée de propagation affectant l'angle de calage des balais d'émission et de réception des distributeurs ;

— Légères variations des vitesses de rotation des distributeurs des deux stations éloignées.

Ces deux sortes de variations peuvent d'ailleurs se produire en même temps et, au surplus, elles peuvent s'assimiler l'une à l'autre. C'est ainsi qu'un léger écart de vitesse de rotation des distributeurs pourrait facilement être interprété comme une variation de phase, donc du temps de propagation.

Profitant du caractère relatif de ces deux genres de variations, le TOR répartira entre les deux terminaux la double fonction de correction. La station N° 1, par exemple, s'occupera de la correction due aux variations du temps de propagation. On convient d'appeler « correctrice » une telle station. La station N° 2, elle, corrigera les variations de phase. Elle sera dite « corrigée ». On voit bien ici le caractère purement conventionnel de ces expressions, la station « corrigée » n'étant en aucune façon asservie à la station « correctrice ». La figure 9 illustre le principe de cette répartition, d'ailleurs réversible, des fonctions de correction.

3.3. — Différentiel et moteur de phase.

Le différentiel permet de rattraper les variations du temps de propagation. La figure 10 illustre ce dispositif. Les balais d'émission sont directement

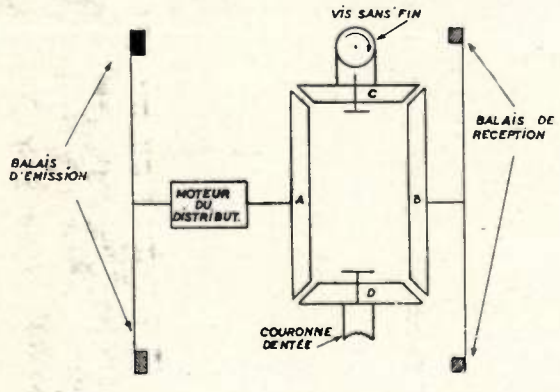


FIG. 10. — Le différentiel

solidaires du moteur du distributeur. Sur l'autre extrémité de l'axe est monté un pignon A. En regard de ce dernier, est monté un pignon B identique à A et solidaire des balais de réception. A et B sont reliés par l'intermédiaire de C et D également identiques entre eux et tournant autour de leur axe solidaire d'une couronne dentée. Cette couronne engrène sur une vis sans fin actionnée par un moteur dit « moteur du différentiel ». Ce différentiel est constitué par l'ensemble A, B, C, D, couronne dentée. Si cette couronne est immobile, les balais d'émission et de réception tournent évidemment à la même vitesse. Si la couronne se met à tourner, la vitesse des balais de réception augmentera ou diminuera, par rapport à celle des balais d'émission selon le sens de rotation de la couronne ; d'où une variation d'écart entre ces balais. Cette variation devra rattraper celle du temps de propagation entre les 2 stations en présence. Le moteur de phase permet de rattraper les variations relatives de vitesse des distributeurs des deux TOR en présence. La figure 11 illustre ce dispositif. Il a pour objet essentiel de faire varier la phase d'impulsions stabi-

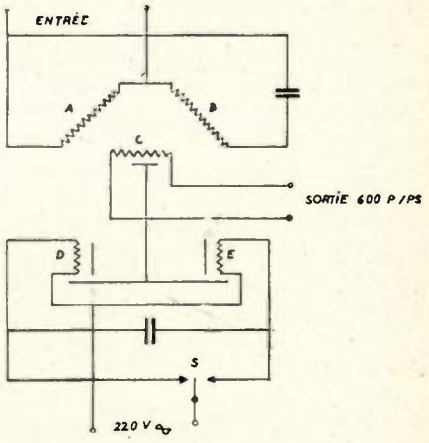


FIG. 11. — Le moteur de phase

lisées à 600 cycles par seconde qui, ainsi que nous le verrons plus loin, servent elles-mêmes à la stabilisation de la vitesse des distributeurs. Ces impulsions sont appliquées à l'entrée de ce dispositif de façon à obtenir un déphasage de 90° entre les tensions développées dans les bobines A et B. Lorsque C tourne, la phase de la tension de sortie varie évidemment, comparée à celle de la tension d'entrée. Cette rotation est obtenue au moyen d'un classique disque de Ferrares, le sens de rotation étant déterminé par le sens de fermeture de l'interrupteur S. Lorsque tout est normal, S reste au milieu des deux contacts et le moteur de phase reste au repos. Lorsque la phase varie dans un certain sens, l'unité de correction ferme le contact de S, de manière à provoquer une variation de phase en sens contraire.

Différentiel et moteur de phase sont actionnés à partir de la tension résiduelle aux bornes du condensateur C_1 dans le sens déterminé par le signe de cette tension (voir 3-14). Les intermédiaires sont constitués par un circuit composé de lampes et de relais dont la description dépasserait le cadre de cet exposé.

Revenant à la figure 9, on voit que chaque station peut être, à volonté, « correctrice » ou « corrigée ». La station « correctrice » a son moteur de phase

normalement bloqué, tandis que la station « corrigée » aura son différentiel normalement au repos.

Ces deux organes ne servent pas seulement en cas de correction automatique. Nous avons vu, en effet, qu'en cas de déphasage atteignant ou dépassant la durée d'une impulsion, le système se mettait en répétition (voir 3.15). Dans ce cas, nous l'avons vu, le fonctionnement de la correction automatique est suspendu. Si la mise en répétition n'affecte qu'une seule voie, la correction automatique peut encore se faire sur l'autre voie (il y a en effet possibilité de test de phase à chaque demi-tour du distributeur correspondant à une des deux voies principales). Il suffit alors d'attendre qu'un bon signal se présente sur la voie défectueuse. Par contre, si les deux voies sont en répétition, plus aucun test de correction ne se produit et le synchronisme est très vite complètement perdu. C'est alors que l'on a recours à une opération semi-automatique, dite de « correction initiale ».

Cette « *correction initiale* » s'effectue en manœuvrant un interrupteur spécial qui, par l'intermédiaire de deux circuits à temps — résistance-capacité —, disposés en cascade, enclenche successivement dans un sens, puis dans l'autre, l'organe de correction correspondant à l'état de la station « correctrice » ou « corrigée » (différentiel ou moteur de phase). Lorsque, au bout d'un certain temps, la recherche aboutit à la restauration de la phase correcte, la répétition cesse et nous rentrons de nouveau dans le domaine de la correction automatique en période de trafic normal.

3.4. — *Stabilisation de la vitesse du distributeur.*

Cette stabilisation est obtenue en comparant la fréquence d'impulsions auxiliaires produites par la rotation propre du moteur du distributeur avec la fréquence d'impulsions de référence produites par un générateur stabilisé par quartz.

Ce générateur comporte un étage oscillateur stabilisé par quartz à la fréquence de 60 kc/s. La sortie de cet oscillateur attaque en cascade deux multivibrateurs opérant chacun une division de fréquence par 10. La tension de sortie à 600 cycles ainsi obtenue et qui sert à l'attaque du moteur de phase décrit plus haut, entre dans l'unité de correction où elle attaque un troisième multivibrateur opérant une division par 6. On obtient ainsi des impulsions à une cadence rigoureusement constante de 100 par seconde.

D'autre part, le moteur du distributeur comporte un stator bobiné en série suivant 14 pôles, le rotor étant constitué par 14 pièces polaires subissant l'attraction des pôles du stator, lorsque ce dernier est parcouru par une impulsion de courant continu. La figure 12 illustre un tel système, les anneaux *ZA* et *ZE* représentant des anneaux complémentaires et concentriques à la couronne formant le distributeur proprement dit. L'anneau *ZA* peut, à l'aide d'un dispositif pignon-vis sans fin, subir une légère rotation autour de son axe de part et d'autre d'une certaine position moyenne. Ceci permet de faire varier l'instant d'attaque des pièces polaires du rotor solidaires des balais d'exploration des segments de *ZA*. En tournant plus ou moins ce dernier, au moyen du dispositif indiqué, on peut rendre plus ou moins énergique l'attraction du stator, c'est-à-dire augmenter ou diminuer la vitesse du rotor.

L'exploration des balais de *ZA*, *ZE*, bloque et débloque tour à tour la lampe N° 2 entraînant l'envoi d'impulsions auxiliaires de courant continu

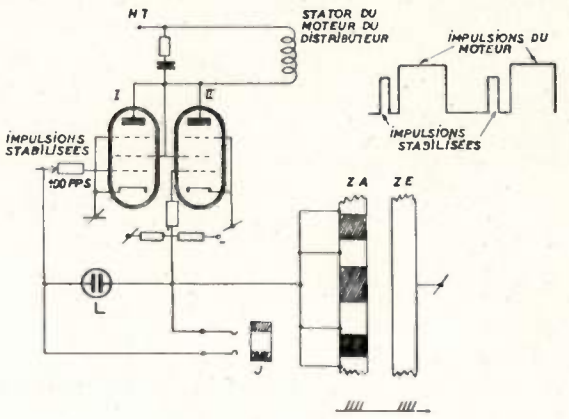


Fig. 12. — Stabilisation de la vitesse du distributeur

dans le stator du moteur du distributeur, à une cadence fonction de la vitesse de ce dernier. Les impulsions de référence à fréquence stabilisée exerceront un effet de freinage, de sorte qu'il suffira, au moyen du dispositif à vis sans fin déjà décrit, de régler la vitesse du moteur seul (sans freinage) à une valeur légèrement supérieure à la valeur de régime, pour que l'effet de freinage des impulsions stabilisées bloque la vitesse du distributeur à la valeur désirée. Ce résultat est atteint lorsque les deux séries d'impulsions seront bien en phase. La lampe au néon *L* doit alors être éteinte (pas de différence de potentiel entre ses bornes), les impulsions stabilisées étant à la tension « terre ». La prise de Jack J qui donne lieu à un oscillogramme dont l'allure est représentée à la figure 12 en permet un contrôle facile. Pour plus de sécurité, le TOR comporte un second générateur à impulsions stabilisées ainsi qu'un dispositif à relais, permettant la substitution automatique de ce générateur au générateur principal, en cas de défaillance de ce dernier.

3.5. — *Equipements accessoires.*

Parmi ceux-ci, les convertisseurs de code sont les plus importants. Ils comprennent un certain nombre de relais neutres, dont les contacts multiples sont agencés de manière à obtenir la transformation désirée.

Les autres équipements accessoires tels que : unité de stockage, régénérateur de signaux, subdiviseur de voies, unité de répétition, ont été décrits brièvement dans divers paragraphes qui précèdent. Nous ne les détaillerons pas davantage, car ils ne présentent pas le même caractère d'originalité que les éléments principaux ci-dessus décrits.

3.6. — *Application au* « TELEX ».

La mise au point des équipements « FRXD » décrits plus haut (voir 2.24) permet d'envisager des liaisons en TELEX sur l'une des deux voies principales ou même sur les deux voies du TOR. D'une part, le FRXD permet à un abonné quelconque de travailler à n'importe quelle vitesse de transmission et, d'autre part, la facturation est rendue aisée de par la nature même de la conception du TOR. Il suffit, en effet, d'adopter, comme compteur de durée de communications, un totalisateur de « 8es impulsions ». De cette façon, l'abonné n'est taxé qu'au prorata des caractères réellement transmis et régulièrement reçus. Il va de soi que si l'abonné n'utilise pas la voie mise à sa disposition, le « temps mort béta », qui est, nous l'avons vu, le signe d'occupation de voie dans le cas du TELEX (voir 3.15), donne lieu à la production de « 8es impulsions », donc à une facturation régulière.

Un équipement complet TOR fonctionne à Léopoldville (Congo Belge) en liaison avec un équipement similaire travaillant à Bruxelles. Cette liaison assure des communications en TELEX sur l'une des deux voies principales, les centraux TELEX constituant, bien entendu, des entités séparées dans le détail desquelles nous ne pouvons entrer sans nous éloigner du but de cet exposé.

LES MATÉRIAUX CÉRAMIQUES
mise au point technique et bibliographique [1]

PAR J. SUCHET

Ingénieur aux Laboratoires Philips

De nombreuses pièces détachées nouvelles sont apparues depuis la guerre en radio-électricité, et ont entraîné d'importantes modifications des techniques employées. Ce renouvellement est dû aux progrès réalisés dans la connaissance de l'état solide, et notamment au développement de deux types de matériaux peu ou mal connus auparavant : les « matériaux céramiques », d'une part, et les « cristaux semi-conducteurs », d'autre part.

Cet article a pour but de donner, à l'aide des principaux travaux publiés dans diverses revues scientifiques et techniques durant ces dernières années, une vue générale des matériaux céramiques qui font actuellement l'objet de fabrications industrielles ou de travaux de laboratoire. Nous examinerons successivement pour chacun d'eux les compositions chimiques utilisables, la structure cristalline, et les arrangements particuliers d'atomes qui sont responsables de leurs propriétés. Ce parallèle montrera que ces matériaux présentent de nombreuses analogies : les matières premières sont en nombre assez restreint, les techniques de fabrication sont les mêmes, et les pièces détachées dont ils permettent la réalisation se trouvent souvent entrer en compétition pour une même application.

Matériau et technique céramique :

Tout d'abord, que faut-il entendre exactement par « matériau céramique » ? Il n'y a aucune différence de composition chimique ni d'arrangement moléculaire entre un monocristal de titanate de baryum par exemple et une céramique du même composé, ou bien entre une pièce de fer obtenue par coulée et une pièce analogue réalisée en fer fritté. Bien que les deux types de solide aient des propriétés mécaniques, électriques et magnétiques différentes, seule la technique de mise en forme varie. On appelle « matériau céramique » toute substance minérale solide dont la mise en forme définitive a été effectuée sans passage par l'état liquide, par pulvérisation suivie d'une agglomération, d'un frittage et éventuellement d'une rectification par abrasion.

L'agglomération est une mise en forme provisoire, une cohésion minima des différents grains de poudre étant généralement obtenue au moyen d'une substance plastique minérale, telle que l'argile, ou bien d'un plastifiant organique. Elle consiste généralement en une compression dans la matrice d'une presse ou en une extrusion à travers une filière.

Le frittage d'un corps pur, par exemple la poudre de fer, ou bien l'oxyde de titane, est une cuisson à température inférieure à la température de fusion de ce corps. C'est donc une soudure des différents grains par diffusion superficielle. Par extension, on dira que le frittage d'un mélange de plusieurs substances est une cuisson à une température inférieure à la température de fusion de ses principaux constituants ainsi qu'à celle du composé nouveau, s'il s'en forme. C'est donc une réaction à l'état solide où le rôle essentiel est joué par les phénomènes de diffusion et de recristallisation. Le matériau fritté est solide, homogène et sa porosité n'est généralement pas visible à l'œil nu [1].

Les matériaux céramiques s'opposent donc principalement aux métaux et alliages réalisés par coulée dans un moule : ils comprennent généralement des composés chimiques difficilement fusibles, ou bien qui se décomposent avant fusion.

La technique céramique est connue depuis fort longtemps et était utilisée dès l'Antiquité pour la mise en forme des argiles et terres réfractaires ainsi que pour la métallurgie du fer. Son entrée dans l'Electrotechnique date de l'utilisation des premiers isolateurs en porcelaine : des compositions spéciales furent alors étudiées et, bientôt, la réalisation de condensateurs céramiques attira l'attention des radio-électriciens. Enfin, de nouveaux matériaux ferromagnétiques pour lesquels la technique céramique était également la seule possible firent leur apparition peu avant la guerre.

Les isolants et les diélectriques céramiques sont de couleur blanche, alors que les céramiques magnétiques sont noires. Cette distinction de couleur est donc commode pour séparer deux grandes classes de matériaux : céramique blanche et céramique noire. Il convient toutefois de classer à part un certain nombre de compositions que rapprochent leurs propriétés électriques spéciales et leurs utilisations : ce sont les céramiques semi-conductrices à résistance variable ou « varistances céramiques ». Enfin, la Métallurgie des Poudres (poudres métalliques) ou Métallocéramique vient constituer la quatrième classe de matériaux céramiques, mais la plus grande partie de ses applications échappe au domaine de l'Electronique.

I. — Céramique blanche :

La céramique blanche est donc la première classe de matériaux céramiques. Elle comprend les isolants et les diélectriques, sans que l'on puisse d'ailleurs

(1) Communication présentée à la Société de Radioélectriciens le 7 décembre 1953.

tracer de frontière nette entre ces deux sortes de matériaux.

Nous rappellerons brièvement que ces substances sont caractérisées par des constantes mécaniques, telles que la résistance à la flexion et le coefficient de dilatation ainsi que des constantes électriques, telles que la permitivité ε et le facteur de dissipation $tg\,\delta$. Pour les matériaux isolants comptent surtout les qualités mécaniques ainsi que les pertes, proportionnelles au produit $\varepsilon\,tg\,\delta$. Pour les diélectriques, les permitivités élevées permettent la réalisation de condensateurs de faibles dimensions, mais le facteur de dissipation doit rester très faible, afin de limiter les pertes. Enfin, les variations de la permitivité avec la température sont en général nuisibles, sauf dans le cas des matériaux dits « thermosensibles » et utilisés comme tels, pour lesquels ces variations doivent être bien reproductibles.

a) *Isolants et diélectriques* :

Les premiers matériaux isolants utilisés furent des porcelaines classiques pour lesquelles on peut donner la composition moyenne suivante :

phase cristallisée (20 à 35 %) mullite 3 Al_2O_3, 2 SiO_2 (aiguilles) ;
quartz SiO_2 (grains arrondis) ;

phase vitreuse (65 à 80 %) K_2O 3-7 % ;
Al_2O_3 12-16 % ;
SiO_2 77-83 %.

L'utilisation courante des hautes fréquences les fit abandonner au profit de porcelaines à base de stéatite 3 MgO, 4 SiO_2, H_2O dites « porcelaines électrotechniques », de composition analogue, mais où les cristaux de mullite sont remplacés par des cristaux de clinoenstatite $MgSiO_3$. Puis on utilisa des produits à haute teneur en silicate de magnésium, et même la stéatite seule, sans additions. Enfin, l'étude approfondie du système ternaire silice — magnésie — alumine a permis la mise au point de matériaux à caractéristiques satisfaisantes et variées parmi lesquels la cordiérite 2 MgO, 2 Al_2O_3, 5 SiO_2, est remarquable par son faible coefficient de dilatation. Le tableau I indique schématiquement les caractéristiques des trois groupes principaux de matériaux isolants utilisés.

La figure 1 indique sur le diagramme ternaire MgO - SiO_2 - Al_2O_3 les principales compositions employées industriellement : en A une porcelaine dense

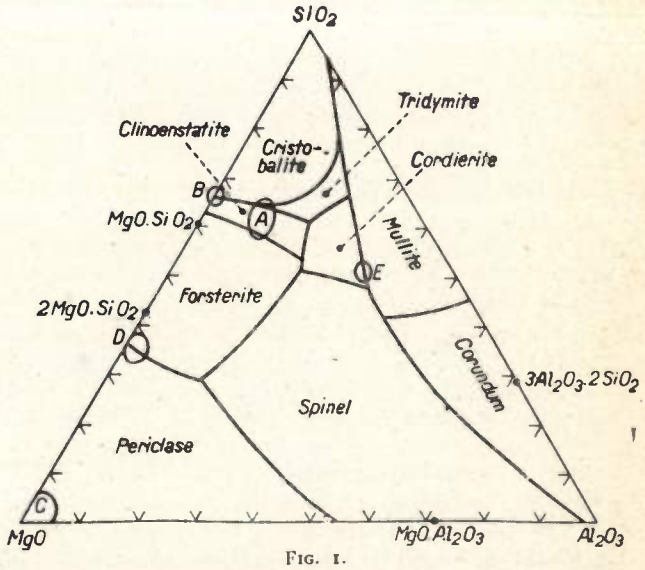


FIG. 1.

à base de stéatite possédant une résistance à la flexion élevée, en *B* une porcelaine poreuse également à base de stéatite utilisée comme matériau de construction dans les tubes électroniques et permettant la réalisation de céramiques soudables au verre, en *C* et *D* des masses à base de magnésie avec coefficient de dilatation de l'ordre de dix millionièmes permettant par exemple la réalisation de supports pour résistances bobinées tolérant l'émaillage, en *E* la cordiérite de coefficient de dilatation deux millionièmes permet la réalisation de carcasses de bobines de self.

Certains de ces matériaux isolants, dont la permitivité n'était pas trop basse et les pertes très faibles, par exemple la stéatite, ont été utilisés pour la

TABLEAU I

	ε	$tg\,\delta$ à 1 Mhz	Coefficient dilatation linéaire	Applications
Porcelaine électrotechnique	6 - 7,5	0,006 - 0,01	5,0 - 6,8 $\times 10^{6}$	Isolateurs courants.
Stéatite	5,5 - 7,5	0,0002 - 0,0035	7,8 - 10,4 $\times 10^{6}$	Isolateurs H.F.
Cordiérite	4,1 - 5,4	0,003 - 0,007	2,0 - 2,8 $\times 10^{6}$	Supports tubes électroniques.

TABLEAU II

	ε	$\alpha_c = \frac{1}{\varepsilon}\frac{d\varepsilon}{dt}$	$tg\,\delta$
Stéatite *Mg Si O3*	6 à 7	+ 120 $\times 10^{-6}$ /° C	5 $\times 10^{-4}$
Rutile *Ti O2*	110	— 800 $\times 10^{-6}$ /° C	5 $\times 10^{-4}$
Mg Ti O3	15	+ 100 $\times 10^{-6}$ /° C	10^{-4}
Composés *MgO - TiO2 - ZrO2*	30 à 60	très faible	5 $\times 10^{-4}$

fabrication de condensateurs de faible valeur, mais l'essor des condensateurs céramiques date pratiquement des premières études sur les propriétés diélectriques du rutile ou oxyde de titane, vers 1930. Cet oxyde permet la réalisation de matériaux céramiques à permitivité supérieure à 100, mais avec un coefficient de température très important. Les études s'orientèrent donc par la suite vers des composés à permitivité plus faible, mais moins dépendante de la température, tels que le titanate de magnésium puis les composés ternaires rutile — magnésie — zircone. Le tableau II donne les caractéristiques de ces différentes compositions [2] [3] [4] [5] [6] [7] [8].

b) *Ferroélectriques* :

L'importance prise par les céramiques blanches dans la radio-électricité date, en grande partie, de l'étude d'un groupe de composés de formule générale

$$A^{2+}\ B^{4+}\ O_3^{2-}$$

et dont les atomes possèdent un arrangement particulier appelé « structure pérowskite ». Le principal est le titanate de barium dont les propriétés ont été découvertes par WAINER et SALOMON aux Etats-Unis en 1943.

Ce corps présente un comportement analogue au sel de Rochelle et aux phosphates et arséniates acides de potassium déjà connus : il est ferro-électrique, c'est-à-dire que la polarisation y varie considérablement en fonction du champ électrique appliqué, et que sa permitivité dépend à la fois de la température et de la polarisation préalable du matériau. La permitivité est de l'ordre de 1 500

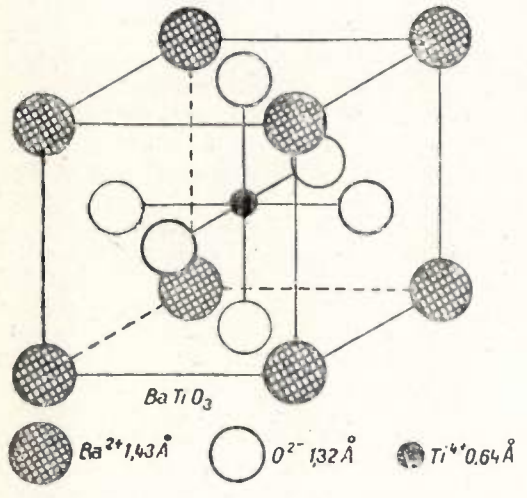


FIG. 2

à la température ambiante et passe par un maximum aigu de 6 000 environ à 120° C. Pour un matériau préalablement polarisé dans un champ électrique intense, on peut obtenir des permitivités encore plus élevées. Il est d'autre part piézo-électrique, c'est-à-dire qu'il peut être polarisé en l'absence de champ, par simple pression.

La figure 2 représente l'arrangement d'atomes caractéristique de la structure pérowskite dans le cas du titanate de barium. Les théoriciens se sont efforcés d'expliquer la forte polarisation que peut prendre ce corps en y calculant les distances et les champs ioniques. Ils ont montré que l'ion Titane est trop petit pour l'espace libre au centre de l'octaèdre formé par les 6 ions oxygène et que le champ particulier dans cet espace rend la position centrale légèrement instable, de sorte que l'application d'un champ électrique extérieur suffisant peut entraîner un décalage général de tous les ions Titane à une distance du centre de l'ordre du dixième d'angströms. La ferro-électricité manifestée par le titanate de baryum et les composés voisins est donc un phénomène *ionique* lié à une structure moléculaire spéciale [9].

Après le titanate de baryum, on découvrit un grand nombre de corps ferro-électriques possédant la même structure pérowskite. Dans la formule $A^{2+}\ B^{4+}\ O_3^{2-}$, B peut représenter entre autres les atomes de titane, zirconium, étain, cérium, germanium et A ceux de calcium, barium, strontium, plomb, glucinium, etc... Tous ces corps ne sont pas ferro-électriques à la température ordinaire, mais tous donnent des cristaux mixtes avec le titanate de baryum et peuvent donc être introduits dans des céramiques le contenant dans le but de modifier leurs caractéristiques.

Le titanate de baryum est impropre à la fabrication de condensateurs céramiques en raison de son énorme coefficient de température et de ses pertes élevées. L'intérêt des composés mixtes comprenant plusieurs sortes d'ions A et B est donc de diminuer simultanément l'influence de la température et les pertes. On est ainsi parvenu à préparer des céramiques de permitivité 10 000 environ avec des facteurs de dissipation de 0,01 à 0,02. Malgré tout, les matériaux ferroélectriques ne sont utilisables que dans certaines catégories de condensateurs. Par contre, leurs propriétés spéciales, et notamment la variation non-linéaire de la permitivité avec le champ appliqué, ont rencontré de nombreuses applications [10] [11] [12] [13] [14].

Des études récentes portant sur les niobates et les tantalates ont révélé l'existence de ferro-électricité dans les formules $A^{+}\ B^{5+}\ O_3^{2-}$ avec A représentant sodium ou potassium (structure pérowskite) ou lithium (structure ilménite), et $A^{2+}\ B_2^{5+}\ O_6^{2-}$ méta et $A_2^{2+}\ B_2^{5+}\ O_7^{2-}$ pyro avec A représentant cadmium ou plomb (structure fluorite pour le pyroniobate de cadmium). La ferroélectricité de certains de ces corps subsiste jusqu'à des températures de l'ordre de 500° C avec des permitivités atteignant 1 000. On remarquera que les formules des corps ferro-électriques se groupent comme suit :

$A\ (BO_3)$	$A^{2+}\ B^{4+}\ O_3^{2-}$	titanates et zirconates
	$A^{1+}\ B^{5+}\ O_3^{2-}$	niobates et tantalates alcalins
	$\ldots\ B^{6+}\ O_3^{2-}$	oxyde tungstique
$A\ (BO_3)_2$	$A^{2+}\ B_2^{5+}\ O_6^{2-}$	métaniobates et métatantalates *Cd Pb*.

[15] [16] [17] [18] [19].

II. — Céramique noire :

Les céramiques magnétiques constituent la deuxième classe des matériaux céramiques ou céramique noire.

Nous rappellerons brièvement que les matériaux magnétiques durs sont caractérisés par le champ coercitif rapporté à l'induction et par l'énergie magnétique, valeur maxima du produit $B \times H$ sur la courbe d'hystérésis. Les matériaux doux le sont par la perméabilité initiale, l'induction à saturation et la forme du cycle d'hystérésis. On a coutume de distinguer en haute fréquence les pertes d'énergie par courants de Foucault dans la masse conductrice, les pertes hystérétiques proportionnelles à l'aire du cycle, et les pertes résiduelles négligeables dans les matériaux courants, mais dont l'importance relative croît pour les céramiques magnétiques.

Bien que les propriétés de l'oxyde magnétique Fe_3O_4 ou « pierre à aimants » soient connues depuis l'antiquité, les matériaux magnétiques industriels furent pendant longtemps obtenus uniquement par coulée d'alliages métalliques. Des travaux datant du début de ce siècle avaient révélé l'existence de ferrites de formule générale

$$M^{2+}\ Fe_2^{3+}\ O_4^{2-}$$

cristallisant dans le système cubique avec la structure spinelle dont le type est l'aluminate de magnésium $MgAl_2O_4$. Ces composés dérivent de la magnétite Fe_3O_4 par substitution d'un autre métal à un atome de fer divalent. Des études systématiques poursuivies par un grand nombre de chercheurs dans

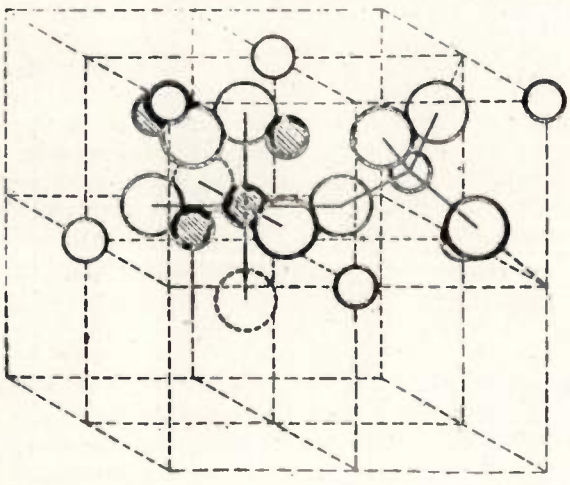


Fig. 3.

différents pays, parmi lesquels nous citerons — tout au début — celles de Chaudron et Forestier en France et celles de Snoek en Hollande, ont porté sur les ferrites de lithium, manganèse, zinc, cadmium, nickel, cobalt, magnésium, etc. La plupart de ces substances sont ferromagnétiques, beaucoup possèdent une perméabilité notable, et leur résistivité ne donne lieu à aucune perte par courants de Foucault, de sorte que le facteur de dissipation reste faible jusqu'à des fréquences élevées.

La figure 3 représente l'arrangement d'atomes caractéristique de la structure spinelle. Ici, comme dans la structure pérowskite, le réseau des gros ions oxygène fait apparaître des espaces « octaédriques » entourés par 6 ions, et des espaces « tétraédriques » entourés par 4 ions. La structure normale, calquée sur celle de l'aluminate de magnésium, supposerait que pour deux espaces octaédriques occupés par les ions ferriques Fe^{3+}, il y a un espace tétraédrique occupé par l'ion M^{2+}. En fait, les théoriciens ont montré que les conditions d'apparition du magnétisme étaient justement liées à l'existence

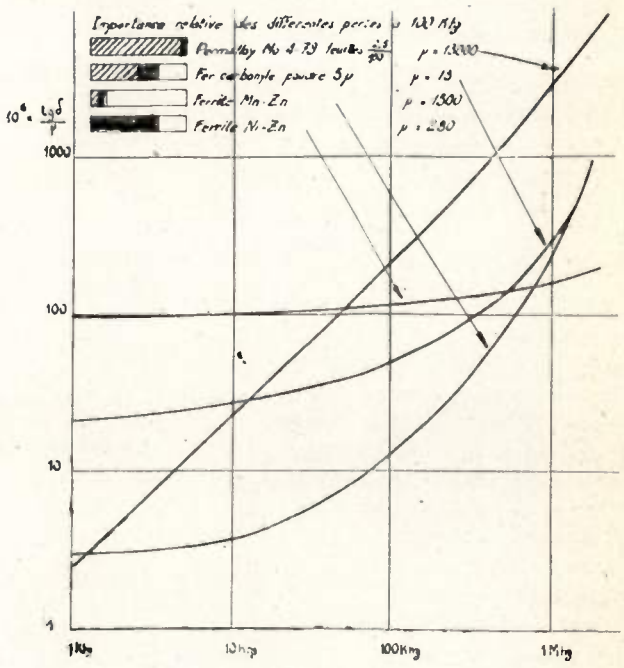


Fig. 4.

d'une structure anormale où pour un espace tétraédrique occupé par un ion ferrique Fe^{3+}, deux espaces octaédriques se partageaient les ions restants des deux espèces. Le nom de « ferrimagnétisme » a été proposé pour le magnétisme particulier des ferrites par le professeur Neel, auquel nous sommes redevables de sa théorie. Bien que le magnétisme soit un phénomène électronique, nous retrouvons donc ici, comme pour la ferro-électricité du titanate de baryum, la nécessité d'un arrangement d'atomes très spécial, mais cette fois dans la structure spinelle [20].

a) *Ferromagnétiques doux* :

En ce qui concerne les matériaux doux à perméabilité élevée, la recherche des propriétés magnétiques optima a conduit, comme dans le cas des titanates, à utiliser des composés mixtes. La ferrite de manganèse et de zinc a permis d'atteindre des perméabilités initiales supérieures à 1 000 et des inductions à saturation de 3 à 4 000 gauss avec des pertes faibles jusqu'à 100 kHz. La ferrite de nickel et de zinc est utilisable jusqu'à 100 Mhz et même au-delà, avec des valeurs plus faibles. On a également essayé d'inclure dans ces compositions de l'oxyde de lithium. On emploie d'autre part des ferrites contenant du magnésium pour l'obtention de cycles

d'hystérésis rectangulaires. Enfin des travaux récents sont relatifs aux propriétés de systèmes à plus de trois constituants.

La figure 4 montre l'importance relative des différentes sortes de pertes à 100 kHz pour divers matériaux, ainsi que la valeur des pertes totales en fonction de la fréquence. On notera que l'échelle des pertes est logarithmique. L'avantage apporté par les ferrites aux fréquences élevées apparaît immédiatement. Le tableau III donne à titre d'exemple quelques caractéristiques des différentes qualités de ferroxcube III (ferrite de manganèse et de zinc) et de ferroxcube IV (ferrite de nickel et de zinc). Il convient de remarquer que les producteurs adoptent souvent des conditions de référence différentes en ce qui concerne la température et la fréquence auxquelles sont faites les mesures. Il n'est pas toujours facile dans ces conditions de comparer les qualités de ferrites de marques commerciales différentes [21] [22] [23] [24] [25] [26] [27] [28].

TABLEAU III

FERROXCUBE

Désignation	μi 20° C 60 kC min	Bs gauss 20° C	Hc Ø	Curie ° C	$\frac{1}{\mu^2}\frac{\Delta\mu}{\Delta t}$ 20-50° C $\times 10^6$	ρ_{20} Ω-cm min	Fréquence utilisation	Applications
III A	1 100	3 000	0,2	100	4,5	20	0-300 kC	Transformateurs-téléphonie.
III B1	700	3 400	0,3	150	3	20	0- 20 kC	
III B2	700	3 400	0,3	150	2	60	20-150 kC	Pots pour filtres passe-bande
III B3	700	3 400	0,3	150	2	80	150-500 kC	(pertes et coefficient température
III B4	700	3 400	0,3	150	4	20	0-500 kC	réduits, stabilité), téléphonie à courants porteurs.
III C2	900	3 300	0,4	150		80	0-500 kC	Transformateurs de sortie téléviseurs (Bs élevé à température élevée 2 200 min 100° C)
IV A	500	2 900	0,4	125	6	10^5	0-0,5 mC	
IV B	200	3 300	1,4	250	8	10^5	0,2-2 mC	Bâtonnets pour antennes.
IV C	100	2 800	4	350	12	10^5	2- 5 mC	
IV D	40	2 500	7	400	15	10^5	5- 20 mC	
IV E	12	1 900	14	500	15	10^5	20-100 mC	

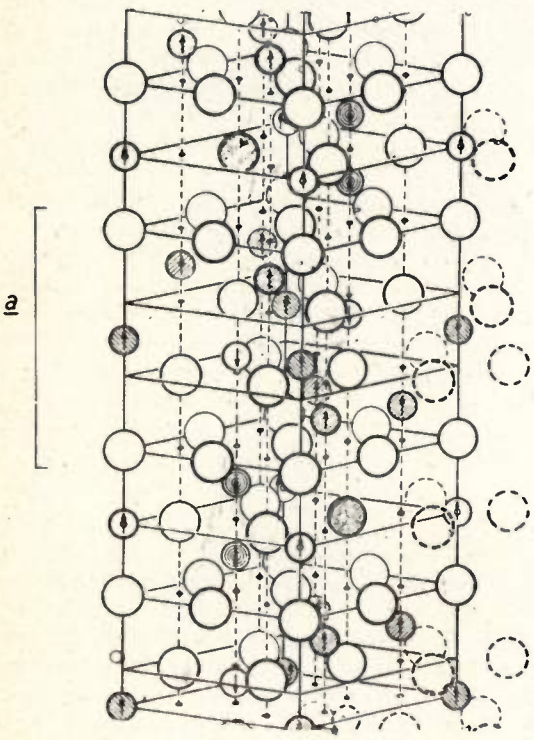


FIG. 5.

b) *Ferromagnétiques durs* :

En ce qui concerne les matériaux durs, destinés à la fabrication d'aimants permanents, on employait avant la guerre aux Etats-Unis, sous le nom de « vectolites », des composés mixtes magnétite Fe_3O_4 + ferrite de cobalt $CoFe_2O_4$. Des travaux récents, notamment en France dans les laboratoires du Professeur GUILLAUD, ont montré que la ferrite de cobalt pur pouvait, grâce à un traitement d'orientation thermomagnétique spécial, acquérir des propriétés supérieures à celles des vectolites. D'autre part, les laboratoires PHILIPS ont étudié les composés cristallisant dans le système hexagonal, à savoir la magnétoplombite de formule $BaFe_{12}O_{19}$ et les composés voisins. Ces derniers matériaux, produits industriellement sous le nom de « Ferroxdure », allient à un champ coercitif très élevé une résistivité supérieure au mégohm-cm, ce qui ouvre aux aimants de nouvelles applications.

La figure 5 montre l'arrangement complexe des atomes dans la magnétoplombite. Les grands cercles blancs représentent toujours les ions O^{2-} et les grands cercles hachurés les ions Ba^{2+}. Les notations différentes pour les petits cercles correspondent à des positions diverses des ions Fe^{3+} dans la maille cristalline. Le tableau IV donne les caractéristiques des principaux aimants céramiques produits industriellement [27] [28] [29] [30] [31] [32].

III. — VARISTANCES CÉRAMIQUES :

Les CÉRAMIQUES SEMI-CONDUCTRICES ou « varistances céramiques » forment la troisième classe de matériaux. Leur étude est beaucoup plus récente et elles sont encore loin d'avoir atteint l'importance des céramiques blanche et noire.

nières varistances n'obéissent pas à la loi d'Ohm, mais à la loi

$$V = K\, I^n,$$

la valeur du facteur K étant liée à la résistivité de l'élément sous une tension donnée, et celle de

TABLEAU IV

	Br gauss	${}_BH_C$ oerstedts	$(B\ H)_{max}$ gauss — oerstedts
Vectolites $Fe_3O_4 + CoFe_2O_4$	1 600	1 000	$0{,}75 \times 10^6$
$CoFe_2O_4$ orienté	2 400	1 400	$1{,}2 \times 10^6$
Ferroxdure I $BaFe_{12}O_{19}$	2 000	1 500	$0{,}8 \times 10^6$ pour H = — 800
Ferroxdure II $BaFe_{12}O_{19}$ orienté	3 400	1 300	2 — 2,3 $\times 10^6$ pour H = — 1 000
Ferroxdure III $Ba_{12}Fe_{12}O_{19}$ orienté	3 000	2 000	2 — 2,3 $\times 10^6$ pour H = — 1 200

La principale qualité requise pour ces matériaux est la stabilité des caractéristiques. On les divise en deux catégories :

— La première comprend les céramiques thermosensibles destinées à la fabrication des varistances à coefficient de température négatif ou C.T.N., appelées également thermistances, qui présentent le coefficient de température élevé propre aux semi-conducteurs.

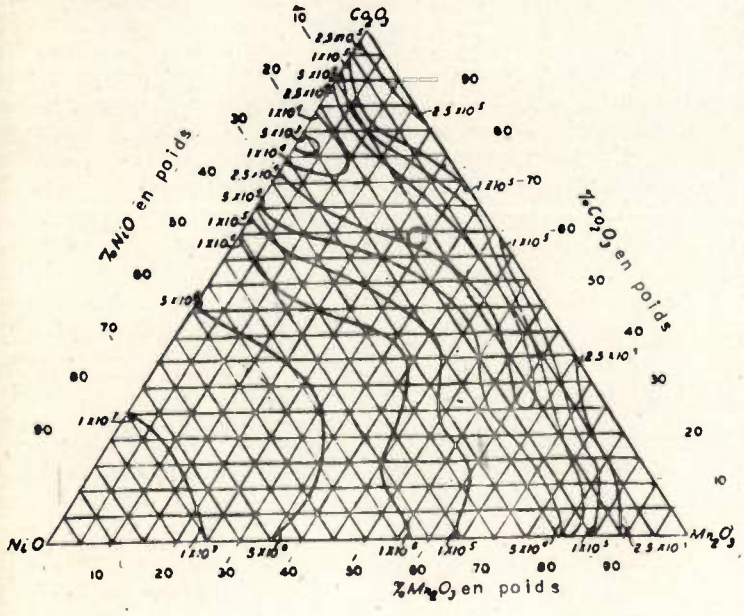


FIG. 6.

— La seconde comprend les céramiques sensibles à la tension appliquée, destinées à la fabrication de varistances non-linéaires ou N.L., appelées également V.D.R. (voltage dependant resistor). Ces derl'exposant n étant liée au degré de non-linéarité lorsque la tension varie. Elles sont également sensibles à la température quoique cet effet soit moins marqué que pour les varistances thermosensibles.

a) *Varistances thermosensibles* :

De nombreux mélanges d'oxydes furent utilisés autrefois pour obtenir des varistances thermosensibles, notamment les oxydes d'uranium et de cuivre. De tels atomes métalliques à valences multiples peuvent présenter des dérogations aux lois de la stoéchiométrie qui entraînent une conductibilité régie par les lois des semi-conducteurs.

Les manganites de formule générale

$$M^{2+}\ Mn_2^{3+}\ O_4^{2-} \quad \text{ou} \quad M^{2+}\ Mn^{4+}\ O_3^{2-}$$

peuvent être considérées comme des dérivés de la haussmannite Mn_3O_4. de même que les ferrites dérivent de la magnétite Fe_3O_4. Manganites et ferrites peuvent acquérir dans des conditions particulières les propriétés des semi-conducteurs. Les laboratoires BELL aux Etats-Unis ont mis au point en 1947 l'utilisation des mélanges de haussmannite et de manganites mixtes de nickel et de cobalt pour la fabrication de résistances à coefficient négatif. L'addition d'autres composés permet de faire varier les caractéristiques depuis 100 ohms/cm avec un coefficient de température $\alpha = \frac{1}{R}\frac{dR}{dt}$ de — 2,5 %/° environ jusqu'à 100 000 ohms/cm et 1 mégohm/cm avec un coefficient de l'ordre de — 4,5 %/° C. Ces caractéristiques ont été quelque peu améliorées par des travaux français récents. La figure 6 montre la gamme de résistivités que l'on peut obtenir dans le diagramme ternaire Mn_2O_3 - NiO - Co_2O_3.

Nous signalerons également l'utilisation récente de céramiques à base d'alumine et d'oxyde de titane. Nous avons vu le large emploi qui est fait de ce dernier oxyde dans les céramiques blanches où les conditions de cuisson lui confèrent de bonnes qualités d'isolement. Ici, au contraire, la cuisson est faite en atmosphère réductrice et l'oxyde atteint une composition voisine de Ti_3O_5. Ces céramiques permettent d'obtenir des basses résistivités alliées à des coefficients de température de — 1 à — 2 %/° C.

Lorsque le réseau du Cu_2O ou celui de $NiMn_2O_4$ absorbent un excès d'oxygène, des places libres apparaissent à côté des atomes O excédentaires et les ions métalliques voisins passent de Cu^{1+} à Cu^{2+} ou de Ni^{2+} à Ni^{3+}. Le semi-conducteur est dit « du type p ». Lorsque le réseau de TiO_2 perd une partie de son oxygène, des places libres apparaissent à côté des atomes Ti excédentaires dont un certain nombre passe de Ti^{4+} à Ti^{3+}. Le semi-conducteur est dit « du type n ».

Un progrès sensible vers la stabilité des caractéristiques électriques des céramiques à coefficient de température négatif a été fait grâce à la méthode de « l'induction de valence », suivant laquelle une céramique semi-conductrice stable est obtenue en ajoutant à un oxyde d'un métal à valences multiples (c'est-à-dire dont l'avant-dernier niveau électronique n'est pas saturé) un très faible pourcentage d'un oxyde d'un métal de valence stable, différente de la précédente, les rayons ioniques des deux métaux étant du même ordre de grandeur. Le frittage réalise alors une solution solide cristalline dans laquelle les ions métalliques à valence stable provoquent les modifications de valence responsables des propriétés semi-conductrices sans qu'aucune place libre n'apparaisse dans le réseau.

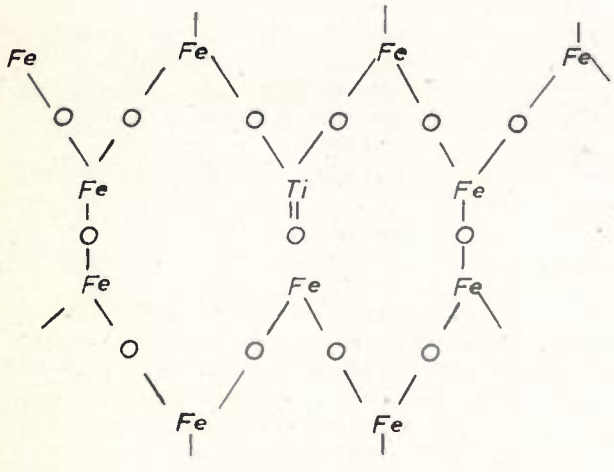


FIG. 7.

La figure 7 montre, à l'aide d'une représentation plane tout à fait arbitraire, l'induction de valence réalisée par un petit nombre α de molécules d'oxyde de titane sur le réseau de sesquioxyde de fer et la formule développée qui l'exprime. α atomes de fer passent de Fe^{3+} à Fe^{2+} sans qu'il y ait modification du réseau cristallin. Le semi-conducteur est du type n. Du point de vue chimique, il y a formation de α molécules de titanate de fer $FeTiO_3$ qui, sous le forme ilménite, syncristallise avec l'hématite $FeiO_3$. Ce système est utilisé pour la fabrication de résistances C.T.N. Les caractéristiques ne sont pas très différentes de celles des matériaux à base de manganites [33] [34] [35] [36] [37] [38] [39].

b) *Varistances non-linéaires* :

Abordons maintenant les céramiques pour varistances non-linéaires qui, toutes, utilisent les phénomènes de contact entre grains de carbure de silicium. Ces phénomènes de contact ne se manifestent que si les grains sont simplement au contact, sans soudure. La cuisson est donc un pseudo-frittage ayant simplement pour but de cuire l'argile faisant office de liant intermédiaire, ou bien de fondre la poudre de verre si celui-ci est préféré à l'argile. Ouvrons une parenthèse pour indiquer que cette technique est tout à fait analogue à celle qui est employée en métallocéramique pour l'obtention d'alliages lourds, où les grains de tungstène sont cimentés par la fusion d'un mélange de nickel et de cuivre en poudre.

Les propriétés des céramiques à base de carbure de silicium sont utilisées depuis 1930 environ, mais on s'est préoccupé au cours des dernières années d'améliorer leurs caractéristiques. Des recherches poursuivies en France et notamment un travail tout récemment publié par le Centre National d'Etudes des Télécommunications ont porté sur l'introduction d'oxydes semi-conducteurs dans le liant intermédiaire. Le facteur n a pu être abaissé au-dessous de 0,2, dans d'autres cas le facteur K a pu être abaissé jusqu'à quelques dizaines par millimètre pour des disques de faibles dimensions, dans d'autres cas encore, le comportement aux impulsions de haute tension a été nettement amélioré.

La conductibilité électrique de ces céramiques obéit à deux mécanismes bien différents : pour de faibles tensions appliquées, ou plus exactement pour de faibles gradients de potentiel, il s'agit d'une rectification analogue à celle qui a lieu par exemple dans les redresseurs au sélénium, mais le grand nombre de contacts intergrains connectés en série et en parallèle fournit une caractéristique non-linéaire symétrique. Pour les gradients de potentiel plus élevés intervient un échauffement local du point de contact, et par conséquent le coefficient de température du matériau, ainsi que la conductibilité du liant intermédiaire.

Alors que la résistivité des varistances thermosensibles décroît en fonction de la température suivant une loi exponentielle

$$\rho = A\, e^{\frac{B}{T}},$$

celle des varistances non-linéaires décroît en fonction de l'intensité les traversant suivant une loi en puissance $n - 1$

$$\rho = K\, I^{n-1}$$

[40] [41] [42] [43].

IV. — MÉTALLOCÉRAMIQUE :

Passons enfin à la *métallocéramique*, qu'il y a d'ailleurs quelque malhonnêteté à présenter comme

TABLEAU V

CÉRAMIQUES ORDINAIRES

TYPES	Céramique blanche $\rho > 10^{10}\Omega$-cm Isolants $\varepsilon \leq 10$	Céramique blanche $\rho > 10^{10}\Omega$-cm Diélectriques $10 < \varepsilon < 200$	Semi-conducteurs $1 < \rho < 10^{10}\Omega$-cm	Métallocéramique ρ très faible
Matériaux thermosensibles	.....	Condensateurs à coefficient de température très stables (TiO_2)	Résistances C.T.N. (manganites, $Fe_2O_3 + TiO_2$)	
Impédances non-linéaires	.....	.....	Résistances V.D.R. (SiC)	
Divers	Isolateurs (porcelaine électrotechnique)	Condensateurs 0 à 1 000 pF très stables pour circuits accordés (TiO_2-MgO-ZrO_2)		Fil tungstène Fil Kovar (Fe-Ni-Co)
	Supports résistances et inductances ($MgSiO_3$)			Contacts (Ag-CdO)
	Matériaux de construction pour tubes à vide (cordiérite)			Electrodes (Ni)

TABLEAU VI

CÉRAMIQUES POLARISABLES ou AIMANTABLES

TYPES	Céramique blanche (ferro-électrique) ε 500 à 10 000	Céramique noire (ferro-magnétique) μ 10 à 5 000
Matériaux thermosensibles	Condensateurs à coefficient de température — mauvaise stabilité	Noyaux à coefficient de température Aimants à coefficient de température
Impédances non linéaires { Chaînes mobiles	..... résistances	« polaristors » .....
Impédances non linéaires { Matériaux à cycle rectangulaire	Condensateurs non-linéaires, transcapteurs ($BaTiO_3$)	Réactors, basculateurs, transducteurs (ferrites spéciales)
Matériaux doux	Condensateurs 100 à 30 000 pF by-pass, blocage (M TiO_3-M ZrO_3)	Noyaux selfs, transfos, antennes (ferrites Mn/Zn et Ni/Zn)
Matériaux durs	Electrets	Aimants ($CoFe_2O_4$, $BaFe_{12}O_{19}$)
Matériaux à larges effets électro ou magnétomécaniques	Cristaux piezoélectriques artificiels ($BaTiO_3$)	Noyaux magnétostrictifs (ferrites spéciales)

une quatrième classe de matériaux céramiques, puisque la Métallurgie des Poudres est peut-être aussi ancienne que la Céramique. Mais, la plupart de ses applications étant étrangères à l'Electronique, il n'est pas possible de lui accorder ici une place prépondérante.

La technique céramique s'impose chaque fois que la mise en forme d'une pièce métallique par fusion et coulée est impossible, soit que la température de fusion soit trop élevée — c'est le cas du tungstène —, soit que les constituants ne soient pas miscibles à l'état fondu — c'est le cas des pseudo-alliages —, soit que la coulée soit difficile — c'est le cas des alliages pour aimants permanents contenant de l'aluminium.

Un développement intéressant et relativement récent de cette branche consiste en matériaux « mixtes » comportant des poudres métalliques et et des composés stables tels que carbures ou oxydes. On connaît l'importance qu'ont pris les « cermets » (c'est-à-dire céramique — métal) dans l'Aéronautique. L'électronique utilise des matériaux analogues sous forme de contacts électriques résistant à l'usure pour contacteurs et commutateurs. Il s'agit soit de pseudo-alliages, par exemple cuivre-tungstène, soit de composés mixtes, par exemple argent-oxyde de cadmium [44] [45].

V. — PIÈCES DÉTACHÉES CÉRAMIQUES :

Nous venons de voir quelle était la composition des principaux matériaux céramiques. Ils sont utilisés en radio-électricité pour la construction de nombreuses *pièces détachées céramiques* que nous allons rapidement passer en revue.

Le tableau V indique les principales pièces détachées ne présentant ni ferro-électricité ni ferromagnétisme. On remarquera l'utilisation des diélectriques ordinaires pour les condensateurs qui doivent présenter des caractéristiques stables. Les pièces détachées polarisables ou aimantables sont rassemblées dans le tableau VI qui met en évidence l'analogie étroite entre les propriétés et applications des unes et des autres. Il semble, à la lumière des publications récentes, que les compositions ferroélectriques responsables de propriétés spéciales telles qu'un cycle rectangulaire ou un champ coercitif élevé soient moins bien connues que les compositions ferromagnétiques correspondantes.

L'importance de ces pièces détachées ne cesse de croître et, sans chercher un inventaire complet, il est intéressant d'examiner les principales fonctions qu'elles assurent dans quelques domaines importants en raison de leur moindre prix de revient ou de leurs propriétés irremplaçables.

a) *Radio et Télévision* :

En Radio et Télévision, les récepteurs commerciaux font un usage systématique des condensateurs céramiques ; les noyaux magnétiques céramiques sont présents dans les bobines de déflexion des tubes-image, les transformateurs H.F., les selfs d'accord à noyau mobile, les antennes et cadres de réception ; les aimants céramiques constituent les bagues de concentration des tubes-image, les pièges à ions, et commencent à équiper les haut-parleurs ; les résistances C.T.N. assurent la protection des filaments de tubes ; les résistances non-linéaires assurent la linéarisation de la tension de balayage des tubes-image, etc... Les émetteurs utilisent notamment les isolateurs céramiques et les condensateurs céramiques d'émission. Les installations de sonorisation utilisent les têtes d'enregistrement magnétique à noyau céramique et les pick-ups des cristaux piézoélectriques céramiques. Enfin, on commence à étudier les circuits imprimés sur plaquettes céramiques isolantes [46] [47] [48] [49] [50] [51] [52] [53] [54].

b) *Télécommunications, calculatrices* :

Les télécommunications sur courants porteurs utilisent les pots de filtrage en céramiques magnétiques. Les standards et postes téléphoniques comprendront bientôt des résistances V.D.R. et des systèmes de commutation à résistances C.T.N. Les techniques H.F. utilisent des ponts de mesure et wattmètres à résistances C.T.N., des filtres et résonateurs à noyaux magnétostrictifs. Les machines à calculer électroniques utilisent des ferrites spéciales ou des titanates à cycle d'hystérésis rectangulaire comme « basculateurs » ainsi que des lignes de retard à noyaux magnétostrictifs [55] [56] [57] [58] [59] [60] [61] [62] [63] [64] [65].

c) *Thermométrie, ultra-sons, etc...*

Citons enfin pour mémoire toutes les applications de thermométrie, thermorégulation et compensation d'ambiance par éléments thermosensibles, l'émission et la réception d'ultra-sons par les céramiques piézoélectriques et les noyaux magnétostrictifs, les accéléromètres et manomètres piézoélectriques, les applications diverses des aimants céramiques (dynamos de vélos, dispositifs de fixation, etc...) [66] [67] [68] [69] [70] [71].

d) *Systèmes non-linéaires* :

Il convient de noter la part importante prise par les pièces détachées céramiques dans les systèmes non-linéaires, dont les applications deviennent de plus en plus nombreuses : les impédances non-linéaires comprennent les condensateurs non-linéaires et les amplificateurs à diélectriques ou « transcapteurs », les systèmes dits « reactor », « magnetor », et les amplificateurs magnétiques ou « transducteurs », et les résistances V.D.R. au carbure de silicium. On peut y joindre dans certaines conditions d'utilisation les éléments thermosensibles et notamment les thermistances. Enfin, dernières nées, les résistances « polaristor » — suspensions colloïdales de grains diélectriques, ferro-électriques ou ferromagnétiques — s'y rattachent également. On a signalé au cours des dernières années la possibilité d'utiliser des condensateurs céramiques ou des noyaux non-linéaires comme changeurs ou modulateurs de fréquence, des résistances au carbure de silicium comme détecteurs, etc... Tous les systèmes non-linéaires peuvent de plus être utilisés pour la protection contre les surtensions et la stabilisation des tensions [72] [73] [74] [75] [76] [77] [78] [79] [80] [81] [82] [83] [84] [85].

Conclusion :

Que faut-il conclure de cette rapide revue des matériaux céramiques ?

Tout d'abord que les progrès réalisés durant ces dernières années dans le domaine des plastifiants organiques, dans la construction des fours électriques et dans celle des appareils de contrôle et de tri automatique garantit aujourd'hui, pour un type donné, une homogénéité de caractéristiques que l'on n'aurait pas osé espérer il y a seulement une dizaine d'années.

Ensuite que les techniques d'utilisation n'ont pas toujours fait leur choix définitif parmi les différentes pièces détachées céramiques. Pour cette raison, leur production souffre encore d'une extrême dispersion de types et de valeurs que — nous l'espérons — les efforts de normalisation en cours parviendront à réduire.

Enfin et surtout que le développement de matériaux nouveaux satisfaisant aux exigences des techniques modernes requiert — en Europe aussi bien qu'aux Etats-Unis — l'existence de laboratoires de recherche importants et bien équipés.

REVUE DES TRAVAUX RÉCENTS (1951-52-53)

Matériau céramique :

[1] H. PFISTERER. Elektronenmikroskopische Gefügeanalyse keramischer Werkstoffe. *Ber. D.K.G.*, 30, 9 p. 216, sept. 53; 31, 3. p. 72, mars 1954.

Isolants et diélectriques :

[2] F. OBENAUS. Der heutige Stand der Hochspannungkeramik. *Elektrotechnick* (Dtschl.), 5, 2, p. 59-63, février 1951.

[3] W. RATH. Keramische Hochfrequenzkondensator Baustoffe. *Ber. Ker. Gesellschaft*, 28, p. 177, 1951.

[4] N.E. HYDE. Electro-ceramics with special reference to pyrophillite. *Electron. Engng* (G.-B.), 23, 283, p. 336-340, septembre 1951.

[5] G. BIELER. Vingt ans de progrès céramiques. *Dunod*, Paris, pp. 182-211, 1952.

[6] R.S. LAMAR. Further developments in low-loss steatite bodies using Yellowstone talc. *Am. Ceram. Soc. Bull.*, 32, 1, pp. 12-15, janvier 1953.

[7] E. J. SMOKE et F.P. HALL. Low-loss zircon dielectrics. *Ceram. Age*, 61, 2, pp. 15-17 et 61, 3, pp. 12-15 et 19, février et mars 1953.

[8] L. HARTSHORN. Electrical insulating material. *Nature* (G.-B.), 172, 4366, pp. 8-11, 4 juillet 1953.

Ferroélectriques :

[9] A. von HIPPEL. Ferroelectricity, domain structure and phase transitions of barium titanate. *Rev. Mod. Phys.* (U.S.A.), 22, 3, pp. 221-237, juillet 50.

[10] W. JACKSON. The structure, electrical properties and potential applications of the barium titanate class of ceramic materials. *Proc. Inst. Electr. Engrs.* (Part III) (G.-B.), 97, 49, pp. 285-289, septembre 1950.

[11] E.N. BUNTING, G.R. SHELTON, A.S. CREAMER et B. JAFFE. Properties of beryllium, barium titanate dielectrics. *J. Res. N.B.S.* (U.S.A.), 47, 1, pp. 15-17, juillet 1951.

[12] G. SHIRANE. Ferroelectricity and antiferroelectricity in ceramic $PbZrO_3$ containing, *Ba or Sr. Phys. Rev.* (U.S.A.), 86, 2, pp. 219-227, 15 avril 1952.

[13] E. WAINER. High titania dielectrics. *Trans. Electrochemical Soc.*, 89, p. 331, 1952.

[14] W.W. COFFEEN. Dielectric bodies in the quaternary system $BaTiO_3$ - $BaSnO_3$ - $SrSnO_3$ - $CaSnO_3$. *J. Am. Cer. Soc.* (U.S.A.), 36, 7, pp. 215-221, juillet 53.

Nouveaux ferroélectriques :

[15] B.T. MATTHIAS et J.P. REMEIKA. Dielectric properties of sodium and potassium niobates. *Phys. Rev.* (U.S.A.), 82, 5, pp. 727-729, 1er juin 1951.

[16] H.C. SCHWEINLER. Ferroelectricity in the ilmenite structure. *Phys. Rev.* (U.S.A.), 87, 1, pp. 5-11, 1er juillet 1952.

[17] E. WAINER et C. WENTWORTH. Niobate and tantalate dielectrics. *J. Am. Cer. Soc.* (U.S.A.), 35, 8, pp. 207-214, août 52.

[18] W.R. COOK et H. JAFFE. Ferroelectricity in oxides of fluorite structure. *Phys. Rev.* (U.S.A.), 88, p. 1426, 15 décembre 1952.

[19] G. GOODMAN. Ferroelectric properties of lead metaniobate. *J. Am. Cer. Soc.* (U.S.A.), 36, 11, pp. 368-72, novembre 1953.

Ferromagnétiques doux :

[20] L. NEEL. La théorie du ferrimagnétisme et ses vérifications. *J. Phys. Radium*, 14, 12, p. 64 S, décembre 1953.

[21] J.L. SNOEK. Conférence sur les propriétés magnétiques des ferrites. *J. Phys. Radium*, 12, 3, pp.228-238, mars 1951.

[22] C. GUILLAUD. Etude des ferrites mixtes de manganèse dans les champs alternatifs faibles. *J. Phys. Radium*, 12, 3, pp. 498-503, mars 1951.

[23] F.G. BROCKMAN. Structure and properties of ferrites. *Electrical Engineering*, pp. 489-494, juin 1951.

[24] I.R.S. WEISZ. Ferromagnetic spinels using lithium. *Ceram. Ind.* (U.S.A.), 58, 4, pp. 130-131 et 133-134, 1952.

[25] E. ALBERS-SCHOENBERG. Ferrite compounds with more than three oxyde components. *Ceram. Age* (U.S.A.), 59, 5, pp. 30, 32-35, 1952.

[26] J.J. WENT et E.W. GORTER. Les propriétés magnétiques et électriques des matériaux ferroxcube. *Rev. Techn. Philips* (Pays-Bas), 13, 8, pp. 221-234, février 1952.

[27] J.L. SALPETER. Developments in sintered magnetic materials. *Proc. Inst. Rad. Engrs. Australia* 14, 5 mai 1953; *J. of B.I.R.E.*, pp. 499-515, octobre 1953.

[28] Y. LESCROËL. Ferrites ferromagnétiques. *Câbles et Transmissions*. 7, 4. pp. 273-292, octobre 1953.

Ferromagnétiques durs :

[29] G.W. RATHENAU, J. SMIT et A.L. STUYTS. Ferromagnetic properties of hexagonal iron-oxyde compounds with and without a preferred orientation. *Z. Phys.* (Dtschl.), 133, 1-2, pp. 250-260, 1952.

[30] S. MEDVEDIEFF. Etude des propriétés magnétiques des oxydes mixtes de fer et de cobalt. Thèse, Paris, 1952.

[31] J.J. WENT, G.W. RATHENAU, E.W. GORTER et G.W. van OOSTERHOUT. Ferroxdure, un groupe de nouveaux matériaux pour aimants permanents. *Rev. Techn. Philips* (Pays-Bas), 13, 12, pp. 361-376, juin 1952.

[32] G.W. RATHENAU. Saturation and magnetization of hexagonal iron compounds. *Rev. Mod. Phys.*, 25, 1, pp. 297-301, janvier 1953.

[27] J.L. SALPETER. déjà cité.

[28] Y. LESCROËL, déjà cité.

Varistances thermosensibles :

[33] E.J.W. VERWEY. Oxidic semi-conductors. *Butterworth Scientific Publications Ltd.* Londres 1951, pp. 151-161.

[34] F.J. MORIN. Electrical properties of α Fe_2O_3, and α Fe_2O_3 containing titanium. *Phys. Rev.* (*U.S.A.*), 83, 5, pp. 1005-1010, 1er septembre 1951.

[35] N. THIENCHI et J. SUCHET. Conductibilité des semi-conducteurs électroniques et thermistances. *Onde Electr.*, 31, 297, pp. 473-489, décembre 1951.

[36] C. GUILLAUD et R. BERTRAND. Etude de la conductibilité des semi-conducteurs et application aux systèmes mixtes d'oxydes. *J. Recb. C.N.R.S.* 18, pp. 118-130, mars 1952.

[37] R. CAUVILLE. Contribution à l'étude des céramiques à base d'oxyde de titane. Thèse, Gauthier-Villars, Paris, 1952.

[38] T.E. BRADBURN et C.R. RIGBY. The electrical conductivity of spinels. *Trans. Brit. Cer. Soc.* (G.-B.), 52, 8, pp. 417-435, août 1953.

[39] R.G. BRECKENBRIDGE et W.R. HOSIER. Electrical properties of titanium dioxide semiconductors. *Phys. Rev.* (*U.S.A.*), 91, 4, pp. 793-802, 15 août 1953.

Varistances non-linéaires :

[40] N. THIENCHI et J. SUCHET. Résistances non-linéaires à base de semi-conducteurs frittés. *Ann. Radioélectr.*, 7, 28, pp. 106-114, avril 1952.

[41] E. HOLM. Contribution to the theory of the silicon carbide contact. *J. Appl. Phys.* (U.S.A.), 23, 5, pp. 509-517, mai 1952.

[42] F.A. SCHWERTZ et J.J. MAZENKO. Nonlinear semi-conductor resistors. *J. Appl. Phys.* (*U.S.A.*), 24, 8, pp. 1015-1024, août 1953.

[43] S. TESZNER, P. SEGUIN et J. MILLET. Complexes de semi-conducteurs formant résistances non-linéaires. Nouveaux perfectionnements. *Ann. Télécomm.*, 8, 8-9, pp. 271-298, août-septembre 1953.

Métallocéramique :

[44] N. THIENCHI. Les contacts électriques et la Métallurgie des Poudres. *Ann. Radioélectr.* 5, 22, pp. 339-353, octobre 50.

[45] N. THIENCHI. Wolfram= und Molybdän=kontakte. *Fernmelde Prax.* (*Dtschl*), 30, 18, pp. 677-678, septembre 1953.

Radio et Télévision :

[46] R. HERR. Mixed ferrites for recording heads. *Electronics* (U.S.A.), 24, 4, pp. 124-125, avril 1951.

[47] A. DANZIN. Les condensateurs à diélectrique céramique, performances et caractéristiques d'utilisation. *Ann. Radioélectr.*, 6, 24, pp. 156-179, avril 1951.

[48] J.M. BROWNLOW et C.N. HOWATT. Ceramic capacitors in circuit miniaturization. *Tele-Tech.* (U.S.A.), 10, 10, pp. 56-57 et 78-79, octobre 1951 ; 10, 11, pp. 56-57 et 120-121, nov. 51.

[49] B.V. VONDERSCHMITT, M.J. OBERT et H.B. STOTT. Ferrite applications in electronic components. *Electronics* (U.S.A.), 25, 3, pp. 138-139, mars 1952.

[50] H. Van SUCHTELEN. Ferroxcube aerial rods. *Electronic Appl. Bull.* (Pays-Bas), 13, 6, pp. 88-100, juin 1952.

[51] H.H. Van ABBE et A. BOEKHORST. Frame deflection circuit with V.D.R. resistors. *Electronic Appl. Bull.* (Pays-Bas), 13, 7, pp. 101-108, juillet 1952.

[52] S. KELLY. Piezoelectric crystal pick-up. J. Brit. *Instn. Radio. Engrs.* (G.-B.), 13, 3, pp. 161-170, mars 1953.

[53] R. CRUEL. Entwicklungsbericht über Ferritmagnettonköpfe, *Tech. Hausmitt. Nordw. Dtsch. Rdfunk* (Dtschl.), 5, 3-4. pp. 60-65, mars-avril 1953.

[54] J.A. VERHOEF. Concentration avec des aimants en ferroxdure dans les tubes de télévision. *Rev. Techn. Philips.* 15, 5-6, pp. 166-172, novembre-décembre 1953.

Télécommunications, calculatrices :

[55] SCHOUTEN. Automatic gain control by means of miniature N.T.C. resistors with heating element. *Electronic Appl. Bull.* (Pays-Bas), 12, 2, pp. 00-00, février 1951.

[56] C.W. DIETHEIM. Ferrite als magnetostriktive. Resonatoren und deren Anwendung als Elemente elektrischer Filter. *P.T.T. Techn. Mitt.* (Suisse), 29, 8, pp. 281-297, août 1951.

[57] W. SIX. Quelques applications du ferroxcube. *Rev. Techn. Philips* (Pays-Bas), 13, 11, pp. 321-322, mai 1952.

[58] J.R. ANDERSON. Ferroelectric materials as storage elements for digital computers and sintering systems. *Electr. Engng.* (U.S.A.), 71, 10, pp. 916-922, octobre 1952.

[59] H. GROLL. Leistungsmessung mittels Thermistoren bei hohen Frequenzen. *Fernmeldetech. Z.* (Dtschl.), 5, 11, pp. 522-527, novembre 1952.

[60] R.M. PEARSON et F.A. BENSON. The design of a direct reading thermistor bridge with temperature compensation. *Electron. Engng.* (G.-B.), 25, 300, pp. 51-57, février 1953.

[61] R. EPSTEIN et O. STRAM. Magnetostrictive sonic delay line. *Rev. Sci. Instrum.* (U.S.A.), 24, 3, pp. 231-232, mars 1953.

[62] W.V.B. ROBERTS. Some applications of permanently magnetized ferrite magnetostrictive resonators. *R.C.A. Rev.* (U.S.A.), 14, 1, pp. 3-16, mars 1953.

[63] D.R. BROWN et E. ALBERS-SCHONBERG. Ferrites speed digital computers. *Electronics* (U.S.A.), 26, 4, pp. 146-149, avril 53.

[64] A.F. BENNETT. An improved circuit for the telephone set. *Bell Syst. Techn. J.* (U.S.A.), 32, 3, pp. 611-626, mai 1953.

[65] D. CASWELL. Ferrite applications at microwave frequencies. *Electronics (U.S.A.)*, 26, 10, pp. 246, 248, 250, 252, 254, octobre 1953.

Thermométrie, ultra-sons, etc... :

[66] A. SERRADO. Les nouveaux cristaux oscillateurs de grandes dimensions. *Mesures* 15, 163, pp. 515-519, décembre 1950 ; 16, 164, pp. 29-32, janvier 1951.

[67] W.R. BEAKLEY. The design of thermistor thermometers with linear calibrations. *J. Sci. Instrum.* (G.B.), 28, 6, pp. 176-179, juin 1951.

[68] Miniature piezoelectric accelerometer. *Techn. New Bull. N.B.S.* (U.S.A.), 35, 10, pp. 141-142, octobre 1951.

[69] H.J. SCHRADER. Wechselstrom Kompensationsmessungen mit indirect geheizten N.T.C.-Widerständen. *Elektrotech. Z.* (Dtschl.), 73, 17, pp. 547-549, 1er septembre 1952.

[70] E.M. WORMSER. Properties of thermistor infrared bolometers. *J. opt. Soc. Amer.* (U.S.A.), 43 1 janvier 1953.

[71] L.F. KOERNER. Oven control with thermistors. *Bell Lab. Rec.* (U.S.A.), 31, 3, pp. 115-118, mars 1953.

Systèmes non-linéaires :

[72] H. BOUCKE. Über eine Einrichtung zur Frequenz-modulation von Sendern mit Hilfe vormagnetisierter H.F. *Eisenkernspulen. F.T.Z.* (Dtschl.), 4, 5, pp. 201-206, mai 1951.

[73] R.W. SILLARS. Industrial applications of semi-conductors. Silicon carbide resistors. *Research* (G.-B.), 5, 4, pp. 169-175, avril 1952.

[74] L.A. PIPES. A mathematical analysis of a dielectric amplifier. *J. Appl. Phys.* (U.S.A.), 23, 8, pp. 818-824, août 1952.

[75] M.F. Magnetic amplifiers. *Audio Engng.* (U.S.A.), septembre 1952.

[76] H.E. HOLLMANN. Dielectric and semi-conductive suspensions. *Tele-Tech.* (U.S.A.), 11, 1, pp. 56-57 et 135-142, sept. 1952.

[77] H.E. HOLLMANN. Nichtlineare Schaltelemente in der Hoch- und Niederfrequenztechnik. *A.E.U.* (Dtschl.), 6, 10, pp. 434-440, octobre 1952 ; 6, 11, novembre 1952 ; 6, 12, déc. 1952.

[78] W.L. HUGHES. Analysis and performance of locked oscillator frequency dividers employing non-linear elements. *Proc. Inst. Radio Engrs* (U.S.A.), 41, 2, pp. 241-245, février 1953.

[79] G.W. PENNEY, J.R. HORSCH et E.A. SACK. Dielectric amplifiers ; Communic. *Electronics* (U.S.A.), 5, pp. 68-79, mars 53.

[80] J.W. HOWES. The characteristics and applications of thermally sensitive resistors or thermistors. J. *Brit. Inst. Radio Engrs.*, p. 228, avril 1953.

[81] M. KORNETZKI. Die Nichtlinearität von Titanatkondensatoren. *Frequenz* (Dtschl.), 7, 5, pp. 121-127, mai 1953.

[82] F.A. SCHWERTZ et R.T. STEINBACK. Nonlinear resistors in logica switching circuits. *Quart. Repts. Computer Components Fellowship Mellon Inst.* (*U.S.A.*), 9, pp. 1-15, 1952-1953.

[83] L.A. PIPES. Application of integral equations to the solution of non-linear electric circuit problems. *Communic. Electron.* (*U.S.A.*), 8, pp. 445-450, septembre 1953.

[84] J. BIEUZE. Propriétés et applications des thermistances. *Onde Electr.*, 33, 317-318, p. 497, août-septembre 1953 ; 33, 319, p. 578, octobre 1953.

[85] J. SUCHET. Les varistances et leur rôle dans l'Electronique moderne (thermistances, résistances non-linéaires, redresseurs secs). Ed. Chiron, Paris, 1954.

SUR L'ENSEIGNEMENT ÉLÉMENTAIRE DE L'ÉLECTRICITÉ [1]

Dans sa séance de discussion du 29 novembre 1951, consacrée aux communications de MM. DARRIEUS, membre de l'Institut, GRIVET, professeur à la Sorbonne et LE GRIS, professeur au Lycée Saint-Louis sur l'introduction du système Giorgi rationalisé dans l'enseignement, discussion à laquelle avaient pris part des personnalités éminentes du monde de l'enseignement *(Bul. S.F.E., juin* 1952), s'était dégagée une tendance vers une réforme de l'enseignement élémentaire de l'électricité et de la mécanique visant à l'emploi, dès le début, des unités du système Giorgi à l'exclusion de celles des autres systèmes. Dans le but d'étudier les modalités éventuelles de mise en pratique, la Société Française des Electriciens avait pris l'initiative de provoquer la constitution d'une commission d'étude réunissant des membres qualifiés de l'enseignement et de la S.F.E. Malgré le caractère tout officieux de cette Commission, il apparaissait que la qualité des personnes qui acceptaient de s'y rencontrer permettrait de faire œuvre utile.

La commission ainsi constituée, comprenant en particulier les inspecteurs généraux, pour la Physique, de l'enseignement du second degré et de l'enseignement technique, le Président de l'Union des Physiciens et un représentant de l'Association française de Normalisation, tint plusieurs réunions dont la première fut consacrée à l'examen d'un document, déposé devant elle par les représentants de la S.F.E., sous le titre « Note sur l'enseignement élémentaire de l'électricité ». L'exposé des différents points de vue ne fit apparaître que des divergences peu importantes, et quatre projets de vœux purent être établis en plein accord : le premier concerne l'aspect législatif et réglementaire de la question et préconise la modification des textes officiels (tableau des unités annexé à la loi du 2 avril 1919 et décret du 28 février 1948). Le second se rapporte à l'introduction dans l'enseignement du second degré des unités du système Giorgi rationalisé. Le troisième s'adresse à la Conférence internationale des Poids et Mesures pour appuyer l'adoption internationale du système Giorgi d'unités et de relations entre grandeurs. Enfin, le quatrième vœu précise l'écriture des principales formules de l'électricité.

La Société Française des Electriciens a approuvé le texte de ces vœux par délibération de son Conseil en date du 21 janvier 1953 et décidé de les transmettre aux autorités compétentes.

VŒU N° 1

Considérant que la Commission Electrotechnique Internationale a adopté en 1935 *le système des unités Giorgi comme système pratique et cohérent d'unités électriques et mécaniques,*

Considérant que les physiciens et électriciens des principaux pays se sont ralliés au système Giorgi rationalisé et que la Commission Electrotechnique Internationale, en accord avec l'Union Internationale de Physique pure et appliquée, ont défini ce qu'il convenait d'entendre par système rationalisé,

Considérant que les unités électriques du système Giorgi (ampère, volt, ohm, coulomb, farad, henry, weber) ont été rendues légales en France par la loi du 14 *janvier* 1948, *complétée par le décret n°* 48-389 *du* 28 *février* 1948,

Considérant que l'adoption internationale des unités électriques et mécaniques du système Giorgi aura pour effet de propager l'usage du système métrique dans le monde,

Considérant que le Conseil supérieur de l'Education nationale, dans sa séance du 24 *juin* 1952, *a préconisé la suppression du système M Kp S et du système M.T.S., ce dernier, à partir de la date de la révision de la loi française sur les unités de mesure,*

Emet le vœu :

Que le 3e alinéa du paragraphe relatif à la masse dans le tableau des unités annexé à la loi du 2 avril 1919, désignant la tonne comme unité de masse pour la mécanique industrielle, soit supprimé.

Que le décret du 28 février 1948 soit modifié afin de substituer les unités mécaniques du système Giorgi (newton, joule, watt, pascal) aux unités du système mécanique (sthène, kilojoule, kilowatt, pièze).

VŒU N° 2

Considérant que les programmes du 2e *cycle de l'enseignement secondaire permettent l'adaptation de l'enseignement aux modifications reconnues nécessaires des unités et des relations entre grandeurs,*

(1) La *Commission pour l'étude de l'enseignement élémentaire de l'électricité* de la Société Française des Electriciens a émis sur ce sujet un certain nombre de vœux. Nous avons pensé que les lecteurs de *l'Onde Electrique* seraient intéressés par ces textes qu'a bien voulu nous communiquer la Société Française des Electriciens.

Considérant que les unités électriques et mécaniques du système Giorgi rationalisé ont été adoptées dans l'enseignement des principaux pays après leur recommandation par la Commission Electrotechnique Internationale en accord avec l'Union Internationale de Physique,

Considérant que les unités électriques et mécaniques sont légalement définies par la loi du 2 avril 1919, modifiée par la loi du 14 janvier 1948, complétée par le décret 48-389 du 28 février 1948, que, suivant ces textes, les unités électriques légales sont celles du système Giorgi et que les unités mécaniques légales sont des multiples de celles du système Giorgi,

Considérant que la loi du 2 avril 1919 autorise l'emploi des multiples et sous-multiples décimaux des unités légales,

Considérant que l'adoption dans l'enseignement d'un unique système d'unités à l'exclusion de tout autre est susceptible de faciliter la tâche des professeurs et des élèves et par suite d'accroître l'efficacité de l'enseignement,

Considérant que le système Giorgi remplit toutes les conditions souhaitables pour remplacer tous les systèmes actuellement en usage,

Emet le vœu :

1° Que la notion de masse soit enseignée dès les débuts de l'enseignement des sciences physiques, l'unité adoptée comme unité principale étant l'unité légale, le kilogramme ;

2° Que les unités mécaniques (newton, joule, watt) du système Giorgi soient introduites dans l'enseignement des sciences physiques et que, par contre, les unités mécaniques admises à titre transitoire par la loi (kilogramme-poids, kilogrammètre, cheval-vapeur...) cessent d'être enseignées ;

3° Que les unités électriques autres que celles du système Giorgi (Gauss, Oersted...) cessent d'être enseignées et soient remplacées par les unités du système Giorgi (ampère par mètre, weber par mètre carré...).

4° Que, cependant, les valeurs numériques de certaines correspondances (cheval-vapeur/watt, gauss/weber par mètre carré...) utiles pendant la période transitoire, puissent être données à titre d'information.

Vœu n° 3

Considérant les difficultés qui résultent de la multiplicité du système d'unités utilisées,

Considérant que le système Giorgi a été déjà adopté par la Commission Electrotechnique Internationale et qu'un accord général en faveur de la rationalisation des grandeurs paraît en vue,

Emet le vœu :

Que la Conférence Internationale des Poids et Mesures, au cours de sa session de 1954, propose aux Gouvernements l'adoption du système Giorgi rationalisé d'unités et de relations entre grandeurs.

Vœu n° 4

Considérant que la Commission Electrotechnique internationale a adopté le système de formules et d'unités électriques dit rationalisé,

— Qu'il y a lieu par suite d'adopter ce système dans l'enseignement de l'électricité,

— Que les formules rationalisées peuvent être introduites dans l'enseignement sans que les programmes soient modifiées,

Considérant que le champ magnétique est caractérisé par l'axial H, intensité du champ magnétique et l'axial B, induction magnétique,

Considérant que certains auteurs écrivent, pour représenter la force appliquée à un pôle d'aimant, l'expression

$$F = m\,H$$

tandis que d'autres préfèrent écrire

$$F = m\,B$$

que H et B étant deux espèces physiques différentes, m ne peut représenter dans ces deux formules la même espèce physique ; que l'emploi simultané des deux formules est une source de confusion ; qu'il y a lieu pour éviter cette difficulté de réserver le nom de « masse magnétique » à l'espèce représentée par m dans une seule des deux formules,

Considérant que la formule

$$F = m\,B$$

conduit à simplifier certaines formules importantes, d'écrire en particulier

$$\mathfrak{M} = I\,S$$

pour le moment magnétique d'un circuit de courant élémentaire de surface S parcouru par le courant I,

Emet le vœu :

1° Que, dans l'enseignement, les formules de l'électricité et du magnétisme soient écrites sous la forme rationalisée,

2° Que la masse magnétique d'un pôle d'aimant soit définie par l'équation

$$F = m\,B$$

F étant la force appliquée à ce pôle quand il se trouve dans un champ magnétique en un point où l'induction magnétique est B,

3° Qu'en conséquence les principales formules utilisées dans l'enseignement de l'électricité soient écrites conformément au tableau annexé au présent vœu.

Symboles et principales formules de l'électricité et du magnétisme

I. — Symboles

Q, quantité d'électricité.
$\mathbf{E}$, vecteur intensité du champ électrique.
D, vecteur déplacement électrique.
ε, permittivité.
I, intensité de courant.
U, différence de potentiel électrique.
R, Résistance.
E, force électromotrice.
m, masse magnétique.
H, axial intensité du champ magnétique.
B, axial induction magnétique.
μ, perméabilité magnétique.
$\nu = \frac{1}{\mu}$, réluctivité.
$\mathfrak{M}$, moment magnétique.
Φ, flux d'induction magnétique.
$\mathcal{F}$, force magnétomotrice.
F, force.
M, moment d'un couple.
W, énergie.

II. — Formules

1. — *Electricité*

Force F appliquée à une quantité d'électricité Q située en un point où l'intensité du champ électrique est $\mathbf{E}$

$$F = Q\,\mathbf{E}$$

Relation entre l'intensité du champ électrique $\mathbf{E}$ et le déplacement électrique D, dans un milieu de permittivité ε

$$D = \varepsilon\,\mathbf{E}$$

Intensité $\mathbf{E}$ du champ électrique produit à la distance r, dans un milieu de permittivité ε, par une quantité d'électricité Q

$$\mathbf{E} = \frac{1}{4\pi}\,\frac{1}{\varepsilon}\,\frac{Q}{r^2}$$

Déplacement électrique produit à la distance r par une quantité d'électricité Q

$$D = \frac{1}{4\pi}\,\frac{Q}{r^2}$$

Force appliquée à une quantité d'électricité Q' par une quantité d'électricité Q placée à la distance r, dans un milieu de permittivité ε

$$F = \frac{1}{4\pi}\,\frac{1}{\varepsilon}\,\frac{Q\,Q'}{r^2}$$

Différence de potentiel entre deux points d'un circuit électrique séparés par une résistance R, l'intensité du courant constant étant I

$$U = R\,I$$

Energie fournie par une source à force électromotrice constante E, débitant un courant d'intensité I pendant le temps T

$$W = E\,I\,T$$

Quantité de chaleur (mesurée en quantités d'énergie) dégagée dans une résistance R traversée par un courant d'intensité constante I, pendant le temps T

$$Q = R\,I^2\,T$$

---

2. — *Magnétisme*

Force F appliquée à une masse magnétique m située en un point où l'induction magnétique est B

$$F = m\,B$$

Moment magnétique d'un doublet de deux masses magnétiques $+\,m$, $-\,m$, distantes de l

$$\mathfrak{M} = m\,l$$

Moment M du couple appliqué à un doublet $\mathfrak{M}$, situé en un point où l'induction magnétique est B et est perpendiculaire à la direction de l'induction magnétique

$$M = \mathfrak{M}\,B$$

Relation entre l'induction magnétique et l'intensité du champ magnétique, dans un milieu de réluctivité ν (perméabilité μ)

$$H = \nu\,B \qquad B = \mu\,H$$

Induction magnétique B produite à la distance r, dans un milieu de réluctivité ν (perméabilité μ), par une masse magnétique m

$$B = \frac{1}{4\pi}\,\frac{1}{\nu}\,\frac{m}{r^2} = \frac{1}{4\pi}\,\mu\,\frac{m}{r^2}$$

Intensité du champ magnétique produit à la distance r par la masse magnétique m

$$H = \frac{1}{4\pi}\,\frac{m}{r^2}$$

Force appliquée à une masse magnétique m' par une masse magnétique m placée à la distance r, dans un milieu de réluctivité ν (perméabilité μ)

$$F = \frac{1}{4\pi}\,\frac{1}{\nu}\,\frac{m\,m'}{r^2} = \frac{1}{4\pi}\,\mu\,\frac{m\,m'}{r^2}$$

3. — *Electromagnétisme*

Force appliquée à un élément de courant $Id\,l$, dans un champ d'induction magnétique B, normale à dl

$$dF = I\,dl\,B$$

Moment du couple appliqué à une spire de surface S, parcourue par le courant I dans un champ uniforme d'induction magnétique B parallèle à la spire.

$$M = I\,S\,B$$

Travail des forces appliquées à un circuit de courant se déplaçant dans un champ magnétique

$$dW = I\,d\Phi$$

Force électromotrice d'induction

$$\varepsilon = -\frac{d\Phi}{dt}$$

Champ électromoteur d'induction en un point d'un circuit se déplaçant avec la vitesse v en un point où l'induction magnétique est B (supposée perpendiculaire à v)

$$E = v\,B$$

Intensité H du champ magnétique créé par un élément de courant Idl à la distance r (formule de Biot et Laplace)

$$H = \frac{1}{4\pi}\frac{Idl\,\sin\alpha}{r^2} = \frac{1}{4\pi}\frac{d\,0}{r}$$

Intensité du champ magnétique à l'intérieur d'un solénoïde de longueur l de n spires, d'intensité I (lorsque le diamètre du solénoïde est très petit devant la longueur)

$$H = \frac{n\,I}{l}$$

Intensité du champ magnétique produit par un courant rectiligne indéfini, à la distance a

$$H = \frac{1}{2\pi}\frac{I}{a}$$

Intensité du champ magnétique au centre d'un circuit circulaire, de diamètre d

$$H = \frac{I}{d}$$

Force magnétomotrice dans un circuit magnétique excité par une spire traversée par le courant I

$$\mathcal{F} = I$$

Moment magnétique $\mathfrak{M}$ d'un circuit élémentaire de surface S et d'intensité I

$$\mathfrak{M} = I\,S$$

Conseil Supérieur de l'Education Nationale

(SÉANCE DU 24 JUIN 1952)

Texte du vœu modifié selon l'avis du rapporteur

1° MÉCANIQUE.

a) *Suppression de l'étude et de l'emploi dans l'enseignement du système M Kp S (mètre, kilogramme-poids, seconde) étant entendu que l'on pourra indiquer les valeurs du kilogramme-poids, du kilogramme poids par centimètre carré, du kilogrammètre et du cheval-vapeur en fonction des unités correspondantes et des systèmes M K S et M T S.*

b) *Suppression de l'étude du système M T S à partir de la date de la révision de la loi française sur les unités de mesures.*

2° ÉLECTRICITÉ.

a) *Préférence donnée immédiatement, dans l'enseignement du second degré proprement dit, dans l'enseignement technique et dans l'enseignement du premier degré, aux unités M K S A définies par la loi du 14 janvier 1948, le décret du 28 février 1948 et les décisions internationales en vigueur.*

b) *Préférence à donner dans l'avenir à celles des unités M K S A pour lesquelles la question de la rationalisation se pose, dès que les décisions concernant la définition de la rationalisation auront été prises.*

VIE DE LA SOCIÉTÉ

Période du 18 Mars au 15 Avril 1954

RÉUNION DU BUREAU

Le Bureau s'est réuni le jeudi 18 mars 1954 sous la présidence de M. RABUTEAU, *Président de la Société des Radio-électriciens.*

Etaient présents : MM. ANGOT, P. BESSON, BOUTHILLON, BUREAU, CABESSA, FROMY, de MARE, MATRAS, MOULON, PARODI, PICAULT, RIGAL.

Etaient excusés : MM. P. DAVID, LESCHI, LIBOIS.

Au cours de cette réunion les principaux points suivants ont été examinés.

1°) Prix Abraham.

La Sociétés des Radioélectriciens étant maintenant en possession de divers manuscrits, le Jury du Prix Abraham sera convoqué le mardi 30 mars 1954.

2°) Commémoration de Henri Poincaré et relations avec l'U. A. S. I. F.

M. PICAULT rend compte des dernières propositions de l'U.A.S.I.F. :

a) l'U.A.S.I.F. se propose d'organiser une séance consacrée à un mathématicien. M. PICAULT a pensé à Henri Poincaré qui a joué un grand rôle dans le domaine des techniques des Télécommunications.

Le Bureau demande à M. PICAULT de bien vouloir accepter de faire un exposé sur Henri Poincaré si cette conférence a lieu.

b) l'U.A.S.I.F. se propose d'organiser des séances communes aux différentes Sociétés d'Ingénieurs. Le premier sujet retenu serait un compte-rendu du Congrès de l'Enregistrement Sonore.

Sur proposition de M. RABUTEAU, le Bureau accepte le principe proposé par l'U.A.S.I.F.

M. PICAULT est mandaté pour discuter de ces questions au nom de la Société au prochain Conseil de l'U.A.S.I.F.

c) l'U.A.S.I.F. s'intéresse également à la publicité à l'étranger concernant les travaux effectués en France.

M. PICAULT suivra cette question au nom de la Société.

3°) Publicité dans l'Onde Electrique.

4°) Questions diverses.

a) M. RABUTEAU signale que la Radiodiffusion-Télévision Française propose de faire visiter ses installations de Télévision à Strasbourg au début de mai 1954. Compte-tenu des Fêtes du Soixantenaire de l'E.S.E. les dates des 7, 8 et 9 mai sont arrêtées.

b) M. RABUTEAU et M. BESSON rendent compte de l'état d'avancement concernant les fêtes du Soixantenaire de l'E.S.E. M. BESSON prévoit que la Société des Radioélectriciens participera à l'inauguration du bas-relief de René Mesny. Le Bureau accepte et remercie M. BESSON.

c) M. RIGAL représentera la Société des Radioélectriciens au Congrès d'Electronique de Milan.

d) M. ANGOT est désigné pour représenter la Société des Radioélectriciens au Comité National Ferrié dont l'Assemblée Générale doit se tenir le 26 mars 1954.

e) Sur proposition de M. de MARE, M. BESSON est chargé de féliciter M. DARMOIS au nom de la Société des Radioélectriciens à l'occasion de la remise à cet éminent Physicien de son épée d'académicien le 6 avril 1954.

f) M. de MARE informe le Bureau de la tenue à Darmstaff du 6 au 8 avril prochain d'un Congrès technique correspondant à la création d'une Société Allemande s'occupant de questions d'Electronique. Des observateurs seront envoyés par M. RABUTEAU.

g) Le Bureau demande qu'un exposé soit consacré à la mémoire de René BARTHELEMY en Sorbonne à l'occasion d'une prochaine conférence.

RÉUNION EN SORBONNE

Réunion du Samedi 3 Avril 1954.—Cette séance présidée par M. AUBERT, *Vice-Président de la Société des Radioélectriciens* était consacrée à deux exposés de M. G.A. BOUTRY, *Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers* sur : « *L'œil et le spectacle de Télévision* » et M. P. BILLARD, *Ingénieur de l'Institut d'Optique et* M. L. LE BLAN, *ancien élève de l'Ecole Normale Supérieure sur* : « *Recherches des règles permettant l'exploitation économique rationnelle des « standards de télévision » actuellement déterminés* ».

Un troisième exposé avait été prévu, mais faute de temps a été remis à une séance ultérieure.

Un compte-rendu de ces exposés sera donné dès que la troisième communication aura été faite.

ACTIVITÉ DES SECTIONS

2e Section « *Matériel Radioélectrique* ».

La deuxième section s'est réunie le mercredi 24 mars 1954 sous la présidence de M. LIZON. Au cours de cette séance M. R. OZOUX fit un exposé sur : « *Evolution d'une spécialisation industrielle : résistances et rhéostats bobinés et vitrifiés — Potentiomètres au graphite* ».

Après un bref historique, M. OZOUX rappelle les conditions techniques de la fabrication des résistances et potentiomètres. Il indique les caractéristiques des supports et des émaux, leurs qualités mécaniques et électriques, la composition des alliages résistants. Il décrit le procédé de fabrication, le champ d'application des réalisations (de quelques watts à 1 kW) et les divers types de résistances fabriqués. Il souhaite l'assouplissement des normes françaises conformément à l'exemple américain.

Concernant les *rhéostats bobinés vitrifiés*, le conférencier indique le procédé de fabrication des rhéostats toroïdaux sur support en céramique, leur possibilité de surcharge, l'utilisation d'enroulements gradués suivant une loi prédéterminée par l'emploi de fils de sections différentes. Des solutions emploient 2, 3 ou 4 secteurs de fils différents.

Les potentiomètres à haute résistance pour courants faibles répondent à deux procédés de fabrication : résistance agglomérée à base de particules semi-conductrices et piste en peinture conductrice sur support isolant. Le premier procédé n'englobe guère que 15 % du total des potentiomètres pour courants faibles.

M. OZOUX donne des détails sur la nature du dépôt (noir de fumée, graphite), sur ses propriétés, sur son mode de préparation.

Il montre qu'il est sensiblement plus difficile de répondre aux normes françaises C.C.T.U. qu'aux normes J.A.N.

Il décrit les dispositifs de mesure du bruit de piste, les essais de crachement et d'étanchéité.

Il indique l'incidence du soin de la fabrication, des mesures et des essais sur le prix de revient.

Dans sa conclusion, le Président M. LIZOU révèle que le problème ne paraît pas entièrement résolu, même aux Etats-Unis,

WRH

et c'est la raison des amendements apportés aux normes américaines.

D'ailleurs les normes ne sont pas intangibles, elles doivent évoluer en tenant compte des possibilités techniques et des besoins industriels. Certes, on demande actuellement aux résistances de satisfaire à des conditions très sévères, mais il est encourageant de reconnaître les efforts faits par l'industrie française pour y répondre.

Lors de la discussion, M. GAMET revient sur l'affaiblissement demandé de 40 dB et souligne que c'est une erreur de l'imposer à des appareils miniatures. Il serait possible de reporter cette exigence de quelques décibels. Il fait connaître aussi que ces appareils se comportent bien en haute fréquence, même jusqu'à 1 MHz.

M. CARMINE soulève la question de savoir si les résistances de contact ont une valeur indépendante du sens du courant continu.

M. OZOUX répond que ces résistances, qui ne représentent que quelques centièmes de la résistance totale, paraissent effectivement indépendantes du sens du courant. Il précise en outre que les essais de vie comportent normalement 25 000 manœuvres aller et retour à la vitesse de 30 allers et retours par minute. Au bout de 100 000 manœuvres, l'appareil présente une certaine fatigue qui se traduit surtout par l'augmentation des crachements. Par ailleurs des variations de la résistance de contact sont faibles.

8e Section « *Electronique Appliquée* ».

Le jeudi 25 mars 1954 la huitième section avait organisé, en commun avec l'A.I.E. une réunion à laquelle étaient invitées: la 2e section de la Société des Radioélectriciens et les 5e et 8e sections de la Société Française des Electriciens.

Au cours de cette réunion, M. le Capitaine de Frégate OUDIN fit un exposé sur « *L'analyse impulsionnelle des câbles et ses développements* ».

M. OUDIN rappelle d'abord que pour être valable, l'analyse impulsionnelle des câbles doit se ramener au cas d'une vitesse de propagation constante (correcteur amplitude-phase). Ceci conduit, si on veut accroître les performances, à une technique d'amplification très poussée qui pose un problème de bruit.

En détection oscillographique classique, le gain dans le rapport signal /bruit est toujours limité par les performances physiologiques de l'œil (loi de Weber-Fechner).

Il est donc nécessaire de recourir à des filtres spéciaux (filtres en peigne) adaptés à la nature périodique du signal et permettant un gain dans le rapport signal /bruit, en rapport avec la diminution de la vitesse d'information qui est, dans le cas particulier, très surabondante. Améliorée dans les conditions ci-dessus, la technique de l'analyse impulsionnelle des câbles permet de faire face à tous les problèmes qui se posent dans ce domaine :

— problème de mesure des constantes,

— problème de contrôle de la fabrication où le point de vue statistique est élargi par la substitution de la notion de fonction aléatoire à la notion plus restrictive de variable aléatoire,

— problème de maintenance où une mémoire précise de l'état antérieur du câble permet de déceler des altérations qui peuvent se produire en service.

INFORMATIONS

Congrès International de 1954 à Grenoble. — Le Conseil de recherches sur la houle (Council on wave research) de la EngineeringFoundation, dont le siège est à l'Université de Californie, organise un congrès à Grenoble les 8, 9, 10 et 11 septembre 1954.

Les séances de Travail se dérouleront dans les salles amphithéâtres de l'Ecole Supérieure d'Electrotechnique et d'Hydraulique, 44, avenue Félix-Viallet.

L'ensemble de cette manifestation est placée sous la présidence du Doyen du College of Engineering de l'Université de Californie, le Docteur O'BRIEN, assisté de M. le Professeur JOHNSON, secrétaire du Council on Wawe Research.

Un comité local a été chargé de procéder à l'organisation matérielle de la réunion et de coordonner l'ensemble de la participation européenne. Ce comité comprend des représentants de l'Université, de la Direction des Ports au Ministère des Travaux Publics, du Service d'Etudes et Recherches d'Electricité de France, des Etablissements Neyrpic. Il est présidé par M. PARISELLE, Recteur de l'Université de Grenoble, assisté de trois vice-président ;

M. Félix ESCLANGON, Professeur à la Faculté des Sciences, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique et d'Hydraulique de Grenoble ;

M. Maurice GARIEL, Président-Directeur général des Etablissements Neyrpic, à Grenoble ;

M. Paul MERLIN, Président-Directeur général des Etablissements Merlin et Gerin, Président de l'Association des Amis de l'Université de Grenoble.

L'Association des Amis de l'Université a bien voulu se charger tout particulièrement des modalités d'accueil et de réception des congressistes.

Le programme actuel englobe d'une façon générale les divers problèmes que posent la protection et l'utilisation des côtes maritimes : étude de la houle et de la marée, érosion des côtes, transport des matériaux en suspension, conception et construction des ouvrages à la mer.

La date limite de remise des communications est fixée au 30 juin 1954. Les textes proposés seront reçus par le Secrétaire général du Congrès (Professeur JOHNSON, University of California, Berkeley, Cal., U.S.A.) ; les communications *européennes* pourront également être soumises au comité local d'organisation, à l'adresse suivante :

CONGRÈS DU COASTAL ENGINEERING

Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique et d'Hydraulique
44-46, avenue Félix-Viallet, Grenoble (France).

Les communications seront limitées en séance à 20 minutes chacune ; elles seront suivies d'une brève discussion. Leur texte ne devra pas comporter plus de 12 000 mots. Les deux langues officielles du Congrès sont l'anglais et le français. Les communications seront publiées dans les Proceedings de la réunion dans la langue originale et en anglais. Tous les manuscrits devront être accompagnés d'un résumé en anglais ne dépassant pas 600 mots.

Les personnes intéressées par cette réunion peuvent se documenter dès maintenant sur certaines dispositions matérielles ou recevoir toutes autres informations en écrivant au Comité local de Grenoble, à l'adresse donnée plus haut.

73e Congrès de l'Association Française pour l'avancement des Sciences.

L'Association Française pour l'Avancement des Sciences tiendra son 73e congrès à Poitiers du 16 au 22 juillet 1954, sous la Présidence de M. A. CHATELET, *Doyen Honoraire de la Faculté des Sciences de Paris*. A cette occasion sera célébré le centenaire de la Faculté des Sciences de Poitiers.

Pour tous renseignements complémentaires s'adresser à l'Association Française pour l'Avancement des Sciences, 28, rue Serpente à Paris-6e.

***

L'association pour l'Encouragement à la Recherche Aéronautique (A.E.R.A.) à l'intention d'éditer, par voie de souscription, un volume intitulé « *Aéro-Electronique* » contenant le texte intégral des 70 mémoires et conférences présentés lors du premier Congrès International de l'Aéro-Electrique et de l'Electronique Industrielle) qui s'est tenu à Paris en juillet 1953, sous le patronage du Secrétariat d'état à l'Air et du Secrétariat général à l'aviation civile, avec la Présidence d'Honneur de M. le Général de Corps d'Armée BERGERON, *Président du Comité d'Action Scientifique de Défense Nationale*.

Cet important ouvrage intéressera aussi bien les ingénieurs de l'Aéronautique que les Constructeurs d'avions, de cellules, de moteurs, les constructeurs de projectiles-fusées ; il intéressera certainement les Electroniciens, les Officiers de l'Arme aérienne et des Transmissions, ainsi que les Pilotes civils, les Navigateurs, les Radio-télégraphistes.

Le chef d'industrie, le chercheur, le physicien, le mathématicien, le métallurgiste ou le chimiste trouveront certainement des orientations avantageuses dans le cadre de leur propre activité et de leur industrie, ainsi que dans le domaine de l'électronique industrielle.

Les bulletins de souscriptions concernant cet Ouvrage devront être demandés au siège de l'Association pour l'Encouragement à la Recherche Aéronautique, 1, rue de Courty, à Paris-7e.

I. *Télécommunications.*

Président : M. SUEUR, Ingénieur en Chef des Télécommunications (S.R.C.T.)

1. — *Subminiaturisation du matériel de bord.* Ingénieur en Chef de l'Air de COLIGNY et Ingénieur Militaire BERTRAIS.
2. — *Problèmes posés par la miniaturisation du matériel.* — M. VIVET, Ingénieur à la Compagnie Française Thomson-Houston (C.F.T.H.).
3. — *Antennes incorporées.* — M. BOISSINOT, Ingénieur à la Compagnie Générale de T.S.F. (C.S.F).
4. — *Pilotage des émetteurs et récepteurs de trafic à canaux multiples.* — M. SALMET, Ingénieur à la Société Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques (T.R.T).
5. — *Postes de bord à standard de fréquence.* — M. GARRIGUE, Ingénieur à la Société RADIO-AIR.
6. — *Problèmes concernant les émetteurs récepteurs U.H.F. au sol dans la bande 225-400 Mc/s.* — M. GOUBLIN, Ingénieur à la C.F.T.H.
7. — *Quelques applications de la télévision à l'aviation.* — M. MANDEL, Ingénieur en Chef à la Société RADIO-INDUSTRIE.
8. — *Etat actuel de la technique française des liaisons téléphoniques, par faisceaux hertziens.* — M. SUEUR, Ingénieur en Chef des Télécommunications du Service des Recherches et du Contrôle Technique des P.T.T. (S.C.R.T.).
9. — *Ligne radio-partagée.* — M. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications (S.R.C.T.).
10. — *Description des matériels présentés à la visite des Laboratoires du S.R.C.T. des P.T.T.*

II. *Navigation.*

Président : M. ROUX, Chef Navigateur d'Air-France

1. — *Les dispositifs électroniques pour la navigation à courte distance utilisés ou envisagés par Air-France.* — M. LEFEVRE, Chef de la Division Navigation et Infrastructure d'AIR-FRANCE.
2. — *Les installations de radionavigation des avions français en face des problèmes de navigation sur les lignes de l'Union Française.* — M. RAMONDO, Chef-Pilote du Centre d'Exploitation d'Orly (AIR-FRANCE).
3. — *Développement en France du V.O.R. dans le cadre des spécifications de l'O.A.C.I.* — M. DESENFANT, Chef de Service à la Société SADIR-CARPENTIER.
4. — *Le système de navigation azimut distance (D.M.E.).* — M. PHELIZON, Ingénieur au Laboratoire Central des Télécommunications (L.T.C.).
5. — *Altimètre électronique de précision.* — M. COUILLARD, Ingénieur à la C.S.F.
6. — *Radio-compas léger.* — M. IVANOFF, Ingénieur à la Société RADIO-AIR.
7. — *Contribution apportée par l'industrie allemande dans le domaine de l'aéro-électronique.* — M. ZETZMANN, de la Société SIEMENS A. G. (Munich).
8. — *Les radionavigateurs R.A.N.A.* — M. VASSY, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.
9. — *Un système de base pour la radionavigation aérienne « Radio-Mailles ».* — M. GAUDILLERE, Directeur de la Société Française des Télécommunications (S.F.T.).

III. *Atterrissage.*

Président : M. ROBERT, Directeur à la Cie Générale de T.S.F.

1. — *Quelques problèmes concernant les systèmes d'atterrissage I.L.S.* — M. de LANOUVELLE, Ingénieur à la Société « Le Matériel Téléphonique » (L.M.T.).
2. — *Phénomènes de réflexions sur les alignements I.L.S.* — M. TATZ, Ingénieur « AIRBORNE INSTRUMENTS LABORATORY » (U.S.A.).
3. — *Le radar de contrôle d'atterrissage G.C.A.* — M. VASTEL, Ingénieur à la C.F.T.H.
4. — *Mesureur de faibles distances lors d'un atterrissage sans visibilité.* — M. HUGON, Ingénieur à la C.S.F.
5. — *Mesures précises des distances par radiogoniométrie fine. Télémètre bistatique* (système JEZO). — M. KLEIN, Ingénieur au Centre National d'Etudes des Télécommunications (C.N.E.T.).
6. — *Les lampes à éclairs de grande puissance : premiers essais de leur emploi pour le balisage des terrains d'aviation.* — M. Marcel LAPORTE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.
7. — *Exposé succinct sur les feux électroniques fluorescents à impulsions.* — M. J. CHAUVINEAU, Chef de Centre Radio au Service de la Navigation Aérienne.

IV. *Radar.*

Président : M. PORTIER, Ingénieur en Chef de l'Air (S.G.A.C.C.).

1. — *Le radar d'approche, le radar de contrôle régional C.F.T.H. et les procédés d'élimination d'échos fixes.* — M. L. GERARDIN, Ingénieur au Département Radar Hyperfréquences, de la C.F.T.H.
2. — *L'élimination des échos fixés.* — M. COGNE, Ingénieur à la C.S.F.
3. — *Un récepteur de radar à élimination des échos sur obstacles fixes.* — M. H. TANTER, Ingénieur au L.C.T.
4. — *Radar secondaire de surveillance. — Développements du dispositif.* — M. D.-A. LEVELL, Ingénieur à la Société « COSSOR Ltd » (Angleterre).
5. — *Répondeur passif à cristal pour radar :*
   A) *Description — Démonstration — Applications.* — M. Léo de MAGONDEAUX, Ingénieur Civil de l'Aéronautique.
   B) *Etude du réflecteur cristal — Résonateur.* — M. Raymond de MAGONDEAUX, Docteur de l'Université.

V. *Equipement de bord et au sol.*

Président : M. de COLIGNY, Ingénieur en Chef de l'Air (S.T.T.A.)

1. — *Facteurs opérationnels intervenant dans la définition de l'ensemble des équipements électroniques d'un avion de transport.* — M. SCHERER, Chef du Département « Opérations » d'AIR-FRANCE.
2. — *Ensemble des équipements électroniques (communications, navigation, pilotage) du « Super Constellation » (L. 1049 C).* — MM. KRIEGER et DUCASSE (Compagnie Air-France).
3. — *Les installations électroniques à bord des quadriréacteurs D.H. 106 COMET, de l'U.A.T.* — M. STEPHANO, Chef du Service Radio et Electricité à l'Union Aéromaritime des Transports (U.A.T.).
4. — *Doctrines et Normes « d'Air-France » relatives à la Révision et à l'entretien des équipements électroniques.* — M. VIDALON, Chef du Service Equipements Electroniques d' « AIR-FRANCE ».
5. — *Quelques dispositifs électroniques facilitant le travail du pilote.* — M. BONNET, Commandant d'Avion attaché au Département Opérations d' « AIR-FRANCE ».
6. — *L'intercommunication à bord des avions.* — Commandant LORANS et Ingénieur LAPEYRONNIE, Service Technique des Télécommunications de l'Air (S.T.T.A.).
7. — *Un aspect du bruit : la téléphonie en avion.* — M. CHAVASSE, Ingénieur en Chef des P.T.T. (C.N.E.T.).
8. — *Un nouvel enregistreur de communications pour aéroports.* — M. F. DUCHATEAU, Ingénieur du Laboratoire de Recherches Physiques de l'A.C.E.C. (Charleroi-Belgique).
9. — *La prospection de la haute atmosphère (Radio-Sondage et vent).* — M. MARC, Ingénieur de la Météorologie Nationale.

VI. *Automatisme et télécommande.*

Président : M. LOEB, Ingénieur en Chef des P.T.T. (C.N.E.T.).

1. — *Automatisme et télécommande vus par un ingénieur des télécommunications.* — M. LOEB, Ingénieur en Chef des P.T.T., Directeur Adjoint du C.N.E.T.
2. — *Télécommande et télémesure par voie hertzienne.* M. ZELBSTEIN, Ingénieur-Docteur, Directeur Technique de la Société SEXTA.

3. — *Application de modulation par code d'impulsions aux problèmes de télécommande et de télémesure en vol.* — M. Boisvieux, Ingénieur à la C.F.T.H.

4. — *Transmission à distance des mesures électroniques.* — M. Fleury, Ingénieur en Chef à la S.N.E.C.M.A.

5. — *Le projectile-fusée.* — M. Bory, Ingénieur-Conseil ; Inspecteur de l'Artillerie Navale (C.R.).

VII. *Mesures électroniques.*

Président : M. Fleury, Ingénieur en Chef de l'Air (S.N.E.C.M.A.)

1. — *Réflexions sur les méthodes électroniques appliquées aux essais de l'aviation.* — M. Jean Avril, Chef de Service à la S.N.E.C.M.A.

2. — *Mesure de très faibles déplacements et de très faibles efforts par modulation de fréquence.* — M. l'Ingénieur en Chef Militaire Fleury, Chef des Services d'Études expérimentales de la S.N.E.C.M.A.

3. — *Phasemètre très basse fréquence pour étude de systèmes asservis, linéaires ou non-linéaires.* — M. Klein, Ingénieur au C.N.E.T.

4. — *Un nouveau système de mesure des angles de phase.* — M. A. Van Weel, Laboratoire de Recherches N. V. PHILIPS (Eindhoven — Pays-Bas).

5. — *Etude sur les générateurs haute fréquence.* — M. Olivier, Ingénieur à la Société FERISOL.

6. — *Appareil de mesure à 400 Périodes.* — M. F. Guerpillon, Directeur de la Société GUERPILLON et Cie.

7. — *Etude sur les procédés d'essais des bougies d'allumage en fonctionnement sur les moteurs à explosion.* — M. Frenkel, Ingénieur à l'Union Technique de l'Automobile et le Cycle (U.T.A.C.).

8. — *Appareils d'extensométrie. Accéléromètre.* — Présentés par l'Association des Ouvriers en Instruments de Précision (A.O.-I.P.).

VIII. *Contrôles électroniques.*

Président : M. Dorand, Directeur des Giravions Dorand.

1. — *Détecteur électrique de mouvement de rotation.* — M. Dorand, Directeur des « Giravions DORAND ».

2. — *Application de l'électronique dans le domaine des voilures tournantes.* — M. Kretz, Ingénieur à la Société « Giravions DORAND ».

3. — *La régulation électronique de la température d'une turbo-machine d'aviation.* — M. Beslier, Ingénieur à la Société HISPANO-SUIZA.

4. — *Etude électronique des vibrations d'ailettes des turbo-machines en laboratoire et au banc d'essais.* — M. Brouee, Ingénieur à la Société HISPANO-SUIZA.

5. — *Réalisation d'une machine électronique reproductrice de profil.* — M. Pages, Ingénieur à la Société HISPANO-SUIZA.

6. — *Contrôleur électronique de billes et galets de roulements.* — M. l'Ingénieur en Chef Fleury, Chef des Services d'Etudes Expérimentales de la S.N.E.C.M.A. et M. Parrot, Ingénieur à la S.N.E.C.M.A.

7. — *Description du matériel présenté par le Centre National d'Etudes des Télécommunications.*

IX. *Machines à calculer électroniques*

Président : M. Raymond, Directeur Général de la S.E.A.

1. — *Machines à calculer électroniques mises à la portée des ingénieurs.* — M. Rind, Ingénieur à la Compagnie I.B.M.

2. — *Application d'un calculateur électronique arithmétique à la résolution de problèmes d'aéronautique.* — M. Dreyfus, Ingénieur à la Compagnie des Machines BULL.

3. — *Sur une contribution française de l'application du calcul électronique à la recherche aéronautique.* — M. Mounier, Ingénieur à la Société d'Electronique et d'Automatisme (S.E.A.).

4. — *Les applications des machines électroniques au calcul des forces aérodynamiques.* — M. J. Morhange, Ingénieur-Conseil.

5. — *Nouvelle méthode pour l'étude du mouvement vibratoire des voilures.* — M. E. Finkel, Ingénieur-Conseil.

6. — *Exploitation de résultats à l'aide de machines à calculer électriques.* — M. Dorand, Directeur des « Giravions DORAND ».

X. *Matériaux.*

Président : M. Lecœuvre, Ingénieur Général de l'Air.

1. — *Développement des recherches et des applications des matériaux pour l'électronique.* — M. l'Ingénieur Général de l'Air Lecœuvre.

2. — *Possibilités de la métallurgie des poudres dans la technique céronautique.* — M. Nguyen-Thien-Chi, Ingénieur à la C.S.F.

3. — *Les matériaux magnétiques.* — M. Vauthier, Docteur ès-sciences, Ingénieur au C.N.R.S.

4. — *Fabrication et usage du germanium, niobium, silicium, tantale, zirconium.* — MM. Chevigny et Roy, du Laboratoire de Recherches Physiques et Chimiques à la Compagnie PECHINEY.

5. — *Matériaux semi-conducteurs — Thermistances.* — M. Millet, Ingénieur au Laboratoire Central des Recherches de la Société CARBONE-LORRAINE.

6. — *Ferrites ferromagnétiques.* — Présentées par la Société Anonyme LIGNES TÉLÉGRAPHIQUES et TÉLÉPHONIQUES (L.T.T.).

7. — *Cristallisations parasites anormales sur des métaux protégés.* — M. Geffroy, Ingénieur Docteur, Directeur Général de la Société FERISOL.

8. — *Les possibilités de la microfonderie dans le cadre de la miniaturisation en radio-électricité.* — M. P. Lefranc, Ingénieur-Conseil.

NOUVEAUX MEMBRES

MM.	présentés par MM.
Audebrand André, Sous-Ingénieur « Le Matériel Téléphonique »	Cabessa et Potier.
Bardou Pierre, Bernard, ancien élève de l'Ecole Polytechnique, ingénieur « Le Matériel Téléphonique	Cabessa et Potier.
Bonnin Gérard, Raymond, élève à l'E.C.T.-S.F.E.	Quinet et Laurent.
Boullet Jean-Jacques, Roger, élève à l'E.C.T.-S.F.E.	Quinet et Laurent.
Brouard Dominique, élève à la division Radioélectricité de l'E.S.E.	Dauphin et Gaussot.
Chambolle Robert, Jacques, élève à l'E.S.E. (Div. Radioélectricité)	Dauphin et Gaussot.
Conturie Léon, Ingénieur en Chef des Télécommunications	Matras et Testemale.
Dascotte Jean, ancien élève de l'Ecole Polytechnique, Ingénieur « Le Matériel Téléphonique »	Cabessa et Potier.
Delaigue Serge, Ingénieur « Le Matériel Téléphonique »	Cabessa et Potier.
Fraboulet Gilbert, Agent Technique au Ministère de l'Air	Cazalas et Maussenet.
Garnier André, Albert, Ingénieur des Télécommunications	Matras et Testemale.
Goral Pierre, élève à l'E.C.T.S.F.E.	Laurent et Quinet.
Guillaud Charles, Louis, Directeur de Recherches au Centre National de la Recherche Scientifique	Grivet et Steinberg.

Hahaut Camille, Ingénieur radioélectricien aux Ateliers de Constructions Electriques de Charleroi	Orhond et Marique
Hamaide Pierre, élève à l'Ecole Nationale de Radioélectricité et d'Electronique appliquées	Clouard et Raux.
Hinterlang François, Ingénieur de la Navigation Aérienne	Griveau et Meunier.
Ibanez René, Ingénieur à la S.A.C.M.	Boucher G. et Matras.
Kazakevicius Stasys-Jurgis, Ingénieur E.S.M.E. à la Sté la Radio-Industrie	Feyzeau et Metivier.
S. Ame Kodak-Pathe, Fabricant de produits sensibles	Gl. Charles et Matras.
Lacour André, Ingénieur « Sté Le Matériel Téléphonique »	Cabessa et Potier.
Lainault Jacques, élève à l'E.C.T.S.F.E.	Quinet et Laurent.
Lecroix Robert, Ingénieur E.E.M.I. « Le Matériel Téléphonique »	Lizon et Cabessa.
Le Floch Henri, Yves, Joseph, Inspecteur d'Etudes P.T.T.	Libois et Dayonnet.
Lovichi Antoine, Ingénieur E.B.P. Chef Laboratoires Electro-Acoustique	Gal. Charles et Matras.
Majoni Claude, Agent Technique à la Sté Sadir-Carpentier	Kaluzyner et Sturel.
Millet Jacques, François, Ingénieur de Recherches	Langevin et Uberfeld.
Pinoir Robert, Ingénieur E.P.C.E. Chef Laboratoire Physique Sté Kodak-Pathé	Gal Charles et Matras.

OFFRES D'EMPLOI

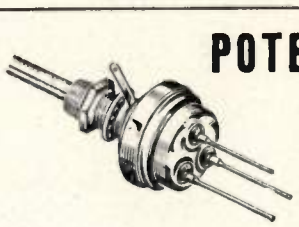
0.21. — « Entrep. Paris. Mat. électrique rech. Ingénieur E.F.E., E.P.E. E.S.E.G. 30 a. pr. poste attaché techniq. Direction Sit. Intéres. écr, Let. Manusc. Réf. et Prét. Conduche Octa, 65, av. Versailles Paris ».

COMPAGNIE I.B.M. FRANCE Offre situation bien rémunérée, stable et d'avenir, à 0.22. - 1° **Jeunes INGÉNIEURS-ELECTRONICIENS** ayant quelques année d'expérience.

0.23 - 2° **AGENTS TECHNIQUES-ELECTRONICIENS** 3e catég. spécialis. impulsions. Ecr. avec curr. vitae, 20, av. Michel-Bizot, PARIS-12e

DEMANDE D'EMPLOI

0.24. — « Ingénieur E.S.E. et Physique générale, 33 ans, 6 années pratique transformateurs et redresseurs au Sélénium, désirant améliorer sa situation, cherche situation stable et d'avenir, avec responsabilité, écrire à la Société qui transmettra ».



POTENTIOMÈTRES

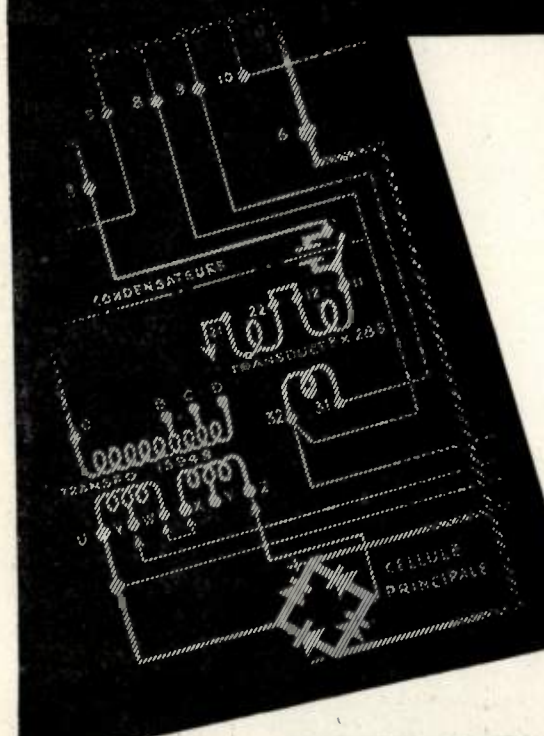
■ GRAPHITÉS OU BOBINÉS
■ ÉTANCHES OU STANDARDS
■ A PISTE MOULÉE

Variohm

Rue Charles-Vapereau, RUEIL-MALMAISON (S.-&-O.) - Tél. MAL. 24-54

Publ. RAPY

70 ANS D'EXPÉRIENCE A VOTRE SERVICE...



TRANSFORMATEURS
SELFS-REDRESSEURS

RÉGULATEUR AUTOMATIQUE DE TENSION
"STABILISTOR"
(Licence C.F.S. Westinghouse)

AMPLIFICATEURS MAGNÉTIQUES
POUR TOUS USAGES
CONTROLE ET RÉGULATION

BARDON

SOCIÉTÉ DE CONSTRUCTION D'APPAREILS BARDON 41, Bd JEAN-JAURÈS, CLICHY, SEINE, PER + 43-10

Imprimerie Marcel Bon, Vesoul. — Dépôt légal : 1° trimestre 1954. — I. n° 25. — 4.900.5 87E. n° 20. — La gérante : Mme Chiron

GRANDE SÉCURITÉ EFFICACITÉ

AVEC

LES NOUVEAUX

ISOLATEURS MÉTALLIQUES

APEX

TYPE K

SOCIÉTÉ ANONYME

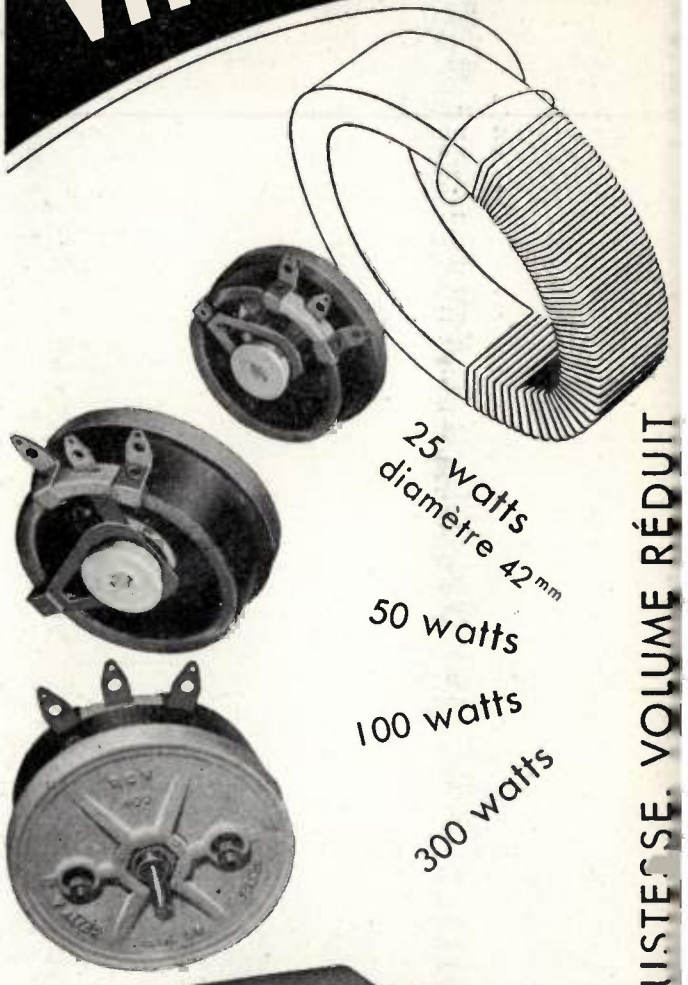
L'AMORTISSEUR APEX

4 RUE DUHESMES - PARIS 18e - MON. 62-89

DOCUMENTATION SUR DEMANDE

GEAD

POTENTIOMETRES VITRIFIES ALTER



25 watts diamètre 42 mm

50 watts

100 watts

300 watts

ROBUSTESSE. VOLUME RÉDUIT

PBL

MCB ET VERITABLE ALTER

11 r. Pierre Lhomme, Courbevoie. Déf. 20-90

Régisseur exclusif de la Publicité de l'Onde Electrique : Agence Publéditec-Domenach, 161, Boulevard St-Germain, PARIS-6e, Tél. LIT. 79-53