

ELECTRONIQUE APPLIQUÉE

Huitième Section de la Société des Radioélectriciens
Association des Ingénieurs Électroniciens

L'ONDE ÉLECTRIQUE

34^e ANNÉE. N° 328

JUILLET 1954

PRIX : 250 FRANCS

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



D'un tube de
qualité
dépend la vie
de toute installation
électronique

TUBE SÉCURITÉ de la SÉRIE
"5 ÉTOILES" MAZDA

LES APPLICATIONS
Industrielles de
L'ÉLECTRONIQUE

ÉMETTEUR-RÉCEPTEUR *portable* "IRIS"

Agence PUBLÉDITEC - DOMENACH

★ ÉMETTEURS-RÉCEPTEURS PORTABLES et MOBILES à versions multiples

- **PUISSANCES :** 4 à 20
- **GAMMES :** comprises entre 1,5 et 18 Mc/s et entre 58 et 178 Mc/s
- **ALIMENTATION :** Batterie basse tension secteur ou mixte
- **FONCTIONNEMENT :** Tous climats, avec chocs et vibrations
- **EXPLOITATION :** Par personnel non spécialisé

RADIO-LABORATOIRE
JAUBERT

157, QUAI LYAUTEY



MATÉRIEL RADIO-ÉLECTRIQUE
PROFESSIONNEL

NICE (A.-M.) TÉL. : 531-80

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 (6^e)
C. C. P. PARIS 53-35

Prix du
Numéro :
250 francs

Vol. XXXIV

JUILLET 1954

Numéro 328

SOMMAIRE

	Pages
Généralités sur les Eléments non linéaires	P. AIGRAIN. 555
La Technologie du Germanium	J. M. MERCIER 559
L'analyse impulsionnelle des câbles et ses développements	J. OUDIN 573
Correcteurs de signaux utilisant des lignes à retard	P. GLOESS et MARTIN 584
Terminologie des systèmes asservis	NASLIN 587
Présentation du transféromètre L.C.A. (permettant la mesure du gain et du déphasage des éléments de servomécanismes)	LANDRIN. 593
Procédé assurant la stabilité et l'égalité des largeurs de bande dans un sélecteur d'amplitude d'impulsions	H. GUILLON. 601
Réalisation d'un modulateur d'impulsions simple et économique	Ch. AZEMA. 609
Le Fromatron (3 ^e partie)	Ed. LABIN 614
A Propos du livre « L'Ingénieur et les Brevets d'invention », par André BERTIN	L. BOUTHILLON 622
Le Comité Consultatif International des Radiocommunications. — Résumé des travaux de la VII ^e assemblée plénière	L. BRAMEL DE CLEJOUX 627
Vie de la Société	

Sur la couverture :

D'un tube de qualité dépend la vie de toute installation électronique. — Tube sécurité de la série « 5 Etoiles » Mazda

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 Radio-
 électricité.
 1948 Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.
 1949 M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
 1950 P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
 1951 Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la
 Radiodiffusion -- Télévision Française.
 1952 J. de MARE, Ingénieur Conseil.
 1953 P. DAVID, Ingénieur en chef à la Marine.

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. POINCELOF
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. MOUSSEIGT, 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 Radio-
 électricité.
 G. CHEDEVILLE, Ingénieur Général des Télécommunications.
 R. FREYMAN, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes.
 J. MIARQUE, Secrétaire Général du C.C.R.M. à Bruxelles.
 F.H. RAYMOND, Directeur de la Société d'Electronique et d'Auto-
 matisme.

- 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. VIOLET, Chef de Groupe à la Sté « Le Matériel Téléphonique ».

RÉSUMÉS DES ARTICLES

GÉNÉRALITÉS SUR LES ÉLÉMENTS NON LINÉAIRES, par P. AIGRAIN. Onde Electrique de Juillet 1954 (page 555 à 558).

On donne une classification des éléments non linéaires qui est la généralisation naturelle de celle des éléments linéaires.

Les types d'application de chaque espèce d'élément non linéaire sont ensuite passés en revue. On souligne la difficulté d'obtenir une solution analytique des équations du circuit.

LA TECHNOLOGIE DU GERMANIUM, par J.M. MERCIER, Chef du Service des Semi-Conducteurs de la Compagnie Française Thomson-Houston. Onde Electrique de Juillet 1954, (page 559 à 572).

L'obtention du matériau servant à la confection des divers dispositifs à germanium constitue un problème difficile et comporte des opérations variées ainsi que de multiples traitements. Les précautions qu'il est indispensable d'observer à tous les stades font de la Technologie du Germanium une opération fort délicate et la valeur des résultats obtenus est fonction du soin minutieux apporté à chaque manipulation.

L'auteur examine d'abord les principales sources de Germanium et mentionne brièvement quelques méthodes d'extraction de cet élément. Après avoir envisagé la purification chimique de l'oxyde et sa réduction, il décrit deux procédés qui permettent d'obtenir un semi-conducteur de pureté convenable.

Enfin, il indique une méthode d'extraction du mono-cristal de Germanium.

L'ANALYSE IMPULSIONNELLE DES CABLES ET SES DÉVELOPPEMENTS, par J. OUDIN, Ingénieur aux Câbles de Lyon. Onde Electrique de Juillet 1954 (pages 573 à 583).

Pour être valable, l'analyse impulsionnelle des câbles doit se ramener au cas d'une vitesse de propagation constante (correcteur amplitude-phase). Cela 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.

CORRECTEUR DE SIGNAUX UTILISANT DES LIGNES À RETARD, par P. GLOESS et MARTIN. Onde Electrique de Juillet 1954 (pages 584 à 587).

La transmission à grande distance de signaux à large bande tels que les signaux de télévision pose des problèmes de correction difficiles à résoudre par les méthodes classiques, qui consistent à traiter séparément les distorsions d'amplitude et de phase.

Les auteurs présentent ici un correcteur expérimental utilisant une ligne à retard à multiples sorties, qui peut être réglé en quelques instants pour compenser en principe n'importe quelle loi de distorsion observée en régime impulsionnel.

LE « TRANSFÉROMÈTRE », par R. LANDRIN, Ingénieur E. S. E. Onde Electrique de Juillet 1954 (pages 594 à 602).

Le transféromètre du Laboratoire Central de l'Armement est un appareil qui permet le relevé expérimental des fonctions de transfert des servomécanismes et des éléments de servomécanismes.

Les bases théoriques d'étude des systèmes asservis sont brièvement rappelées ainsi que la représentation des fonctions de transfert sous forme de deux courbes — gain et déphasage en fonction de la pulsation ω .

On met en lumière l'importance de la connaissance de ces courbes pour l'étude de la stabilité des systèmes asservis et le calcul des éléments correcteurs.

Un relevé expérimental apparaît nécessaire comme vérification des calculs ou pour la connaissance d'une fonction de transfert dont l'approche théorique s'avère impossible avec une précision suffisante.

Le principe de fonctionnement du transféromètre est ensuite exposé, ainsi que sa mise en œuvre. C'est un appareil de zéro dont les différents éléments sont décrits successivement : générateur très basse fréquence, affaiblisseurs, amplificateur à courant continu, circuits du tube cathodique sur l'écran duquel se fait le réglage du zéro.

Le gain et le déphasage sont lus directement sur des cadrans gradués respectivement en décibels et en degrés.

Des processus de relevés sont décrits à titre d'exemples.

PROCÉDÉ ASSURANT LA STABILITÉ ET L'ÉGALITÉ DES LARGEURS DE BANDE DANS UN SÉLECTEUR D'AMPLITUDE D'IMPULSIONS, par H. GUILLON. Onde Electrique de Juillet 1954 (pages 603 à 608).

On décrit un sélecteur d'amplitude dont le principe général de fonctionnement, emprunté à D. H. Wilkinson, permet d'éviter les défauts inhérents aux appareils du type classique. Le procédé utilisé ici présente, vis-à-vis de la réalisation originale de l'auteur cité certains avantages dont une précision accrue.

L'appareil comporte d'autre part les perfectionnements suivants :

— un circuit de verrouillage permet des mesures en coïncidence.

— un circuit de temps mort évite les erreurs dues au chevauchement des impulsions.

— l'étalonnage et la vérification de l'appareil s'effectuent avec une grande facilité.

PAPERS SUMMARIES

SIGNAL CORRECTOR USING DELAY LINES, by P. GLOESS and MARTIN. *Onde Electrique*, July 1954 (pages 584 to 587).

The transmission of broad band signals, such as television signals, over great distances, poses equaliser problems which are difficult to resolve by the conventional means whereby amplitude and phase distortion are dealt with separately.

The authors describe an experimental equaliser consisting of a multiple output delay line, which in many cases can be adjusted to compensate for any law of distortion encountered in pulse work.

« TRANSFEROMETER », by R. LANDRIN, *Ingénieur E. S. E.* *Onde Electrique*, July 1954 (pages 594 to 602).

The « Transferometer » of the « Laboratoire Central de l'Armement » is an apparatus which enables transfer functions of servo-mechanisms and elements of servo-mechanisms to be set up experimentally.

The basic theories of slave systems are briefly recalled as well as the representation of the transfer function in the form of two curves, gain and phase shift as a function of the pulsance ω .

The importance of these curves in studying stability of slave systems and in calculating equalisers is brought out.

An experimental set-up is necessary to verify the calculations or to obtain the transfer function where the theoretical approach proves to be insufficiently accurate.

The principle of operation of the « Transferometer » is then described, as well as the method of putting it to work. It is a zero type of apparatus, and the different parts are described in turn :

Attenuators, D. C. amplifiers, circuits of cathode ray tubes on the screen of which the zero is adjusted.

Gain and phase shift are read directly from scales graduate in decibels and degrees.

The method of use is illustrated by examples.

METHODS OF ENSURING STABILITY AND EQUALITY OF BANDWIDTH IN A PULSE AMPLITUDE DETECTOR, by H. GUILLON, *Onde Electrique*, July 1954 (pages 603 to 608).

An amplitude detector of D. H. Wilkinson is described, which avoids the faults inherent in the normal type of apparatus. The present performance described offers some advantages compared with that of the above author in that greater precision is obtained.

The apparatus also includes the following improvements :

- A coincidence circuit for measuring simultaneous events.
- A circuit with a « dead » time which avoids errors due to pulse overlapping.
- Calibration and verification of the apparatus is simply effected.

GENERAL NOTES ON NON LINEAR ELEMENTS, by P. AIGRAIN. *Onde Electrique*, July 1954 (page 555 to 558).

A classification of non-linear elements is given which is the natural generalisation from linear elements.

The applications of each type of non linear element are reviewed. The difficulty of obtaining an analytical solution of the circuit equations is stressed.

GERMANIUM TECHNOLOGY, by J.M. MERCIER, *Chef du Service des Semi-Conducteurs de la Compagnie Française Thomson-Houston*. *Onde Electrique*, July 1954 (page 559 to 572).

Obtaining the material required for making various apparatus using Germanium is difficult and entails a number of operations as well as many processes. The precautions which are necessary at every stage make the technology of Germanium very delicate and the value of the results obtained depends directly of the minute care taken at every operation.

The author first examines the principal sources of Germanium and briefly deals with the methods of extracting this element. After describing the chemical purification of the oxide and its reduction, two processes are described which yield a semi-conductor of suitable purity.

Finally a « mono-crystal » method of extraction is described.

DEVELOPMENTS IN PULSE TESTING OF CABLES, by J. OUDIN, *Ingénieur aux Câbles de Lyon*, *Onde Electrique* July 1954 (pages 573 to 583).

In order to be valid, pulse testing of cables must revert to the idea of constant velocity of propagation (amplitude-phase equaliser). If performance is to be improved this leads to a very effective amplification technique which introduces the problem of noise.

In normal oscillograph measurements the improvement in signal to noise ratio is limited by the subjective response of the eye (Weber-Fechner law).

It is therefore necessary to fall back on special filters (those with a comb-like response) adapted to the periodic nature of the signal. Thus, a gain in signal to noise ratio is obtained in return for a diminution of the rate of collecting information, which in the particular case is more than sufficient. With this improvement all the problems encountered in this field can be faced.

— Measurement of constants.

— Check of manufacture where statistical considerations are widened by the substitution of the idea of probability function to the idea of variable probability.

— Question of maintenance where memory of the previous state of the cable reveals changes occurring in service use.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

RÉALISATION D'UN MODULATEUR SIMPLE ET ÉCONOMIQUE, par Ch. AZÉMA, Société Anonyme Philips. Onde Electrique de Juillet 1954 (pages 609 à 613).

Cet exposé traite d'un système de production d'impulsions à un niveau de puissance élevé, caractérisé par l'utilisation d'un tube à vide comme tube modulateur, commandé par un tube à gaz.

Nous nous proposons d'étudier, tout d'abord, les avantages que cette solution présente sur les systèmes classiques : tube modulateur à gaz ou chaîne amplificatrice de tubes à vide.

Ensuite, nous verrons sur un cas particulier, comment il a été possible d'utiliser dans ce but des tubes courants qui n'étaient pas des tubes spécialement conçus pour la production des impulsions.

Enfin, nous donnerons les résultats obtenus sur une réalisation pratique.

LE FORMATRON. — TUBES ÉLECTRONIQUES PRÉSENTANT ENTRE LEURS GRANDEURS DE SORTIE ET DE COMMANDE UNE RELATION QUELCONQUE IMPOSÉE, par Edouard LABIN, Ingénieur radioélectricien E. S. E. Onde Electrique de Juillet 1954 (pages 614 à 621).

L'article traite d'une famille de tubes électroniques appelés « Formatrons » capables de fournir, entre leur courant de sortie i et leur tension de commande v , une relation fonctionnelle, la « caractéristique », ayant n'importe quelle forme désirée. Divers phénomènes, tels que la dépendance de l'émission secondaire par rapport à l'angle d'incidence du faisceau primaire, ou la simple interception du courant d'un faisceau par un diaphragme, permettent d'obtenir ce résultat en moulant ou profilant un élément de la structure interne du tube appelé « formeur ». Dans la première partie, on expose les principes de fonctionnement des « formatrons ». Dans la seconde partie, on passe en revue les problèmes spéciaux d'électronique soulevés par la mise en œuvre de ces principes. La troisième partie contient une liste d'applications choisies pour leur valeur illustrative. On a mis l'accent sur les idées fondamentales plutôt que sur les détails techniques.

PAPERS SUMMARIES (continued)

ELECTRON TUBES WITH PRE-DETERMINED RELATION BETWEEN OUTPUT POWER AND CONTROL POTENTIAL, by Edouard LABIN, *Ingénieur radioélectricien* E. S. E. Onde Electrique July 1954 (pages 614 to 621).

This article deals with a class of tubes known as « FORMATRONS », wherein any desired relation between their output current and control voltage can be established. Various phenomena, such as the dependence of secondary emission on the angle of incidence of the primary beam, or the simple interception of beam current by a diaphragm, enable the desired result to be obtained by shaping one of the elements of the tube structure, which is called the « former ». In the first part of the article the principles underlying the operation of « formatrions » are dealt with, and in the second part the problems which arise from the use of these principles are discussed. The third part consists of a list of applications of illustrative value. Emphasis is placed on fundamental ideas rather than on technical details.

CONSTRUCTION OF A SIMPLE AND CHEAP MODULATOR, by Ch. AZÉMA, *Société Anonyme Philips*. Onde Electrique, July 1954 (pages 609 to 613).

This article deals with the production of pulses at high peak level, which uses a vacuum tube for the modulation, controlled by a gaseous discharge tube.

The advantages which this solution has over the conventional methods is first described : gas discharge tube modulators or amplifier chain with vacuum tubes.

For a particular case the means of using normal production tubes for this purpose which have not been specially designed for a pulse generator is then considered.

Finally, practical results obtained are given.

Dans ces conditions, à un instant déterminé, $t_0 + t$ qui suit d'émission de l'impulsion $\delta(t_0)$, correspond le retour à l'entrée du câble de l'impulsion réfléchie par la partie du câble correspondant à l'élongation $x = 2ct$ (c étant la vitesse de propagation supposée constante).

Le coefficient de réflexion du câble à l'élongation x ayant pour valeur :

$$\rho(x) = \frac{dZ(x)}{dx} \frac{1}{2Z(x)}$$

on a, à l'instant où l'impulsion réfléchie sur la partie du câble correspondant à l'élongation x est revenue à l'entrée du câble, une valeur de l'impédance d'entrée :

$$Z_e = \frac{1 + \rho(x) e^{-2x}}{1 - \rho(x) e^{-2x}} Z_c$$

$\delta(t_0)$ étant la tension impulsionnelle d'entrée, le pont fournit à cet instant comme signal de sortie, les deux impédances A étant égales :

$$\left[\frac{Z_e}{Z_e + Z_c} - \frac{1}{2} \right] \delta(t_0) = -2\rho(x) e^{-2x} \delta(t_0)$$

Si e^{-2x} est un opérateur retard de la forme $e^{-\frac{2px}{c}}$ ($p = \frac{d}{dt}$), la vitesse de propagation étant constante, on obtient comme signal de sortie :

$$-2\rho(x) \delta\left(t_0 - \frac{x}{c}\right)$$

Si Z_c est l'impédance caractéristique moyenne, on peut écrire $Z(x)$ sous la forme $Z(x) = Z_c + \varepsilon(x)$ et si $\varepsilon(x)$ écart à l'impédance caractéristique moyenne est petit, on a $\rho(x) = \frac{dZ(x)}{dx} \frac{1}{2Z_c}$.

Dans ces conditions, le signal de sortie qui se trace en fonction du temps sur l'écran d'un tube cathodique est :

$$\frac{1}{Z_c} \frac{dz(x)}{dx} \text{ avec } x = 2ct$$

et on obtient, en fonction de l'élongation x , une représentation du coefficient de réflexion.

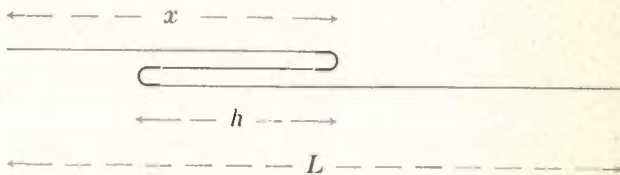
b) soit à la sortie en enregistrant le signal transmis en fonction du temps (transimètre).

Le câble étant fermé sur l'impédance caractéristique et attaqué à l'entrée par un signal impulsionnel de tension, on peut enregistrer la tension aux bornes de l'impédance caractéristique bouclée à l'extrémité du câble.

En première approximation, on peut ne considérer que les doubles réflexions en négligeant les réflexions d'ordre supérieur, le coefficient de réflexion étant faible. Les impulsions réfléchies sur deux irrégularités du câble distantes de la même longueur h

arrivent à l'extrémité au même instant et $\delta(t_0)$ étant le signal impulsionnel d'entrée, on recueille à la sortie le signal :

$$\begin{aligned} & \delta\left(t_0 - \frac{L}{c}\right) + \overline{\rho(x) \rho(x-h)} e^{-\gamma\left(\frac{2h+L}{c}\right)} \delta(t_0) \\ &= \delta\left(t_0 - \frac{L}{c}\right) + \overline{\rho(x) \rho(x-h)} \delta\left[t_0 - \left(\frac{2h+L}{c}\right)\right] \end{aligned}$$



Dans ces conditions, on obtient à la sortie en plus du signal directement transmis, un signal de traînage qui est caractéristique des qualités de transmission du câble et qui représente sensiblement la fonction d'autocorrélation du coefficient de réflexion. Il est possible de supprimer la partie du signal correspondant au signal directement transmis en retranchant du signal une impulsion de forme et de retard convenables.

Certains transimètres fournissent également le traînage en élaborant la fonction d'autocorrélation $\frac{1}{L} \int_0^L \rho(x) \rho(x-h) dx$ à partir du coefficient de réflexion fourni par l'échomètre.

CORRECTEUR AMPLITUDE PHASE.

Dans tout ce qui précède, nous avons supposé que la constante de propagation γ étant de la forme $\frac{p}{c}$, l'opérateur e^{-2x} se ramenait à l'opérateur retard, le retard apporté aux signaux étant $\frac{x}{2c}$.

Il apparaît d'abord que cette hypothèse est une condition sine qua non de l'analyse impulsionnelle des câbles si celle-ci veut voir le câble tel qu'il est et placer les défauts là où ils sont.

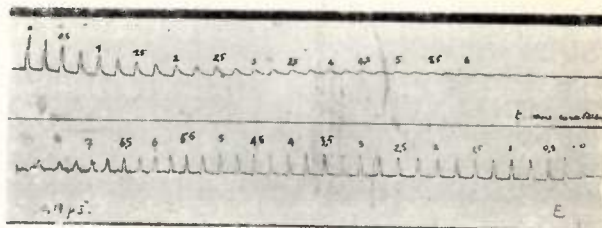


FIG. 2. — Montre l'enregistrement d'un signal produit par la réflexion d'impulsions sur des irrégularités uniformément réparties sur un câble avec et sans correcteur d'amplitude-phase.

En fait, la constante de propagation a une forme un peu différente qui est :

$$\gamma = \frac{1}{c} |a + p + m \sqrt{2p}|$$

Il est donc indispensable de compenser le facteur $e^{-\frac{1}{c}(a+m\sqrt{p})x}$ de l'opérateur par un opérateur

inverse $e^{\frac{1}{c}(a+m\sqrt{p})x}$. Cet opérateur inverse a été réalisé avec une approximation suffisante par le laboratoire de télécommunication des Câbles de Lyon sous la forme d'un correcteur d'amplitude phase qui a été décrit par G. Comte au Colloque des Impulsions. (1) (figure 2 montrant l'enregistrement d'un signal produit par la réflexion d'impulsions sur des irrégularités uniformément réparties sur un câble avec et sans correcteur d'amplitude phase).

Ce dispositif chronométrique qui corrige la distorsion de phase et aussi l'affaiblissement entraîne des amplifications poussées si on veut étendre l'analyse impulsionnelle à de grandes longueurs de câble. Ces amplifications poussées entraînent un bruit intense qui risque de noyer le signal. Un des problèmes fondamentaux de l'analyse impulsionnelle des câbles est donc d'étudier des dispositifs qui permettent de réaliser un gain important dans le rapport signal/bruit.

LE BRUIT ET SA PRÉSENTATION SUR L'ÉCRAN DU TUBE CATHODIQUE.

Le signal peut se présenter sur l'écran du tube cathodique de deux façons différentes :

1° *Présentation en brillance* : le pinceau cathodique étant animé d'un mouvement de balayage en dents de scie du genre de celui employé en télévision, le signal commande l'intensité du pinceau cathodique par l'intermédiaire du wehnelt.

Ce genre de présentation ressemble à celle employée depuis longtemps sur les recorders asdics où une action électrochimique commandée par le signal détermine un noircissement du papier enregistreur.

On peut également la rapprocher de celle des radars panoramiques P.P.I., quoique dans ce cas il s'agisse d'une présentation panoramique polaire à deux dimensions.

Dans une telle présentation, le bruit se traduit par une brillance uniforme de l'écran proportionnelle à σ^2 , σ étant l'écart quadratique du bruit, le signal d'impulsion se traduit par une ligne cohérente de

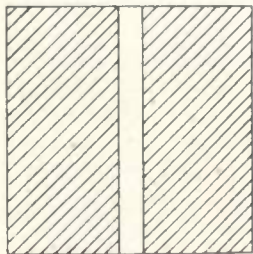


FIG. 3. — Présentation en brillance d'une impulsion

brillance $(s+b)^2$, s étant l'amplitude du signal, b l'amplitude du bruit.

On a $(s+b)^2 = s^2 + b^2 + 2sb$

$2sb$ est nul si le signal et le bruit sont indépendants.

(1) Article paru dans l'O.E. de juin 1954.

On a donc :

$$(s+b)^2 = s^2 + b^2$$

La loi de Weber-Fechner relative aux seuils de brillances discernables par l'œil s'applique (fig. 3). Le signal sera discerné du bruit si :

$$\frac{\Delta B}{B} = \frac{s^2 + \sigma^2 - s^2}{\sigma^2} = \frac{s^2}{\sigma^2} > \frac{1}{50}$$

Cette loi joue pour des brillances moyennes ni trop fortes, ni trop faibles et devient plus défavorable

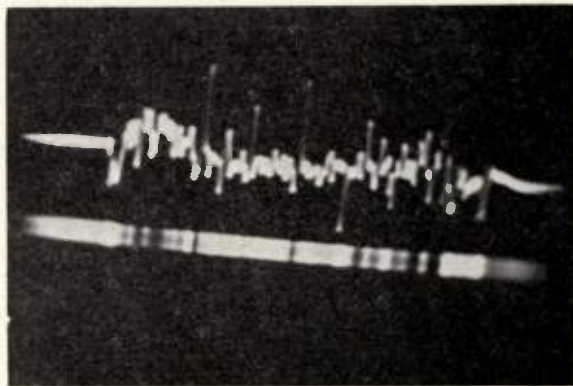


FIG. 4. — Présentation en amplitude et brillance du signal de l'écho-mètre.

aux brillances faibles et aux brillances fortes. On n'a donc pas intérêt à pousser la rémanence de l'écran au-delà d'une certaine limite en augmentant la brillance. Il existe une limitation physiologique de la détection imposée par l'opérateur humain.

Dans le cas des câbles, une telle présentation conduit à un aspect spectroscopique qu'on peut voir sur le cliché ci-joint. (Cliché inférieur de la figure 4).

2° *Présentation en amplitude* : cette présentation plus classique présente également une limitation physiologique, la question étant un peu plus complexe que pour la présentation en brillance.

Si le nombre de balayages correspondant à la constante de temps de l'œil ou, si cette dernière est plus forte, à la rémanence de l'écran, est suffisant, le bruit se traduit cette fois par un épaississement du tracé du signal sur le tube cathodique.

Le bruit étant fonction aléatoire du temps se traduit par une densité de brillance de l'écran densité de brillance de forme laplacienne

$$K T \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(s+x)^2}{2\sigma^2}}$$

T étant la constante de temps de l'œil ou la rémanence de l'écran Cette densité de brillance se centre sur le tracé du signal s qui étant une fonction périodique certaine se reproduit au même point de l'écran à des intervalles de une période (figure 4).

L'épaisseur du tracé appréciée par l'œil correspond aux points de l'écran où la variation de la densité de brillance perpendiculairement à la direction du balayage est maximum (points d'inflexion de la

courbe laplacienne $d(x)$ (fig. 5). Cette épaisseur du tracé est donc égale à 2σ (double de l'écart quadratique du bruit) et c'est sans doute sous la forme de cette épaisseur du tracé qu'on peut considérer l'écart quadratique σ dans la formule de HARTLEY donnant la quantité d'information :

$$H = 2 \Delta F \text{Log} \left(1 + \frac{s}{\sigma} \right)$$

Dans le cas d'un signal qui peut être par exemple une impulsion, celle-ci se traduit sur l'écran par une impulsion lumineuse au-dessus du tracé du bruit, à laquelle correspond une impulsion sombre en-dessous.

Le contraste entre les points A_1, B_1, A_2, B_2 au bord du tracé est donné par :

$$2 \frac{e^{-\frac{(s+\sigma)^2}{2\sigma^2}} - e^{-\frac{\sigma^2}{2\sigma^2}}}{e^{-\frac{(s+\sigma)^2}{2\sigma^2}} + e^{-\frac{\sigma^2}{2\sigma^2}}} \sim \frac{2s\sigma}{2\sigma^2} = \frac{s}{\sigma}$$

si le signal est inférieur au bruit : $s \ll \sigma$

On peut encore appliquer la loi de Weber-Fechner et en déduire de manière approchée que le signal pourra être distingué du bruit si : $\frac{s}{\sigma} > \frac{1}{50}$

On trouve encore une condition indépendante de la brillance de l'écran pourvu qu'elle ne soit ni trop faible, ni trop forte et une limitation physiologique à la détection comme dans le cas précédent.

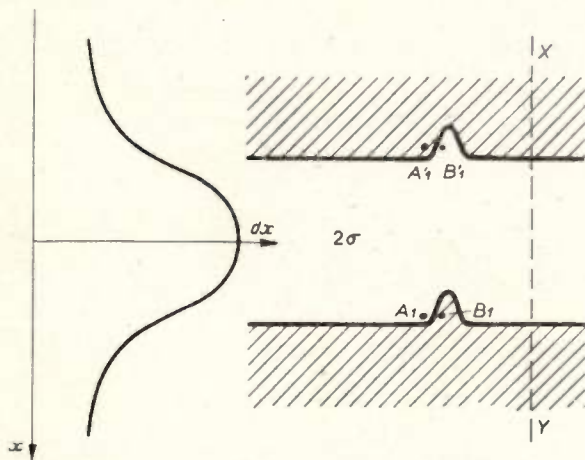


FIG. 5. — Impulsion présentée en amplitude

Une présentation en amplitude correcte nécessite de toutes façons une forte amplification qui amène l'amplitude du signal à être vue par l'œil sous un diamètre apparent suffisant en fonction du pouvoir séparateur angulaire de l'œil. Cette forte amplification n'est pas réalisée dans beaucoup d'échomètres conventionnels sans correcteur, où le signal disparaît simplement parce que son amplitude sur le scop devient, en fonction de l'absorption et de la distance, de l'ordre de grandeur du pouvoir séparateur angulaire de l'œil. Dans ce cas, le bruit apparaît généralement sous la forme d'un tracé très fin et le processus physiologique décrit ci-dessus ne

joue pas, la détection ne pouvant se faire que si le niveau du signal est nettement supérieur à celui du bruit.

FILTRAGE IMPULSIONNEL A BANDES MULTIPLES (PROCESSUS DE CORRÉLATION ET INTÉGRATION).

Nous avons vu plus haut qu'une réduction de la très surabondante vitesse informationnelle de l'analyse impulsionnelle des câbles ne présentait pas d'inconvénient.

On peut gagner beaucoup dans le rapport $\frac{\text{signal}}{\text{bruit}}$ par réduction de la vitesse informationnelle en se fondant sur le principe simple suivant :

Le signal d'entrée de l'analyse impulsionnelle (train d'impulsions) étant un signal périodique θ , le signal de sortie est également périodique et de même période.

Le bruit $b(t)$ est aléatoire et, si on suppose que sa fonction d'autocorrélation $\varphi(\theta)$ pour l'écart temporel θ peut être considérée comme nulle et qu'on forme la somme de N termes

$$\sum_{n=0}^{N-1} [s(t + n\theta) + b(t + n\theta)]$$

et qu'on compare cette somme au signal non filtré $s(t) + b(t)$:

a) En ce qui concerne le signal $s(t)$ qui est périodique, on obtient un signal $Ns(t)$ d'amplitude N fois supérieure à celle du signal non filtré.

b) En ce qui concerne le bruit $b(t)$, les quantités $b(t), b(t + \theta) \dots b[t + (N - 1)\theta]$ peuvent être considérées comme des variables aléatoires indépendantes à un instant t donné et l'écart quadratique de la somme est égale à $\sqrt{N}$ fois celui du bruit non filtré $b(t)$ puisqu'il s'agit de la sommation de N variables aléatoires indépendantes.

On réalise donc dans le rapport signal/bruit un gain de $\sqrt{N}$ en amplitude et de N en puissance. La période du signal étant θ ce gain est obtenu au bout d'un temps $N\theta$ et on voit déjà que si on a gagné dans le rapport signal/bruit, on a perdu sur la vitesse informationnelle :

1° La première idée qui vient à l'esprit pour réaliser le processus ci-dessus est d'employer N lignes à retard et d'effectuer la sommation portant sur les signaux à la sortie des différentes voies.

On réalise ainsi la fonction de transfert :

$$1 + e^{-j\omega\theta} + e^{-2j\omega\theta} + \dots + e^{-j\omega(N-1)\theta} = \frac{1 - e^{-jN\omega\theta}}{1 - e^{-j\omega\theta}}$$

Le carré du module de la fonction de transfert a pour valeur :

$$g^2(\omega) = \frac{1 - \cos N\omega\theta}{1 - \cos \omega\theta}$$

Ce carré du module a pour valeur N^2 pour les fréquences ω_K telles que $\omega_K\theta = 2K\pi$.

Autour d'une de ces fréquences ω_K , on peut définir la bande passante $\delta\omega$ par la relation :

$$\frac{1 - \cos N(\omega_K + \delta\omega)\theta}{1 - \cos(\omega_K + \delta\omega)\theta} = \frac{N^2}{2}$$

$$1 - \cos N(\omega_K + \delta\omega)\theta = \frac{N^2}{2} |1 - \cos(\omega_K + \delta\omega)\theta|$$

ce qui peut s'écrire :

$$\frac{(N\delta\omega\theta)^2}{2!} - \frac{(N\delta\omega\theta)^4}{4!} + \frac{N^2}{2} \frac{(\delta\omega\theta)^2}{2!}$$

$$1 - \frac{(N\delta\omega\theta)^2}{3 \cdot 4} = \frac{1}{2}$$

$$\frac{(N\delta\omega\theta)^2}{6} = 1 \quad \delta\omega = \frac{\sqrt{6}}{N\theta}$$

On obtient un filtre en peigne à bandes passantes multiples, ces bandes passantes étant centrées sur les fréquences ω_K telles que $\omega_K\theta = 2K\pi$ et ayant une largeur très petite si N est grand (fig. 6).

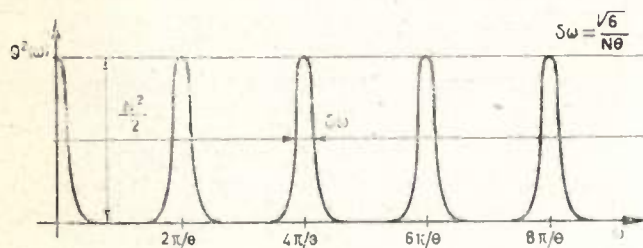


Fig. 6. — Filtre en peigne à bandes multiples

On vérifie facilement que l'action d'un tel filtre opérant sur un message périodique de période θ en présence d'un bruit blanc est conforme au résultat prévu plus haut.

Le filtre en peigne s'apparente aux filtres optima préconisés par Norbert Wiener.

Ces filtres optima qui ne sont d'ailleurs réalisables que de manière approchée devraient avoir pour module de la fonction de transfert :

$$\frac{S(\omega)}{S(\omega) + B(\omega)}$$

$S(\omega)$ étant la densité spectrale du signal, $B(\omega)$ celle du bruit.

Un message périodique $s(t)$ est décomposable en série de Fourier.

$$s(t) = \sum_k a_K \cos(\omega_K t + \varphi_K) \quad \text{avec : } \omega_K \theta = 2K\pi$$

Sa fonction d'autocorrélation est une somme de cosinusoides

$$\varphi(\tau) = \frac{1}{2} \sum_k a_k^2 \cos \omega_K \tau$$

Sa fonction de densité spectrale se déduit de la

fonction d'autocorrélation par transformation de Fourier (relation de Khintchine)

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(\tau) \cos \omega \tau d\tau = \frac{1}{4} \sum_k a_k^2 (\omega - \omega_K)$$

Le spectre du signal est un spectre de raies.

Dans ces conditions, si la fonction $B(\omega)$ qui représente la densité spectrale du bruit est bornée,

le module de la fonction de transfert $\frac{S(\omega)}{S(\omega) + B(\omega)}$

devrait être nul en dehors des fréquences harmoniques ω_K et de valeur unité pour ces fréquences.

Le carré du module aurait aussi les mêmes propriétés. Le filtre peigne s'apparente donc dans le cas d'un signal périodique au filtre idéal de Wiener.

2° L'emploi d'un grand nombre de lignes à retard étant malcommode et coûteux, la sommation recherchée a été réalisée par un filtrage temporel employant une technique impulsionnelle de commutation et d'intégration.

On forme la corrélation du signal $s(t) + b(t)$ avec un train d'impulsions périodiques de même période θ que celle du message et on obtient ainsi :

$$\frac{1}{T} \int_0^T a[s(t) + b(t)] [\delta(t - t_0) + \delta(t - t_0 + \theta) + \dots \delta(t - t_0 + (N-1)\theta)] dt$$

les impulsions ayant une amplitude a et une durée τ , on obtient en ce qui concerne le signal

$$\begin{aligned} \frac{a\tau}{T} [s(t_0) + s(t_0 + \theta) + \dots s(t_0 + (N-1)\theta)] \\ = N \frac{a\tau}{T} s(t_0) \end{aligned}$$

En ce qui concerne le bruit, on obtient

$$\frac{a\tau}{T} [b(t_0) + b(t_0 + \theta) + \dots b(t_0 + (N-1)\theta)]$$

quantité dont l'écart quadratique n'est que $\frac{a\tau}{T} \sqrt{N}$ fois celle du bruit non filtré $b(t_0)$. On peut retrouver ces résultats par voie fréquentielle.

Dans l'expression :

$$\frac{1}{T} \int_0^T [s(t) + b(t)] [\delta(t - t_0) + \delta(t - t_0 + \theta) + \dots \delta(t - t_0 + (N-1)\theta)] dt$$

$$\delta(t - t_0) + \delta(t - t_0 + \theta) + \dots \delta(t - t_0 + (N-1)\theta)$$

peut au facteur $1/T$ près, être considérée comme une fonction poids opérant sur le signal $s(t) + b(t)$.

La fonction de transfert correspondante peut se déduire de la fonction poids par transformation de Fourier comme nous l'avons vu plus haut. Cette fonction de transfert étant :

$$\Phi(\omega) = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} [\delta(t - t_0) + \delta(t - t_0 + \theta) + \dots \delta(t - t_0 + (N-1)\theta)] e^{-j\omega t} dt$$

$$= -\frac{a}{Tj\omega} \left\{ (e^{-j\omega(t_0+\tau)} - e^{-j\omega t_0}) + [e^{-j\omega(t_0+\theta+\tau)} - e^{-j\omega(t_0+\theta)}] + \dots + [e^{-j\omega(t_0+(N-1)\theta+\tau)} - e^{-j\omega(t_0+(N-1)\theta)}] \right\}$$

(a étant l'amplitude de crête de l'impulsion supposée rectangulaire, τ sa durée)

$$\begin{aligned} \Phi(\omega j) &= -\frac{a}{Tj\omega} e^{-j\omega t_0} (e^{-j\omega\tau} - 1) [1 + e^{-j\omega\theta} + \dots + e^{-j\omega(N-1)\theta}] \\ &= -\frac{a}{Tj\omega} e^{-j\omega t_0} (e^{-j\omega\tau} - 1) \frac{e^{-jN\omega\theta} - 1}{e^{-j\omega\theta} - 1} \end{aligned}$$

Le carré du module de la fonction de transfert est donné par :

$$\Phi(\omega j) \Phi(-\omega j) = a^2 \frac{2(1 - \cos \omega\tau)}{\omega^2 T^2} \frac{1 - \cos N\omega\theta}{1 - \cos \omega\theta}$$

Si on opère avec des impulsions de corrélation brèves : $\omega\tau \ll 1$, on a :

$$g^2(\omega) = a^2 \frac{\tau^2}{T^2} \frac{1 - \cos N\omega\theta}{1 - \cos \omega\theta}$$

et on réalise le même filtre que celui qu'on était tenté de réaliser avec N lignes à retard.

La réalisation d'un tel filtre effectuée au laboratoire de télécommunications des Câbles de Lyon ne présente pas de très grandes difficultés. On procède en deux temps. D'abord, multiplication du signal par le train d'impulsions. La multiplication électrique est généralement assez malaisée, mais peut se réaliser de manière simple dans le cas d'impulsions sous la forme d'un dispositif de « gating ». Le produit du signal par le train d'impulsions est ensuite intégré par un dispositif classique.

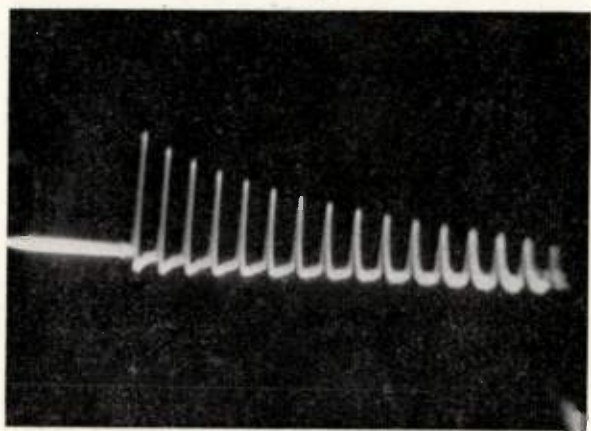


FIG. 7. — Signal sans bruit présenté sur enregistreur et sur tube cathodique

La quantité obtenue s'affiche sur un enregistreur. On obtient le tracé complet du signal en déphasant les impulsions de corrélation par rapport aux impulsions d'analyse et en synchronisant le déroulement de l'enregistreur au déphasage des impulsions.

Quand le niveau du bruit est suffisamment faible, on peut vérifier que le signal de l'enregistreur reproduit fidèlement celui du tube cathodique comme le montrent les figures 7 et 8. Quand le niveau du bruit est fort, celui-ci tend à noyer le signal

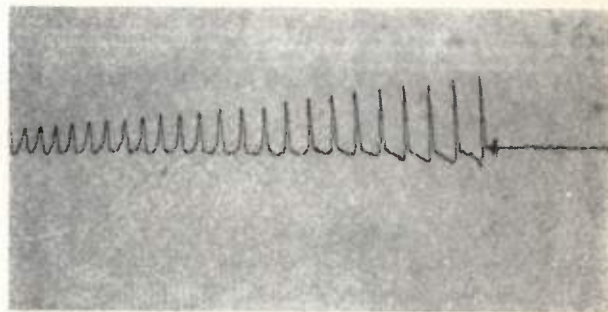


FIG. 8. — Signal sans bruit présenté sur enregistreur et sur tube cathodique

sur le tube cathodique, cependant que le tracé sur l'enregistreur conserve sa finesse, comme on peut le voir sur les figures 9 et 10, 11 et 12, le gain

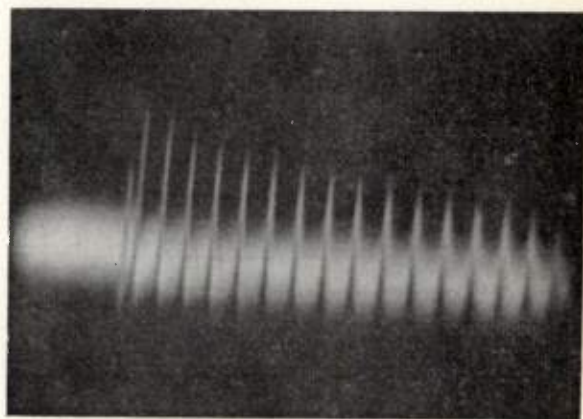


FIG. 9. — Signal avec bruit présenté sur enregistreur et sur tube cathodique.

dans le rapport signal/bruit étant conforme à celui prévu.

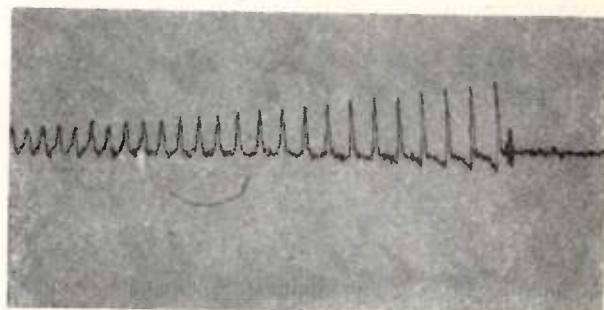


FIG. 10. — Signal avec bruit présenté sur enregistreur et sur tube cathodique.

Une autre remarque est que l'examen de demi-sections d'amplification de l'ordre de 5 000 mètres peut être enregistré pratiquement à la sortie du

filtre peigne en 10 secondes, un gain de l'ordre de 20 dB en puissance étant alors suffisant. Théoriquement, on perd sur la vitesse d'information dans le rapport de 10 secondes à $\frac{1}{5\,000}$ de seconde. Pratiquement, il n'en est rien, car il est nécessaire, si

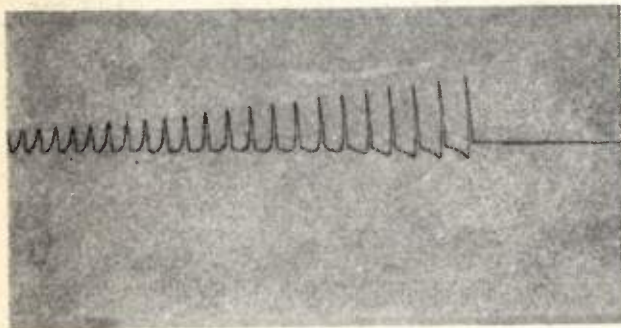


FIG. 11. — Signal avec bruit présenté sur enregistreur et sur tube cathodique

on opère de manière conventionnelle, de calquer sur papier ou de photographier le signal du tube cathodique et cette opération ne peut naturellement se faire en moins de 10 secondes, l'opérateur humain

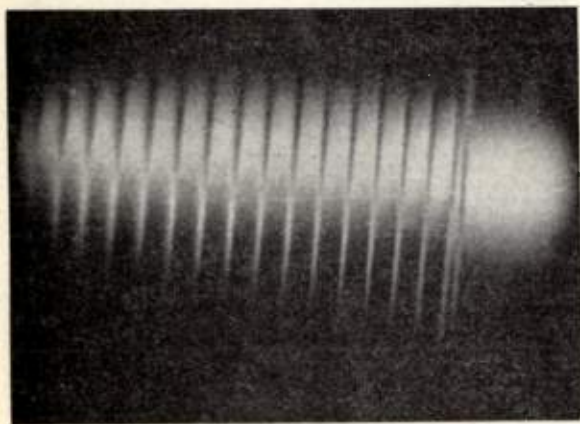


FIG. 12. — Signal avec bruit présenté sur enregistreur et sur tube cathodique

étant de toutes façons incapable d'exploiter pleinement des signaux dont la durée est de $\frac{1}{5\,000}$ seconde.

Le remplacement complet de l'opérateur humain, tant au point de vue physiologique de la détection qu'au point de vue de l'élaboration d'un enregistrement, par un dispositif automatique à mémoire, apparaît donc une fois de plus comme avantageux. Une des caractéristiques de notre temps est l'aptitude croissante de la machine à remplacer l'homme : non seulement ses muscles, comme dans l'époque antérieure, mais aussi de plus en plus son cerveau dont certaines fonctions peuvent déjà avantageusement être remplies par des machines.

Il faut encore remarquer qu'un dispositif de filtrage et de mémoire de ce genre peut être appliqué à tous les signaux périodiques. En particulier il s'applique très facilement à tous les signaux de

l'analyse impulsionnelle en général. Ces signaux sont en effet périodiques et il est possible dans ce cas de se référer à la phase des impulsions d'analyse.

EMPLOI DE L'ANALYSE IMPULSIONNELLE DES CÂBLES.

Après avoir exposé la technique de l'analyse impulsionnelle des câbles, nous allons maintenant exposer son emploi en fonction des différents problèmes posés.

1° **Mesure des constantes secondaires des câbles** (impédance caractéristique et constante de propagation) : Nous n'insisterons pas sur ce problème classique et résolu par l'analyse harmonique.

L'analyse impulsionnelle permet d'ailleurs de résoudre de manière plus complète et beaucoup plus rapide ce problème, en particulier en ce qui concerne l'impédance caractéristique.

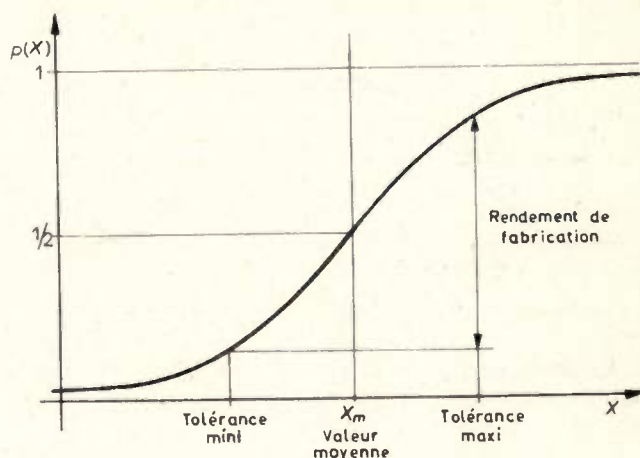


FIG. 13. — Courbe de la fabrication

2° **Contrôle des fabrications** : Ce contrôle de l'uniformité de la fabrication devient de plus en plus important pour les câbles de télécommunications modernes qui doivent transporter une grande quantité d'information.

D'une manière générale, on peut toujours fonder le contrôle des fabrications sur le calcul des probabilités classiques et la conception des variables aléatoires.

En opérant des mesures sur un grand nombre d'échantillons, on peut tracer la courbe de fabrication qui comporte en abscisse une valeur de mesure X , en ordonnée le pourcentage d'échantillons pour lequel la valeur mesurée se trouve être inférieure à la valeur X portée en abscisse. Cette courbe est l'intégrale de la courbe de densité de probabilité (fig. 13).

On obtient ainsi une courbe normalement symétrique par rapport au point d'inflexion dont l'abscisse caractérise la valeur moyenne X_m , valeur qu'encadrent les deux tolérances minimum et maximum. Le rendement de la fabrication est caractérisé par le pourcentage d'échantillons à l'intérieur des tolérances.

Cette courbe permet un contrôle très utile pour suivre la fabrication. Celle-ci s'améliore en général quand la tangente d'inflexion se redresse. Néanmoins,

c'est là un contrôle passif qui constate un état de fait sans apporter aucune information sur les causes de cet état de fait.

La fabrication est une opération qui se déroule dans le temps. C'est là un fait essentiel dont ce point de vue classique ne tient pas compte. En d'autres termes, une fabrication est en fait caractérisée non par une simple variable aléatoire, mais par une fonction aléatoire du temps.

Dans le cas des câbles, cette fonction aléatoire est particulièrement accessible puisqu'elle se traduit par une fonction aléatoire de la longueur de câble fabriquée. Par ailleurs, dans ce domaine, l'analyse impulsionnelle permet de caractériser la fonction aléatoire par le coefficient de réflexion qui s'inscrit en fonction de l'élongation sur l'enregistreur. Ce coefficient de réflexion caractérise au mieux, au point de vue de l'emploi, le résultat des fluctuations diverses de fabrication.

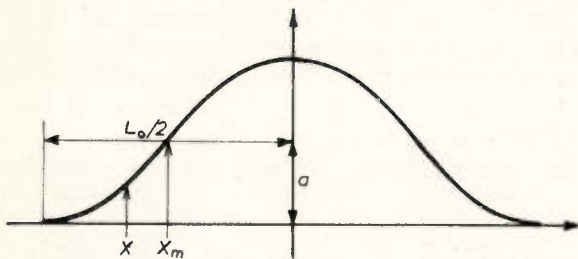


FIG. 14. — Fonction aléatoire d'irrégularité sinusoïdale

Ce point de vue élargi du contrôle ouvre des possibilités nouvelles que ne permettrait pas le point de vue classique :

a) On peut établir une corrélation entre l'enregistrement de l'échomètre et les enregistrements de mesure des différents paramètres géométriques des câbles effectués en fabrication. On peut ainsi déterminer quels sont les paramètres les plus sensibles qu'il convient de surveiller de plus près. Par exemple, on peut mesurer et enregistrer en continu le diamètre sur isolant d'un câble sous-marin et déterminer la corrélation qui existe entre la courbe obtenue et celle enregistrée par l'échomètre.

b) En général, la fonction aléatoire de fabrication peut être considérée comme la somme d'une véritable fonction aléatoire plus ou moins laplacienne et de une ou plusieurs fonctions périodiques que l'analyse de Fourier permet de ramener à des fonctions sinusoïdales. Ces fonctions périodiques résultent du fait que les machines de fabrication sont animées de mouvements périodiques et que la fabrication comporte généralement des opérations périodiques indépendamment du mouvement des machines.

Si la composante périodique existait seule, la fonction aléatoire de fabrication pourrait s'écrire :

$$X = X_m - a \cos \frac{2\pi x}{L_0}$$

X_m étant la valeur moyenne,

X l'élongation du câble,

a l'amplitude de la fluctuation sinusoïdale,

L_0 la longueur périodique de fabrication (fig. 14).

On peut dans ce cas déterminer le pourcentage d'échantillons fournissant une valeur de mesure inférieure à X en considérant une période et même une demi période de fabrication.

x étant l'abscisse correspondant à X , cette valeur sera

$$\frac{x}{L_0} = \frac{2x}{L_0}$$

$$\text{avec : } x = \frac{L_0}{2\pi} \arccos \frac{X_m - X}{a}$$

On a dans ces conditions comme courbe de fabrication (fig. 15) :

$$p = \frac{1}{\pi} \arccos \frac{X_m - X}{a}$$

En fait, la composante sinusoïdale de fabrication n'existe pas seule et se traduit seulement par une déformation de la courbe de fabrication qui résulte si la fonction purement aléatoire est laplacienne d'une courbe de Galton :

$$p = \int_{-\infty}^X \frac{1}{2\pi\sqrt{\sigma}} e^{-\frac{(X-X_m)^2}{2\sigma^2}} dx$$

et de la courbe

$$p = \frac{1}{\pi} \arccos \frac{X_m - X}{a}$$

On peut remarquer que la courbe de fabrication est calculable si on connaît la fonction aléatoire $X(x)$

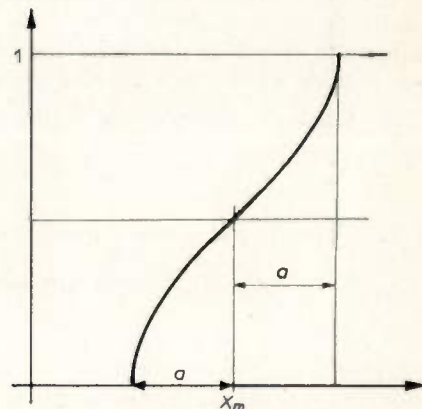


FIG. 15. — Courbe de fabrication d'irrégularité sinusoïdale

de fabrication, tandis que la fonction aléatoire n'est pas calculable à partir de la courbe de fabrication qui réduit la description de la fabrication à une simple variable aléatoire.

Pour calculer la courbe de fabrication à partir de la fonction aléatoire, on peut calculer les différents moments de $X(x)$

$$\frac{1}{L} \int_0^L X(x) dx, \frac{1}{L} \int_0^L X^2(x) dx \dots \frac{1}{L} \int_0^L X^n(x) dx$$

On obtient alors la fonction caractéristique

$$\varphi(v) = 1 + \frac{jv}{1} \frac{1}{L} \int_0^L X(x) dx + \frac{j^2 v^2}{2!} \frac{1}{L} \int_0^L X^2(x) dx \\ + \dots + \frac{j^n v^n}{n!} \int_0^L X^n(x) dx$$

De la fonction caractéristique, on peut passer à la fonction de densité de probabilité dérivée de la fonction de fabrication (fonction de répartition), par transformation de Fourier, on a :

$$\frac{d p(X)}{d X} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(v) e^{-jvX} dv$$

La considération de la courbe de fabrication n'apporte par contre aucune information sur la période de la composante sinusoïdale possible.

Si maintenant on considère la fonction aléatoire fournie par l'analyse impulsionnelle, il est possible

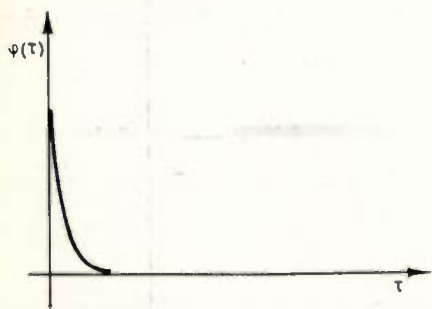


FIG. 16. — Fonction d'auto-correlation d'une fonction purement aléatoire (bruit blanc).

de déterminer la période de l'irrégularité sinusoïdale et, à partir de la connaissance de cette période, d'incriminer une opération de fabrication déterminée de même période et de la surveiller de près.

Soit une fonction aléatoire de fabrication :

$$X - X_m = f(x) + a \sin \alpha x = F(x)$$

On voit d'abord que l'écart quadratique sera $\sqrt{\sigma^2 + \frac{a^2}{2}}$, σ étant l'écart quadratique de la partie $f(x)$ et $\frac{a^2}{2}$ celui de la partie sinusoïdale dont on doit rechercher la période de façon à réduire l'écart quadratique total en annulant ou du moins en diminuant a .

Si a est grand par rapport à σ , la composante sinusoïdale sera détectable sur l'enregistrement de l'échomètre, mais il n'en sera généralement pas ainsi.

Dans le cas général, on devra avoir recours à l'enregistrement du transimètre qui fournit approximativement, nous l'avons vu, la fonction d'auto-

corrélation de la fonction aléatoire de fabrication considérée sous la forme du coefficient de réflexion.

L'opération d'autocorrélation est en effet particulièrement indiquée pour séparer une fonction sinusoïdale d'une fonction aléatoire.

En ce qui concerne la fonction aléatoire, si celle-ci est laplacienne, on obtient une fonction d'autocorrélation qui tend vers l'impulsion unité et s'annule dès que l'écart temporel diffère de zéro (fig. 16).

Par contre, la fonction d'autocorrélation d'une sinusoïde est une sinusoïde paire qui peut se distinguer de l'impulsion unité dès que l'écart temporel augmente (fig. 17).

Ce bref aperçu montre toutes les possibilités de l'analyse impulsionnelle en ce qui concerne un contrôle scientifique de la fabrication des câbles de télécommunication.

3° Contrôle de la maintenance (localisation des défauts). L'analyse impulsionnelle permet également de contrôler la maintenance en service et de localiser les défauts des câbles de télécommunication. Ces défauts ont été jusqu'ici localisés par des essais en courant continu, et depuis quelques années seulement par analyse harmonique opérant en basse fréquence.

Sans nous étendre davantage, on peut remarquer que ce genre de méthode présente les caractéristiques suivantes :

— Le câble est supposé homogène. En fait la sensibilité de la méthode dépend de la plus ou moins grande régularité du câble. Par exemple, en analyse harmonique basse fréquence, si Zd est l'impédance du défaut supposé mis en parallèle sur le câble, le coefficient de réflexion correspondant au défaut est $-\frac{Zc}{Zd}$. La localisation n'est possible que si ce coefficient de réflexion est grand par rapport au coefficient de réflexion propre du câble $\frac{dZ}{dx} \frac{1}{2Zc}$.

— Ces méthodes supposent toujours une certaine connaissance du défaut qui est par ailleurs supposé unique.

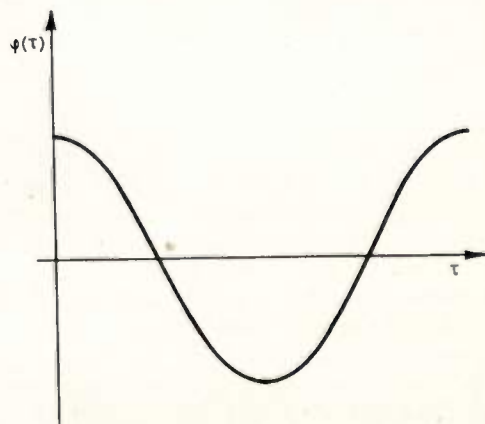


FIG. 17. — Fonction d'auto-correlation d'une fonction sinusoïdale.

— Opérant en continu ou basse fréquence, ces méthodes ont l'avantage de n'entraîner qu'un faible affaiblissement.

L'expérience fait défaut en ce qui concerne la

localisation des défauts à grande distance par analyse impulsionnelle. Toutefois, il est possible de formuler les remarques suivantes :

a) Une très forte amplification est nécessaire pour compenser l'affaiblissement produit par le câble sur un signal à large bande de fréquence. Cette amplification doit normalement entraîner un bruit dont il est possible de s'affranchir en augmentant le rapport signal/bruit par réduction d'une vitesse informationnelle surabondante.

b) L'analyse impulsionnelle impliquant un enregistrement du câble en fonction de l'élongation, il est possible de définir ce qu'est un défaut de manière plus large que dans le cas des méthodes classiques. Un défaut peut être alors défini comme une différence entre l'état antérieur et l'état actuel du câble. La détection et la localisation des défauts doivent pouvoir se faire en comparant l'enregistrement antérieur et l'enregistrement actuel du câble. Dans ces conditions, la localisation des défauts ne dépend plus de la plus ou moins grande homogénéité du câble.

Les possibilités de l'analyse impulsionnelle en matière de localisation des défauts doivent s'affirmer en fonction d'expériences sur des cas particuliers. Un cas particulier important est celui des câbles téléphoniques modernes à répéteurs. Ces répéteurs amplificateurs constituent autant de points singuliers qui rompent l'homogénéité du câble et s'opposent à la propagation du signal réfléchi. Ils gênent donc l'emploi des méthodes classiques et aussi celui de l'analyse impulsionnelle. C'est probablement en faisant appel à une gamme de méthodes comportant les classiques et les modernes que le problème pourra être résolu dans ce cas. Il apparaît déjà que même dans ces cas l'analyse fréquentielle apportera un concours précieux.

Avant de terminer, nous voulons nous excuser de la forme souvent un peu qualitative de cet exposé qui porte sur une technique en pleine évolution dont les lignes, qui s'encadrent bien dans un ensemble cybernétique moderne plus général, commencent seulement à se dessiner.

CORRECTEUR DE SIGNAUX UTILISANT DES LIGNES A RETARD

PAR

P.F. GLOESS

Ingénieur Contractuel

ET

H. MARTIN

*Ingénieur des Télécommunications
Centre National d'Etudes des Télécommunications*

I. — PROBLÈME POSÉ.

Dans la technique des télécommunications il est quelquefois nécessaire de corriger à la fois les distorsions de phase et d'amplitude, provenant de l'ensemble de transmission employé.

Ce cas se rencontre particulièrement en télévision, ou avec les systèmes de transmission multiplex par impulsions.

La méthode classique qui consiste à mesurer séparément les caractéristiques d'amplitude et de phase en fonction de la fréquence, puis à établir les correcteurs correspondants, est généralement très longue et nécessite le transport d'un appareillage délicat aux points terminaux de la liaison. Si de plus, les caractéristiques de la transmission se modifient tant soit peu au cours du temps, la méthode devient pratiquement inapplicable.

Les moyens à mettre en œuvre pour observer les caractéristiques globales du canal de transmission en régime transitoire sont par contre relativement simples et il est tentant de réaliser la correction globale des défauts, directement à partir de ces données, sans plus se préoccuper des caractéristiques séparées d'amplitude et de phase. C'est précisément le but que l'on s'est fixé en réalisant l'appareil décrit ici.

II. — SCHÉMA DE PRINCIPE DU CORRECTEUR A LIGNE A RETARD.

Le signal à corriger est appliqué à l'entrée d'une ligne à retard (fig. 1) terminée à l'autre extrémité sur son impédance caractéristique. Des prises potentiométriques régulièrement espacées le long de la ligne permettent de recueillir puis de mélanger entre eux les signaux correspondant à des retards convenablement échelonnés. Des dispositifs non figurés assurent en outre l'inversion de la polarité, applicable à volonté pour chaque prise de dérivation.

Un amplificateur à lampes compense la perte de niveau des circuits de mélange.

III. — CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES.

La ligne employée est à constantes localisées et donne un retard total de 2 microsecondes avec une fréquence de coupure de 4 Mc/s. Les prises poten-

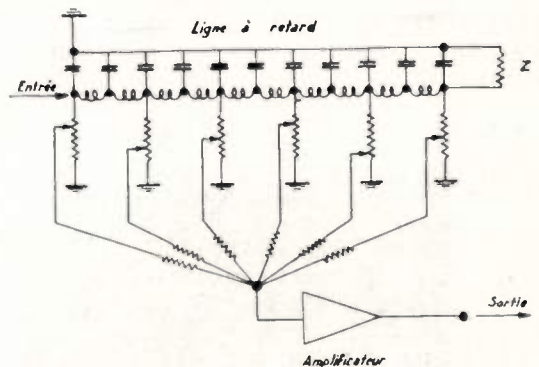


FIG. 1

tiométriques sont séparées par des intervalles de retard de 0,1 microseconde.

Compte tenu de la fréquence de coupure de la ligne, le réseau correcteur est donc capable de figurer

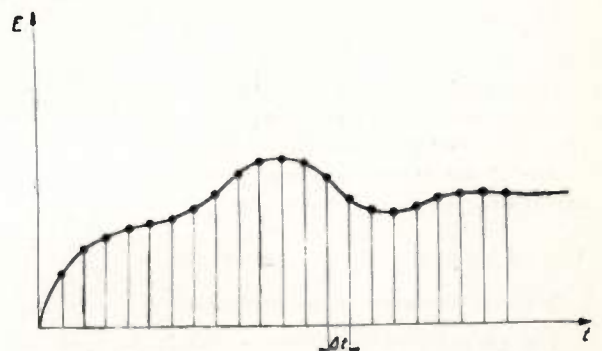


FIG. 2.

une réponse impulsionnelle de forme quelconque, limitée toutefois à une durée de 2 microsecondes, et à la bande de fréquences de 0 à 4 Mc/s.

La figure 2 montre comment l'on peut décomposer une réponse impulsionnelle déterminée en tranches d'intervalles de temps réguliers, auxquelles l'on fait ensuite correspondre respectivement chaque sortie potentiométrique de la ligne.

IV. — RÉALISATION MATÉRIELLE.

Un correcteur expérimental, adapté aux signaux de télévision des standards dits à basse définition, a été réalisé et soumis à divers essais. Les figures 3 et 4 représentent les aspects extérieur et intérieur



FIG. 3. — Correcteur à ligne de retard. Vue générale

de l'appareil. L'impédance d'utilisation est de 75 ohms et un commutateur permet à volonté l'insertion ou l'élimination du réseau correcteur.

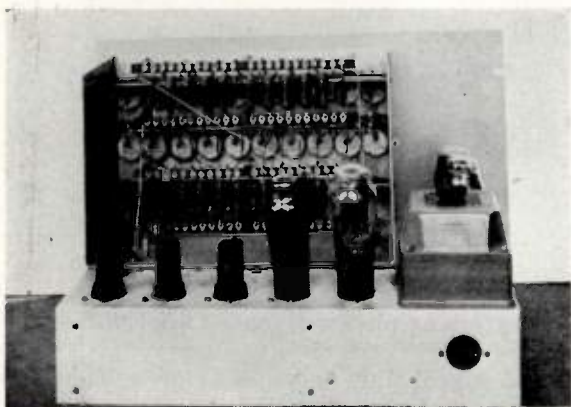


FIG. 4. — Correcteur à ligne à retard. Vue arrière.

Des circuits d'alimentation stabilisés fournissent les tensions nécessaires à un amplificateur à contre réaction corrigé jusqu'à 3 Mc/s.

Les 20 boutons de réglage portent des graduations arbitraires allant de 0 à + 10 et à - 10.

V. — EXAMEN DE QUELQUES CAS PARTICULIERS.

5-1. — Création d'un écho isolé.

Un premier potentiomètre est réglé à la valeur « + 1 » et transmettra la composante principale du signal entrant.

Un second potentiomètre, relié à un point de la ligne retardé de θ par rapport au premier, est réglé

sur la valeur « a ». Les autres potentiomètres restent au zéro.

Le signal obtenu en réponse à une impulsion unique est représenté figure 5. La courbe de réponse en amplitude ainsi obtenue est représentée figure 6 en traits pleins et la courbe de réponse en phase en pointillé.

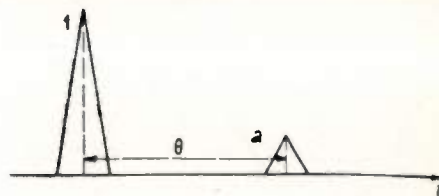


FIG. 5.

5-2. — Echos de Wheeler (distorsion d'amplitude).

Le potentiomètre principal étant toujours réglé sur « 1 », on place sur « a » deux autres potentiomètres, écartés de θ en amont et en aval le long de la ligne

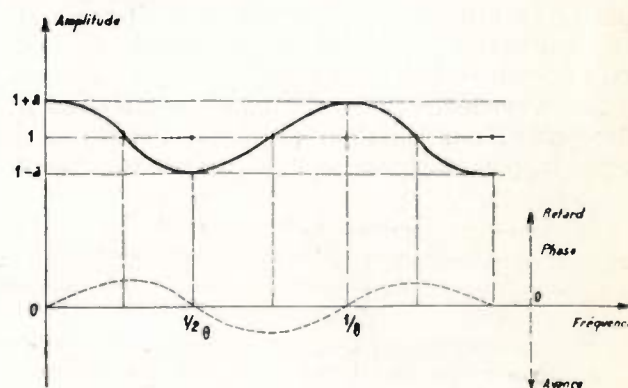


FIG. 6.

par rapport à la position du premier. On obtient le signal d'impulsions de la figure 7, et la courbe de réponse en amplitude de la figure 8. Par contre, il n'y a aucune distorsion de la phase ou du temps de propagation.

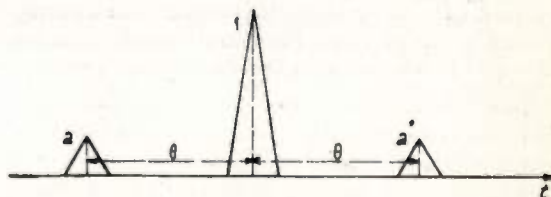


FIG. 7

5-3. — Echos de Wheeler (distorsion de phase).

Si les potentiomètres d'échos sont tournés en sens inverse l'un de l'autre, on obtiendra la réponse en régime impulsif de la figure 9 et la réponse en phase de la figure 10. En première approximation il n'y aura pas de distorsion d'amplitude.

5-4. — Suppression d'un écho isolé.

Le signal appliqué à l'entrée du correcteur comprend un signal principal d'amplitude 1 à l'instant zéro, et un écho d'amplitude 1/3 retardé de θ (fig 11).

Un premier réglage du correcteur consiste à tourner sur $-1/3$ le potentiomètre placé à un retard θ du potentiomètre principal, lequel reste réglé sur 1.

Le signal résultant, représenté figure 12, ne comporte plus l'écho retardé de θ , qui a été neutralisé

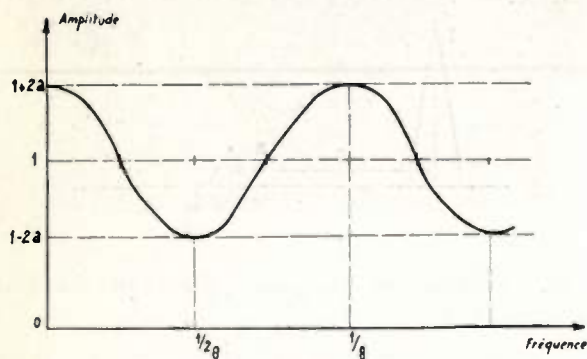


FIG. 8.

par l'écho artificiel du correcteur, mais il apparaît en contrepartie un signal négatif retardé de 2θ et d'amplitude réduite à $1/9$.

Si l'on symbolise par A_t une impulsion (ou élément de réponse impulsionnelle) d'amplitude A et de retard t par rapport au temps origine, on pourra écrire :

$$(1_0 + 1/3_0) \times (1_0 - 1/3_0) = 1_0 - 1/9_{2\theta}$$

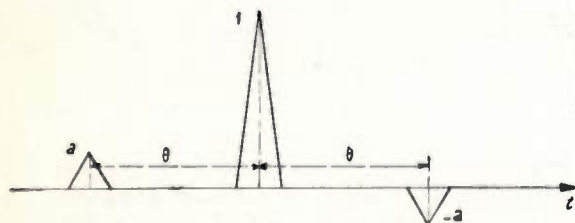


FIG. 9.

Le premier terme du produit représente le signal appliqué au correcteur (ou tout aussi bien la réponse impulsionnelle du système de transmission à corriger), le second terme exprime l'action du réseau correcteur tandis que le second membre de l'égalité correspond

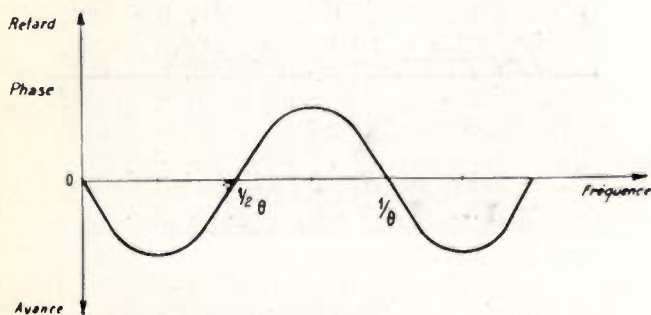


FIG. 10.

au signal résultant (ou bien à la réponse impulsionnelle résultante) après correction.

Une meilleure correction sera maintenant obtenue en réglant le potentiomètre de retard 2θ sur la valeur $+1/9$.

Le signal obtenu, représenté figure 13, ne comporte plus qu'un résidu d'écho cette fois positif, d'amplitude $1/27$ et retardé de 3θ sur le signal principal. La relation devient :

$$(1_0 + 1/3_0) \times (1_0 - 1/3_0 + 1/9_{2\theta}) = 1_0 + 1/27_{3\theta}$$

A condition de disposer d'une ligne à retard suffisamment longue dans le correcteur, on peut donc effectuer une élimination aussi complète que l'on

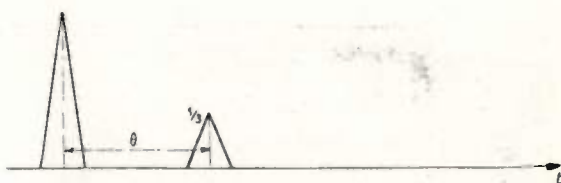


FIG. 11.

veut d'un écho isolé, et la mise en place du réglage se fera de proche en proche, en observant à l'oscillographe les signaux après correction, la liaison à corriger étant excitée par des impulsions récurrentes de caractéristiques convenables.

On démontre aisément que ce principe de correction est applicable avec la même facilité dans le cas de distorsions plus complexes conduisant à une réponse impulsionnelle de forme quelconque [1], [2], [3], [4].

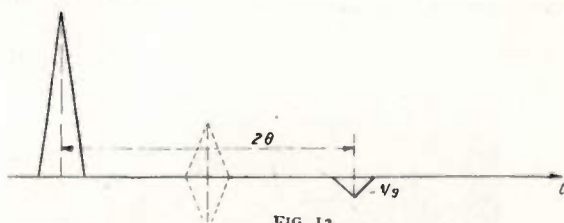


FIG. 12.

VI. — UTILISATION DU CORRECTEUR DANS LE CAS D'UNE LIAISON POINT A POINT DE TÉLÉVISION.

Le correcteur placé en « vidéo » à l'extrémité de réception pourra être réglé en observant à l'oscillographe le signal obtenu lorsque l'extrémité de transmission est excitée par des impulsions convenables, en l'absence d'autres signaux. Les réglages du cor-

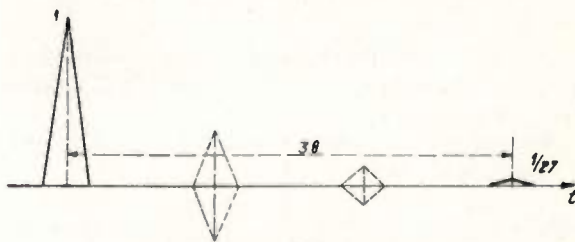


FIG. 13

recteur ne seront pas modifiés pendant l'exploitation normale de la liaison.

Il est cependant possible d'effectuer les réglages même durant l'utilisation de la liaison, en présence des signaux de télévision. Dans ce cas, on dispose

déjà dans le signal video, des impulsions de synchronisation de lignes, suivies d'un certain temps mort (niveau noir) pendant lequel se manifesteront généralement la majeure partie des signaux parasites à

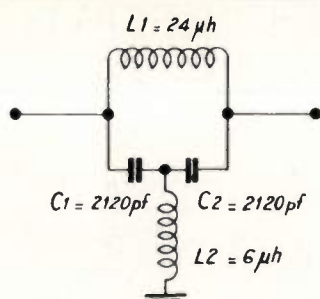


FIG. 14.

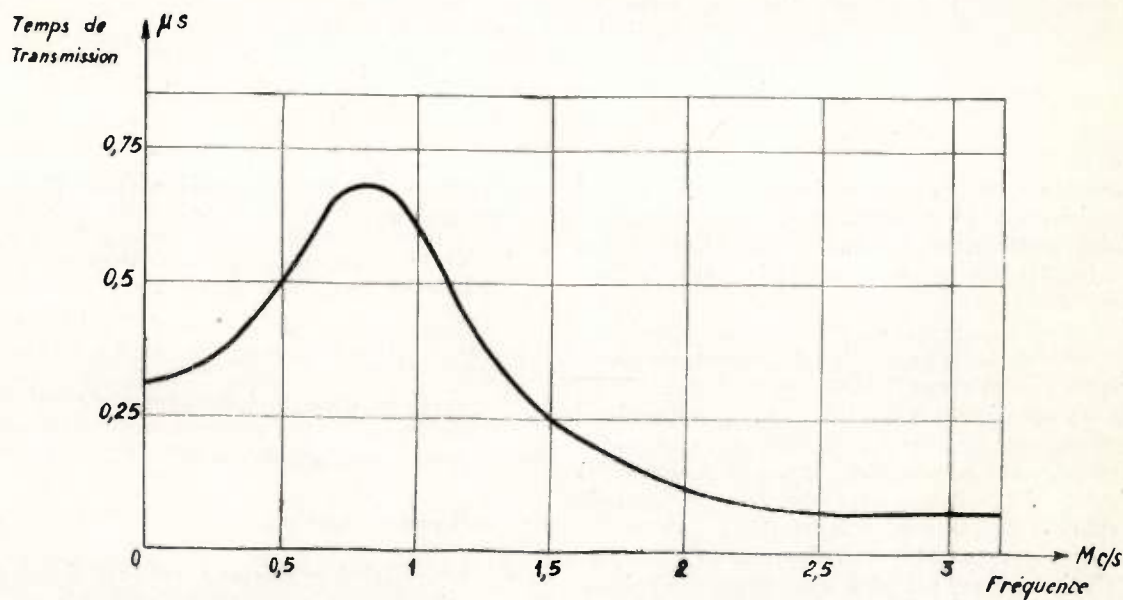


FIG. 15.

corriger. Si ces intervalles de temps ne sont pas suffisants, il en existe d'autres, qui suivent les signaux de synchronisation d'image et qui couvrent des intervalles de temps beaucoup plus importants, permettant l'observation et la correction de défauts à grandes constantes de temps.

VII. — EXPÉRIMENTATION EN LABORATOIRE.

Un réseau à corriger a été constitué suivant le schéma de la figure 14 et sa courbe de réponse en temps de propagation est donnée figure 15.

Excité par des signaux rectangulaires de fréquence 100 kc/s, il donne la courbe représentée figure 16.

Après réglage du correcteur on obtient la courbe de la figure 17, dans laquelle les défauts principaux de la figure 16 ont bien disparu.

Les ondulations restantes correspondent à la fréquence de coupure des circuits de correction.

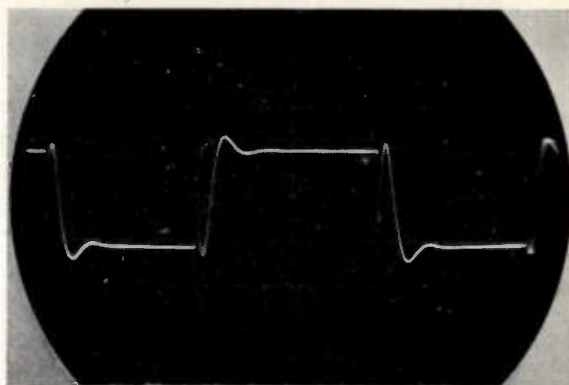


FIG. 16. — Signaux rectangulaires à 100 kc/s déformés après passage dans une cellule passe-tout; $m = 0,5$ $f = 1$ Mc/s (retard de $0,6 \mu s$ à 1 Mc/s)

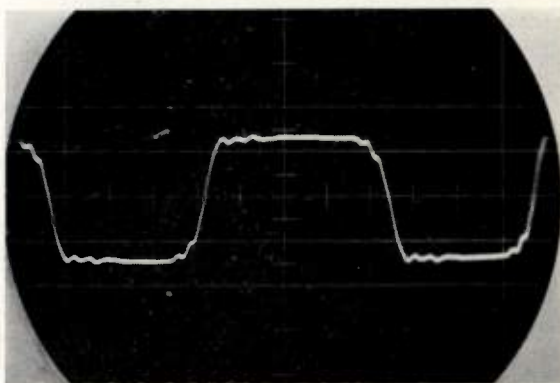


FIG. 17. — Signaux rectangulaires à 100 kc/s déformés par la cellule passe-tout et corrigés par l'appareil. L'ondulation résiduelle correspond approximativement à 3 Mc/s, fréquence de coupure de l'appareil.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] F. H. RAYMOND. — Régimes transitoires et technique des impulsions. *Onde Electrique*, juin 1948.
- [2] D. C. ESLEY. — Waveform Systems and "time equalizer" *Wireless Engineer*, août 1951.
- [3] Brevet français n° 842 357.
- [4] Brevet français n° 859 299.

TERMINOLOGIE DES SYSTÈMES ASSERVIS

PAR

P. NASLIN

*Ingénieur Principal de l'Armement,
Professeur
à l'Ecole Nationale Supérieure de l'Armement,
à l'Ecole Supérieure d'Electricité
et à l'Institut Supérieur des Matériaux
et de la Construction Mécanique*

L'auteur de ces lignes a eu l'honneur et le plaisir de participer aux travaux de la sous-commission française de révision du Vocabulaire Electrotechnique International consacré aux Systèmes de Commande Automatique (groupe 37). Cette sous-commission rassemblait, pour la première fois semble-t-il, les spécialistes les plus divers des commandes automatiques à contre-réaction.

Dès les premiers échanges de vues, il apparaissait clairement que les conceptions des diverses spécialités en présence présentaient, d'une part un certain nombre de similarités susceptibles de servir de point de départ à un travail d'unification, d'autre part certaines divergences de principe qui ne pouvaient être élucidées que par des discussions techniques. Mais notre Commission ne voulait pas se résigner à adopter l'attitude du Comité National Britannique, qui se contentait d'entériner les divergences existantes en présentant trois vocabulaires séparés relatifs respectivement aux régulateurs, au contrôle industriel (process control) et aux télécommandes.

Notre persévérance fut amplement récompensée. Après un grand nombre de discussions parfois animées et toujours instructives, visant à atteindre les concepts au delà de leur nomenclature, le rapprochement des divers points de vue permit l'établissement d'un projet de nomenclature unifiée valable pour tous les systèmes envisagés.

Nous nous proposons de passer brièvement en revue les termes concernant plus particulièrement ce qu'il est convenu d'appeler les servomécanismes. Nous signalerons de plus au passage certains termes ne figurant pas au projet, mais dont l'introduction nous paraît souhaitable.

I. — CONCEPTS FONDAMENTAUX

Système asservi.

L'identité des « systèmes à régulation » et des « systèmes asservis (à boucle fermée) » a été reconnue et proclamée par une définition commune,

malheureusement peu satisfaisante pour les servomécaniciens :

Système composé du régulateur et de l'installation réglée par ce dernier.

Nous aurions préféré une définition plus générale, telle que :

Système dont le fonctionnement est régi par la différence entre son comportement idéal et son comportement effectif.

Servomécanisme :

Le « servomécanisme » est défini comme le cas particulier où la grandeur de sortie est de nature cinétique. Cette définition présente en premier lieu l'inconvénient d'exclure d'une manière arbitraire certaines grandeurs mécaniques non cinétiques. Mais, ce qui est plus grave encore, elle n'octroie pas le nom de servomécanisme à des systèmes dont la grandeur de sortie n'est pas de nature mécanique, mais dont la boucle comporte cependant une grandeur mécanique ; c'est le cas par exemple d'un régulateur de tension comportant un régulateur d'induction mû par un servo-moteur.

Une meilleure définition serait donc ; système asservi dont la boucle comporte une grandeur de nature mécanique.

Quoi qu'il en soit, il semble désirable de ne plus désigner sous le vocable « servomécanisme » des systèmes asservis dont la boucle ne comporte que des grandeurs non mécaniques.

Asservissement :

Enfin, un sens à dessein très large a été laissé au terme « asservissement » :

Moyen par lequel on fait correspondre à chaque valeur d'une certaine grandeur une valeur déterminée d'une autre grandeur.

Il existe en particulier des « asservissements en chaîne ouverte ».

II. — ÉLÉMENTS DU SCHÉMA FONCTIONNEL

Les schémas fonctionnels ont joué un grand rôle dans nos discussions, car c'est grâce à leur langage qu'un grand nombre de difficultés ont pu être aplanies.

ou logique des transferts. Les caractéristiques de fonctionnement des organes sont inscrites dans les rectangles correspondants et les grandeurs physiques au-dessus des flèches correspondantes. Ce mode de représentation s'impose en raison de la similitude du schéma fonctionnel et du schéma technologique. On peut en voir un exemple sur la figure 1.

Notons en passant que l'emploi en français de l'expression « block diagram » est à proscrire.

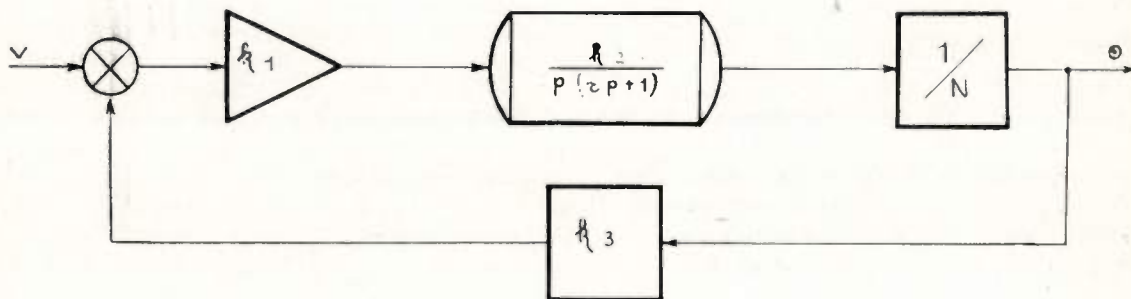
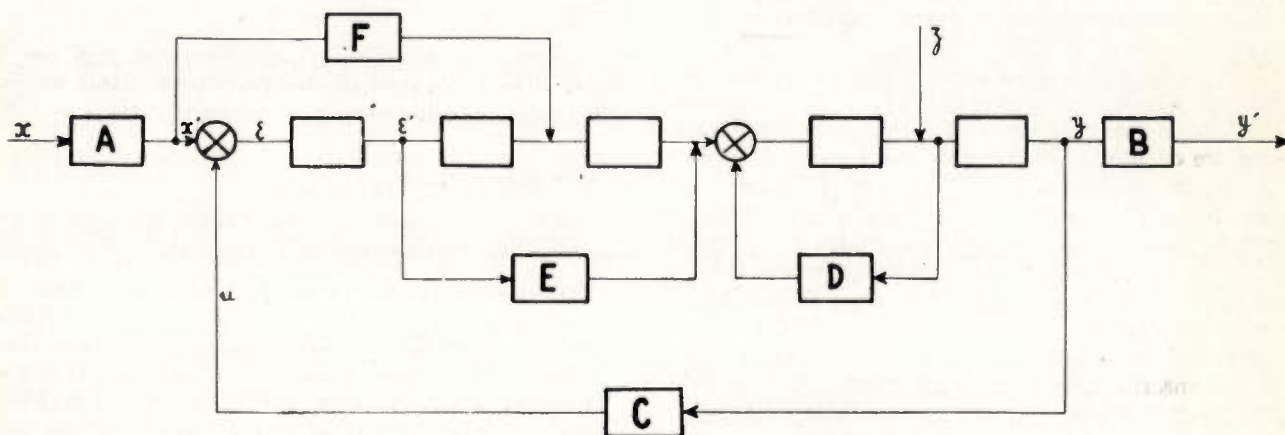


FIG. 1

Schéma fonctionnel :

Sa définition a été laissée assez vague : elle ne précise pas le mode de représentation des organes et des grandeurs. Il serait utile à notre avis de préciser

La figure 2 représente le schéma fonctionnel d'un système asservi hypothétique, dont les divers éléments sont désignés selon la terminologie proposée. Tous les termes inscrits sur cette figure se passent ainsi de définition.



x = grandeur d'entrée ou de référence
 x' = grandeur d'entrée traduite
 y = grandeur de sortie
 y' = grandeur de sortie traduite
 ε = erreur
 ε' = erreur traduite
 u = grandeur de réaction
 z = grandeur perturbatrice ou perturbation

A = traducteur d'entrée
 B = traducteur de sortie
 Entre ε et y : chaîne d'action principale
 C = chaîne de réaction principale
 D = chaîne de réaction secondaire
 E = chaîne d'action secondaire
 F = chaîne supplémentaire d'action directe

FIG. 2

que les organes sont représentés par des rectangles ou des symboles rappelant la nature de l'organe représenté, et que les transferts des grandeurs physiques entre les organes sont représentés par des lignes portant des flèches indiquant le sens physique

Signal :

Variation d'une grandeur physique grâce à laquelle, dans un équipement, un élément en influence un autre.

Il est précisé que l'emploi du terme « impulsion » dans ce sens est à éviter.

Grandeur indépendante :

L'introduction de ce terme nous semble très heureuse :

Grandeur physique dont les variations provoquent le fonctionnement du régulateur, sans que ce fonctionnement puisse agir sur cette grandeur.

Il existe ainsi trois sortes de grandeurs indépendantes :

- les grandeurs d'entrée ou de référence ;
- les grandeurs perturbatrices ou perturbations ;
- les grandeurs de sortie des sources d'énergie extérieures au système, dans la mesure où leur impédance peut être considérée comme négligeable.

Chaîne d'action :

Ce terme a été substitué à l'expression, moins heureuse certes, de « chaîne directe ». Le terme usuel « chaîne de réaction » a été conservé. Notons que le terme anglo-saxon « feedback » n'a que faire en français.

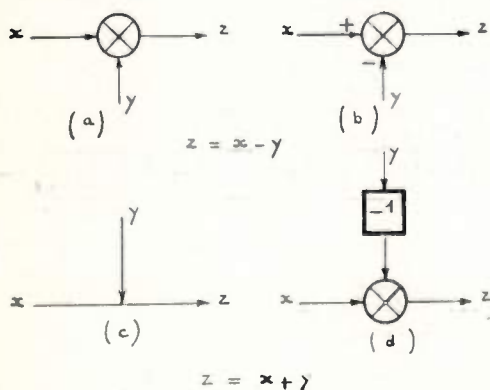


FIG. 3

Comparateur :

Ce terme a été substitué, à juste titre, à « discriminateur », qui a déjà un sens précis en électronique.

Nous nous permettons d'insister pour que ces deux derniers termes soient immédiatement adoptés par tous les servomécaniciens.

La question du symbole du comparateur n'a pas été abordée.

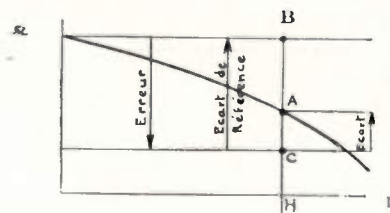
Nous pensons que l'usage du symbole de la figure 3 (a) est maintenant bien établi. En cas de doute, le signe peut être précisé (fig. 3 (b)). Mais cette précaution est inutile si l'on convient de représenter un point de sommation par une simple flèche (c) ou encore sous la forme indiquée en (d).

Erreur et écart :

Les travaux de la commission ont permis d'établir que ces deux termes ne faisaient nullement double emploi et que la proposition britannique de rejeter

le terme « error » pour ne retenir que « deviation » était par conséquent inacceptable.

Appuyons-nous sur un exemple, celui d'un régulateur de vitesse. Sur la figure 4 est tracée schématiquement la courbe couple-vitesse en régime établi. La pente de cette courbe, encore appelée « caractéristique de statisme », est, par définition, le « statisme ». L'ordonnée AH de cette courbe pour un couple résistant donné est la « valeur de consigne » pour ce couple. La vitesse à vide AH pour le réglage considéré du régulateur est appelée « valeur de référence » ; elle correspond à ce que les servomécaniciens appelaient jusqu'ici « valeur assignée ou affichée ». En fait, le système est toujours plus ou moins en régime transitoire, de sorte que la valeur instantanée de la grandeur de sortie est toujours différente de la valeur de consigne.



AH = Valeur de consigne

BH = Valeur de référence

CH = Valeur instantanée

FIG. 4

Ceci posé, on peut définir l'erreur et l'écart par les deux égalités suivantes, qui traduisent l'usage actuel :

ERREUR = VALEUR DE RÉFÉRENCE — VALEUR INSTANTANÉE ;

ÉCART = VALEUR INSTANTANÉE — VALEUR DE CONSIGNE.

On définit de plus l'« écart de référence » :

Ecart de référence = valeur instantanée — valeur de référence.

D'où les égalités :

Ecart en régime établi = 0 ;

Erreur = — Ecart de référence ;

Erreur en régime établi = valeur de consigne — valeur de référence.

On peut remarquer qu'il manque un terme pour désigner l'erreur en régime établi. Nous proposerions volontiers le terme « déviation ».

Boucle de régulation ou d'asservissement :

Les définitions des chaînes d'action et de réaction principales et secondaires correspondent à l'usage des servomécanismes. Il est regrettable que les expressions « boucle principale » et « boucle secondaire » n'aient pas été introduites, bien que leur sens soit parfaitement clair.

Chaîne d'action supplémentaire :

Une « chaîne d'action supplémentaire » a été définie comme une « chaîne d'action autre que la chaîne

d'action principale ». Une telle chaîne est en somme en parallèle avec la chaîne d'action principale sur toute la longueur de cette dernière, alors qu'une CHAÎNE D'ACTION SECONDAIRE n'est en parallèle que sur une portion de la chaîne d'action principale (fig. 2).

Chaîne supplémentaire d'action directe (fig. 2) :

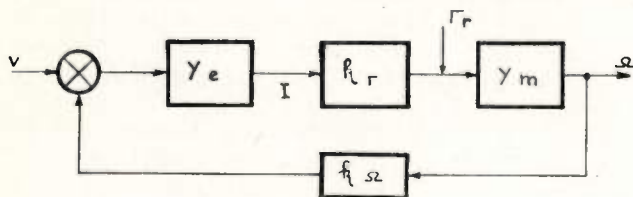
Chaîne supplémentaire dont le signal est seulement influencé par les variations de la grandeur de référence.

Nous avons proposé antérieurement pour ce genre de chaîne le terme de « chaîne d'anticipation ». Dans une télécommande, un tel effet est obtenu par exemple en montant un tachymètre sur l'arbre d'entrée et en ajoutant la tension tachymétrique à tout ou partie du signal d'erreur amplifié.

Notons que cette expression est un peu longue, et que l'usage s'établira sans doute de l'abréger en « chaîne d'action directe ».

Signal de sortie traduit :

Cette expression est ambiguë, car le signal de sortie peut être traduit, soit pour élaborer un nouveau signal de sortie (cas d'un réducteur extérieur à la



Y_e = Admittance électrique
 Y_m = Admittance mécanique
 R_r = Coefficient de couple
 R_e = Coefficient de force électromotrice

$$\frac{v}{\Omega} = R_e + \frac{Z_e Z_m}{R_r}$$

$$\frac{v}{I} = Z_e + \frac{R_e R_r}{Z_m}$$

$$\frac{R_r}{\Omega} = Z_m + \frac{R_e R_r}{Z_e}$$

FIG. 5

boucle d'une télécommande), soit pour être appliqué au comparateur. Il y aurait peut-être lieu de ne conserver que le premier sens et d'introduire un nouveau terme, déjà en usage, pour le second, tel que « signal de réaction ».

Réaction d'auto-réglage :

L'auto-réglage a été défini comme suit :

Propriété inhérente à une installation, d'après laquelle, en l'absence de toute régulation, un régime établi est atteint après une perturbation.

Il a été reconnu que cette propriété pouvait souvent être avantageusement interprétée par une « réaction d'auto-réglage ». Un cas particulièrement important est celui du moteur à courant continu

à excitation constante commandé par la tension aux bornes de l'induit, dont le fonctionnement peut en première approximation être interprété par le schéma fonctionnel de la figure 5, valable pour tous les systèmes électromécaniques à couplage électromagnétique.

Le recours à ce schéma fonctionnel est particulièrement indiqué pour étudier l'influence d'un couple perturbateur Γ_r . Il permet d'écrire sans aucun calcul les expressions des impédances d'entrée, de sortie et de transfert.

Correcteur :

Définition conforme à l'usage. Mais il aurait été utile d'introduire les termes « correcteur en cascade » et « correcteur en réaction », dont l'usage est de toutes manières bien établi.

III. — CARACTÉRISTIQUES DE FONCTIONNEMENT

Stabilité :

Les termes suivants ont été clairement définis :

Pompage. — Régime prolongé d'auto-oscillations.

Amortissement. — Diminution progressive dans le temps de certaines grandeurs caractéristiques d'un phénomène.

Degré d'amortissement. — Grandeur numérique caractérisant l'efficacité d'un amortissement.

Système stable. — Système dont le degré d'amortissement résultant, soit de l'auto-réglage, soit de l'influence d'un amortisseur, assure, à la suite d'une perturbation, le retour à un régime établi, après un nombre minimum de périodes de sur-réglage et de sous-réglage compatible avec la qualité de régulation désirée.

Modes d'action :

Nous reproduisons ci-dessous la liste de ces termes et les définitions qui ne sont pas évidentes.

On remarquera qu'on a prudemment évité les expressions « action continue » et « action discontinue », qui prêtent à confusion, pour retenir, d'une part « permanente » et « intermittente », d'autre part « progressive » et « par échelons ».

Action permanente.

Action intermittente.

Action proportionnelle.

Facteur d'action proportionnelle.

Action flottante. — Mode d'action dans lequel le signal d'action dépend de l'écart et de sa durée.

Action asservie. — Mode d'action dans lequel la grandeur du signal d'action est une fonction directe ou indirecte de l'écart, sans intervention de sa durée.

Action par intégration ou action de compensation. —

Mode d'action flottante dans lequel la grandeur du signal d'action varie avec une rapidité proportionnelle à l'écart de façon que sa valeur demeure

proportionnelle à l'intégrale de l'écart en fonction du temps.

Facteur d'action par intégration.

Temps de dosage d'intégration ou constante de temps d'intégration. — Au cas d'action composée, proportionnelle et par intégration et, pour un écart invariable, intervalle de temps pendant lequel l'action par intégration réalise une part du signal d'action égale à la part qu'impose l'action proportionnelle :

$$\frac{\tau p + 1}{\tau p}$$

Action de dérivation ou action de tendance.

Temps de dosage de dérivation — ou constante de temps de dérivation. — Au cas d'action composée, proportionnelle et par dérivation, et pour un écart invariable, intervalle de temps pendant lequel l'action par dérivation réalise une part du signal d'action égale à la part qu'impose l'action proportionnelle :

$$\tau p + 1$$

Facteur d'action par dérivation.

Action par double dérivation.

Action composée. — Mode d'action qui compose les effets de plusieurs actions (par exemple : action proportionnelle et par intégration).

Action progressive.

Action par échelons (ou par paliers).

Action à deux échelons.

Action par tout ou rien. — Mode d'action à deux échelons dont l'un correspond à une valeur nulle de la grandeur réglante.



FIG. 6

Action par tout ou peu. — Mode d'action à deux échelons qui correspondent respectivement à deux valeurs de même signe de la grandeur réglante.

Action par plus ou moins. — Mode d'action à trois échelons qui correspondent respectivement à deux valeurs de signes contraires et à la valeur nulle de la grandeur réglante.

Nota. — Lorsque la durée d'application de la valeur est négligeable cette action est à deux échelons.

Action à échelons multiples. — Mode d'action à au moins trois échelons, le mode d'action par plus ou moins étant exclus.

Notons encore les deux termes « encadrement » et « recouvrement », définis sur la figure 6, et qui seront utiles aux servo-mécaniciens utilisant des relais.

Retards :

Temps mort. — Pour un élément de régulation, une régulation ou un système à régulation, intervalle de temps qui s'écoule entre la modification du signal d'entrée, et le début de l'intervention qui résultera de ce changement.

Retard de parcours. — Intervalle de temps entre la modification d'un signal d'entrée et la variation corrélative d'un signal à un étage ultérieur, sans l'intervention d'un retard provoqué par la modification ou la conversion du signal.

Le retard de parcours provient uniquement du fait que la vitesse de propagation du signal a une valeur finie.

Précision :

La précision est caractérisée par l'écart ou l'erreur. Les deux termes suivants ont été introduits :

Ecart par dérivée première. — Partie de l'écart total qui dépend de la dérivée première de la grandeur réglée, par exemple : pour un système transmetteur d'angle, la partie de l'écart angulaire qui dépend de la vitesse de l'arbre émetteur (on l'appelle alors « écart par la vitesse »).

Ecart par dérivée seconde. — Partie de l'écart total qui dépend de la dérivée seconde de la grandeur réglée ; par exemple, pour un système transmetteur d'angle, partie de l'écart qui dépend de l'accélération de l'arbre émetteur.

Ces deux termes, d'ailleurs assez malheureux, ne nous semblent pas suffisants. Les termes suivants correspondent assez bien à l'usage actuel ; en premier lieu, il faut distinguer :

Erreur de commande : part de l'erreur due à la grandeur d'entrée.

Erreur de perturbation : part de l'erreur due à une perturbation.

Les définitions ci-dessous, relatives à l'erreur de commande sont valables, mutatis mutandis, pour une erreur de perturbation :

Erreur statique. — Valeur de l'erreur pour une valeur constante de la grandeur d'entrée.

Erreur dynamique. — Erreur accompagnant une variation donnée de la grandeur d'entrée.

Erreur transitoire. — Erreur accompagnant le régime transitoire consécutif à un changement brusque du régime de la grandeur d'entrée.

Erreur permanente ou en régime établi. — Erreur qui subsiste après évanouissement du régime transitoire consécutif à un changement brusque du régime de la grandeur d'entrée.

Il faut noter à ce propos qu'un même système peut présenter plusieurs régimes établis ; ainsi, pour une télécommande, on peut considérer l'état de repos et le fonctionnement à vitesse constante.

Erreur indicielle : Erreur accompagnant le régime transitoire consécutif à l'application d'un échelon-unité de la grandeur d'entrée.

Erreur permanente du 1^{er} ordre ou à dérivée première constante. — Valeur de l'erreur permanente pour une valeur constante de la dérivée première de la grandeur d'entrée.

Erreur permanente du second ordre ou à dérivée seconde constante. — Valeur de l'erreur permanente pour une valeur constante de la dérivée seconde de la grandeur d'entrée.

IV. — TERMES DE L'ANALYSE HARMONIQUE

Transmittance.

Ce terme est défini comme synonyme de « fonction de transfert » ; il semble à conseiller en raison de sa brièveté et de parenté avec « admittance » :

Fonction complexe dont le module et l'argument sont respectivement égaux au rapport des amplitudes des signaux de sortie et d'entrée et au déphasage entre ces deux signaux, en régime permanent harmonique.

La transmittance d'un organe peut être déduite de sa « caractéristique naturelle » :

Caractéristiques naturelles. — Document (formule, graphique, etc...) qui indique les variations corrélatives de deux grandeurs en l'absence de toute régulation.

La « réponse harmonique » a été définie comme suit :

Relation d'amplitude et de phase entre le signal d'entrée et le signal de sortie, en régime permanent harmonique.

Les termes suivants ne figurent pas au projet, mais sont d'un usage courant :

Gain. — Rapport des amplitudes des signaux de sortie et d'entrée, ou encore module de la transmittance.

Gain logarithmique. — Il est généralement mesuré en décibels (dB).

Courbe de gain. — Courbe du gain logarithmique en fonction du logarithme de la fréquence angulaire.

Courbe de phase. — Courbe de la phase en fonction du logarithme de la fréquence angulaire.

Les courbes de gain et de phase sont quelquefois appelées « courbes de Bode ».

Courbe de Black. — Courbe, graduée en fréquence, du gain logarithmique en fonction de la phase.

Black étant l'initiateur de ce mode de représentation (1933), l'expression « courbe de Nichols » est à proscrire.

Si le plan gain-phase porte en outre les réseaux des courbes à gain et phase constante en boucle fermée, il est appelé de même « abaque de Black ».

Courbe de Nyquist-Cauchy. — Nous conseillons de désigner ainsi la transformée complète du contour d'exclusion, y compris les points à l'infini, afin de rappeler la véritable nature du critère de stabilité.

Transmittance en boucle fermée et en boucle ouverte :

Définitions évidentes. On dira par exemple :

Dans l'expression de la transmittance de la boucle principale ouverte figure la transmittance de la boucle secondaire fermée.

V. — CONCLUSION

La plupart des termes énumérés ci-dessus sont conformes à l'usage des diverses spécialités intéressées et doivent donc être acceptés d'emblée. Leur emploi, même avant leur adoption définitive, est à recommander, ne serait-ce que pour éviter des malentendus par l'adoption d'un langage commun.

Les observations des lecteurs seront accueillies avec intérêt.

LE TRANSFÉROMÈTRE ⁽¹⁾

PAR

R. LANDRIN

Ingénieur E. S. E.

INTRODUCTION

L'établissement d'un projet de servomécanisme, l'étude et la mise au point des systèmes asservis, font appel à la théorie des systèmes linéaires. Cette théorie utilise l'analyse harmonique qui étudie le comportement du système en régime permanent harmonique. Chaque élément du servomécanisme est alors caractérisé par sa fonction de transfert $T(j\omega)$, ω étant la pulsation du signal E appliqué

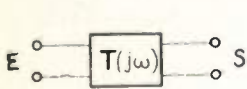


FIG. 1.

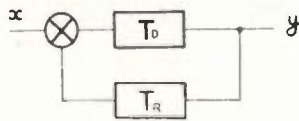


FIG. 2.

à l'entrée de l'élément (fig. 1). Celui-ci obéissant à une équation différentielle linéaire, le signal de sortie S est également harmonique. La fonction de transfert est telle que :

$$|T(j\omega)| = \frac{\text{amplitude } S}{\text{amplitude } E}$$

$$< T(j\omega) = \text{phase } S - \text{phase } E$$

La fonction de transfert d'un système composé d'une série d'éléments est égale au produit des fonctions de transfert des éléments constitutifs.

En particulier l'étude d'un servomécanisme, notamment du point de vue stabilité, repose sur la connaissance de sa fonction de transfert en boucle ouverte : $T = T_D \times T_R$, T_D et T_R étant les fonctions de transfert respectives de la chaîne directe et de la chaîne de réaction (fig. 2).

On représente commodément les fonctions de transfert sous forme logarithmique. On aboutit ainsi à la représentation graphique classique des fonctions de transfert sous forme de deux courbes : une courbe de gain pour le tracé de laquelle on porte en ordonnées le gain en décibels et, en abscisse logarithmique, la pulsation ω , et une courbe de phase où les déphasages sont portés également en fonction de ω .

Multiplier des fonctions de transfert revient alors simplement à additionner des décibels et des déphasages sur les graphiques respectifs.

On peut, dans de nombreux cas, calculer les fonctions de transfert à partir des caractéristiques des différents éléments. Mais ce n'est pas toujours possible, car il est parfois difficile d'évaluer ces caractéristiques avec précision. Il peut même arriver que l'on soit obligé pour le calcul de certains éléments de faire des hypothèses simplificatrices qui entraînent une erreur systématique dans la connaissance de la fonction de transfert. C'est le cas par exemple d'un moteur à induction biphasé.

En outre pour un tel système, comme pour tous les systèmes à fréquence porteuse, la courbe de réponse est purement théorique dès que la fréquence du signal devient voisine de celle de la porteuse.

Par ailleurs il peut exister des couplages parasites entre éléments qui font que la fonction de transfert global ne s'identifie plus au produit des fonctions de transfert élémentaires.

Enfin certains éléments supposés linéaires sont en réalité non linéaires. Ceci semblerait interdire en ce cas l'utilisation de l'analyse linéaire. Heureusement il a été démontré que l'on pouvait, moyennant certaines précautions, étendre les méthodes harmoniques à l'étude de la plupart des servomécanismes non linéaires.

Pour toutes ces raisons le calcul se révèle bien souvent impuissant à atteindre une connaissance précise des fonctions de transfert. D'où l'importance d'une mesure sur le système réel. Ce relevé expérimental ainsi justifié nécessite évidemment un appareillage spécialisé. C'est de cette nécessité qu'est né le Transféromètre dont un prototype a été réalisé au Laboratoire Central de l'Armement.

PRINCIPE DE L'APPAREIL

Le Transféromètre permet donc de relever par point les courbes de gain et de phase, en fonction de la fréquence, des servomécanismes ou éléments de servomécanismes.

Pour ce faire on attaque l'élément à étudier avec un signal sinusoïdal et on compare l'amplitude et la phase de ce signal avec l'amplitude et la phase du signal de sortie de l'élément ainsi excité.

(¹) Communication présentée aux membres de la 8^e section de la Société des Radioélectriciens et de l'Association des Ingénieurs Electroniciens le 5 Février 1954.

Le Transféromètre comporte donc un générateur de signaux sinusoïdaux délivrant simultanément deux signaux de même amplitude et de même fréquence dont l'un peut être déphasé par rapport à l'autre (fig. 3). Ce déphasage est repéré sur un cadran gradué de 0 à 360°. Le signal déphasable assure la déviation horizontale du spot d'un tube cathodique. L'autre signal attaque l'élément soumis à la mesure par l'intermédiaire d'un affaiblisseur étalonné. Cet affaiblisseur permet d'adapter l'amplitude aux caractéristiques de l'organe d'entrée de l'élément. Le signal de sortie attaque un ensemble

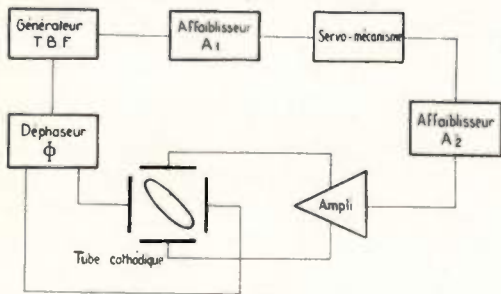


FIG. 3.

comprenant successivement un affaiblisseur identique au premier et un amplificateur à courant continu de gain fixe. Cet ensemble constitue un amplificateur à gain variable dont le signal de sortie est envoyé sur les plaques de déviation verticale du tube cathodique.

En supposant pour le moment que les signaux mis en jeu sont des signaux très basse fréquence pure, on obtient sur l'écran du tube une figure de Lissajous ayant la forme d'une ellipse.

On règle le déphaseur pour transformer cette ellipse en droite. On ajuste enfin les affaiblisseurs

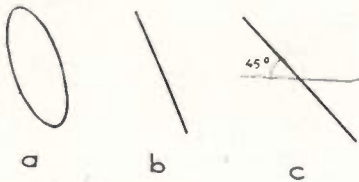


FIG. 4.

pour rendre la pente de cette droite égale à 45° (fig. 4). La droite à obtenir est matérialisée par un fil tendu devant l'écran.

Φ est le déphasage du système étudié, lu sur le déphaseur.

Si A_1 et A_2 sont, en valeurs absolues, les affaiblissements en décibels lus sur les affaiblisseurs, et g le gain de l'amplificateur, le gain du système étudié est :

$$G = A_1 + A_2 - g$$

On fait la mesure pour différentes fréquences ce qui permet de tracer les courbes par point.

DESCRIPTION ET FONCTIONNEMENT DES PRINCIPAUX ORGANES

Générateur de signaux.

Il couvre de façon continue une gamme de $\frac{1}{50}$ Hz à 50 Hz. C'est un générateur électro-mécanique.

Le principe est le suivant : le stator d'un selsyn convenablement connecté (fig. 5) est alimenté par

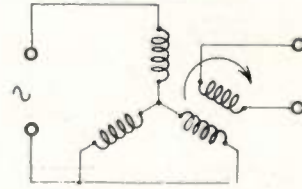


FIG. 5.

une tension alternative de fréquence et d'amplitude fixes. On recueille aux bornes du rotor une tension alternative de même fréquence dont l'amplitude et la phase sont fonction de la position angulaire du rotor par rapport au champ statorique. Si donc, on fait tourner le rotor avec une certaine vitesse, on recueillera une tension alternative modulée au rythme de la rotation (fig. 6).

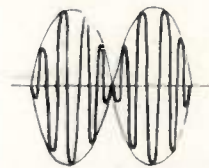


FIG. 6.

Deux dispositifs de ce type sont entraînés, avec intermédiaire d'une boîte de vitesse, par un moteur universel asservi en vitesse (fig. 7). En outre le stator de l'un des selsyns est monté sur un bâti tournant de telle sorte que l'on puisse modifier la phase de la modulation correspondante. Un arbre de sortie tournant à même vitesse que les rotors

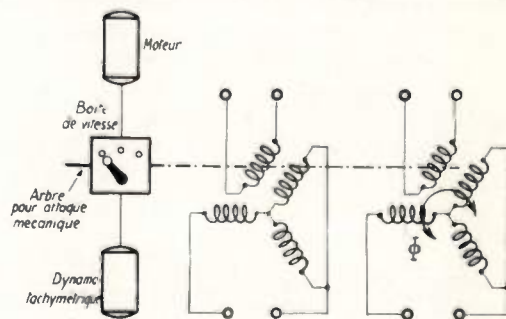


FIG. 7

de selsyns, permet éventuellement, par adjonction d'un dispositif approprié (système bielle-manivelle par exemple) l'attaque d'un servomécanisme avec un signal mécanique.

Le moteur d'entraînement, d'une puissance de 1/10 ch, est alimenté par un redresseur à thyratrons.

Ceux-ci sont commandés par application sur la grille d'une tension sinusoïdale déphasée de $\pi/2$ par rapport à la tension plaque. On superpose à ce signal une tension continue résultant de l'amplification de la différence entre une tension de référence réglable et une tension prise aux bornes d'une dynamo tachymétrique montée sur l'arbre du moteur (fig. 8).

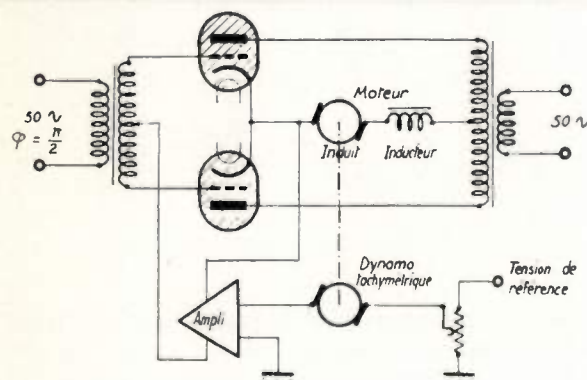


FIG. 8.

La fréquence est indiquée par un voltmètre branché aux bornes de la dynamo et gradué directement en Hz.

Le moteur ne pouvant à lui seul couvrir toute la gamme requise, une boîte de vitesse de rapports 1, 1/16 et 1/16², entraîne les rotors des selsyns générateurs.

Le signal déphasable est envoyé directement sur les plaques de déviation du tube cathodique. Il sert de signal de référence.

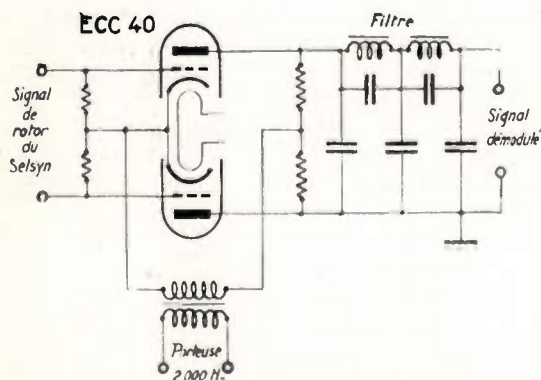


FIG. 9.

La tension fournie par le selsyn à stator fixe constitue le signal d'attaque de l'élément à étudier. Il sera utilisé tel quel ou démodulé suivant qu'il s'agit d'un servomécanisme à courant porteur ou d'un système à courant continu. Dans ce dernier cas la porteuse d'alimentation des selsyns est choisie de fréquence assez élevée (2 000 Hz) pour que les filtres du démodulateur ne perturbent pas l'amplitude ni la phase du signal. Un tel démodulateur est monté suivant le schéma de la figure 9. L'appareil comporte donc un oscillateur 2 000 Hz du type

Hartley et des circuits permettant d'obtenir une porteuse de 2 000 Hz, 50 Hz ou de toute autre fréquence (avec l'aide dans ce dernier cas d'un générateur BF séparé). Un commutateur permet d'introduire ou non le démodulateur.

Un déphaseur permet en outre d'ajuster la phase de la porteuse. Ceci facilite l'étude de certains systèmes à courant porteur (commande de moteurs

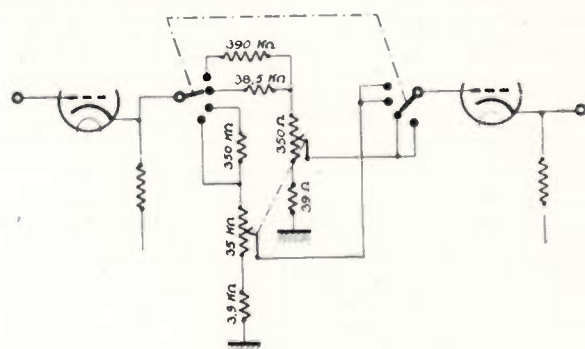


FIG. 10.

biphasés par exemple où la porteuse doit être déphasée de $\pi/2$ sur la phase de commande par rapport à la phase de référence).

Enfin la modulation de la porteuse peut être rendue inférieure à 100 % pour l'étude, par exemple, d'un servomécanisme de vitesse autour d'une vitesse moyenne non nulle.

Affaiblisseurs.

Ils sont tous deux identiques et conformes au schéma de la figure 10. Les deux commutateurs mécaniquement solidaires permettent d'obtenir des affaiblissements de 0, 20, 40, 60 décibels. Deux poten-

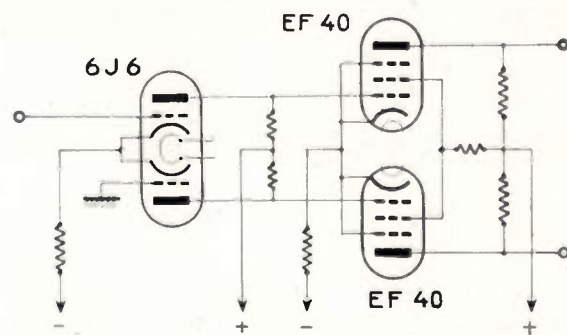


FIG. 11.

tiomètres logarithmiques de précision montés sur le même axe fournissent un réglage continu de 0 à 20 décibels. On couvre ainsi de façon continue un domaine d'affaiblissement allant de 0 à 80 décibels. Chaque affaiblisseur est placé entre deux étages cathodines de façon à présenter pour l'entrée et la sortie des impédances constantes.

Amplificateur à courant continu.

C'est un amplificateur à correction de dérive par montage symétrique (fig. 11).

Dans ce montage le signal attaque la grille de l'un des éléments du tube 6J6, tandis qu'il sollicite le second élément par l'intermédiaire de la variation de courant cathodique produite. On obtient ainsi sur les deux plaques deux variations de tension symétriques qui sont amplifiées séparément par l'étage suivant. Au contraire une perturbation quelconque dans les tensions d'alimentation provoque des variations de même sens des tensions plaque. Par conséquent ces variations ne perturbent pas l'amplification et la tension de sortie reste symétrique. Ceci suppose évidemment que la symétrie du montage est suffisamment rigoureuse. Dans un même but de stabilité les filaments des tubes sont alimentés à partir d'une source de tension stabilisée.

Le gain de cet amplificateur est de 66 décibels.

Tube cathodique.

Les circuits d'alimentation sont classiques. On a simplement veillé à ce que les potentiels des plaques de déviation et des anodes accélératrices soient du même ordre de grandeur pour obtenir une bonne concentration.

Figures de Lissajous obtenues.

Le signal de référence est toujours à porteuse modulée (fig. 12). Il est donc de la forme

$$x = A \sin (\Omega t - \Phi_0) \sin (\omega t - \varphi_0)$$

avec les notations suivantes :

Ω = pulsation du signal de modulation T. B. F. ;

ω = pulsation de la porteuse ;

Φ_0 = déphasage de la modulation dû au selsyn déphaseur ;

φ_0 = phase de la porteuse.

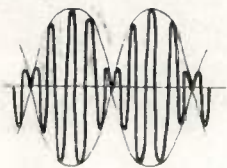


FIG. 12.

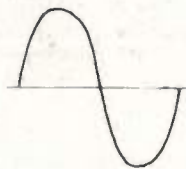


FIG. 13.

Pour le signal d'attaque du servomécanisme, trois cas peuvent se présenter :

1° T. B. F. pure (fig. 13).

Le signal assurant la déviation verticale est alors de la forme :

$$y = g G A \sin (\Omega t - \Phi).$$

g = gain du système affaiblisseur-amplificateur du transféromètre.

G = gain du servomécanisme.

En composant x et y sur le tube cathodique, on obtient la figure 14 a. En faisant à l'aide du déphaseur $\Phi_0 = \Phi$ on passe à la figure 14 b. En réglant l'affaiblisseur 2 de telle sorte que $g = 1/G$ on obtient la figure 14 c.

2° Porteuse modulée à 100 %.

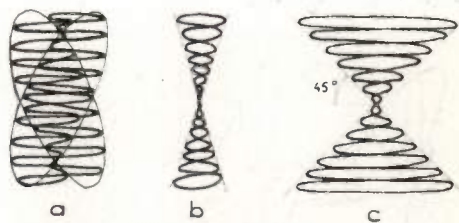


FIG. 14.

Les deux signaux à comparer sont alors identiques et conformes à la figure 12.

$$y = g G A \sin (\Omega t - \Phi) \sin (\omega t - \varphi)$$

On commence par régler la phase de la porteuse au moyen d'un déphaseur auxiliaire inclus dans le transféromètre de telle sorte que $\varphi = \varphi_0$. Ce réglage est nécessaire pour une interprétation facile des

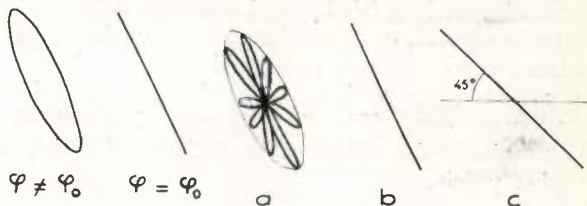


FIG. 15.

FIG. 16.

figures. Pour le faire on supprime la modulation (moteur à l'arrêt). Les deux étapes sont représentées figure 15. On introduit ensuite un signal de modulation ; on obtient alors la figure 16 a. Le nombre de folioles dépend du rapport ω/Ω . Le réglage du déphaseur tel que $\Phi_0 = \Phi$ donne la figure 16 b.

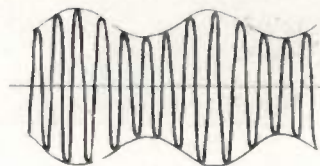


FIG. 17.

Enfin le réglage de l'affaiblisseur tel que $g = 1/G$ restitue la droite à 45° (fig. 16 c).

3° Porteuse modulée, le taux de modulation étant inférieur à 100° (fig. 17).

$$y = [g G A \sin (\Omega t - \Phi) + C] \sin (\omega t - \varphi)$$

Comme dans le cas précédent on règle φ_0 pour que $\varphi = \varphi_0$.

On observe alors la figure 18 a. Lorsque $\Phi_0 = \Phi$ le dessin devient conforme à la figure 18 b. Enfin cette dernière se transforme en 18 c pour $g = 1/G$.

L'interprétation de ces figures est quelquefois difficile et les réglages délicats, d'autant plus que l'organe soumis au test peut présenter des non linéarités introduisant des distortions qui déforment sensiblement les figures.

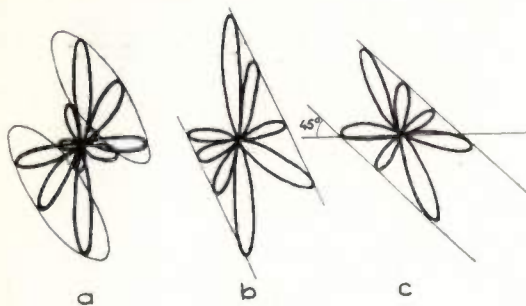


FIG. 18.

Deux perfectionnements peuvent rendre plus aisée la mise en œuvre du transféromètre :

1° L'emploi d'un tube rémanent facilite les mesures aux fréquences les plus basses.

2° La modulation du Wehnelt du tube cathodique par des impulsions fabriquées à partir de la fréquence porteuse permet, en ne rendant le spot visible qu'aux instants correspondant aux maxima de la sinusoïde de porteuse, de restituer, en pointillé, les ellipses enveloppes des différentes figures. Celles-ci sont alors moins embrouillées et les réglages plus simples et plus précis.

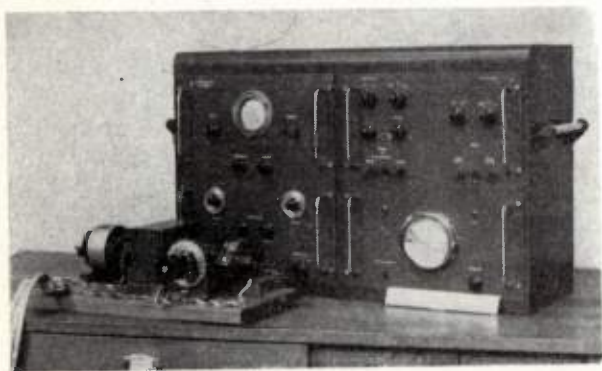


FIG. 19.

PRÉSENTATION DE L'APPAREIL.

La figure 19 donne une vue d'ensemble du transféromètre avec son coffret électronique et le bâti mécanique du générateur de signaux sinusoïdaux. Ce bâti est mobile pour permettre son accouplement mécanique avec le système à étudier lorsque l'excitation se fait sous forme mécanique.

La figure 20 montre le panneau de commande du coffret électronique. On distingue en bas à droite

le cadran du voltmètre indiquant la fréquence, avec ses trois échelles correspondant aux trois rapports de la boîte de vitesse.

Au-dessus, un certain nombre de commutateurs permettent d'obtenir les différents signaux (très basse fréquence pure, ou à porteuse modulée).

En bas à gauche, nous trouvons les boutons de commande des affaiblisseurs et au dessus le tube cathodique avec la droite à 45° matérialisée par un fil tendu sur l'écran.

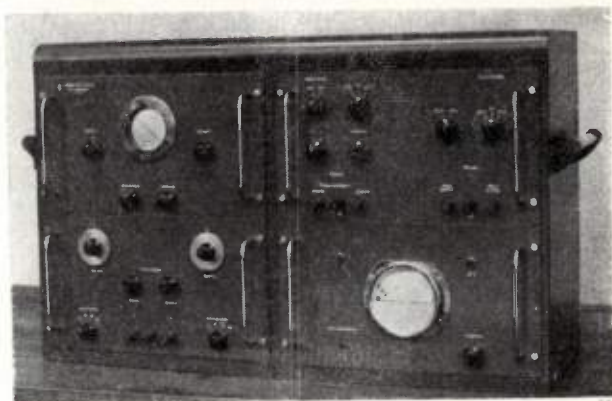


FIG. 20.

La figure 21 présente une vue de détail du générateur électromécanique de signaux. Le moteur est à l'extrême gauche. A droite de la boîte de vitesse on trouve d'arrière en avant : la dynamo tachymétrique d'asservissement et de mesure, et les deux selsyns, le selsyn déphaseur étant au premier plan monté sur un disque gradué.

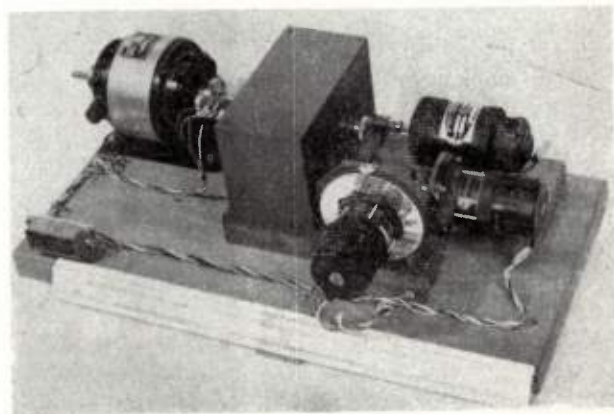


FIG. 21

EXEMPLES D'UTILISATION DU TRANSFÉROMÈTRE

Pour illustrer la mise en œuvre de l'appareil, nous donnerons maintenant deux exemples de relevés expérimentaux faits à l'aide du transféromètre.

Le premier se rapporte à l'étude de la fonction de transfert d'un moteur électrique. Les courbes relevées permettent la confrontation des données théoriques et expérimentales.

Le second expose l'étude de la stabilité d'un servomécanisme de position. Les mesures faites ont servi

de point de départ aux calculs du réseau correcteur nécessaire.

ÉTUDE DE LA FONCTION DE TRANSFERT D'UN MOTEUR

Le moteur étudié est un moteur biphasé 50 périodes de 50 VA à enroulement de commande.

L'étude théorique admet pour expression du couple $C = V^2 F(g)$ pour le moteur équilibré, c'est-à-dire avec une tension d'amplitude V sur ses deux

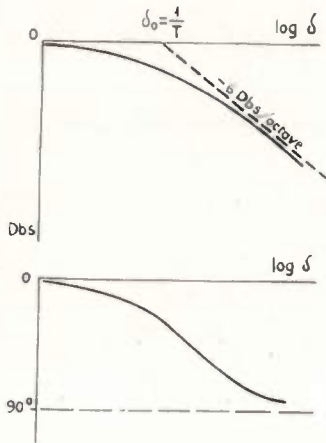


FIG. 22.

enroulements. $F(g)$ est une fonction du glissement.

On a $g = \frac{\Omega - \omega}{\Omega}$, Ω étant la vitesse de synchronisme et ω la vitesse instantanée.

En régime non équilibré (tension V sur une phase et U sur l'autre) on applique la théorie des composantes symétriques qui décompose le couple en un couple direct et un couple inverse.

Pour l'étude en régime harmonique enfin on considère une tension d'amplitude V fixe sur la phase de référence et une tension d'amplitude $U = \lambda V \sin \delta t = U_0 \sin \delta t$ sur la phase de commande. On calcule l'exploration de vitesse en fonction de δ pour une tension U_0 donnée. On peut ainsi tracer les courbes d'affaiblissement et de déphasage excitation-vitesse en fonction de δ .

Ces courbes ont l'allure représentée sur la figure 22. La courbe d'affaiblissement est tracée en prenant pour origine la valeur correspondant au régime permanent. La fonction de transfert est de la forme

$\frac{1}{1 + Tp}$. L'expression de la constante de temps est donnée par $T = \frac{J\omega_0 V}{Cd U_0}$

J = moment d'inertie du moteur et de la charge.

V = tension sur la phase de référence.

U_0 = tension de la porteuse sur la phase de commande.

Cd = couple de démarrage en régime équilibré.

ω_0 = vitesse angulaire en régime permanent.

Pour différentes valeurs de U_0 on s'aperçoit que T n'est pas constant. Ceci est dû au fait que le système n'est pas parfaitement linéaire. La variation de T provient de la non linéarité de ω_0 en fonction de U_0 . Les constantes J et Cd sont connues. Cd et l'inertie du moteur sont données par le constructeur. L'inertie de la charge peut être calculée. L'imprécision de ce calcul est une des sources d'erreurs sur la connaissance de T . ω_0 peut être mesurée à l'aide d'un tachymètre.

On peut ainsi tracer différentes courbes de réponse en faisant varier U_0 .

Ce sont ces courbes théoriques que nous allons confronter avec les courbes relevées à l'aide du transféromètre.

Relevé expérimental.

Le dispositif de mesure est indiqué par la figure 23. Le signal d'entrée est fourni par un amplificateur attaqué par le signal du transféromètre.

Le signal de sortie est délivré par une dynamo tachymétrique couplée sur l'arbre du moteur. Sur la figure 24 sont représentées les courbes théoriques T et les courbes expérimentales E pour plusieurs amplitudes d'excitation U_0 , données en valeur efficace.

On vérifie la non linéarité du montage, la fonction de transfert dépendant de l'amplitude. Ceci est dû à la non linéarité propre du moteur dont on a tenu compte pour l'établissement des courbes théoriques, et aux différents frottements secs du montage qui n'interviennent que dans le relevé expérimental. Ceci et les imprécisions du calcul expliquent la différence entre les courbes calculées et expérimentales.

On constate entre le calcul et la mesure une différence entre les phases croissant avec la fréquence. Ce fait est important car pour un servomécanisme donné utilisant un tel moteur, la fréquence de cou-

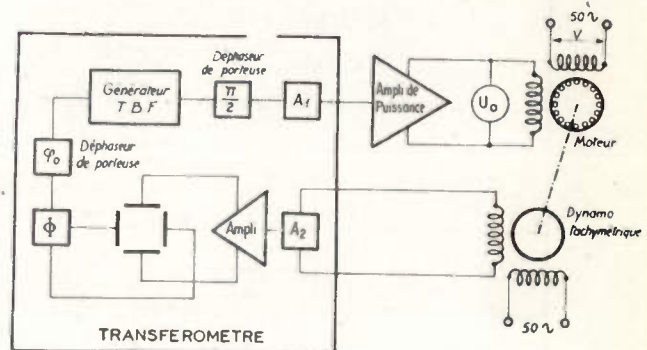


FIG. 23.

pure pourrait correspondre à une marge de phase qui théoriquement assurerait la stabilité, alors que la marge de phase vraie entraînerait le pompage. Voici justifié l'emploi du transféromètre pour s'assurer que les calculs ne sont pas trop optimistes.

ÉTUDE D'UN ASSERVISSEMENT DE POSITION

Le servomécanisme étudié est une maquette de tête d'alésage asservie. Ce dispositif comporte essen-

tiellement un porte outil dont la position est commandée par une came. Un moteur biphasé 50 Hz de 50 VA positionne cette came par l'intermédiaire

l'outil entraîne un noyau de fer doux qui se déplace à l'intérieur du bobinage.

L'ensemble noyau-bobinage fait partie d'un pont

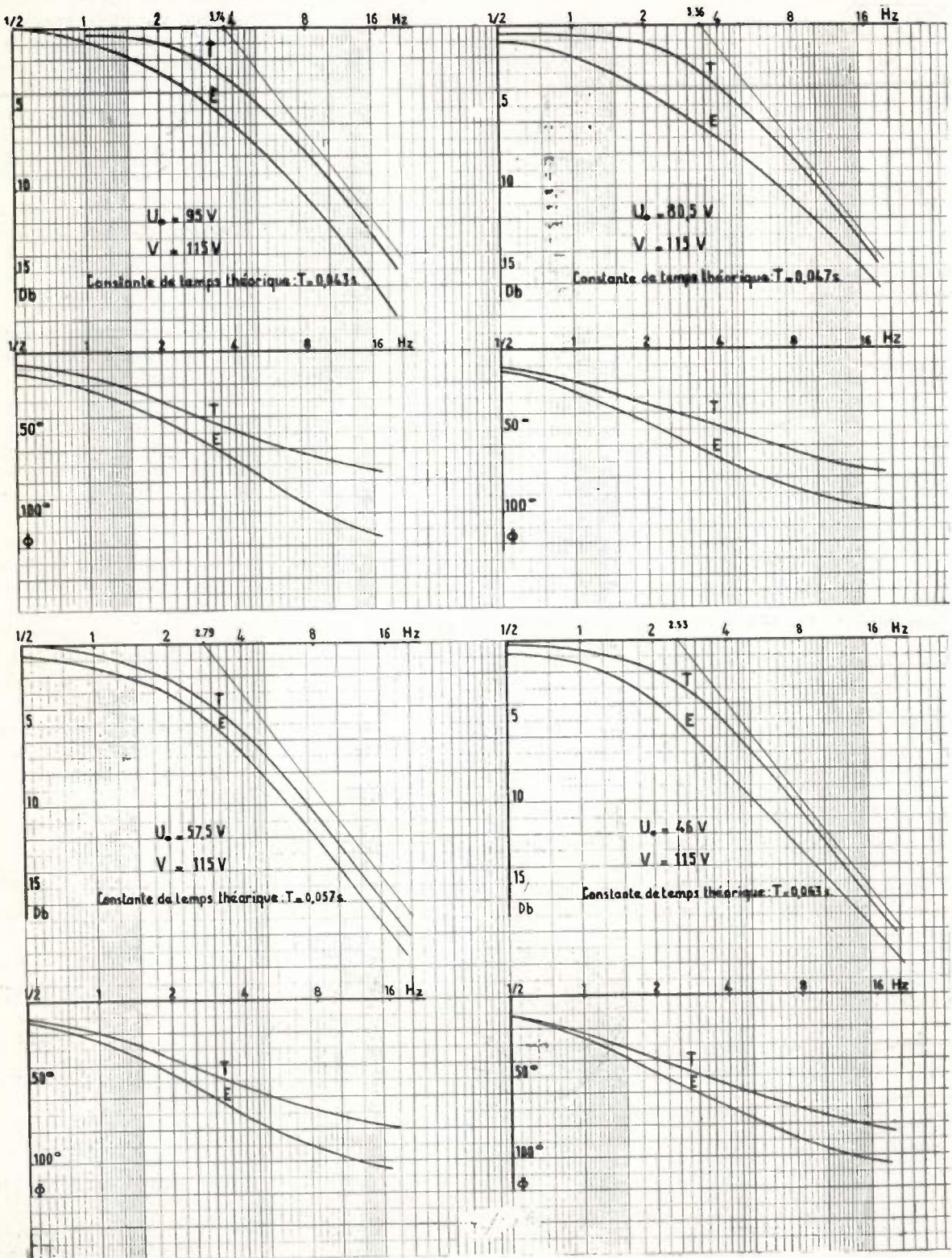


FIG. 24

d'un réducteur (fig. 25). Sur le porte outil est fixé un bobinage composé de deux enroulements électriquement opposés. Un palpeur placé en avant de

de mesure (fig. 26) qui constitue le discriminateur du servomécanisme. La tension d'erreur ainsi élaborée est, en grandeur, proportionnelle à la pénétra-

tion du noyau dans l'un ou l'autre enroulement, c'est-à-dire à l'écart entre la position du palpeur et celle de l'outil par rapport à la position relative

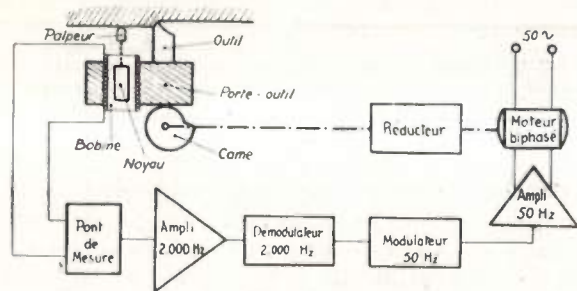


FIG. 25.

moyenne. La phase de cette tension varie de π lorsque le noyau passe d'un enroulement dans l'autre. On a ainsi une traduction électrique fidèle de l'écart

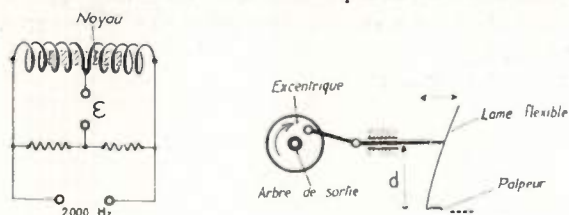


FIG. 26

FIG. 27.

de position. Cette tension dont la fréquence est assez élevée (2 000 Hz) — ceci pour obtenir une bonne sensibilité — est ensuite détectée dans un

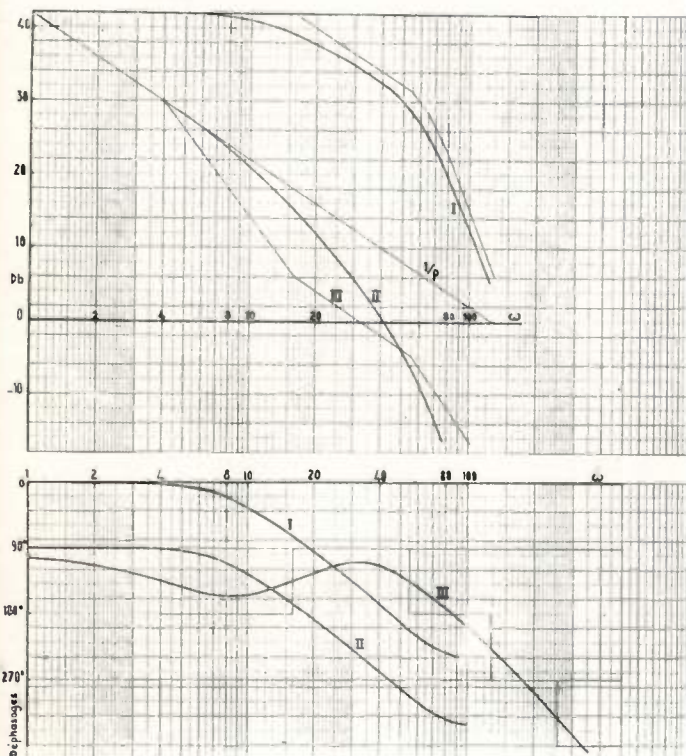


FIG. 28.

démodulateur à tubes à vide. La tension continue obtenue, positive ou négative suivant le sens de l'écart et proportionnelle en valeur absolue à la

grandeur de cet écart, est ensuite modulée par un vibreur synchrone à 50 Hz afin d'attaquer l'amplificateur de commande du moteur.

A l'aide du transféromètre, on a relevé la fonction de transfert en boucle ouverte de ce servomécanisme. La boucle est ouverte par suppression d'une des roues du train démultiplicateur.

La sollicitation est de nature mécanique et réalisée de la façon suivante :

Le palpeur est animé d'un mouvement sinusoïdal de faible amplitude au moyen d'une lame flexible

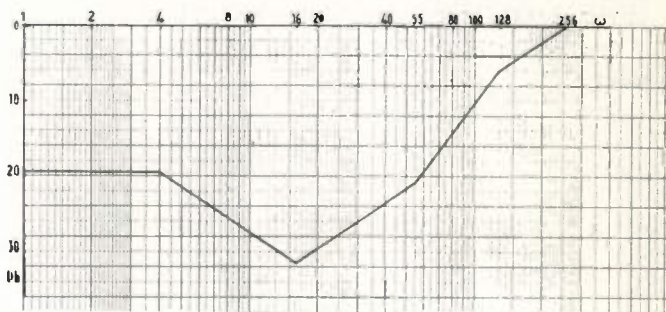


FIG. 29.

encastree, contre laquelle il vient s'appuyer (fig. 27) La lame est mise en mouvement par une tige métallique entraînée par un excentrique fixé sur l'arbre d'attaque mécanique du transféromètre. La distance d est telle qu'un déplacement du palpeur de 0,01 mm correspond à un déplacement du point d'application de la sollicitation sinusoïdale de 1 mm.

Une dynamo tachymétrique alternative fournit le signal de sortie du servomécanisme. On mesure ainsi la réponse en vitesse du système.

Les caractéristiques du montage sont telles que le rapport entre la vitesse de l'outil et la position

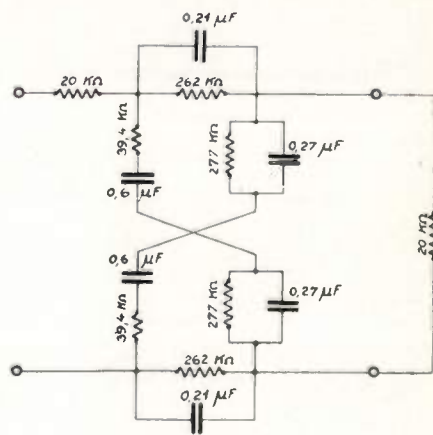


FIG. 30.

du palpeur en régime permanent est de 42 décibels. Ceci permet de centrer la courbe sur son axe 0 dB (fig. 28, courbe I).

Pour obtenir la réponse en position il suffira d'ajouter (en décibels) la courbe $1/p$ qui coupe la courbe relevée pour $\omega = 1$.

Il suffira de même d'ajouter 90° au déphasage relevé pour obtenir la courbe de phases correspondante.

On obtient ainsi les courbes II de la figure 28 qui correspondent à un servomécanisme instable (déphasage = 270° pour la pulsation de coupure $\omega = 40$). De ces courbes, on déduit les courbes III du système stabilisé désiré. Par différence on obtient la courbe du réseau correcteur à introduire dans la boucle (fig. 29).

Pour des raisons de simplicité de calculs et de réalisation on a choisi un correcteur électrique à courant continu, que l'on placera entre le démodulateur 2 000 Hz et le modulateur 50 Hz.

D'après sa courbe la fonction de transfert de ce réseau est

$$T(p) = \frac{(p + 16)^2 (p + 55)}{(p + 4) (p + 128) (p + 256)}$$

La structure en treillis a été choisie.

Après décomposition de $T(p)$ et un processus de calcul approprié on aboutit au schéma de la figure 30.

Un amplificateur précédera le réseau pour compenser l'affaiblissement qu'il introduit à la fréquence 0.

Le système ainsi corrigé s'est révélé parfaitement stable.

CONCLUSION

Ces deux exemples suffisent nous semble-t-il pour donner une idée des conditions d'emploi du transféromètre et pour évaluer les services qu'un tel appareil est susceptible de rendre dans un laboratoire d'études des systèmes asservis.

Nous ne saurions terminer sans mentionner les noms de M. P. NASLIN, *Ingénieur Militaire Principal de l'Armement* qui a supervisé cette étude et de MM. P. BONNET, *Ingénieur Militaire de l'Armement* et W. PFIFFNER, *Ingénieur des Travaux d'Armement* qui ont collaboré à l'étude et à la mise au point de l'appareil.

PROCÉDÉ ASSURANT LA STABILITÉ ET L'ÉGALITÉ DES LARGEURS DE BANDES DANS UN SÉLECTEUR D'AMPLITUDE D'IMPULSIONS

PAR

H. GUILLON

*Ingénieur au Commissariat à l'Énergie Atomique
Centre d'Études Nucléaires de Saclay*

Il est souvent nécessaire en physique nucléaire de connaître le spectre d'énergie du rayonnement émis par un corps radioactif. Dans ce but, on détermine la répartition en amplitude des impulsions électriques fournies par un détecteur de radiations proportionnel ; cette fonction est accomplie par un sélecteur d'amplitude d'impulsions.

Cet appareil doit définir un certain nombre de niveaux de tension ou « seuils » régulièrement espacés ; l'intervalle compris entre deux seuils consécutifs constitue une « bande ». Le canal de numération associé à chacune des bandes enregistre une unité lorsque la crête d'une impulsion se situe dans la bande correspondante.

Afin de réduire au minimum les erreurs statistiques on doit enregistrer le plus grand nombre d'impulsions possible dans chaque canal. C'est la raison pour laquelle on préfère au sélecteur à une seule bande décalable, les sélecteurs multibandes qui permettent à la fois de réaliser une grande économie de temps et d'améliorer la précision des mesures. Pour obtenir une analyse fine du spectre il est nécessaire de disposer d'un grand nombre de bandes ; on est alors conduit pour des raisons pratiques à leur attribuer une faible largeur.

La plupart des sélecteurs d'amplitude actuels sont constitués par des « triggers », le seuil de déclenchement de chacun d'eux déterminant la limite entre deux bandes adjacentes. Des circuits d'anti-coïncidence permettent de n'enregistrer que le signal délivré par le dernier « trigger » déclenché lors de l'arrivée de l'impulsion à analyser.

Ce type de sélecteur présente deux inconvénients sérieux qui limitent ses possibilités :

— la quantité de matériel utilisée est approximativement proportionnelle au nombre des bandes ; l'encombrement et le coût de l'appareil deviennent prohibitifs dès que l'on veut dépasser une vingtaine de canaux ;

— l'instabilité de seuil des « triggers » assigne une limite inférieure de l'ordre du volt à la largeur de bande ; il est en effet courant d'observer des dérives de seuils de quelques centièmes de volt en une heure.

Il a donc fallu rechercher de nouveaux principes

de fonctionnement pour les sélecteurs à grand nombre de canaux.

D.H. WILKINSON [1] a construit un appareil exempt des défauts précités en utilisant le principe essentiel suivant : *la largeur des différentes bandes est déterminée successivement par le même mécanisme.* Cela assure automatiquement leur égalité ; d'autre part le nombre de canaux n'est plus limité que par les possibilités d'enregistrement.

L'appareil que nous décrivons met à profit ce principe : un condensateur C préalablement chargé à l'amplitude de l'impulsion incidente V_1 est ensuite déchargé par autant de quantités d'électricité égales entre elles qu'il est nécessaire pour le ramener à son état de charge initial. On recueille à la sortie de l'appareil un nombre d'impulsions rectangulaires égal à celui des décharges. Chaque train d'impulsions ou « signal de mesure » est dirigé vers l'appareil d'enregistrement accompagné d'un signal auxiliaire ou « signal de groupe » qui permet de distinguer les différents trains d'impulsions.

Une impulsion ne peut être analysée que si elle dépasse le seuil V_1 réglé au-dessus du niveau de crête du bruit de fond (fig. 1).

Au repos le condensateur C est chargé sous la tension V_2 à partir de laquelle commence l'analyse.

Les décharges successives du condensateur C sont effectuées par un circuit connu sous le nom de « pompe à diodes » [2] commandé par un oscillateur à la fréquence de 100 kc/s. Cet oscillateur entre en fonctionnement à l'instant t_3 où la tension incidente recoupe le seuil V_1 et s'arrête à l'instant t_4 où la tension V_c sur le condensateur est tombée au-dessous de V_2 .

Les impulsions à l'entrée de l'appareil se présentent au hasard dans le temps. Cela nous a obligés à prendre un certain nombre de précautions :

1° Le signal de commande de l'oscillateur sert également à verrouiller l'entrée de l'appareil afin qu'aucune impulsion incidente ne vienne perturber son fonctionnement durant la période d'analyse $t_3 t_4$;

2° Un deuxième verrouillage à durée fixe (temps mort), réglable au gré de l'utilisateur, évite d'enre-

gistrer toute impulsion qui se produirait pendant la « queue » de l'impulsion précédente et dont l'amplitude apparaîtrait par conséquent légèrement modifiée ;

3° Toutes les liaisons par capacités ont été évitées chaque fois qu'elles n'étaient pas indispensables.

Cette dernière précaution nous donne l'avantage supplémentaire de pouvoir effectuer l'étalonnage et le réglage de l'appareil en appliquant à l'entrée une tension continue connue avec précision. Il suffit de

ment ses performances : le circuit de charge et le circuit de décharge du condensateur C .

1. — Circuit de charge (figure 2).

Les qualités exigées du circuit de charge sont les suivantes :

- 1° Relation linéaire entre V_c et V_i ;
- 2° Stabilité ;
- 3° Rapidité de la charge de C ;

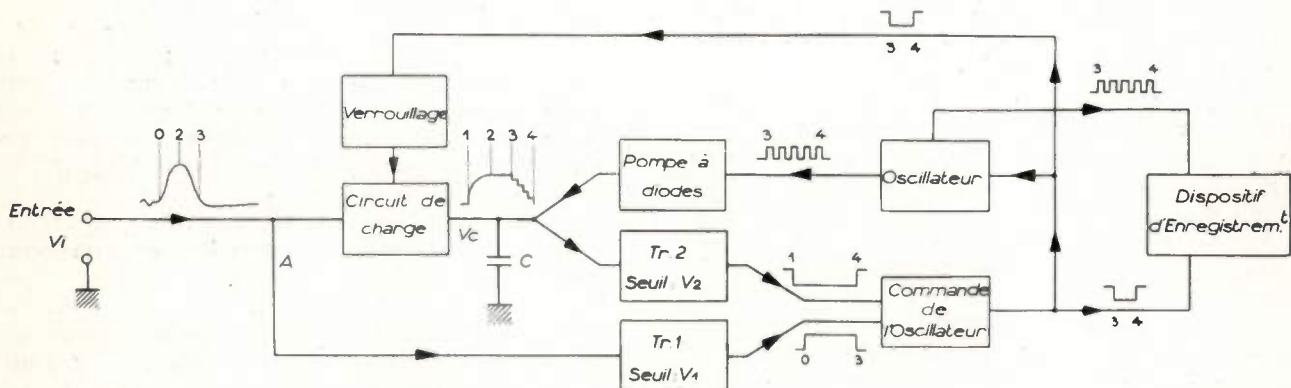
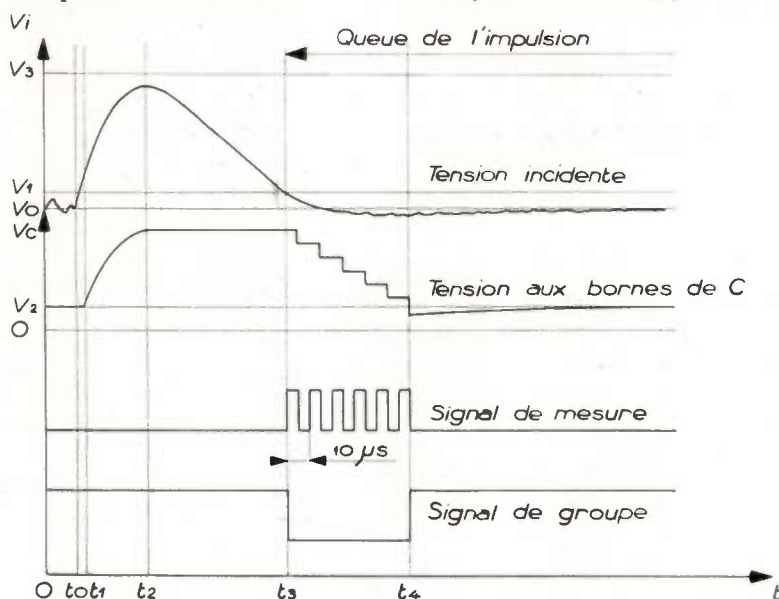


FIG. 1

couper la connexion A et de provoquer les cycles de décharge du condensateur C en déclenchant le « trigger » Tr_1 .

Au cas où l'impulsion incidente dépasse le seuil V_3 auquel on veut limiter l'analyse, le condensateur C se trouve rapidement déchargé par un circuit non représenté sur la figure 1 de sorte que la pompe à diodes n'entre pas en fonctionnement. Cela évite d'immobiliser inutilement l'appareil lorsque les impulsions dépassant le maximum sont en grand nombre.

Nous passerons en revue les différents circuits qui composent l'appareil en examinant d'une façon plus particulière ceux dont dépendent principale-

- 4° Possibilité de verrouillage ;
- 5° Haut isolement du condensateur C ;
- 6° Tension de ronflement aussi réduite que possible.

Les quatre premières conditions nous ont conduit à adopter le schéma de la figure 2⁽¹⁾ dérivé de celui qui a été utilisé par MM. FRANK, FRISCH, et SCARROTT [3] également pour la construction d'un sélecteur d'amplitude.

L'utilisation de la contre-réaction assure à ce circuit une linéarité excellente sur une plage de 50

(1) Sauf indications contraires, les valeurs de résistances et de capacités sont exprimées en kilo-ohms et en picofarads.

volts qui est l'intervalle d'analyse maximum. Une polarisation variable de 0 à -50 volts appliquée à la grille d'entrée permet d'analyser des impulsions dont l'amplitude atteint 100 volts.

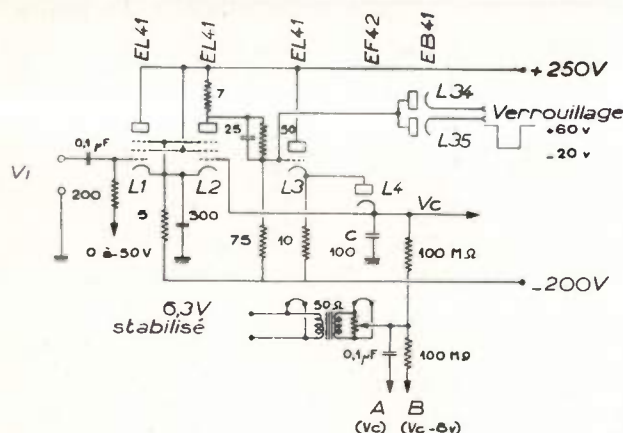


FIG. 2

La stabilité des lampes dépend principalement des variations de la différence de potentiel de contact entre grille et cathode. L'influence des fluctuations erratiques de cette différence de potentiel est amoindrie par l'emploi de la contre-réaction en ce qui concerne les lampes L_3 et L_4 . D'autre part l'effet des variations qui sont fonction de la température de cathode est éliminé par compensation pour les lampes L_1 et L_2 et par la stabilisation du chauffage pour les lampes L_3 et L_4 .

Afin d'assurer une constante de temps de charge faible nous avons dû limiter la capacité du condensateur C à 100 pF, ce qui nécessite des précautions en ce qui concerne les inductions par capacité et les courants de fuite. Les condensateurs C et C' sont donc entourés d'un blindage. D'autre part la diode est chauffée par un transformateur dont le secondaire est bien isolé ; afin d'éviter que la capacité cathode-filament de la diode ne vienne s'ajouter à la capacité C , le filament suit exactement les variations de la tension V_c (fig. 3). Une polarisation de -4 V appliquée au filament par rapport à la cathode de la diode et l'utilisation d'un point milieu au secondaire du transformateur éliminent presque complètement la tension de ronflement sur C . La résistance de 200 MΩ est destinée à écouler le courant des grilles connectées au condensateur C , dont le sens est tel qu'il tend à charger positivement ce condensateur. La vitesse de décharge libre de C est ainsi égale à environ 300 V/s.

Les performances du circuit de charge sont les suivantes :

— **Rapidité de charge** : le condensateur est chargé à environ 99 % du maximum en 0,4 μs pour un signal-saut appliqué à l'entrée.

— **Stabilité du rapport** $\frac{V_c}{V_i}$: variations inférieures à 0,1 % pour des variations de 10 % de la tension du réseau.

— **Stabilité de la tension V_c pour $V_i = 0$** : variations de 0,02 V pour les mêmes variations du réseau.

— **Linéarité** : l'écart par rapport à une droite est

de l'ordre des erreurs de mesure entre 0 et 50 V et atteint 1 % pour $V_i = 60$ V.

— **Tension de ronflement sur C** : 2 mV_{eff}

2. — Circuit de décharge (figure 3).

La condition à réaliser pour obtenir des décharges égales sur le condensateur C est que la cathode de la diode L_{10} suive exactement les variations de tension du condensateur C . Cela est obtenu par l'utilisation d'un amplificateur à trois lampes de gain en tension égal à 1. Le point A est à un potentiel positif

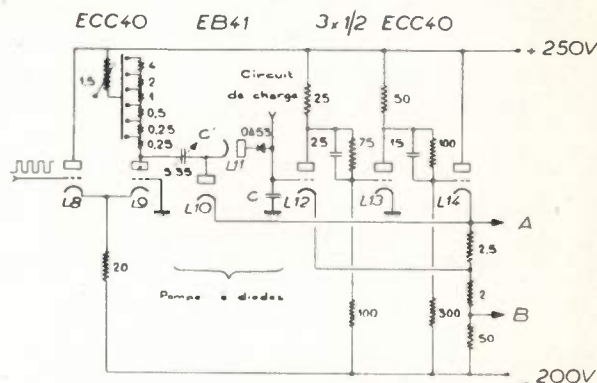


FIG. 3

de quelques volts par rapport à l'entrée de sorte que les diodes se trouvent bloquées au repos.

Les trains d'impulsions fournis par l'oscillateur sont appliqués à une double triode limiteuse de tension avant d'attaquer la pompe à diodes.

La largeur de bande est réglable par bonds sur la limiteuse d'amplitude et d'une façon fine à l'aide du condensateur C' .

Le redresseur à cristal placé en série avec D_1 améliore légèrement le fonctionnement de la pompe à diodes, probablement en raison de sa faible capacité.

3. — Oscillateur et son dispositif de commande (figure 4).

Le dispositif de commande de l'oscillateur comprend les « triggers » Tr_1 et Tr_2 attaquant une bascule.

Le trigger Tr_2 est constitué de deux pentodes L_6 , L_7 couplées entre anodes et écrans de façon à laisser libres les grilles de commande ; son seuil de déclenchement V_2 est réglable entre 0 et 10 V.

La bascule L_{19} L_{20} doit délivrer un signal négatif entre les instants t_3 et t_4 . Au repos le potentiel de grille de L_{18} est suffisamment élevé pour entraîner le blocage des lampes L_{19} et L_{20} ; à l'instant t_1 auquel la lampe L_{18} se trouve bloquée, la bascule est libérée dans l'état L_{19} ouverte, L_{20} fermée ; elle change d'état lorsqu'à l'instant t_3 , une impulsion négative est appliquée à la grille de L_{19} . Cette impulsion est engendrée par la différentiation du signal rectangulaire positif délivré par le trigger Tr_1 . La lampe L_{20} se trouve à nouveau bloquée à la fin du signal provenant du « trigger » Tr_2 ; on recueille ainsi sur son anode un signal négatif de grande ampli-

d'une période d'analyse ou de temps mort), le circuit de temps mort entre en action dès l'instant t'_0 . On évite ainsi de tronquer les impulsions incidentes lorsque la fin du verrouillage intervient entre les temps t'_2 et t'_3 ; ce cas est illustré par la figure 6.

Le temps T est déterminé par la rapidité de décharge du condensateur C_2 à travers la résistance R_2 ; le « trigger » $L_{45}L_{46}$ connecté à C_2 fournit le signal rectangulaire négatif nécessaire au verrouillage du circuit de charge.

Les lampes L_{42} , L_{43} et L_{44} ont pour rôle de charger le condensateur C_2 à une tension négative bien définie. Au repos la tension sur C_2 est fixée par le potentiel de cathode de L_{42} qui est alors

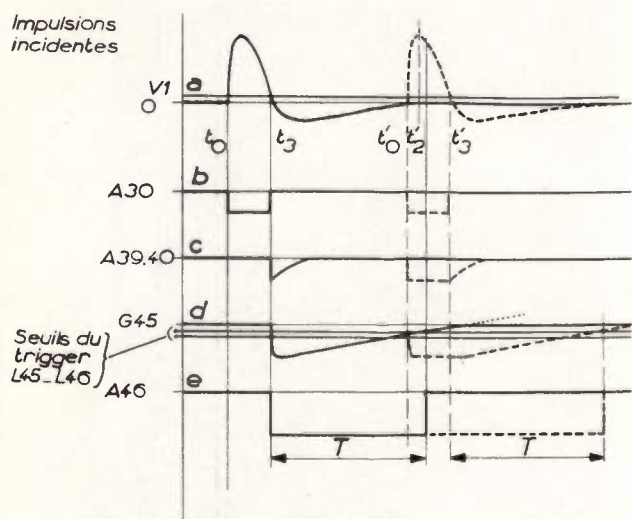


FIG. 6

conductrice. Au moment où le temps mort doit débiter, la grille de L_{42} reçoit une impulsion négative qui la bloque. C_2 se charge alors rapidement à partir de la tension de -200 V à travers la diode L_{44} en série avec $10\,000\ \Omega$; cette charge s'arrête au moment où L_{43} devient à son tour conductrice. A la fin du signal négatif appliqué à la grille de L_{42} , C_2 peut se décharger lentement à travers R_2 (fig. 6d).

L'impulsion négative appliquée à L_{42} provient du « trigger » Tr_1 (anode de L_{30} , fig. 6 b). Elle est transmise selon deux modes différents, selon que le circuit de charge du sélecteur est verrouillé ou non à l'instant où Tr_1 reçoit l'impulsion :

1^{er} cas. Le circuit de charge n'est pas verrouillé : L_{33} conduit et porte la grille de L_{39} à un potentiel suffisamment bas pour que L_{37} fonctionne comme un simple « cathode follower ». Le signal négatif t_0t_3 est dérivé par la liaison $C_1 R_1$, et le top positif apparaissant en t_3 sert à débloquent L_{40} dans l'anode de laquelle on recueille l'impulsion négative désirée (fig. 6 c). La valeur de C_1 est liée à celle de C_2 de façon que la durée de cette impulsion laisse à C_2 le temps de se charger complètement.

2^e cas. Le circuit de charge est verrouillé. Une fraction de la tension de verrouillage appliquée à L_{39} bloque cette lampe. Le potentiel de grille de L_{30} est plus élevé que dans le cas précédent, mais encore suffisamment bas pour que L_{30} soit fermée.

Lors de l'arrivée de l'impulsion $t'_0 t'_3$ cette lampe devient conductrice et le signal négatif apparaissant sur son anode provoque le début du temps mort au temps t'_0 (fig. 6 c).

Les valeurs de C_1 , C_2 et R_2 sont réglables par bonds et permettent de choisir une valeur de temps mort quelconque comprise entre $30\ \mu s$ et $1\ s$ à 10% près.

5. — Circuit de décharge rapide (figure 7).

Ce circuit comprend une bascule $L_{48} L_{49}$ qui commande la lampe de décharge L_{15} ; le fonctionnement de la bascule est contrôlé par les lampes L_{47} et L_{50} . A l'état de repos seule la lampe L_{49} est conductrice et la chute de tension dans son anode bloque la lampe L_{15} .

La lampe L_{47} reçoit sur sa grille une fraction de l'amplitude de l'impulsion incidente à l'aide d'une prise réglable effectuée sur la résistance cathodique du trigger Tr_2 . Si cette amplitude vient à dépasser un certain niveau, L_{47} commence à conduire; par le fait de son couplage à L_{49} elle bloque cette lampe rendant ainsi L_{15} conductrice. La tension aux bornes du condensateur C diminue rapidement de telle sorte que L_{47} reste très peu de temps ouverte; le courant qui la traverse est maintenant transféré à L_{49} , et la bascule se trouve dans son second état stable. Il s'établit un régime d'équilibre sur le con-

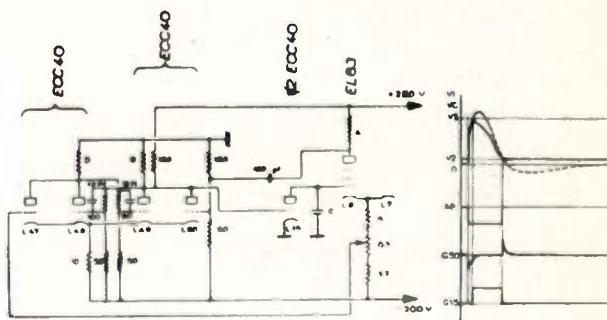


FIG. 7

densateur C entre les circuits de charge et de décharge jusqu'à ce que la tension incidente soit égale à V_2 . A ce moment le potentiel anodique de L_6 monte brusquement d'où l'apparition d'une impulsion positive de courte durée sur la grille de V_{50} qui ouvre momentanément cette lampe et provoque ainsi le retour de la bascule à son état initial.

CONCLUSION

Nous donnerons pour terminer les performances de l'appareil.

Certains résultats peuvent être donnés avec une grande précision du fait que le contrôle de l'appareil est effectué à l'aide d'une tension continue stabilisée réglable au $1/100$ de volt près.

— Intervalle d'analyse : $50\ V$ max.

— Impulsions admises à l'entrée : positives de $100\ V$ max.

- *Largeur de bande* : réglable de 0,2 à 8 V.
- *Fidélité* (sur une période de 10 h)
du seuil V_2 : $\pm 0,03$ V.
de la largeur de bande : $\pm 0,2$ %.
- *Coefficient de température* : sur la largeur de bande environ $-0,02$ % par degré C.

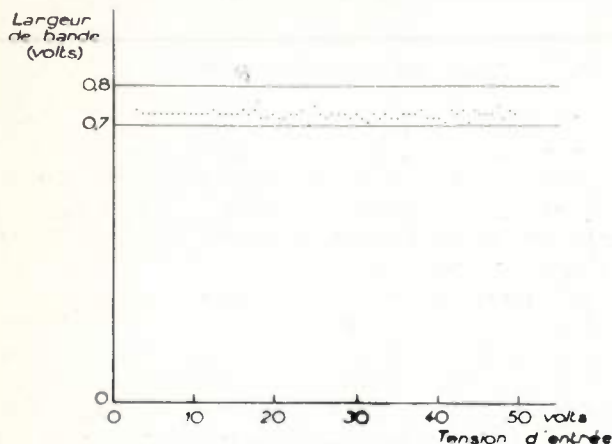


FIG. 8

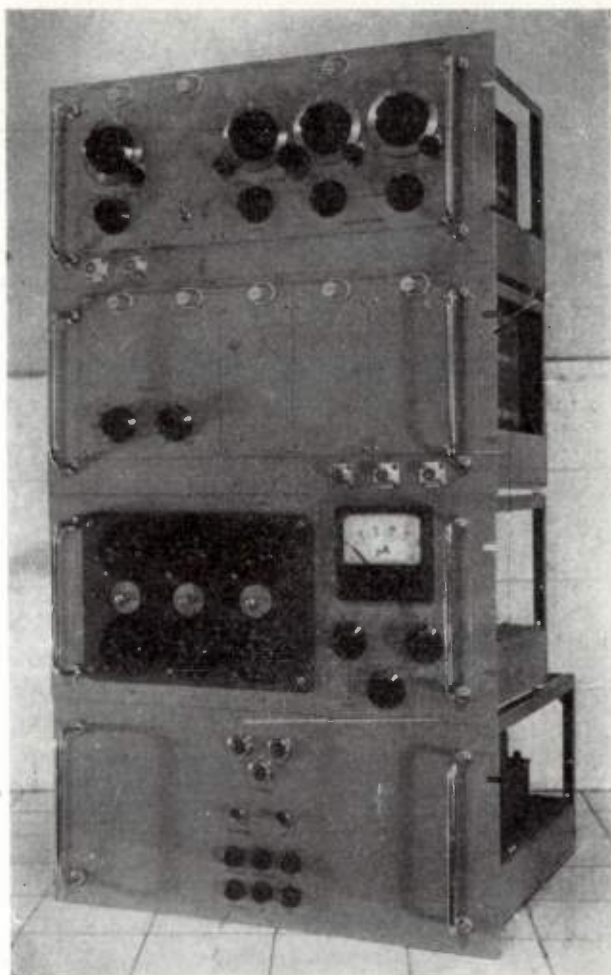
- *Stabilité* : pour une variation de 10 % de la tension du réseau,
variation du seuil V_2 : 0,03 V,
variation de la largeur de bande : 0,12 %.
- *Incertitude due au ronflement* : 0,01 V.
- *Linéarité* : la figure 8 représentant un relevé de largeur de bande en fonction de la tension d'entrée indique une linéarité tout à fait satisfaisante.
- *Nombre de bandes possible* : l'expérience a montré que le sélecteur d'amplitude fonctionne correctement au-delà de 150 bandes d'analyse. En pratique la limite supérieure du nombre de bandes sera donnée soit par la capacité du dispositif d'enregistrement, soit par la durée maximum que l'on désire consacrer à l'analyse d'une impulsion.

Note. — Nous n'avons pas décrit ici le dispositif d'enregistrement qui peut fonctionner selon différents principes. Nous avons retenu :

- l'enregistrement photographique sur écran d'oscillographe ;
- l'enregistrement sur numérateurs mécaniques.

Un appareil du second type nommé « décodeur »

et réalisé par MM. Paul DESNEIGES et A. PAGES sera décrit dans le prochain numéro.



Vue générale de l'appareil

BIBLIOGRAPHIE

- [1] WILKINSON D. H. — *Proc. Camb. Phil. Soc.*, (1950), **46**, pp. 508-518.
- [2] CHANCE BRITTON et Al. — *Waveforms*, pp. 614-619. (Mc. Graw Hill Book Co, New York, 1949).
- [3] S. G. F. FRANK, O. R. FRISCH, G. G. SCARROTT. — *Philosophical Magazine*, (1951), **42**, pp. 603-611.

RÉALISATION D'UN MODULATEUR SIMPLE ET ÉCONOMIQUE

par

Ch. AZEMA

Société Anonyme Philips

L'idée de piloter un tube à vide par un thyatron n'est pas nouvelle, mais n'a jamais été exploitée à fond. Elle est signalée sans développements et après beaucoup d'autres dans le livre de Glasoë intitulé « Pulse Generators ». Peut-être faut-il voir la cause de ceci dans la désaffection qui fut marquée envers les tubes modulateurs à vide lorsqu'apparurent des thyatrons capables de fournir des puissances de crête égales et supérieures au megawatt.

C'est en effet un défaut important des modulateurs à tubes à vide que la puissance qu'ils peuvent fournir est limitée à plusieurs centaines de kilowatts. La solution décrite sera donc limitée en puissance à, mettons, 500 kW de crête, à moins d'apparition sur le marché de nouveaux tubes* plus puissants.

Cette puissance est obtenue, et c'est là un second inconvénient, à partir d'une haute tension continue qui doit être supérieure à celle requise pour l'impulsion, alors que le thyatron ne nécessite qu'une haute tension deux ou trois fois plus faible. L'alimentation sera donc plus importante par suite des isolements nécessaires.

Donc, une double limitation s'impose au système étudié ici : limitation de puissance fournie, limitation d'encombrement.

Un troisième inconvénient présenté par les modulateurs à tube à vide, par rapport à ceux à thyatrons, se trouve par contre pratiquement éliminé. Il s'agit de l'excitation de grille. Dans l'excitation d'un tube à vide modulateur, on se trouve en effet en présence d'un double problème : fournir à la grille une impulsion de forme convenable et ce à un niveau de puissance suffisant. La solution classique comporte la production à un bas niveau d'une impulsion correctement formée, une chaîne d'amplification amenant cette impulsion au niveau correct. Mais alors, on doit utiliser des tubes, en particulier dans l'étage pilote, précédant l'étage final, susceptibles de dissiper une puissance élevée sur la plaque. Divers dispositifs permettent de limiter cette puissance anodique dissipée, mais ont l'inconvénient de conduire à des réalisations compliquées. De plus, tout au long de la chaîne, des précautions très sévères doivent être prises pour éviter une déformation de l'impul-

sion. On est ainsi amené à prévoir, pour exciter le tube final, un véritable amplificateur video de puissance.

L'emploi d'un thyatron, tube travaillant sur des impédances à faible niveau, s'impose alors pour piloter l'étage final à faible impédance d'entrée. On retrouve alors tous les avantages des modulateurs à thyatrons. L'impulsion de commande peut avoir une forme et une durée quelconques et être fournie à un niveau bas à la grille du thyatron. Celui-ci, par un réseau à retard dans son circuit plaque, délivre à l'étage final l'impulsion correctement formée.

En outre, la liaison entre les deux étages peut se faire en courant continu, c'est-à-dire avec une déformation minimum de l'impulsion. C'est ainsi que par ajustement sur les circuits locaux, ou par commutation de ceux-ci, nous pourrions régler facilement le temps de montée de l'impulsion, sa durée, les variations de tension en crête autour de la valeur moyenne.

C'est d'ailleurs dans la définition de ces caractéristiques de l'impulsion que le thyatron employé comme tube modulateur se révèle inférieur aux tubes à vide. On sait que l'impulsion rigoureusement rectangulaire serait obtenue par la décharge d'une ligne à retard idéale, composée d'une infinité de cellules. D'après les calculs de Guillemain en particulier, l'utilisation d'une ligne à retard à nombre fini — généralement peu élevé — de cellules impose un temps de montée fini et des fluctuations autour de la valeur moyenne de la tension.

Dans le cas d'un thyatron employé comme pilote d'un tube à vide, la vitesse de montée de l'impulsion, c'est-à-dire la pente de son front initial est augmentée parce que durant cette période de temps le thyatron travaille sur une impédance supérieure à l'impédance caractéristique de la ligne à retard. Les fluctuations de l'impulsion sont effacées par le dernier étage, si le point de fonctionnement a été bien choisi, celui-ci travaillant alors en écrêteur par saturation de la lampe.

Enfin, un autre inconvénient des modulateurs à thyatron est la nécessité d'un transformateur d'impulsions, surtout lorsque le modulateur doit

fournir des impulsions de durée très variable par exemple dans un rapport supérieur à 1/2,5. Il est alors très difficile de réaliser un transformateur passant correctement toutes ces impulsions. Un transformateur d'impulsions associé à un thyatron nécessite, en outre, une très bonne adaptation de la charge; la désadaptation peut d'ailleurs être compensée, au détriment du rendement, par des montages en parallèle de diodes absorbant les rebondissements. Au contraire, un tube à vide possède toute une plage de bonne adaptation, comme nous le verrons plus loin.

En résumé, le système proposé prétend aux avantages suivants :

- Simplicité de conception et de construction,
- Très bonne définition de l'impulsion,
- Souplesse d'utilisation.

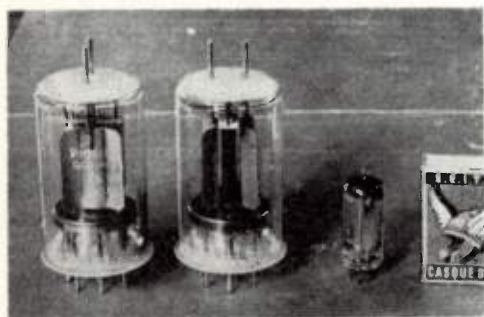


FIG. 1. — QQE 06/40 et P. L. 21.

Je signalerai, pour mémoire, le problème de la durée de vie. En l'absence d'expériences définitives, je proposerai simplement de comparer la durée de vie d'un tube à vide de série à celle d'un thyatron de même puissance.

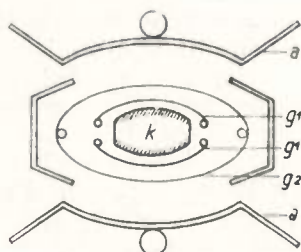


FIG. 2. — Coupe horizontale de la QQE 06/40.

Nous allons voir maintenant, sur le cas particulier qui nous était proposé, comment il a été possible d'adapter à la génération d'impulsions des tubes prévus pour un tout autre usage.

Le problème était de réaliser, pour nos besoins de laboratoire, un générateur de faible puissance (maximum 7 000 volts et 6 ampères de crête). Ce générateur devait délivrer des impulsions de 0,8 — 1 et 2,2 microsecondes à des fréquences de récurrence variables, au choix de l'opérateur, avec un facteur de forme égal ou supérieur à 500. L'impédance de charge pouvait varier entre 900 et 1 700 ohms, avec une valeur normale d'utilisation de 1 200 ohms.

Les lampes choisies pour cette réalisation, après les essais qui sont décrits ci-après, furent : 2 QQE 06/40 en parallèle comme modulatrice et le thyatron PL 21 comme pilote, dont on trouvera la photographie figure 1.

Le QQE 06/40 est une double tétrode normalement utilisée pour l'émission VHF. Les caractéristiques de construction permettent d'espérer que ce tube est bien adapté à la production d'impulsions. En effet, considérons la structure de ce tube. La figure 2 est une coupe schématique du tube par un plan perpendiculaire aux électrodes. On distingue des électrodes quasi-planes, donc permettant une grande densité de faisceau, une cathode à oxydes large et un faible espacement entre électrodes, donc une faible tension de déchet pour des courants élevés. Les grilles sont très robustes et supportent une puissance de bombardement élevée.

On peut voir également sur la figure 1 que la disposition du montage élimine au maximum les capacités interélectrodes.

Des expériences ont été effectuées simultanément sur ce tube, pour déterminer ses possibilités, au Laboratoire de Qualité à Eindhoven, par M. SCHETS-KEN, à la Mullard Radio Valve Cie par M. BOUNDS, (communications privées), et à la S.A. Philips, département Emission.

Les études faites à Eindhoven eurent lieu sur l'appareil décrit dans les spécifications M I L E I B. Elles ont permis d'étudier la valeur du courant de crête que l'on peut attendre de ces tubes et en outre la variation de ce courant en fonction de :

- tension d'excitation sur g_1
- tension de polarisation g_2
- tension filament.

Comme on devait s'y attendre, le courant de crête est une fonction croissante de ces trois paramètres. Les valeurs de courant dans les conditions du MIL s'échelonnent entre 4 A. 2 et 7 A. 7 autour d'une valeur moyenne 5 A. 5. Pour des tubes sélectionnés et spécialement traités (donc hors série) on observe une valeur moyenne de 8 A. 5.

Ce qui nous intéresse surtout est la valeur de ΔI crête $\Delta V g_1$. Considérons en effet les courbes d'une tétrode (I_a fonction de V_a) (fig. 3). Elles se composent d'une droite d'où se détachent des courbes quasi-horizontales, chacune d'elle correspondant à une valeur déterminée de $V g_1$.

Si l'on veut que le tube modulateur se comporte en écrêteur, il faut choisir le point de fonctionnement sur la caractéristique de saturation, et fournir une impulsion de commande supérieure à la tension correspondante.

Dans ces conditions, on a un $dI/V g_1$ nul.

Le fait qu'il n'en est pas ainsi dans les expériences citées, mais que c'est une fonction positive décroissante de $V g_1$, montre que dans ces expériences le point de fonctionnement se trouve en dessous de la caractéristique de saturation.

Les études faites en Angleterre ont donné les mêmes résultats, tant en ce qui concerne les lampes de série que les lampes sélectionnées.

A la lumière de ces expériences, nous avons décidé

de les recommencer sur deux tubes en parallèle, en nous attachant plus particulièrement à nous placer dans les conditions énoncées plus haut : point de fonctionnement sur la caractéristique de saturation.

La caractéristique de saturation obtenue pour $V_{g_2} = 400$ V est linéaire entre les points 0 et 7 A. — 150 volts, correspondant à un V_{g_1} crête de 60 volts.

Il nous était donc possible de fonctionner avec des tensions moins élevées que celles données pour

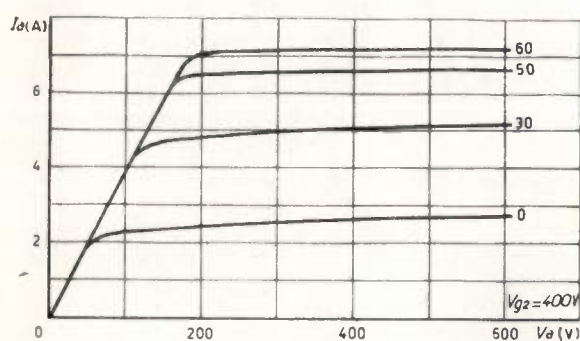
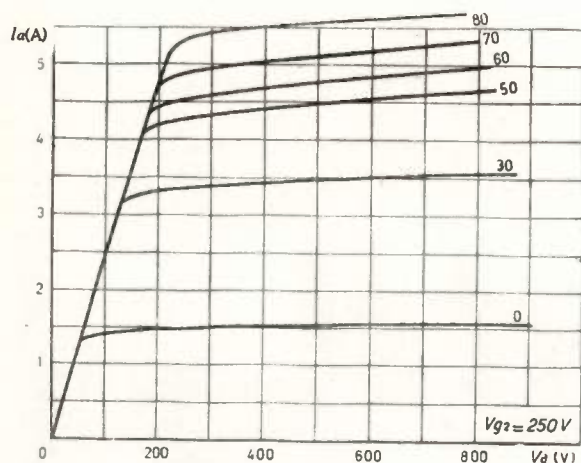
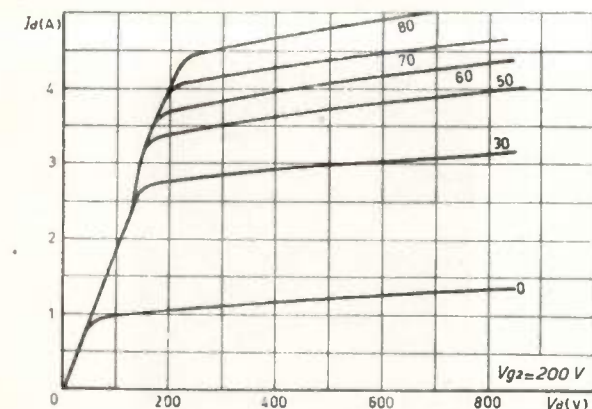


FIG. 3 a, b, c. — Caractéristiques de la QQE 06/40. (deux tubes en parallèle)

Les courbes ont été relevées au traceur de caractéristiques et sont reproduites figure 3.

Nous avons mis deux tubes en parallèle dans le double but :

- d'avoir une marge de courant plus importante,
- d'obtenir des tensions de grille 2 et d'excitation plus faible.

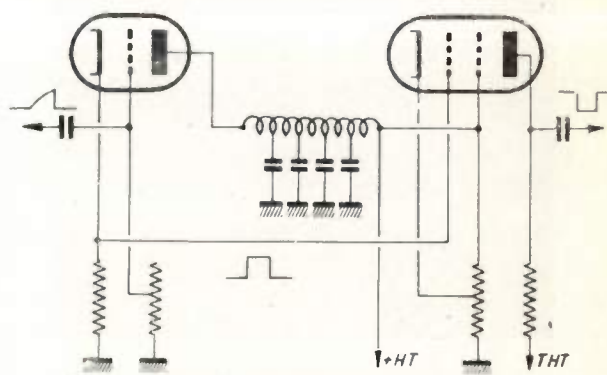


FIG. 4. — Schéma de principe.

les caractéristiques d'emploi d'un seul tube, notre régime étant sensiblement :

V_{HT}	=	5 800	volts
V_{anode}	=	150	"
V_{g_2}	=	400	"
I_a	=	4.5	Ampères
V_{g_1}	=	-180	volts
V_{g_1} crête	=	+ 50	"

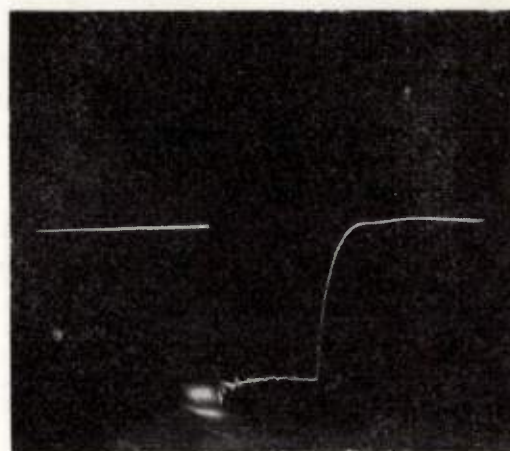


FIG. 5. — Impulsion sur résistance.

Dans ces conditions, le courant d'excitation grille s'élève à environ 0,5 ampères pour les deux tubes, soit une impédance d'entrée d'environ 500 ohms.

Comme nous l'avons vu plus haut, la puissance d'excitation est fournie par un thyatron PL.21, qui normalement est utilisé en tube relais ou en redresseur par commande de grille. Il peut supporter une tension plaque de 650 volts et donner un courant crête de 10 ampères.

C'est un tube à remplissage à l'argon, donc avec des temps d'ionisation et de désionisation très courts (respectivement 0,5 et 35 à 75 μ s).

Il n'a pas été fait d'essais spéciaux sur ce tube.
Il nous reste donc maintenant à voir comment ces tubes ont été montés et les résultats obtenus.

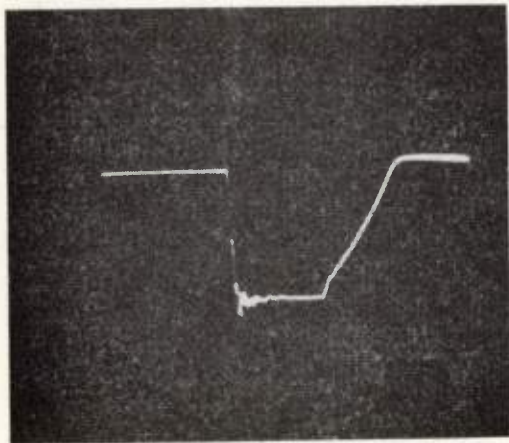


FIG. 6. — Impulsion de tension.

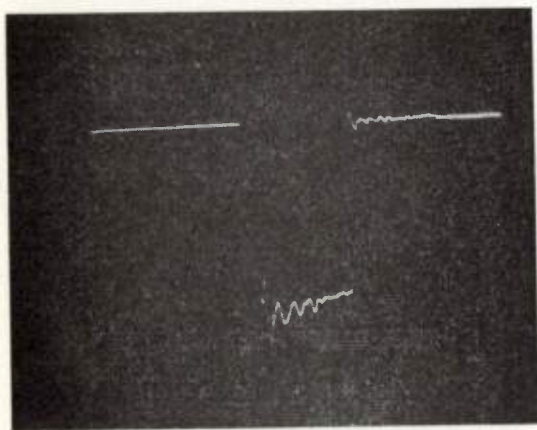


FIG. 7. — Impulsion de courant.

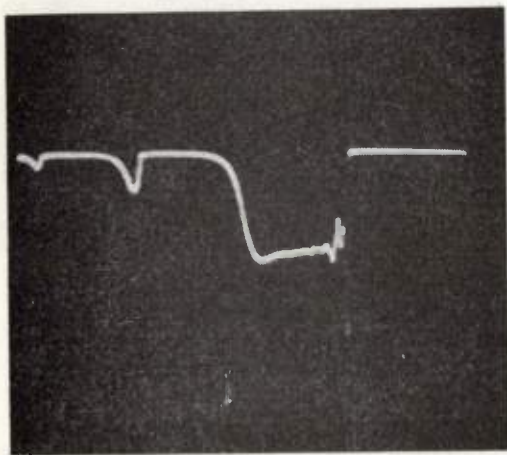


FIG. 8. — Impulsion fournie par le thyatron.

Le schéma de principe est celui représenté sur la figure 4. On remarquera sur cette figure :

1° Le potentiomètre dans la grille de commande du thyatron. Ce potentiomètre permet, l'impulsion reçue par la grille étant à front peu raide, de faire

varier la polarisation et par suite le retard au déclenchement du thyatron (plage de $5 \mu s$ environ).

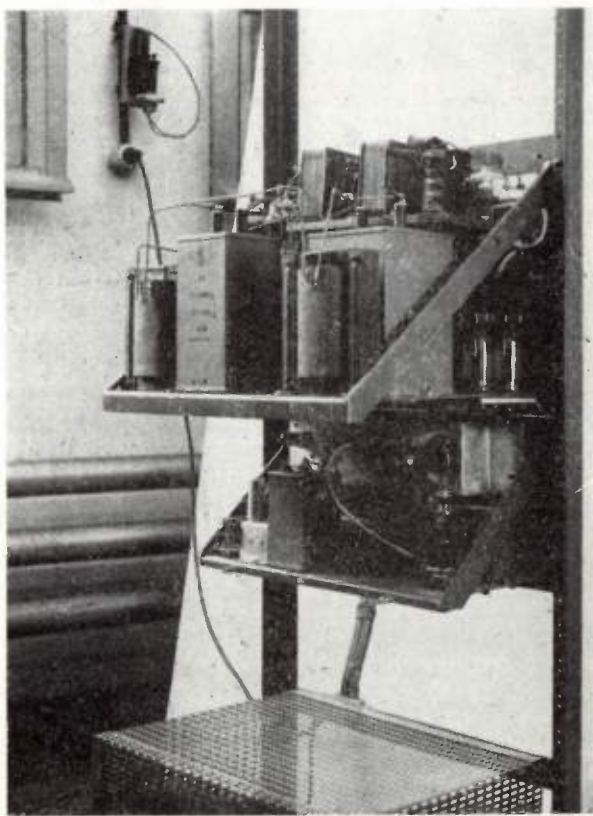
2° Le mode de polarisation des QQE 06/40 par mise à la masse des grilles I et polarisation de la



FIG. 9. — Spectre de fréquence de l'impulsion.

cathode à la fois par le courant moyen et par un pont de résistance.

3° Le couplage cathodyne direct du thyatron aux lampes modulatrices. A la différence d'un cou-



Vue arrière du modulateur

plage cathodique ordinaire sur un tube à vide, celui-ci présente l'avantage que la tension de sortie

est indépendante de la tension d'entrée. Une fois le tube amorcé, la tension fournie est déterminée par la charge de la ligne à retard, indépendamment de la tension qui a servi à l'amorçage.

4° On remarquera enfin que lors de la décharge gazeuse, l'impédance d'entrée des tubes modulateurs est en parallèle avec une impédance dans la cathode

complète, son impédance caractéristique est prise égale à la valeur de l'impédance vue à la crête de la décharge (2 fois 500 ohms en parallèle). Ceci entraîne une désadaptation légère au début et à la fin de l'impulsion.

Il faut noter : augmentation du temps de désionisation aux fréquences de répétition élevées. Deux moyens d'y remédier :

— condensateur entre cathode et grille,

— blocage de la charge de la ligne à retard, par remplacement de la diode de charge par une triode ou une pentode sur la grille de laquelle on applique par un transformateur l'impulsion de déclenchement du thyatron retournée, ce qui a pour effet de bloquer cette lampe pendant les 100 μ s que dure l'impulsion; dans ces conditions, il n'est pas appliqué de tension sur la plaque du thyatron tant que celui-ci n'est pas complètement désionisé.

5° Les valeurs des tensions utilisées permettent l'emploi d'une seule source de H. T. pour l'étage pilote et pour les polarisations de l'étage modulateur.

A titre d'exemple, voici maintenant les résultats obtenus pour une impulsion de 1 μ s.

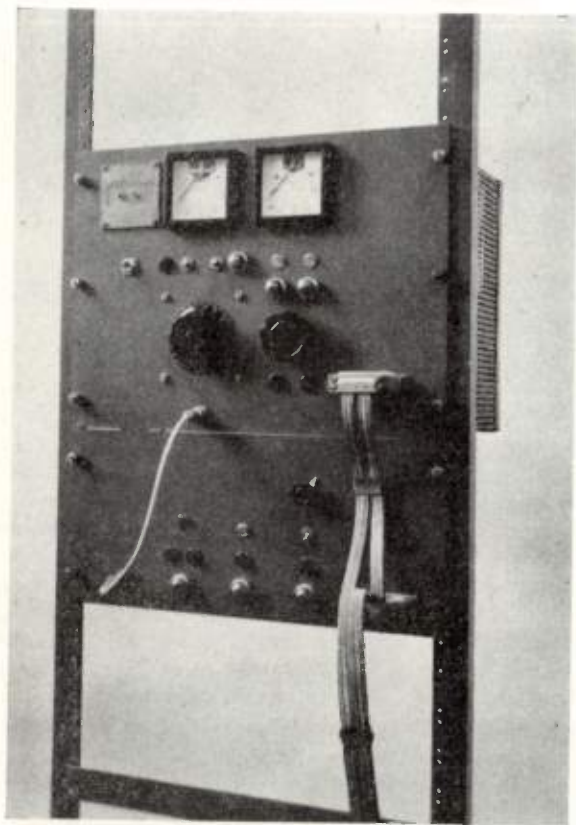
— Impulsion sur résistance (figure 5).

— Impulsion sur magnetron (impédance dynamique d'entrée très faible (100 ohms) — tension (fig. 6). courant (fig. 7).

— Impulsion fournie par le thyatron (fig. 8).

— Spectre de fréquence de l'impulsion (figure 9).

En résumé, nous pouvons dire que sous réserve des limitations que nous avons vues, ce système est nettement plus simple et plus souple que les systèmes classiques. En outre, l'expérience faite avec des lampes de verre comme modulatrices semble montrer que pour l'obtention de lampes modulatrices à grande puissance, cette solution est préférable à celle de la lampe modulatrice à anode métallique ; la nécessité de cette anode métallique n'est pas justifiée, car la puissance qu'elle dissipe reste toujours faible vis-à-vis de la puissance délivrée dans l'impulsion.



Vue avant du modulateur

du thyatron; ces deux impédances ont d'ailleurs des valeurs voisines. Ceci est nécessité par le fait qu'on doit avoir pour la ligne à retard une impédance de décharge peu variable, pour obtenir une impulsion ne présentant pas de rebondissements importants.

Pour que la décharge de la ligne à retard soit

LE FORMATRON

(suite et fin)

PAR

Edouard LABIN

Ingénieur Radioélectricien E.S.E.

De la Société Nouvelle R. B. V. — Radio Industrie

3^{me} PARTIE

REVUE DE QUELQUES APPLICATIONS POSSIBLES

3.1. Amplificateur, détecteur, déphaseur, mélangeur.

Les figures 3.1.a, b et c représentent trois types de caractéristiques « droites » qu'on peut désirer pour amplifier, détecter, etc. Au-dessous on a représenté : — en 3.1.d, e et f, la manière d'obtenir ces caractéristiques avec un formatron par interception à faisceau laminaire ; — en 3.1.g, h et i, la manière de les obtenir avec un formatron à émission secondaire à faisceau soit rond et fin, soit laminaire aussi si on interprète les figures comme des coupes de structures cylindriques dont les génératrices seraient perpendiculaires au plan du papier ; — enfin en 3.1.j, k et l, la manière d'obtenir la caractéristique 3.1.c dédoublée en push-pull mais avec, en réalité, un front d'inclinaison fini et des arrondis au lieu des coudes brusques, comme il est expliqué plus haut, respectivement dans un formatron à interception et faisceau annulaire, un formatron à émission secondaire et faisceau laminaire (perpendiculaire au plan de la figure) et un formatron à émission secondaire et faisceau circulaire.

Ces figures parlent d'elles-mêmes et sont données pour habituer le lecteur au genre de structures qu'on rencontre dans la technique des formatrons. L'exploitation de ces caractéristiques pour l'amplification et la détection linéaires est également évidente. Observons qu'en imposant une limite nette à l'amplitude maximum, ce genre de Formatrons amplificateurs peut donner des auto-oscillateurs sinusoïdaux stabilisés, c'est-à-dire dont la fréquence ne dépend que du circuit. Le déphasage s'effectue simplement en faisant travailler une structure dont le formeur est centré de façon que la caractéristique s'étende à partir de $v = 0$, ou de $v = v_0$, autour d'une polarisation $v = v_1$ différente. Cela revient en effet

à décaler la sortie par rapport à l'entrée, et l'avantage est qu'on peut le faire d'une façon préajustable et indépendante de la forme d'onde, géométriquement en quelque sorte. Quant à l'utilisation pour l'hétérodynage ou la modulation, elle est rendue possible par le fait qu'on peut agir encore sur une autre grandeur, qu'on a jusqu'ici supposée fixe et donnée, à savoir l'intensité de courant J transportée par le faisceau. Il est facile en effet de moduler celle-ci par une tension v_s appliquée à une grille du canon (normalement le Wehnelt), et d'une façon linéaire si le niveau de v_s reste « petit » (c'est-à-dire pas plus grand que 1 volt par exemple) :

$$J = J_0 + S_1 v_s$$

Faisons maintenant travailler ce faisceau dans une structure du type précédent excitée par une tension déviatrice v_l , laquelle peut être « grande » jusqu'à 50 ou 100 volts sans que la caractéristique cesse d'être linéaire par rapport à elle (c'est ici la nouveauté apportée par le formatron),

$$i = k J \left(\alpha + \frac{v_l}{v_M} \right)$$

où v_M est la valeur maximum que peut prendre v_l , α la fraction de courant qui passe au point moyen $v_l = 0$ ($= 1$ si la disposition est symétrique) et $k = 1$ ou 5 selon qu'on forme par interception ou par émission secondaire. Il vient :

$$\begin{aligned} i &= k \left(\alpha + \frac{v_l}{v_M} \right) (J_0 + S v_s) \\ &= k \times S v_s + k J_0 \frac{v_l}{v_M} + k S \frac{v_l v_s}{v_M} \end{aligned}$$

où le dernier terme est multiplicatif pur (pas d'harmoniques en v_e !). L'exploitation pour l'hétérodynage ou la modulation sans sifflements ni produits de composition est évidente.

(1) Voir *Onde Electrique* de Juin 1954 (n° 328).

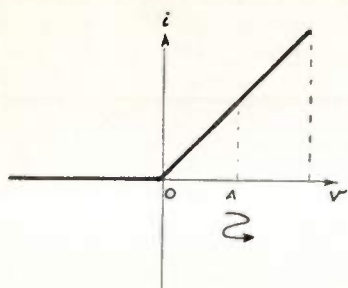


FIG. 3. — 1 a

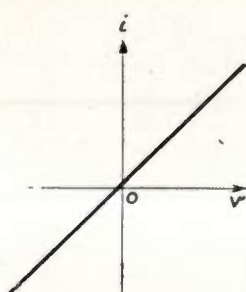


FIG. 3. — 1 b

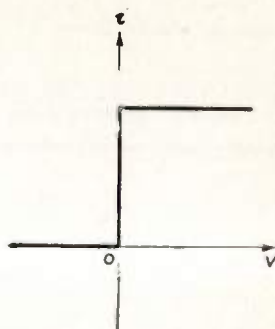


FIG. 3. — 1 c

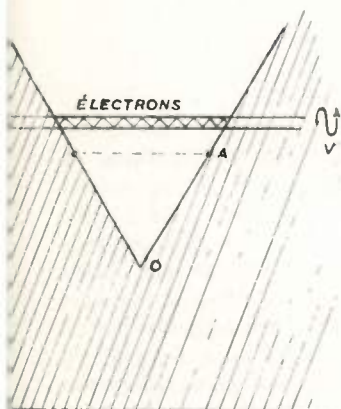


FIG. 3. — 1 d

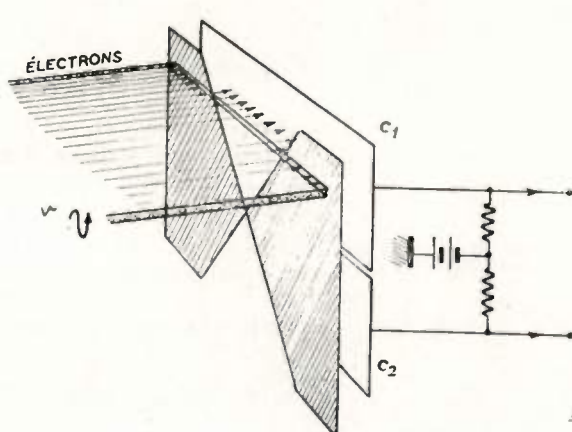


FIG. 3. — 1 e

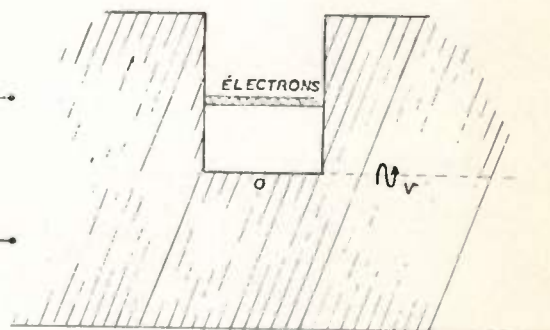


FIG. 3. — 1 f

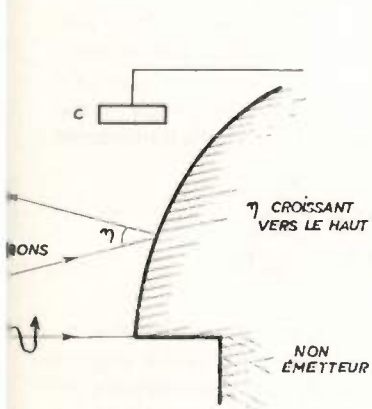


FIG. 3. — 1 g

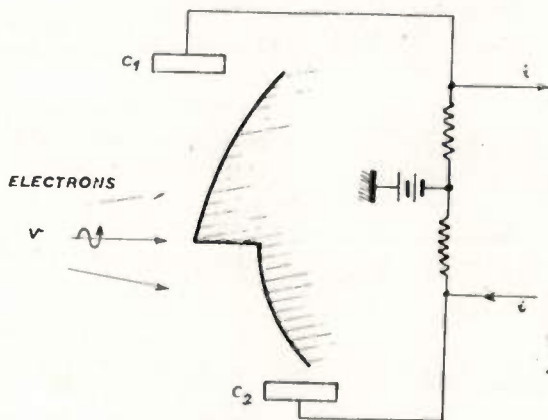


FIG. 3. — 1 h

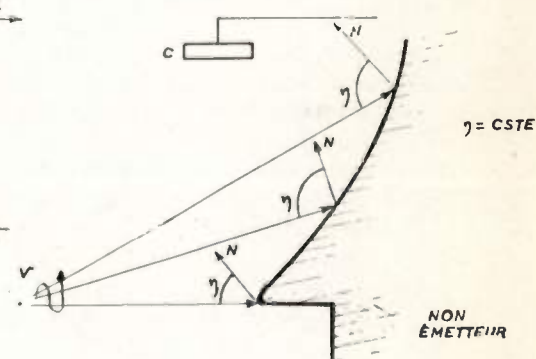


FIG. 3. — 1 i

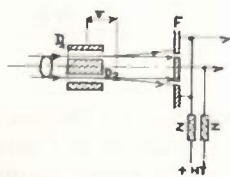


FIG. 3. — 1 j



FIG. 3. — 1 k

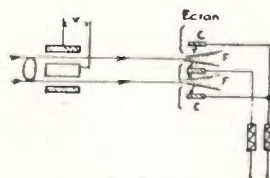


FIG. 3. — 1 l

2. Détecteur quadratique.

Toujours pour accoutumer le lecteur au genre de constructions qu'on rencontre dans la technique des Formatrons, on a représenté, en fig. 3.2.b, le formeur qu'il faut tailler pour obtenir, dans un formatron par interception à faisceau annulaire, la caractéristique quadratique $\frac{i}{i_M} = \left(\frac{v}{v_M}\right)^2$ représentée dans le premier quadrant de la fig. 3.2.a. Dans le 2^e quadrant on a porté (bissectrice F) la relation $\frac{i}{i_M} = \eta$ entre le courant qui passe par le diaphragme formeur

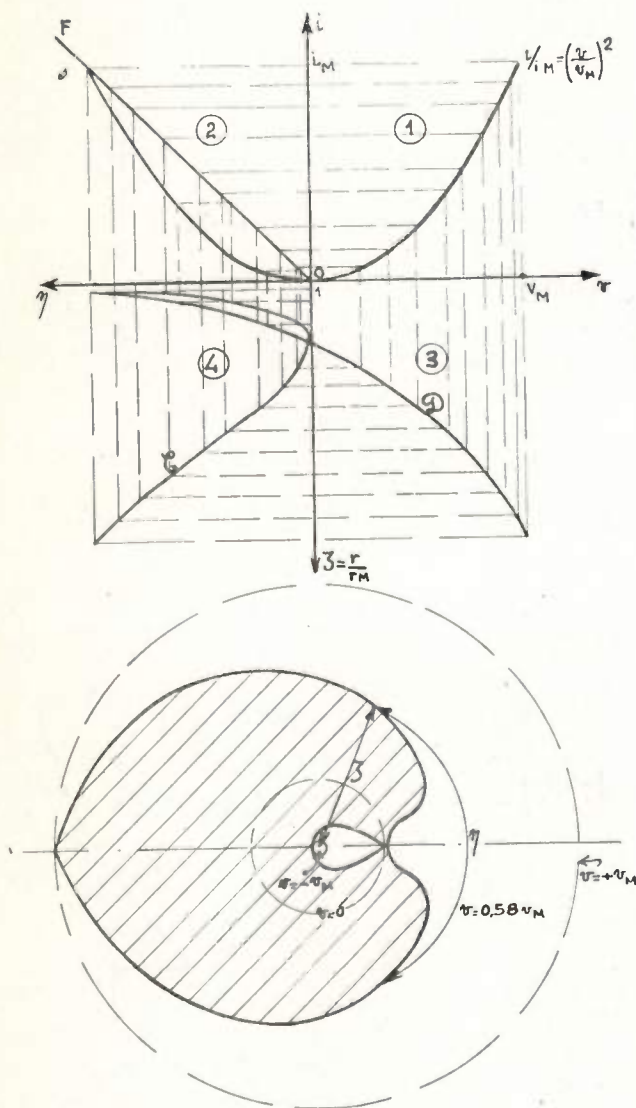


Fig. 3. — 2 a et Fig. 3. — 2 b

et l'angle au centre η de la fraction découverte du parallèle le long duquel le faisceau rencontre le formeur. Enfin, dans le 3^e quadrant, on porte (courbe D) la caractéristique de la déviation, c'est-à-dire la relation entre v et $\frac{r}{r_M}$, où r est le rayon

du parallèle le long duquel la tension v envoie le faisceau rencontrer le formeur (c'est une relation hyperbolique, le condensateur de déviation étant ici cylindrique). Au moyen de lignes de rappel on déduit, de ces trois courbes, la courbe C représentant en axes cartésiens la relation qu'il faut établir entre les coordonnées polaires η et r du profil à découper. Le profil correspondant est représenté en 3.2.b, figure sur laquelle le lecteur peut suivre le phénomène : lorsque v est égal à $-v_M$, le faisceau, contracté au maximum, passe entièrement ; pour $v = 0$, le faisceau, occupant la ligne neutre, est arrêté entièrement ; et pour $v = +v_M$, le faisceau, dilaté au maximum, passe à nouveau entièrement.

Les applications pratiques d'une caractéristique quadratique dans tout son domaine d'existence sont nombreuses et comprennent en particulier la formation des valeurs efficaces exactes d'ondes de forme quelconque. Si un signal de forme d'onde quelconque $v(t)$ est appliqué à un formatron en $k v^2$, et sa sortie (qui a un signe constant), à un second formatron en $k' \sqrt{v}$ (la caractéristique « racine carrée » est également facile à obtenir), on obtient un voltmètre qui mesure les valeurs efficaces avec une échelle linéaire.

On obtient naturellement, sans plus de difficulté, les caractéristiques $i = k v^n$ (n quelconque), $i = k \log \left(\frac{v}{v_M}\right)$, $i = k e^v$ (avec des infinis tronqués), etc. Les applications aux servomécanismes et machines mathématiques sont évidentes.

3. Modulateur de phase et de fréquence.

On sait qu'on pourrait produire simplement une onde

$$e = E \sin [\omega t + \varphi(t)]$$

modulée en fréquence (ou en phase) à partir d'un porteur de fréquence ω stabilisée en ajoutant les deux signaux

$$e_1 = E \cos [\varphi(t)] \sin \omega t$$
$$e_2 = E \sin [\varphi(t)] \cos \omega t.$$

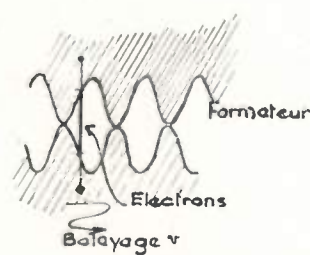


Fig. 3. — 3 a

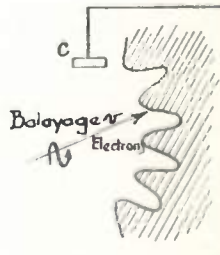


Fig. 3. — 3 b

qu'on préparerait à leur tour en modulant en amplitude le dit porteur et son conjugué proportionnellement aux signaux $s_1 = \cos [\varphi(t)]$ et $s_2 = \sin [\varphi(t)]$, si on pouvait former ceux-ci à partir de l'information avec des valeurs de φ qui puissent aller jusqu'à de

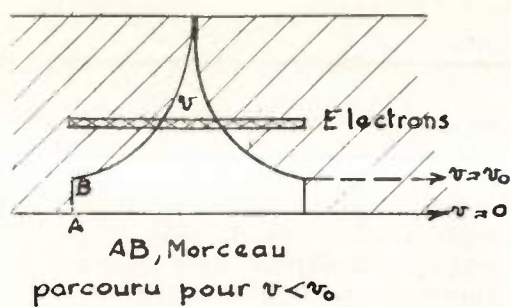


FIG. 3. — 4 a

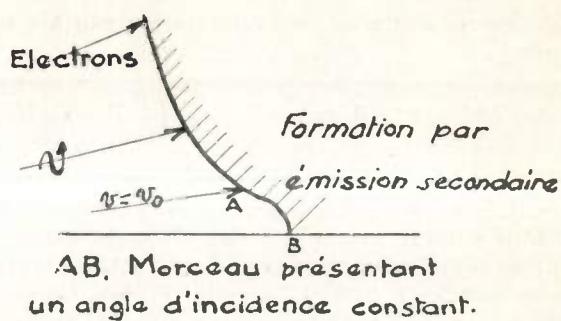


FIG. 3. — 4 b

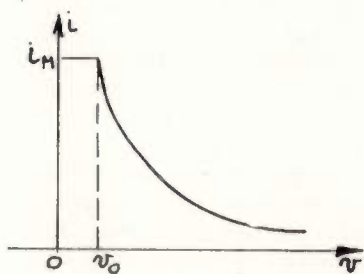


FIG. 3. — 4 c

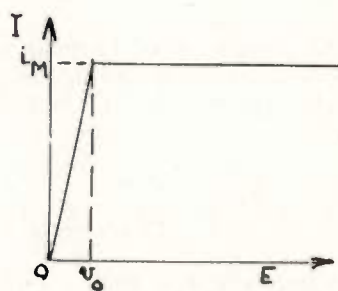


FIG. 3. — 4 d

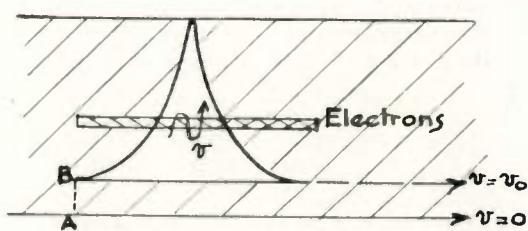


FIG. 3. — 4 e

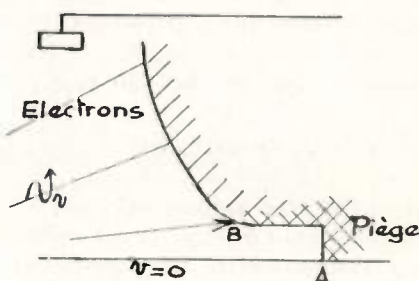


FIG. 3. — 4 f

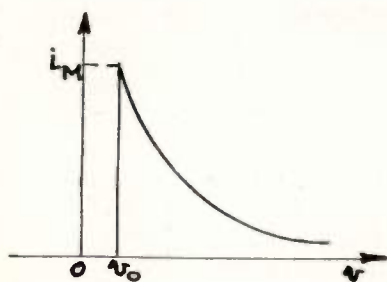


FIG. 3. — 4 g

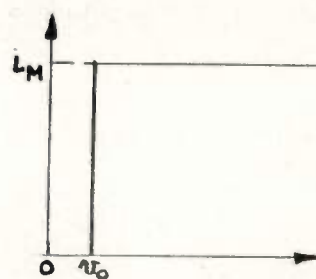


FIG. 3. — 4 h

nombreuses fois π . Mais c'est cette dernière tâche qu'il est impossible d'effectuer avec des tubes ordinaires, car pour passer de l'information (directe ou intégrée)

$$v = v_0 \varphi(t) \text{ à la grandeur } i = i_M \sin\left(\frac{v}{v_0}\right) = i_M \sin \varphi$$

avec φ grand, il faut une caractéristique (i, v) qui ondule de nombreuses fois. Avec un formatron, une telle caractéristique n'a rien d'exceptionnel et s'obtient simplement au moyen des structures représentées par les figures 3.3.a (interception, faisceau laminaire) et 3.3.b (émission secondaire, faisceau fin rond ou laminaire).

4. Limiteurs, compresseurs, silenciateurs, contrôleurs automatiques de volume, contre-réaction en amplitude.

La figure 3.4.a représente un formeur par interception et à faisceau laminaire qui fournit la caractéristique hyperbolique tronquée de la figure 3.4.c, c'est-à-dire la loi

$$i = i_M \frac{v}{v_0}$$

pour $v > v_0$, terminée par la loi

$$i = i_M$$

pour $0 < v \leq v_0$. Dans ce cas $i_M = J$. La figure 3.4.b représente un formeur qui donne le même résultat par émission secondaire, mais avec $i_M = 4$ à $7J$. Voyons les applications qu'on peut en tirer.

a) Supposons donnée une onde du type

$$e = E(t) \sin [\varphi(t)]$$

dans laquelle le facteur sinusoïdal varie à haute fréquence, mettons autour d'une fréquence centrale f_c , tandis que l'amplitude E ne présente que des variations de fréquence basse, mettons inférieure à une limite $f_{\max}$. On pourra alors réaliser, avec une constante de temps τ grande par rapport à $1/f_c$ mais petite par rapport à $1/f_{\max}$, une chaîne de détection, éventuellement suivie d'amplification qui, excitée par l'onde e , fournit au déviateur du formatron hyperbolique une tension v qui reproduit « instantanément » le facteur d'amplitude seul

$$v = a E(t)$$

Modulons d'autre part le courant J de ce formatron par l'onde complète e :

$$J = J_0 + S e.$$

Tant que $|v|$ reste supérieur à v_0 , on obtient le courant de sortie :

$$i = k J \frac{v_0}{v} = k v_0 \frac{J_0 + S E \sin \varphi}{a E} = i_0 + I \sin \varphi,$$

avec

$$I = \frac{k S v_0}{a}$$

où la partie variable reproduit l'oscillation haute fréquence de e , mais avec une amplitude I qui est maintenant indépendante de celle de e . Par une division mathématique on a réalisé une sorte de contre-réaction, ou de filtrage, en amplitude, qui supprime la dépendance de l'amplitude de l'onde émergente par rapport à celle de l'onde incidente. C'est comme on sait une opération essentielle dans le radar et dans la réception de toutes les ondes modulées le long de l'axe des temps et qu'on confie d'habitude à un étage limiteur qui opère assez brutalement, en coupant des crêtes et présentant une charge importante aux étages antérieurs.

Pour $0 < |v| < v_0$, la caractéristique du formatron se réduit à $i = kJ$, c'est-à-dire que le courant de sortie reproduit telle quelle l'onde e qu'on a imprimée dans le courant du faisceau J , indépendamment de v . Au total on a, entre les amplitudes I et E du courant de sortie i et de l'onde incidente e , la relation illustrée par la fig. 3.4.d : tant que $E > v_0$, I reste constant et i reproduit les oscillations H.F. de e sous cette amplitude fixe ; si $E < v_0$, i continue de reproduire ces oscillations, mais sous une amplitude proportionnelle à E : c'est le fonctionnement d'un limiteur idéal.

b) Supposons maintenant que dans le même arrangement on introduise, dans la chaîne de détection et amplification qui est excitée par l'onde incidente e et se termine sur le déviateur, une constante de temps τ grande par rapport à une période $1/f_{\min}$, où $f_{\min}$ est une limite inférieure de la fréquence que peuvent présenter les variations de E (si elles sont utiles) :

$$\frac{I}{f_e} \ll \frac{I}{f_{\max}} < \frac{1}{f_{\min}} \ll \tau$$

Dans ce cas le système agit contre des variations plus lentes que $f_{\min}$, c'est-à-dire pratiquement contre les variations infra-acoustiques de la valeur moyenne de l'amplitude, alors que toutes les variations utiles de fréquences comprises entre $f_{\min}$ et $f_{\max}$, passent inaltérées : on a obtenu un contrôle de volume automatique.

c) La caractéristique hyperbolique :

$$\frac{i}{i_M} = \frac{v}{v_0}$$

peut être étendue, pour $v < v_0$, non pas en laissant à i la valeur constante i_M atteinte en v_0 , mais en l'annulant brusquement. La figure 3.4.g représente la caractéristique correspondante et les figures 3.4.e et 3.4.f la manière de l'obtenir par interception à faisceau laminaire ou par émission secondaire.

Si avec un tel formatron on recommence l'opération précédente (modulation de J par e et contrôle de la déviation par v = amplitude de e), on obtient entre l'amplitude I du courant de sortie i et l'amplitude E de l'onde e la caractéristique de la figure 3.4.h, qui représente : — si la constante de temps de la détection est inférieure à la plus petite période de variation $1/f_{\max}$ de E , un limiteur absolu qui transmet sous amplitude fixe au-dessus du seuil mais ne transmet rien au-dessous ; — et si la constante de temps de la détection est supérieure à la plus lente période de variation $1/f_{\min}$ de E , un « silenciateur » entre stations.

Il est à noter que le seuil v_0 peut être immédiatement modifié en agissant sur n'importe lequel des paramètres qui déterminent la sensibilité, par exemple sur la tension continue de travail.

a) En tant qu'organe permettant de diviser une grandeur électrique par une autre, le formatron hyperbolique se prête à de nombreuses applications nouvelles. Par exemple, on peut obtenir un phase-mètre « absolu », c'est-à-dire à lecture indépendante des amplitudes, si après avoir formé le produit $E_1 \cos \varphi(t) E_2 \cos [\varphi(t) + \psi]$ des deux signaux à comparer, on module par le terme moyen $\frac{1}{2} E_1 E_2 \cos \psi$ le

courant J d'un tel formatron dont la tension de contrôle est rendue proportionnelle à $E_1 E_2$, quantité qu'à son tour on peut tirer par détection du terme oscillant $\frac{1}{2} E_1 E_2 \cos [2\varphi(t) + \psi_0]$. Si de plus on

passé ensuite par un formatron en arc cosinus (ou qu'on combine les lois hyperbolique et arccosinus dans un même formatron par émission secondaire à deux variables), on obtient un instrument qui donne la différence de phase ψ en échelle linéaire et indépendamment des amplitudes. Etc.

5. Création d'ondes récurrentes de forme quelconque.

Ici la fonction quelconque qu'il s'agit d'obtenir est celle, $i(t)$, qui lie le courant de sortie i au temps t , et non celle qui le lie à la tension de contrôle v . L'opération consiste à prendre pour cette dernière une onde « de balayage » $v(t)$ plus simple que $i(t)$ et qu'on peut par suite tirer d'un circuit facile, par exemple une dent de scie ou une sinusoïde, et de trouver et réaliser la caractéristique $i = f(v)$ telle que $f[v(t)]$ soit la fonction $i(t)$ imposée.

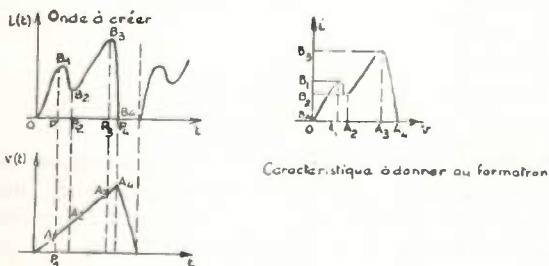


FIG. 3. — 5.1

L'écueil est qu'on peut facilement tomber, pour $f(v)$, sur une fonction multiforme et par conséquent irréalisable. On tourne cette difficulté de la manière suivante :

a) Si l'onde $i(t)$ à réaliser présente au moins une zone à valeur nulle, ce qui est fréquent, on peut prendre pour $v(t)$ une dent de scie de même période que $i(t)$ (fig. 3.5.1.), ayant ses retours dans les dites zones. On voit immédiatement que dans ce cas l'élimination du temps t entre les deux ondes i et v donne une caractéristique $i(v)$ univoque et qu'on peut par suite tailler dans un formeur. Il ne suffit plus que d'éteindre le faisceau du formatron pendant les retours pour obtenir le résultat désiré.

b) Si l'onde $i(t)$ ne présente aucun intervalle d'étendue finie à valeur nulle, il faut faire appel à deux formatrons, mais en échange la tension de contrôle à employer est plus simple ; il suffit d'une sinusoïde $v = A \cos \omega t$ ayant la fréquence fondamentale ω de l'onde à créer. Si on sépare les parties paire et impaire $i_1(t)$ et $i_2(t)$ de i , ce qui peut être fait graphiquement, on peut montrer d'une part que i peut s'écrire $i_1(A \cos \omega t) + B \sin \omega t$ $i_2(A \cos \omega t)$, et d'autre part que l'élimination du temps t entre $i_1(t)$ ou $i_2(t)$ et $v = A \cos \omega t$ donne des caractéristiques $i_1(v)$ et $i_2(v)$ qui, grâce à la parité de i_1 et i_2 , sont à nouveau univoques.

On a là une recette unique pour créer des ondes de forme quelconque, et dont par surcroît il est facile de moduler à peu près n'importe quel paramètre.

6. Multiplicateurs de fréquence.

Le formatron sinusoïdal décrit plus haut pour la production d'ondes modulées en argument peut être exploité d'une autre façon. Si la tension de contrôle est elle-même une oscillation sinusoïdale qui, dans une période $T = \frac{1}{F}$, balaye l'ensemble du formeur,

et que celui-ci est composé de n arcs donnant chacun la caractéristique en sinus, le courant de sortie oscille sinusoïdalement à la fréquence nF . On obtient ainsi un multiplicateur de fréquence très simple et qui n'engendre qu'une seule harmonique.

7. Décodeur pour impulsions modulées.

Le codeur bien connu de la Bell qui transforme un message $s(t)$ dans un signal $v(t)$ constitué d'une série d'impulsions, entre dans la classe des formatrons. On peut aussi, dans la même classe, trouver le décodeur correspondant.

Supposons que chaque amplitude du message $s(t)$, prélevée toutes les τ secondes, a été transformée en un train de $N = 7$ impulsions égales placées à des intervalles de τ_0 secondes l'une de l'autre, suivant le code simple : une impulsion dans la position i du train représente une valeur d'amplitude égale à $1/2^i$ ($i = 0, 1, 2, \dots, 7$). Taillons le formeur d'un formatron par interception à faisceau laminaire

ou circulaire comme l'indiquent les figures 3.7.a et b respectivement, les ouvertures les plus grandes couvrant exactement la totalité du faisceau et les autres décroissant suivant la raison $1/2, 1/4, 1/8, \dots$ $1/2^n = 1/128$. Les trains d'impulsions incidents modulent l'intensité J du courant du faisceau, de sorte que celle-ci vaut J quand il y a effectivement une impulsion et 0 quand il n'y en a pas. Si

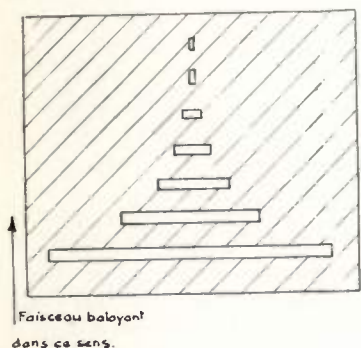


FIG. 3. — 7 a



FIG. 3. — 7 b

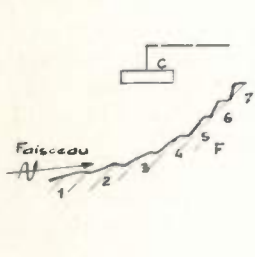


FIG. 3. — 7 c

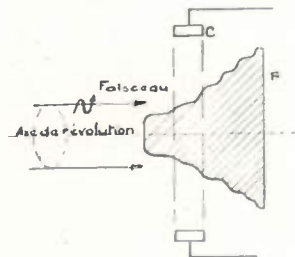


FIG. 3. — 7 d

maintenant on déclenche, à l'arrivée de chaque train, un balayage linéaire au moyen d'une tension déviatrice v en dents de scie, (synchronisée sur les trains), on obtient, à la sortie, des poussées de courant dont la valeur, dans chaque intervalle de temps $n, (n-1) \tau_0$, est égale à la fraction $1/2^n$ de l'amplitude du signal. Il suffit donc de les cumuler, par exemple dans un condensateur, pour former le signal démodulé. Les figures 3.7 c et d illustrent le même principe dans le cas des formatrons à émission secondaire. On voit que la démodulation apparaît bien comme l'opération physiquement inverse de la modulation.

8. Détection d'ondes modulées en amplitude.

Les figures 3.8.a, b et c représentent un formatron à faisceau fin et rond et à deux degrés de liberté mais « moulé » à un seul degré. On suppose, dans la figure 3.8.a, que le condensateur et la bobine de déviation, C et B, coaxiaux, forment un circuit résonnant sur la fréquence ω et excité par une tension du type :

$$e(t) = E(t) \sin [\varphi(t)].$$

l'argument $\varphi(t)$ donnant des variations de haute fréquence par rapport à celles de l'amplitude, dans

une plage étroite autour de ω . Dans ces conditions on peut démontrer que la trace du faisceau sur le formeur (supposé de révolution autour de l'axe général) est approximativement un cercle dont le rayon R est proportionnel à S :

$$E = A E(t).$$

Si donc on profile le formeur de façon que le courant qui en sort soit proportionnel à R , ce qui se réalise facilement ainsi que l'illustrent les figures 3.8.b et c dans les deux cas d'interception et d'émission second-

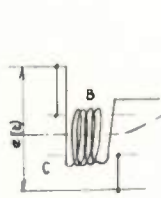


FIG. 3. — 8 a

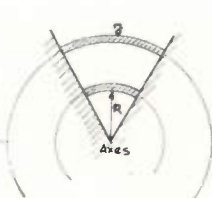


FIG. 3. — 8 b

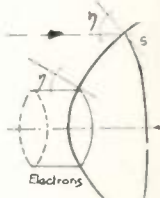


FIG. 3. — 8 c

taire, on obtient un courant de sortie qui reproduit le signal imprimé dans l'amplitude E . La particularité de cette détection, c'est que son produit se présente spontanément débarrassé de haute fréquence, celle-ci ayant été comme absorbée dans le travail qui consiste à faire tourner le faisceau. De plus la détection est linéaire pour tous les niveaux et ne charge pas les circuits précédents.

9. Création de dents de scie.

Enfin, pour illustrer d'un autre exemple cette classe importante de formatrons à faisceau tournant où le formeur est profilé le long de la trace du faisceau, citons le dispositif représenté par la figure 3.9.a et b. En a il s'agit d'émission secondaire et on a disposé le long du cercle décrit par le faisceau, n secteurs (sur la figure $n = 2$) dont chacun présente au faisceau (venant le frapper d'en avant du plan du papier) un angle d'incidence continuellement

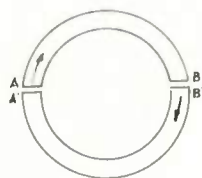


FIG. 3. — 9 a

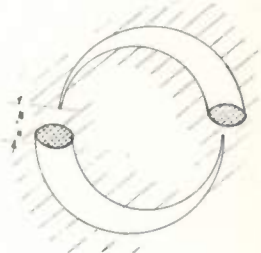


FIG. 3. — 9 b

croissant, de façon que le courant secondaire passe linéairement de zéro à sa pleine valeur. Il retombe à zéro dans les espaces laissés libres entre les secteurs. Les signaux de contrôle qui font tourner le faisceau étant des sinusoïdes de fréquence f , on obtient un courant en dent de scie de fréquence $n f$.

La durée du retour peut être facilement réduite au centième de celle de la montée, et l'opération reste correcte jusqu'à de nombreuses dizaines de mégacycles. Dans la figure 3.9.b, le même résultat est obtenu par interception, c'est un exemple de formatron à interception à deux degrés de liberté.

De nombreuses propositions ont été formulées dès 1935 pour réaliser des types particuliers de caractéristiques non conventionnelles au moyen de tubes à faisceaux étendus contrôlés par déviation. En 1942, travaillant au laboratoire de recherches de la Sté Philips à Buenos-Aires, l'auteur du présent article fut conduit à dégager les principes généraux de ce genre de tubes et à proposer pour la famille qu'ils constituent le nom de « Formatrons ». Il put bénéficier pour ce travail de suggestions précieuses de MM. Marc Ziegler et Manuel Kobilsky. Après

la guerre, il s'avéra qu'au laboratoire de recherches de Philips à Eindhoven, d'une façon tout à fait indépendante, le Dr. Ingr. J.L.H. Jonkers avait étudié des tubes du même genre, pourvus de faisceaux laminaires, en vue d'applications telles que interruption, aiguillage, comptage, etc... (voir J.L.H. Jonkers *et al.* « A decade counter valve for high counting rates », *Philips Research Reports*, vol. 5, n° 2, April 1952, p. 81-111). Un laboratoire de recherches ayant été créé par la Sté Philips à Paris en 1947 et placé sous la responsabilité de l'auteur, des essais plus systématiques sur le Formatron furent entrepris, en commençant par le type à interception et faisceau laminaire pour pouvoir utiliser les canons fournissant ce genre de faisceaux qu'avait développés M. Jonkers. M. Georges Piétri eut la charge du travail expérimental, qu'il continua après que l'auteur eut quitté la Sté Philips (voir G. Piétri « Les tubes à faisceau laminaire », *Revue Le Vide*, n° 37, janvier 1952, p. 1113-1122). Présentement, des études sont en cours sur divers types de Formatrons dans de nombreux laboratoires.

LE COMITÉ CONSULTATIF INTERNATIONAL DES RADIOCOMMUNICATIONS

RÉSUMÉ DES TRAVAUX DE SA VII^e ASSEMBLÉE PLÉNIÈRE ⁽¹⁾

PAR

L. BRAMEL DE CLEJOUX

*Ingénieur en Chef des Télécommunications
à la Direction des Services Radioélectriques
des P. T. T.*

INTRODUCTION

Il y a un an et demi environ, quand je vous ai parlé de l'Union Internationale des Télécommunications, je vous ai indiqué que trois des organismes permanents de cette Union portaient le nom de Comités consultatifs internationaux, à savoir :

— le C. C. I. F., Comité consultatif international téléphonique ;

— le C. C. I. T., Comité consultatif international télégraphique ;

— le C. C. I. R., Comité consultatif international des radiocommunications.

Il m'a été demandé de vous parler aujourd'hui de ce dernier organisme, de vous dire ce qu'il est et ce qu'il fait, ainsi que de vous résumer les travaux de sa VII^e Assemblée plénière qui s'est tenue à Londres au mois de septembre dernier. Vous entendrez ultérieurement quelques conférences où vous seront indiquées plus en détail certaines des questions traitées par cette Assemblée plénière.

CHAPITRE I

Organisation et mode de travail du C. C. I. R.

Historique des C. C. I.

Les C. C. I. ne sont pas des créations récentes. Le premier en date, le C. C. I. F. a été créé à Paris en 1925. C'était un organisme indépendant de l'Union internationale des télécommunications, mais reconnu en fait par celle-ci comme son conseiller en matière de téléphonie. Il avait à sa tête un secrétaire général

M. VALENSI, et son secrétariat siégeait à Paris. Dès ses débuts le C. C. I. F. a joué son rôle important dans le développement des liaisons téléphoniques internationales, en Europe tout au moins.

Les deux autres C. C. I. (C. C. I. T. et C. C. I. R.) furent créés quelques années plus tard, mais leur organisation fut différente de celle du C. C. I. F. Ils ne possédaient pas de secrétariat permanent. Leur secrétariat était assuré par l'Administration qui invitait le C. C. I. à tenir une réunion dans son pays et ceci jusqu'à la réunion suivante, deux ou trois ans plus tard. Il en résultait un certain manque de continuité par suite duquel le C. C. I. R. n'a pas joué le rôle qu'il aurait dû avoir dans le développement des radiocommunications.

Les Conférences des Télécommunications qui ont siégé à Atlantic-City en 1947 ont modifié complètement la structure de l'Union et la nouvelle organisation des C. C. I. a été calquée en partie sur celle du C. C. I. F. avec, toutefois, la différence fondamentale que les C. C. I. sont devenus des organismes permanents de l'Union.

Mandat des C. C. I.

La Convention internationale des télécommunications définit ainsi les mandats du C. C. I. F. et du C. C. I. T. :

« Effectuer des études et émettre des avis sur des questions techniques, d'exploitation et de tarification concernant la téléphonie (pour le C. C. I. F.) et le télégraphe et les fac-similés (pour le C. C. I. T.) ».

Le mandat du C. C. I. R. est un peu plus restreint :

« Effectuer des études et émettre des avis sur des questions techniques relatives aux radiocommunications ainsi que sur des questions d'exploitation dont la solution dépend principalement de considérations liées à la technique des radiocommunications ».

(1) Conférence faite à la Société des Radioélectriciens le 13 février 1954.

Comme vous le voyez le C. C. I. R. est un organisme presque exclusivement technique tandis que les deux autres C. C. I. ont à traiter, non seulement des questions techniques, mais aussi des questions administratives (exploitation proprement dite et tarification). Je vous ai expliqué il y a un an et demi les raisons de cette différence et je n'y reviendrai pas aujourd'hui.

Comme le montrent à la fois leur nom et leur mandat, les C. C. I. ne sont que des organismes consultatifs dont le seul but est d'émettre des avis. Ceux-ci n'engagent personne et les administrations sont libres de les suivre ou non. L'expérience montre d'ailleurs que pour le C. C. I. F. tout au moins, les administrations les suivent en général. Pour le C. C. I. R. il n'en est pas toujours ainsi et je vous en donnerai la raison plus tard.

Organisation du C. C. I. R.

Toutes les administrations membres de l'U. I. T. sont, si elles le désirent, membres du C. C. I. R. En fait environ la moitié de ces administrations en font partie. A l'Assemblée plénière de Londres 41 administrations étaient représentées alors que 90 environ sont membres de l'U. I. T.

En outre, toute compagnie privée exploitant des radiocommunications peut également être membre du C. C. I. R., mais sans droit de vote et sous réserve de l'accord de l'Administration qui la reconnaît.

Enfin, toutes les organisations internationales qui ont des activités connexes de celles de l'U. I. T., et les organismes scientifiques ou industriels nationaux ou internationaux peuvent, sous certaines conditions, participer à tout ou partie des travaux du C. C. I. R.

Le fonctionnement de chaque C. C. I. est assuré par :

- a) L'assemblée plénière ;
- b) Les commissions d'études ;
- c) Le directeur (et, dans le cas du C. C. I. R., le vice-directeur) ;
- d) Le secrétariat spécialisé ;
- e) Des laboratoires ou installations techniques créés par l'Union.

Je vous dirai tout de suite que seul le C. C. I. F. possède un laboratoire qui s'occupe de la comparaison de certains étalons nationaux de téléphonie.

Questions étudiées par le C. C. I. R.

Ces questions sont multiples et elles couvrent le très vaste domaine de la technique radioélectrique. Grosso modo, on peut les classer ainsi :

- a) Questions relatives aux qualités intrinsèques du matériel radioélectrique, telles que la stabilité des émetteurs, l'absence d'émissions non essentielles, la stabilité et la sélectivité des récepteurs, etc... ;
- b) Questions relatives à la propagation des ondes ;
- c) Questions relatives à la qualité des liaisons et à la façon dont les parasites et les brouillages diminuent cette qualité ;

d) Questions relatives à la normalisation de certains appareils ou propres à certains services ;

e) Et enfin la théorie des communications et son application aux radiocommunications.

Méthode de travail du C. C. I. R.

C'est évidemment l'Assemblée plénière du C. C. I. R. qui se réunit tous les trois ans, qui est seule habilitée à émettre des avis. Mais ce n'est pas dans une Assemblée de 150 à 200 personnes ou même plus, que l'on peut discuter de questions techniques souvent fort compliquées. Le travail utile est fait dans les commissions. Ces commissions sont des commissions permanentes. Pour le C. C. I. R., elles sont au nombre de 14.

Chacune d'elles est présidée par un rapporteur principal qui est nommé par l'Assemblée plénière. Deux d'entre eux sont français : notre ancien président M. Pierre DAVID, qui est chargé de la commission des récepteurs, et M. Bernard DECAUX, Ingénieur en chef au L. N. R., qui dirige celle des signaux horaires et des fréquences-étalon.

Les commissions travaillent en principe par correspondance. Chaque administration inscrite à l'une d'elles étudie les questions et adresse sa contribution au rapporteur principal. Celui-ci analyse les différentes contributions qu'il reçoit et établit un rapport. Ce rapport sert de base aux discussions au cours des réunions de commissions qui ont lieu immédiatement avant l'Assemblée plénière.

J'ai résumé, un peu sèchement, les modes de travail des commissions et le rôle du rapporteur principal, mais je voudrais insister quelque peu sur celui-ci. Les fonctions de rapporteur principal ne sont pas une sinécure, loin de là. Le rapporteur principal est en fait la cheville ouvrière de sa commission. Il lui appartient :

- de diriger le travail des membres de celle-ci ;
- de leur indiquer les points sur lesquels il estime nécessaire de porter le principal de l'effort ;
- de leur proposer, si nécessaire, une répartition du travail entre eux ;
- de leur demander des explications complémentaires s'il estime que les contributions ne sont pas très claires.

Ce rôle n'est pas facile et si certains rapporteurs principaux n'ont pas toujours essayé de le remplir complètement, d'autres se sont parfois heurtés à une certaine force d'inertie des administrations qui participent à leur commission.

Les idées directrices qui ont présidé à la répartition du travail entre les commissions sont les suivantes :

- faire traiter par la même commission tous les sujets connexes ;
- éviter de donner une charge trop lourde à certaines commissions.

Comme toujours, lorsqu'il s'agit de résoudre un problème pratique, ces deux conditions sont quelque peu contradictoires.

Il avait été envisagé de charger une seule commission de l'étude de toutes les questions relatives au

matériel radioélectrique et à la qualité des liaisons. Mais ce travail aurait été beaucoup trop important. Aussi a-t-on créé trois commissions distinctes qui s'occupent respectivement :

- des émetteurs ;
- des récepteurs ;
- de l'appareillage terminal et de la qualité des liaisons.

De même les études de propagation ont été réparties entre trois commissions chargées :

- de la propagation à la surface de la terre ;
- de la propagation troposphérique ;
- de la propagation ionosphérique.

Les deux commissions suivantes traitent de deux problèmes bien déterminés : les émissions de fréquences étalon et de signaux horaires pour l'une, le contrôle international des émissions pour l'autre.

Une autre commission, la neuvième, appelée « Commission des études techniques générales » a hérité de toutes les questions techniques n'entrant pas dans le cadre des autres commissions. Elle a eu par exemple à s'occuper de la normalisation des appareils de radiophototélégraphie, de l'identification des émissions, du signal d'alarme automatique pour les navires équipés en radiotéléphonie dans la bande des 2 Mc/s, de questions relatives aux câbles hertziens, etc...

Les commissions que je viens de vous énumérer ne sont pas spécialisées pour un type de service.

Au contraire les trois commissions suivantes, ne traitent que les questions propres à un service déterminé :

- la radiodiffusion ;
- la télévision ;
- la radiodiffusion dans les zones tropicales.

La treizième commission est chargée des questions d'exploitation intéressant uniquement les radio-communications. Ces questions ne sont pas très nombreuses.

Enfin la quatorzième et dernière commission traite du vocabulaire et des moyens d'expression.

Comme toute répartition, cette division du travail entre les commissions n'est pas parfaite. Il est parfois difficile de savoir à quelle commission attribuer une question nouvelle et en outre certaines commissions doivent attendre le résultat des travaux de quelques autres avant de pouvoir répondre aux questions qui leur sont posées.

Au cours de la dernière Assemblée plénière certaines délégations ont proposé de modifier profondément cette répartition et de créer surtout des commissions de service en réduisant au minimum les commissions d'ordre général. Cette nouvelle répartition aurait l'inconvénient de faire traiter des questions identiques par des commissions différentes. Elle ne fut d'ailleurs pas admise par l'Assemblée. Toutefois le Directeur du C. C. I. R. a été chargé d'examiner en liaison avec les rapporteurs principaux les modifications qu'il y aurait lieu d'apporter aux commissions actuelles et de faire des propositions sur ce sujet à la prochaine Assemblée plénière.

Directeur du C. C. I. R. et secrétariat spécialisé.

Avant d'aborder le résumé des travaux du C. C. I. R. je veux vous dire un mot du rôle très important de son Directeur.

Le C. C. I. R. a en effet à sa tête un directeur assisté d'un vice-directeur, ce dernier devant être un spécialiste de la radiodiffusion. Depuis 1949 ces postes sont tenus par le Professeur van der Pol dont vous avez tous entendu parler et M. Leslie W. HAYES, ancien fonctionnaire de la B. B. C. Ces hauts fonctionnaires ont auprès d'eux un petit secrétariat spécialisé.

En tant que chef d'un organisme permanent de l'Union, le directeur du C. C. I. R. a un certain nombre de fonctions administratives qui sont importantes mais sur lesquelles je ne m'étendrai pas pour me contenter de vous parler de ses fonctions techniques.

Dans cet ordre d'idées le directeur « coordonne les travaux du C. C. I. R. y compris ceux de l'assemblée plénière et des commissions d'études, et est responsable de l'organisation des travaux ». Il doit veiller notamment à ce qu'il n'y ait pas de conflit entre les travaux des commissions. Lorsqu'une nouvelle question a été présentée dans l'intervalle de deux Assemblées plénières, c'est lui qui l'assigne à une commission déterminée. Au cours des Assemblées plénières et éventuellement des réunions de commissions il apporte l'aide de ses compétences techniques tant aux présidents qu'aux participants.

CHAPITRE II

Résultats de l'Assemblée plénière de Londres

L'Assemblée plénière de Londres qui était la VII^e Assemblée plénière depuis la fondation du C. C. I. R. a émis un grand nombre d'Avis, une soixantaine environ, dont je vais essayer de vous résumer les principaux, en suivant l'ordre des Commissions.

Commission des émetteurs.

Parmi les questions qu'avait à examiner la Commission des émetteurs, la plus importante est sans conteste la largeur de bande émise. Un émetteur, vous le savez aussi bien que moi, n'émet pas une fréquence pure, mais une fréquence manipulée ou modulée, donc un spectre. Plus ce spectre sera large, moins il y aura de place dans l'éther pour d'autres émissions et plus les risques de brouillage seront grands. Or, vous savez que, par suite du développement des radiocommunications, le problème du brouillage est actuellement le problème n° 1. Il serait donc très utile que le spectre de chaque émission fut aussi réduit que possible, compte tenu de l'information à transmettre et des conditions techniques et économiques. Ces dernières ne peuvent malheureusement pas être négligées car les émetteurs existants représentent un capital important. Il ne peut être question de les retirer du service avant qu'ils soient amortis, mais seulement d'y apporter des modifications pour réduire la bande transmise.

L'étude de la largeur de bande qu'il est nécessaire de transmettre pour assurer un service de qualité satisfaisante et des moyens pour réduire à cette valeur la bande effectivement transmise pose des problèmes très compliqués. Je ne vous en dirai pas plus sur la question car le Colonel Lochard vous l'exposera en détail, mais je voulais cependant attirer votre attention sur son importance.

Commission des récepteurs.

Depuis la réorganisation du C. C. I. R., la Commission des récepteurs a entrepris de réexaminer toutes les qualités d'un récepteur (sélectivité, stabilité, sensibilité...). La première chose à faire a été naturellement d'en bien préciser les définitions et d'en mettre au point les méthodes de mesure. Les trois qualités d'un récepteur que je viens de vous indiquer sont essentielles, non seulement pour assurer un service satisfaisant, mais aussi pour la meilleure utilisation du spectre.

Un récepteur doit laisser passer toute la bande de fréquence nécessaire à la restitution du signal à la sortie et au contraire étouffer toutes les fréquences inutiles et parasites. La restitution sera d'autant meilleure que le filtre sera plus large, mais, par contre, les risques de brouillage seront plus grands. Le problème est complexe, car, d'une part, les organes du récepteur ne sont pas parfaitement linéaires, et, d'autre part, les brouilleurs sont des spectres. Le C. C. I. R. a été amené à faire une distinction entre la sélectivité statique, c'est-à-dire, la séparation du signal utile et d'une fréquence brouilleuse et la sélectivité dynamique, c'est-à-dire la séparation du signal utile et d'un brouilleur manipulé.

Si les oscillateurs de changement de fréquence d'un récepteur ne sont pas stables, il en résulte des variations de la fréquence intermédiaire, ce qui entraîne, ou bien la nécessité d'avoir un filtre plus large qu'il n'est réellement utile, ou bien de fréquentes retouches de la fréquence, et, par conséquent, des difficultés d'exploitation.

Enfin j'en arrive à la sensibilité. Il est bien évident que le récepteur doit être apte à recevoir des signaux aussi faibles que possible malgré la présence des bruits inhérents au récepteur, et cela, afin d'éviter la nécessité d'employer des émetteurs trop puissants.

Ayant ainsi établi une base solide, la Commission a entrepris de comparer entre eux les différents types de récepteurs et a dressé des tableaux comparatifs. Ce travail devra être continué et porter sur un nombre plus grand de récepteurs. Ces tableaux permettront alors de déterminer pour chaque type de service les caractéristiques du récepteur que l'on pourra considérer comme le récepteur normal. Ils permettront également de suivre l'évolution de la technique et d'émettre des avis sur les améliorations qu'il conviendrait d'apporter aux récepteurs.

Commission de l'appareillage radioélectrique complet.

L'origine du mandat de la troisième commission appelée assez improprement d'ailleurs commission de l'appareillage radioélectrique complet, remonte à la Conférence d'Atlantic-City en 1947. Dans une résolution, celle-ci avait prié le C. C. I. R. d'étudier :

— l'intensité de champ nécessaire pour la réception des différentes classes d'émission pour tous les services ;

— la séparation minimum praticable entre les fréquences de stations travaillant sur des voies adjacentes pour les différentes classes d'émission et pour tous les services.

Eh bien, Messieurs, cela est vite dit, mais beaucoup moins vite fait.

Je ne sais pas si vous vous rendez compte a priori de la somme de travaux préparatoires qu'il est nécessaire d'effectuer avant de pouvoir répondre à la question posée. Voyons en le détail.

Les brouillages mis à part, pourquoi ne peut-on pas recevoir un champ très faible ? C'est à cause du bruit de fond des récepteurs, des bruits d'origine atmosphérique, et, pour certains services, des bruits d'origine industrielle. L'étude des bruits de fond des récepteurs n'est pas la partie la plus difficile du problème. La difficulté réelle commence avec les bruits atmosphériques. Ils sont variables dans le temps et dépendent de la situation géographique. Le champ nécessaire pour un type donné de service n'est pas le même dans nos régions et sous les tropiques, d'où la nécessité d'entreprendre une étude de la répartition des bruits atmosphériques dans le monde. D'autre part, il s'agit de bruits, donc de spectres. Il faut par conséquent mettre au point des méthodes de mesure et savoir déduire de la mesure faite d'une certaine façon la gêne que ces bruits apporteront à la réception des diverses classes d'émissions pour les différents services.

Le champ du signal lui aussi varie constamment et par moment peut devenir très faible. Dans ces conditions, quelle que soit la puissance des émetteurs, il arrivera des instants où la réception risque d'être troublée. Il faut donc définir pour chaque type de service le pourcentage de temps pendant lequel la réception pourrait être mauvaise sans que la qualité du service soit jugée insuffisante. En outre, pour déterminer la valeur médiane du champ telle que cette qualité minimum de service soit atteinte, il faut connaître la loi de variation du champ autour de sa valeur médiane.

Il faut tenir compte en plus de l'antenne de réception et notamment de son gain dans la direction d'arrivée des ondes. D'où de nouvelles études de propagation.

En résumé, pour répondre à la première partie de la question (champ minimum) il faut faire des études :

- sur les récepteurs (sensibilité et bruit de fond) ;
- sur la répartition dans le monde et dans le temps des bruits atmosphériques ;
- sur la propagation (variation de l'intensité du champ dans le temps, angle d'arrivée des ondes) ;
- sur les antennes ;
- sur la définition d'un service de bonne qualité.

Pour répondre à la deuxième partie de la question (écartement minimum), il faut en plus tenir compte des largeurs de bande transmises, de la stabilité des émetteurs et de la sélectivité des récepteurs,

ainsi que de la discrimination que peuvent apporter les antennes directives de réception.

Je pense qu'après ce résumé vous ne vous étonnerez pas si la commission 3 n'a pas encore répondu à la question qu'elle avait à traiter.

Remarquez d'ailleurs que toutes les études préparatoires que je viens de vous énoncer représentent une partie très importante de l'ensemble des questions posées aux diverses commissions du C. C. I. R.

Et cependant des réponses même partielles seraient très utiles, d'une part aux administrations pour les guider dans le choix exact des fréquences à utiliser, et d'autre part à l'I. F. R. B. (Comité international d'enregistrement des fréquences) pour l'aider à apprécier les risques de brouillage.

Dans ces conditions la commission a estimé que, plutôt que d'attendre que toutes les études soient terminées, il était préférable de donner certaines réponses partielles et provisoires, réponses fondées sur les quelques renseignements à sa disposition.

Elle a tout d'abord donné des valeurs du rapport nécessaire signal sur bruit pour les différents types de service et dans des conditions stables, c'est-à-dire quand le signal et le bruit ne varient pas. Afin de simplifier la définition du bruit, celui-ci a toujours été rapporté à celui qui existerait dans une largeur de bande de 6 kc/s. Quant à l'intensité du signal HF, elle a été définie par sa valeur à la crête de modulation. Je ne vous citerai que quelques chiffres dans ces cas particuliers. Ainsi, pour la télégraphie automatique soit à l'ondulateur à grande vitesse, soit au téléimprimeur, ce rapport est de l'ordre de 0 décibel. A première vue, ce chiffre peut sembler étonnant, mais n'oublions pas que le bruit a été rapporté à une largeur de bande de 6 kc/s alors qu'en fait la largeur de bande réelle du récepteur est beaucoup plus étroite, entre 500 et 1 000 c/s.

Pour la téléphonie à bande latérale unique à une seule voie, le rapport est de 26 décibels. En comparant cette valeur à celle donnée pour la télégraphie, on voit que la puissance de crête nécessaire est environ 400 fois plus élevée en téléphonie qu'en télégraphie et, par conséquent, le champ environ 20 fois. C'est un ordre de grandeur qui semble correct.

Mais ces valeurs ne concernent que le cas d'un champ stable. Lorsque le champ varie, et il en est toujours ainsi, il faut prévoir une marge contre les évanouissements, marge qui dépend de la variation du champ et du pourcentage du temps pendant lequel on admet que la réception peut être mauvaise. La commission a donné quelques valeurs de marges : 32 décibels pour la télégraphie automatique et 21 pour la téléphonie à bande latérale unique à une seule voie.

En ce qui concerne l'espacement entre voies adjacentes la commission a simplement recommandé quelques valeurs des bandes passantes des filtres basse fréquence des récepteurs.

Enfin, dans le même ordre d'idées elle a étudié la discrimination que l'on peut attendre de l'emploi à la réception d'antennes directionnelles. Ainsi, elle a admis que, pour des fréquences supérieures à 15 Mc/s, si la direction azimutale du brouilleur fait un angle de plus de 10° avec la direction azimutale

privilegiée de l'antenne, la protection est de 12 décibels. Personnellement j'estime ce chiffre trop optimiste. Il est d'ailleurs en contradiction avec certains relevés faits au centre récepteur de Noiseau tout au moins sur des fréquences de 15 Mc/s et pour des différences de direction de 15°. La commission a d'ailleurs recommandé aux administrations de procéder à des essais en utilisant notamment une méthode statistique mise au point par M. BOUTIN, Ingénieur à la Direction des Services Radioélectriques. Cette méthode permet d'obtenir la valeur moyenne de la protection en utilisant les antennes existant dans un centre récepteur et sans avoir besoin d'employer à l'émission des dispositifs aussi encombrants que des antennes tournantes. Vous voyez par ce bref exposé, que la question est encore loin d'être résolue et qu'il faudra encore beaucoup de travaux théoriques et surtout pratiques avant que nous ayons une vue plus nette du problème.

La Commission 3 avait également une autre question fort importante à traiter, c'est la théorie des communications. Elle a été posée au C. C. I. R. par le Conseil d'Administration de l'U. I. T. sur la proposition du Dr van der Pol.

Elle est ainsi libellée :

« Quelles méthodes techniques peut-on adopter afin d'assurer la transmission d'un volume donné d'information sur un circuit donné :

a) dans un temps donné, en utilisant une largeur de bande minimum ;

b) avec une largeur de bande donnée dans un temps minimum ».

On ne peut résumer avec plus de clarté ni avec moins de mots le problème de la meilleure utilisation du spectre radioélectrique tel qu'il se pose aux administrations. Mais c'est là encore une question très vaste.

La théorie des communications fait l'objet d'études d'un certain nombre de savants et je suis convaincu que dans quelques années elle permettra aux administrations de réduire le gaspillage actuel du spectre radioélectrique. Mais, pour le moment, les études ne sont pas encore assez avancées pour que les techniciens puissent en déduire des moyens pratiques pour diminuer les largeurs de bande occupées. Aussi le C. C. I. R. s'est-il, en fait, contenté de rappeler l'intérêt qu'il porte à cette question et de décider de rester en liaison avec l'U. R. S. I. qui l'étudie également, pour être tenu au courant des travaux de cette dernière. Il a en outre demandé aux administrations d'examiner avec soin les divers codes télégraphiques utilisés, pour se rendre compte si certains d'entre eux ne conduisaient pas à une largeur de bande excessive.

Commissions de propagation.

Je ne vous parlerai pas des travaux des deux commissions de propagation à la surface du sol, et dans la troposphère. Il vous en sera rendu compte, tout au moins pour cette dernière, au cours d'une prochaine séance.

Parmi les différentes questions étudiées par la commission de la propagation ionosphérique, je ne

vous citerai que trois sujets susceptibles d'une application plus immédiate aux radiocommunications :

- la valeur à accorder aux prévisions ionosphériques ;
- l'étude des évanouissements ;
- l'étude des bruits atmosphériques radioélectriques.

Vous savez que certains laboratoires publient deux ou trois mois à l'avance des courbes de prévisions ionosphériques d'où l'on peut théoriquement déduire les fréquences à utiliser pour les diverses liaisons. La question qui se pose est de savoir si ces prévisions représentent bien la réalité ou si elles sont entachées d'erreurs, systématiques ou non. Afin de résoudre le problème, le C. C. I. R. avait demandé aux administrations de faire les comparaisons entre ces prévisions et les conditions réelles de la propagation. Des résultats recueillis, le C. C. I. R. n'a pu encore déduire une réponse ferme, mais dans un rapport il a indiqué les différences constatées et les causes probables de celles-ci. La question reste donc encore à l'étude.

En ce qui concerne les évanouissements, il ressort des études faites par certaines administrations que les variations du champ suivraient la loi de Rayleigh, tandis que d'autres travaux conduiraient au contraire à admettre que ces variations suivraient une loi logarithmique normale. Ces différentes études n'ont d'ailleurs pas été effectuées dans les mêmes conditions. Un examen approfondi fait en France au L. N. R. semble montrer que si les enregistrements auraient une durée courte, ce serait bien la loi de Rayleigh qui s'appliquerait, tandis que pour des durées plus longues, de l'ordre de la demi-heure, ce serait la loi logarithmique normale.

Je vous ai indiqué tout à l'heure qu'il faut connaître la loi de variation du champ pour déterminer la valeur médiane du champ nécessaire pour les différents services. Le C. C. I. R. a donc décidé que la commission de la propagation ionosphérique continuerait ses études, les résultats de celles-ci devant être utilisés par la commission 3 pour déterminer les marges contre les évanouissements, ceux-ci dépendant de la qualité désirée du service.

Au cours de la guerre les services militaires américains avaient établi des cartes et des graphiques indiquant le champ minimum nécessaire dans les différentes parties du monde pour un service particulier. Ces courbes sont pour le moment les seuls renseignements d'ensemble sur le niveau des bruits atmosphériques. Leur précision est cependant discutée et le C. C. I. R. a encouragé une campagne d'ensemble pour déterminer ce niveau de bruit dans les différentes parties du monde.

Il a également décidé de faire faire des comparaisons entre les compteurs d'éclairs proches mis au point par les différentes administrations. Parmi ceux-ci, le modèle construit au L. N. R. est actuellement le seul ayant déjà été expérimenté et il a retenu favorablement l'attention.

Commission des fréquences étalon et des signaux horaires.

La VII^e commission est chargée de toutes les questions relatives aux fréquences-étalon et aux signaux horaires.

Vous savez qu'actuellement la station WWV de Washington émet en permanence des fréquences étalon de 5, 10, 15 et 20 Mc/s et que quelques autres stations le font également à certaines heures. La commission a fait procéder à des écoutes de ces stations pour déterminer d'une part, les zones du monde qui, pour le moment, sont mal desservies, et, d'autre part, les zones où ces stations se brouillent mutuellement. Elle a également précisé les caractéristiques essentielles que devrait présenter toute nouvelle station de fréquences-étalon.

Commission du contrôle international des émissions.

La commission du contrôle international des émissions a eu seulement à s'occuper de questions visant la précision à obtenir pour les mesures à distance exécutées dans les centres de contrôle.

Commission des études techniques générales.

La commission chargée des études générales a eu, comme je vous l'ai dit déjà, des questions très diverses à traiter. Elle a eu notamment à étudier les caractéristiques d'un signal automatique d'alarme pour les petits navires équipés en radiotéléphonie dans la bande des 2 Mc/s. Trois propositions différentes étaient présentées par la Grande-Bretagne, les Etats-Unis et la France. Au cours des dernières années de très nombreux essais internationaux ont été effectués, particulièrement dans la Manche, essais auxquels prirent part les stations côtières de Boulogne et de Niton. Finalement ce fut le signal proposé par la France qui, avec quelques modifications, fut adopté.

Un autre sujet traité concerne l'identification des émissions. Lorsque des brouillages se produisent il arrive fréquemment qu'on ne puisse pas identifier le brouilleur. On se trouve ainsi dans l'impossibilité d'entrer en contact avec lui soit pour faire valoir ses droits, soit pour arriver à un accord sur l'utilisation commune de la fréquence. Autrefois, la seule manipulation utilisée était la manipulation par tout ou rien en code Morse ; le problème était alors relativement facile car, même si le brouilleur ne passait pas fréquemment son indicatif d'appel, on arrivait ordinairement, par le texte du télégramme, à identifier l'administration dont il dépendait. Le problème est tout différent actuellement. D'une part, la manipulation par tout ou rien est de plus en plus remplacée par la manipulation par déplacement de fréquence et le code Morse par le télé-imprimeur, et, d'autre part, les dispositifs multiplex, soit à répartition dans le temps, soit à répartition en fréquence, prennent un grand développement. L'utilisation de la manipulation par déplacement de fréquence et du téléimprimeur ne complice pas trop le problème, car tout centre de contrôle digne de ce nom doit être capable de recevoir de telles émissions. Il y a cependant une petite difficulté

dû au fait que la vitesse des téléimprimeurs n'est pas rigoureusement la même en Europe et en Amérique. Mais là où le problème devient insoluble, c'est lorsque l'on utilise des dispositifs multiplex. Ceux-ci sont de types très différents et il ne peut être question de munir les centres de contrôle de tous les types existants. Différents dispositifs ont été essayés pour superposer à la manipulation normale de l'émetteur une manipulation spéciale de l'indicatif d'appel qui pourrait être reçue indépendamment du trafic ; jusqu'ici aucun de ces dispositifs ne semble avoir donné satisfaction, soit qu'ils introduisent une complication trop grande de l'émetteur, soit qu'ils nuisent à la transmission du trafic, soit enfin qu'ils ne permettent pas une réception suffisante de l'indicatif d'appel.

Enfin, cette commission a traité différentes questions relatives aux câbles hertziens.

Commissions de radiodiffusion et de télévision.

Il vous sera rendu compte dans une prochaine conférence des travaux des commissions de radiodiffusion et de télévision.

Commission de la radiodiffusion dans les régions tropicales.

La douzième commission est chargée de la radiodiffusion dans les régions tropicales. Il a été jugé utile de créer une commission spéciale pour s'en occuper, car le problème ne s'y présente pas de la même façon que dans nos régions. L'intensité des bruits atmosphériques y est telle qu'il est impossible d'employer les ondes hectométriques qui sont la base des services nationaux de radiodiffusion dans les régions tempérées. Pour pallier cet inconvénient, la Conférence d'Atlantic-City a autorisé l'emploi de certaines bandes de fréquences entre 2 et 5 Mc/s pour la radiodiffusion dans les zones tropicales. Je précise d'ailleurs qu'il s'agit du service national de radiodiffusion et non de radiodiffusion à grande distance. D'autre part, ces bandes ne sont pas attribuées en exclusivité à la radiodiffusion, mais sont communes à plusieurs services. Il s'agit donc d'étudier les conditions dans lesquelles on peut obtenir une radiodiffusion satisfaisante sans brouiller les autres services. Un compromis est évidemment nécessaire pour arriver à une solution qui satisfasse l'ensemble des intéressés. Certains essais ont été effectués soit dans l'Union française, soit dans d'autres pays pour déterminer, notamment, la puissance et le type d'antennes à utiliser. Cependant jusqu'ici aucun accord n'a pu être réalisé sur ces points. La principale raison est que toutes les administrations intéressées ne sont pas d'accord sur l'importance relative de la radiodiffusion et des autres services.

Commission d'exploitation.

La commission d'exploitation, elle, n'a eu jusqu'ici que fort peu à faire.

Commission du vocabulaire.

Enfin j'en arrive à la dernière commission, celle

du vocabulaire. Elle est assez récente puisqu'elle n'a été créée qu'à l'avant dernière assemblée plénière, il y a deux ans. Son rôle essentiel est d'établir un vocabulaire des termes utilisés en radiocommunication. Cela n'est pas une besogne facile. Jusqu'ici la commission n'a pu que mettre au point sa méthode de travail. Cette commission a eu à s'occuper aussi de la classification des fréquences. C'est une vieille histoire. Autrefois, vous le savez, les ondes étaient classées en ondes longues, ondes moyennes et ondes courtes. En 1937, le C. C. I. R. a été saisi d'une proposition britannique de classer les ondes suivant le système métrique, en ondes kilométriques, hectométriques, décimétriques, etc... Le C. C. I. R. a accepté cette proposition et a émis un avis à ce sujet. En 1938, la conférence des radiocommunications n'a pas suivi cet avis et a maintenu l'ancienne classification.

En 1947, la conférence d'Atlantic-City a bien été forcée de prendre une décision, car, avec le développement des ondes de plus en plus courtes, l'ancienne classification n'avait plus aucun sens. Elle a adopté la classification métrique, mais y a adjoint des dénominations fondées sur la fréquence par exemple : hautes fréquences, très hautes fréquences, ultra hautes fréquences. Chaque bande peut être ainsi appelée de deux façons différentes. En outre la Conférence a admis les initiales en anglais des dernières dénominations : HF, VHF, UHF, etc... Cependant une note dans le Règlement précise que ces abréviations ne doivent pas être utilisées dans les textes en langue française. A ce sujet, permettez-moi une remarque. Je suis toujours très étonné quand je vois dans certains articles de l'*Onde Electrique* ces abréviations VHF, UHF... Cela semble dénoter de la part des auteurs un certain mépris du Règlement des radiocommunications ce qui, dans ce cas particulier, n'est peut-être qu'un demi-mal, mais également de la langue française, ce que je trouve beaucoup plus grave.

Cependant les administrations de langue anglaise se sont aperçues à l'usage des ambiguïtés que présentait l'emploi d'adjectifs et de superlatifs pour désigner les bandes de fréquences. En outre, au fur et à mesure que la technique des ondes les plus courtes se développe, comment trouver de nouveaux superlatifs pour désigner les nouvelles bandes utilisées ? Les administrations de Grande-Bretagne et des Etats-Unis ont toutes les deux proposé que les bandes de fréquences soient désormais désignées par un numéro. Mais, tandis que la Grande-Bretagne conservait la division actuelle, la bande de rang N s'étendant de $0,3 \cdot 10^N$ c/s à $3 \cdot 10^N$ c/s, les Etats-Unis proposaient que la bande de rang N s'étende de 10^N à 10^{N+1} c/s. Ce fut finalement la proposition britannique qui fut acceptée et le C. C. I. R. a proposé que chaque bande de fréquences soit désignée à volonté, soit par l'ancienne dénomination métrique, soit par un numéro. Mais naturellement, cela n'est qu'une proposition. Il faut espérer que la prochaine Conférence des radiocommunications suivra l'avis du C. C. I. R. et alors, nous serons enfin débarrassés de tout ce luxe d'adjectifs, de superlatifs et d'initiales.

CHAPITRE III

Conclusions

Rôle du C. C. I. R.

La revue rapide que nous venons de faire de certaines des questions traitées par le C. C. I. R., vous a, je l'espère, permis de comprendre le rôle de celui-ci. Ce n'est pas un organisme scientifique, c'est un organisme technique et je dirai même, un organisme de technique appliquée à l'exploitation des radiocommunications. Cela ne veut pas dire que le C. C. I. R. peut se désintéresser de questions scientifiques telles que la propagation. Il doit au contraire, en encourager l'étude, car, ce n'est qu'au fur et à mesure que des lois de la propagation se préciseront qu'il sera possible d'améliorer les radiocommunications. Le C. C. I. R. doit donc se tenir informé de tous les travaux effectués sur ces problèmes afin d'en dégager les applications pratiques. S'il est amené à promouvoir certaines études sur de tels sujets, ce doit être dans le même esprit et non dans un but de recherche pure.

Prenons un exemple. Vous savez qu'on utilise de plus en plus à la réception des antennes directionnelles, tout au moins dans le service fixe. Ces antennes ont un effet directif non seulement dans le plan horizontal, mais également dans le plan vertical. Autrement dit, la direction dans laquelle elles captent le plus d'énergie fait un certain angle avec le plan horizontal. L'idéal serait que, pour une liaison déterminée, cette direction privilégiée soit très voisine de la direction d'arrivée de l'onde à capter. Mais pour pouvoir étudier et construire des antennes se rapprochant de cet idéal, il faudrait connaître quelle est la valeur de l'angle d'arrivée des ondes en fonction de la fréquence, de la longueur de la liaison, de l'heure de la journée, de la saison, etc... Il faudrait également connaître la loi de variation instantanée de cet angle autour de sa valeur médiane. La connaissance de cette direction d'arrivée des ondes n'est pas suffisante, il faut encore connaître leur polarisation et de quelle façon cette polarisation est influencée par les phénomènes de propagation et par le champ magnétique terrestre. Pour résoudre ce problème qui semble si simple : étudier le type d'antenne de réception convenant le mieux, on est entraîné à des études très poussées qui couvrent tout le domaine de la propagation des ondes. Est-ce au C. C. I. R. de faire ces études ? Non, mais par contre il lui appartient de voir si on peut déduire des travaux déjà effectués, des éléments de réponse. Il lui appartient de poser le problème et de demander aux organisations scientifiques comme l'U. R. S. I. de l'étudier. Il lui appartient de demander aux administrations d'examiner si l'expérience pratique qu'elles possèdent sur les différents types d'antennes permet d'éclairer un peu la question. Il lui appartient également de promouvoir des séries de mesures statistiques sur lesquelles on pourra fonder des réponses partielles. Ces mesures statistiques seront d'ailleurs très utiles aux savants et aux chercheurs pour les aider dans l'étude détaillée du problème.

C'est à dessein que j'ai choisi cet exemple, car, personnellement, j'estime que le choix des antennes

est un des facteurs les plus importants dans la sécurité des liaisons radioélectriques. D'énormes progrès ont été accomplis au cours de la dernière décade dans le domaine du matériel radioélectrique. L'emploi de la télégraphie par déplacement de fréquence et de la téléphonie à bande latérale unique a très notablement amélioré les radiocommunications à grande distance, mais beaucoup de choses restent à faire du côté des antennes.

Certes, nous ne sommes pas complètement ignorants de la question, mais de nombreux points restent encore obscurs et trop souvent c'est un empirisme un peu trop grand qui guide l'ingénieur dans le choix des antennes à utiliser. J'ajouterai d'ailleurs, que les considérations purement techniques ne doivent pas être les seules à entrer en jeu. Avant de remplacer une antenne relativement bon marché, par une antenne d'un prix beaucoup plus élevé, il faut peser soigneusement l'ensemble des avantages et des inconvénients.

Il y a un autre point sur lequel je voudrais insister un peu et qui découle d'ailleurs de ce que je viens de vous dire sur le rôle du C. C. I. R. Il ne faudrait pas confondre le C. C. I. R. avec les colloques internationaux où des ingénieurs et des savants se réunissent pour exposer leurs vues sur tel ou tel problème. Certes, ces colloques sont fort intéressants car ils permettent des échanges utiles de renseignements, mais le C. C. I. R., lui, doit aller plus loin. Après avoir ainsi confronté les points de vue, il doit essayer d'en déduire des avis qui puissent aider les administrations.

Intérêt du C. C. I. R. pour les administrations.

Certains se demandent parfois si le C. C. I. R. est réellement utile, car, disent-ils, « ce n'est pas le C. C. I. R. qui effectue lui-même les études, ce sont les administrations et elles connaissent assez bien leur métier pour déterminer elles-mêmes celles qui sont intéressantes. Dans ces conditions, à quoi bon ces réunions qui font perdre du temps et coûtent assez cher ? »

Evidemment, Messieurs, ce n'est pas le C. C. I. R. qui est à l'origine de toutes les améliorations qui ont bouleversé les radiocommunications depuis quelques années, mais, si nous examinons un peu les questions qu'il traite, nous voyons qu'elles peuvent être groupées en deux catégories différentes :

- celles relatives à des normalisations ;
- celles relatives à la meilleure utilisation du spectre.

Je vous ai cité tout à l'heure, parmi les travaux du C. C. I. R. la détermination d'un signal d'alarme automatique pour les navires travaillant en radio-téléphonie dans la bande des 2 Mc/s. C'était là un problème très important, intéressant la sécurité de la vie humaine en mer. Croyez-vous qu'il aurait été possible de la résoudre autrement que dans une réunion internationale ?

Dans le domaine du matériel radioélectrique, de nombreuses caractéristiques sont à normaliser afin que les appareils construits dans les différents pays soient opposables les uns aux autres aux deux

extrémités d'une même liaison. N'oubliez pas d'ailleurs que c'est en grande partie pour des raisons de normalisation que l'Administration française a pris, il y a trente ans, l'initiative de proposer la création du C. C. I. F. Celui-ci comme le C. C. I. R., a fait un grand effort dans ce sens. Malheureusement ils étaient tous les deux presque uniquement européens et les administrations d'Amérique ont, dans beaucoup de cas, choisi des normes différentes de celles adoptées en Europe. Cela n'était pas trop grave lorsque l'insuffisance des moyens de communication ne permettait pas de réunir les réseaux téléphoniques et télégraphiques des deux côtés de l'Atlantique. Les inconvénients se montrent maintenant que le développement des radiocommunications a complètement modifié le problème. Le C. C. I. R. est mondial et compte des membres dans toutes les parties du monde. Cela est parfois un inconvénient, car il en résulte qu'il est un peu lourd et un peu lent. Mais, en ce qui concerne la normalisation du matériel radioélectrique, c'est un très gros avantage.

Le problème de la meilleure utilisation du spectre nécessite également une étroite collaboration internationale. Permettez-moi une comparaison. Ce problème se présente un peu comme celui du logement à Paris. Si on ne peut trouver d'appartement c'est qu'il y a beaucoup de gens à loger, mais aussi parce que certaines personnes utilisent un appartement beaucoup trop grand. Il en est de même pour le spectre radioélectrique. Vu l'énorme développement des radiocommunications, il est très difficile de trouver, pour satisfaire les besoins nouveaux, des fréquences suffisamment exemptes de brouillage. Mais il faut également le reconnaître, le spectre est souvent mal utilisé et de nombreuses radiocommunications occupent une place plus grande que celle qui est techniquement nécessaire. Il ne peut s'agir de dénier aux administrations le droit d'ouvrir telle ou telle liaison.

Ce droit est formellement reconnu dans la Convention des Télécommunications. Mais il faut trouver un moyen pour que les droits des uns n'empêchent pas les autres de jouir des leurs. Il est donc nécessaire d'étudier avec beaucoup de soins les moyens qui permettront de faire de la place au plus grand nombre. Seule une organisation internationale est capable de fixer avec assez d'autorité et d'impartialité les règles techniques qui doivent présider au fonctionnement des radiocommunications. Evidemment le C. C. I. R. n'émet que des avis qui, ainsi que je vous l'ai déjà dit, n'engagent pas les administrations. Mais c'est déjà beaucoup de connaître les règles de l'art. Certes, suivre les avis du C. C. I. R. impose aux administrations des sujétions parfois gênantes dont elles ne recueillent pas immédiatement les fruits. Et c'est la raison pour laquelle ces avis ne sont pas toujours suivis. Mais il ne faut pas oublier que les conférences des radiocommunications se fondent sur les avis du C. C. I. R. pour établir les clauses techniques du Règlement des radiocommunications et que ce Règlement est obligatoire pour toutes les administrations qui l'ont approuvé.

Enfin le C. C. I. R. est un moyen pour chaque administration de faire connaître aux techniciens d'autres pays ce qui se fait chez elle en matière de radiocommunications. C'est pourquoi je terminerai par le vœu que les différentes administrations françaises puissent trouver le temps et les moyens nécessaires de préparer très soigneusement la contribution de notre pays à la prochaine assemblée plénière, afin que cette contribution montre que, malgré le retard que nous a causé la guerre, nous tenons notre place dans le domaine des radiocommunications, que ce soit dans les questions hautement techniques comme la propagation ionosphérique, ou dans les applications pratiques de la technique radioélectrique.

A PROPOS DU LIVRE :

« L'INGÉNIEUR ET LES BREVETS D'INVENTION »

de ANDRÉ BERTIN

PAR

Léon BOUTHILLON

Ancien Président de la Société des Radioélectriciens

La première ligne de la préface du livre de M. André BERTIN (1) nous apprend qu'il est écrit par un ingénieur pour des ingénieurs. C'est une grande nouveauté dans la littérature relative aux brevets d'invention, domaine jusqu'à présent exclusif des conseils en propriété industrielle et des avocats. Mais ce qui intéresse ceux-ci, c'est naturellement les procès engagés pour la défense ou l'attaque des brevets devant les tribunaux. Les traités du brevet d'invention se trouvent ainsi réduits à l'étude d'un domaine restreint, qui n'intéresse qu'une minorité d'ingénieurs.

En écrivant ces lignes, j'ai sous les yeux le classique du genre, celui auquel avocats et doctrinaires se réfèrent constamment, le célèbre « Traité théorique et pratique des Brevets d'invention et des Secrets de Fabrique » de POUILLET.

Ses onze cents pages de texte sont divisées en trois parties, d'importance à peu près égale, la première consacrée à l'étude de la brevetabilité, à la procédure de dépôt des brevets, aux questions de cessions ou de licences ; la seconde aux causes de nullité ou de déchéance et aux actions judiciaires engagées en vue de les faire constater ; la troisième à la contrefaçon. Ainsi plus de la moitié du livre intéresse à peu près uniquement les litiges susceptibles de s'instaurer à propos des brevets, et quant aux conditions de brevetabilité, partie essentielle de toute étude sérieuse sur les brevets, on peut se demander si elles ne doivent pas d'avoir été traitées dans ce livre au fait qu'il n'y a pas de procès de contrefaçon dans lequel elles ne soient pas évoquées. On remarquera enfin que cet important traité ne comprend à peu près rien sur les questions de brevetabilité et de délivrance des brevets étrangers, si importantes pour le rédacteur et l'exploitant des brevets.

Si l'aspect juridique ne peut être ignoré des ingénieurs chargés de la direction des affaires qui, avec

beaucoup d'autres soucis, ont celui de faire valoir leur patrimoine technique et de défendre son exploitation contre des attaques extérieures, il n'est cependant pas le seul. Il n'est pas le principal pour la masse des ingénieurs qui se classe dans les quatre catégories : ingénieurs de recherches, ingénieurs de mise au point, ingénieurs de fabrication, ingénieurs d'exploitation, qui n'a en général pas reçu de formation juridique et dont les préoccupations de chaque jour sont d'un tout autre ordre. Si les questions de propriété industrielle sont trop ignorées, c'est peut-être parce que les ingénieurs n'avaient à leur disposition que des traités faits par des avocats pour des avocats, limités à un domaine restreint de la matière des brevets d'invention, laissant de côté tout un ensemble de questions importantes.

Il n'est que de lire la table des matières du livre de M. BERTIN pour s'en convaincre. Si les considérations juridiques y reçoivent les développements nécessaires elles ne sont pas les seules, et c'est en fait une étude complète de l'invention sous tous ses aspects, qu'on composerait en changeant l'ordre des chapitres.

Si les questions de brevetabilité, en raison de leur importance fondamentale, sont l'objet de pénétrantes études, réparties sur plusieurs chapitres, celles qui concernent les questions purement juridiques relatives aux actions en nullité ou en déchéance et aux procès de contrefaçon n'occupent qu'une place réduite, alors que des développements importants sont consacrés à la genèse des inventions, à la rédaction des brevets, à leur exploitation, question si importante pour la pratique industrielle. L'étude n'est du reste pas limitée à celle de la législation et de la réglementation françaises ; à peu d'exceptions près, tous les brevets de valeur qui ont leur origine en France sont également déposés à l'étranger où leur délivrance ne s'obtient qu'après des discussions qui ne peuvent être conduites sans la participation de l'inventeur. Là ne se réduit pas d'ailleurs le rôle de celui-ci. L'exploitation des brevets à l'étran-

(1) Editions du TAMBOURINAIRE, Paris, 1954.

ger est souvent accompagnée d'assistance technique qui est le domaine propre de l'ingénieur. Le régime des cessions et des licences varie suivant les pays.

* *

Il s'agit, nous dit quelque part l'auteur, d'un livre longuement médité. Méditation qui a porté ses fruits, notamment dans les nombreux passages où la rigueur de l'exposition cède la place à des considérations d'ordre plus philosophique. C'est ainsi qu'on trouve à la fin du brevet, parmi des notes purement techniques, une page sur l'esprit de géométrie et l'esprit de finesse et leur importance respective dans la formation et l'exploitation du patrimoine technique des affaires.

L'esprit géométrique, l'auteur n'en manque pas. Il est polytechnicien. Il a la pratique du langage technique et son livre a plutôt l'aspect d'un ouvrage de physique que d'un traité juridique. Les ingénieurs ne s'en plaindront pas, et apprécieront que, rompant avec les habitudes, l'auteur utilise pour leur parler leurs propres méthodes. C'est l'origine, en particulier, des nombreuses courbes réparties dans le corps de l'ouvrage, et qui résument d'un coup d'œil de longues explications.

L'emploi de ces moyens, qui donne à l'ouvrage une forme originale, témoigne de l'esprit de rigueur suivant lequel sont conduites les discussions qui sont l'essentiel de l'ouvrage.

Cependant, dans un tel travail, l'esprit de finesse n'est pas moins nécessaire.

En matière de brevetabilité, tout n'est pas fini quand le domaine du connu a été inventorié, quand l'invention a été parfaitement délimitée. C'est alors qu'intervient l'esprit de finesse qui, pour employer l'expression de l'auteur, permet d'apprécier ce qu'il appelle « l'écart » entre les deux inventaires, et de former le jugement de brevetabilité. Quand l'esprit de rigueur a travaillé et apporté les éléments de la discussion, c'est à l'esprit de finesse d'apporter les jugements de valeur qui conduisent à la conclusion.

* *

Les quelques lignes qui précèdent font prévoir que cette précieuse combinaison de l'esprit de géométrie et de l'esprit de finesse animera en particulier les premiers chapitres du livre, consacrés aux questions classiques de la brevetabilité. De tels exposés critiques ont été faits bien des fois, et il semble impossible d'y apporter rien de bien nouveau. L'auteur conclut que, finalement, la méthode de la doctrine française, basée sur l'analyse de l'invention pour en dégager les produits nouveaux, les moyens nouveaux, les applications nouvelles, aboutit au vrai problème qui est celui de l'appréciation du niveau de création. Mais il n'y a pas de méthode de mesure de la création. Une création n'est pas une grandeur qu'on puisse comparer à une autre ; on ne conçoit pas ce que serait la somme de deux créations, ni une unité de création. Il n'y a en ce domaine ni unité de mesure, ni méthode permettant de constater l'égalité de deux créations, le rapport d'une création à une unité de mesure.

Comme il faut tout de même distinguer ce qui est brevetable et ce qui ne l'est pas, tribunaux, experts, examinateurs, dans tous les pays, tacitement ou expressément, mettent en face de l'inventeur cet idéal qu'est l'homme de l'art. L'homme de l'art sait non seulement ce que pouvait savoir l'inventeur mais tout ce qui existait au moment de l'invention, et rien de ce qui s'y est ajouté depuis ; il possède tous les moyens et matériaux disponibles ; il a la pratique et utilise les tours de main du métier ; il ne connaît pas la solution donnée par l'inventeur, mais a compris l'objet et le but de l'invention. Muni de tous ces éléments et sans faire œuvre d'inventeur, est-il capable de réaliser l'invention ? Dans l'affirmative, elle n'est pas brevetable.

Créer cet être de raison, avec ces possibilités et ces limitations n'est pas chose facile. Cela fait, il faudra le mettre en œuvre, et ce sont des hommes qui le feront : les experts, les examinateurs, qui eux, pourront difficilement se défaire de ce qu'il ont appris depuis l'invention et de la connaissance qu'ils ont de celle-ci. Il faut à l'expert, à l'examineur, beaucoup de métier et d'expérience pour, ayant créé un homme de l'art qui représente la moyenne d'un grand nombre d'hommes du métier, décider si l'invention représente, vis-à-vis de cet être de raison, quelque chose de tangible, de différent et de valeur. Mais, si ces conditions sont réalisées, la doctrine de l'homme de l'art devient, et c'est la conclusion de l'auteur, beaucoup plus qu'une simple méthode de raisonnement.

* *

Ce n'est pas seulement en France que l'inventeur doit protéger ses droits. L'auteur donne, dans des annexes, des indications sur les législations de divers pays, que les ingénieurs feront bien de lire avant d'engager les procédures de dépôts à l'étranger. Dans un grand nombre de pays, et dans les plus importants, l'inventeur trouve une situation différente de celle de la loi française, du fait que le brevet y est autre chose qu'une date apposée sur un document déposé à l'Office, en ce qu'il n'est délivré qu'après un examen de brevetabilité. Les règlements et les usages des offices de brevets diffèrent d'ailleurs d'un pays à l'autre, et il serait imprudent, pour un inventeur isolé, de prétendre se présenter sans le concours d'ingénieurs conseils spécialisés.

Dans aucun pays, l'examen préalable n'est une garantie de la brevetabilité. Porté devant les tribunaux, soit pour répondre à l'attaque de contrefacteurs, soit en vue de la défense, le brevet sera entièrement réexaminé au vu des antériorités qui seront alors fournies. En le délivrant l'office qui a fait l'examen préalable exprime seulement l'avis qu'à ce moment et sur le vu des connaissances de l'époque, dans la mesure où il les possédait, il a jugé l'invention brevetable. C'est, en faveur de la valeur du brevet, une présomption d'autant plus importante que l'examineur était plus compétent et plus renseigné.

L'avis d'un Office étranger connu pour le sérieux de son travail et la valeur de sa documentation serait évidemment précieux pour l'inventeur, auquel il

épargnerait souvent beaucoup de frais et de démarches s'il pouvait être obtenu dans le délai d'un an dans lequel doivent être faits les dépôts à l'étranger. Mais il n'y a pas de pays où l'examen soit terminé avant quelques années, de sorte que cette source de documentation perd une partie de son intérêt.

Pour apporter des palliatifs à cette situation, quelques pays, dont la France, se sont entendus pour créer à La Haye un Bureau International de la Documentation qui, sur la demande de l'inventeur recherche, dans la masse de documents accumulée par l'Office néerlandais des brevets, les antériorités intéressantes à connaître. M. BERTIN fait ressortir l'insuffisance de cet examen de la nouveauté. Il désirerait qu'un avis fût donné sur la brevetabilité. Peut-être est-ce trop demander. Peut-on exposer le Bureau International des Brevets, siégeant à La Haye et travaillant sur la même documentation que l'Office des Brevets, au risque d'indiquer comme brevetable un brevet dont l'office refuserait ensuite la publication ? D'autre part les critères de brevetabilité diffèrent d'un pays à l'autre et l'auteur a suffisamment établi, en y revenant à plusieurs reprises, que le dernier mot en la question revient à l'examinateur, répondant suivant son tempérament et son information à la question de la possibilité de réalisation de l'invention par un homme de l'art qu'il a lui-même créé. Dans ces conditions, on peut se demander si un avis de brevetabilité donné par le Bureau International des Brevets, et lui-même subjectif, ne serait pas une indication souvent fallacieuse et s'il ne vaut pas mieux que l'inventeur, assisté de son ingénieur-conseil, se fasse lui-même son idée à ce sujet, prenne lui-même la responsabilité qui lui incombe de décider des dépôts de son brevet à l'étranger, sur le vu de la documentation qu'il possède, et notamment de celle qui peut lui être fournie par le Bureau International des Brevets.

Au reste, il faut souhaiter que cette documentation soit aussi étendue que possible, et que l'inventeur puisse s'en servir. On regrettera que la législation française du 26 novembre 1939, qui interdit toute divulgation pendant huit mois à dater du dépôt d'un brevet, empêche en général un inventeur de recevoir les avis du Bureau International des Brevets avant l'expiration du délai de dépôt à l'étranger. Je sais bien que l'autorisation de divulgation peut être demandée. Il vaudrait mieux qu'on n'oblige pas automatiquement l'inventeur qui veut être renseigné à demander cette autorisation.

* *

Y a-t-il une solution générale et certaine du problème de la brevetabilité ? Il serait, croyons-nous, illusoire de la rechercher. Mais des améliorations pratiques sont possibles, qui renseigneraient l'inventeur sur la valeur de son titre, qui donneraient aux jugements plus d'équité, d'uniformité et de sécurité. C'est un des grands mérites de l'auteur d'avoir réfléchi sur la question, et de nous apporter des avis autorisés. Les uns ne peuvent qu'emporter l'assentiment unanime : refonte de la classification des brevets français, accélération des procédures des procès en contre-

façon, extension des facilités d'information sur la brevetabilité et les brevets étrangers, organisation de la documentation. D'autres réformes proposées appelleront des discussions : éventail plus souple des sanctions de contrefaçon, institution d'un examen préalable.

Cette dernière question, en particulier, est en France l'objet d'ardentes controverses. Faut-il, dans notre pays, continuer à publier l'invention, telle qu'elle est présentée par l'inventeur, sans examen ? Faut-il, comme aux Etats-Unis, en Angleterre et dans beaucoup d'autres pays, faire précéder l'octroi du brevet d'un examen de brevetabilité ?

Ayant clairement et loyalement exposé les arguments donnés en faveur des deux systèmes, l'auteur suggère de les combiner en une solution « de raison » consistant à ne pas imposer l'examen préalable, mais cependant à l'introduire, pour l'inventeur qui le demandera, et qui verra cette attitude récompensée par une extension de ses droits.

Je ne sais pas si cette proposition conciliante désarmera les oppositions entre les partisans des deux méthodes. Elle indique, en tout cas, et je crois avec raison, une préférence pour la méthode de l'examen préalable.

La lenteur avec laquelle des mesures depuis longtemps reconnues nécessaires s'introduisent dans la législation française des brevets n'encourage guère de telles initiatives. Il a fallu près de trente ans pour que le décret du 1^{er} octobre 1953 institue, en France, la licence obligatoire inscrite dans la convention internationale de La Haye en 1925.

Dans ces conditions, ne vaudrait-il pas mieux, plutôt que pour un compromis partiel qui présenterait des avantages, mais aussi des difficultés et des complications, batailler pour une solution plus générale, tendant d'abord à la classification et à l'uniformisation des règles de brevetabilité, dans les pays à examen préalable, avec point d'aboutissement un brevet européen comportant l'examen préalable. Si sur cette question comme en beaucoup d'autres, les susceptibilités nationales et les intérêts particuliers s'effaçaient devant l'intérêt général, une solution serait rapidement trouvée. Il existe une marque internationale enregistrée par un office unique. Serait-ce impossible de faire de même pour les brevets ?

* *

La rédaction d'un brevet est chose sérieuse. Elle doit être faite en vue de protéger au maximum l'invention ; donc en vue de l'une de ses utilisations normales, qui est de constituer le titre du breveté dans les procès en contrefaçon. Elle doit permettre de réaliser l'invention puisque la remise de celle-ci au domaine public à l'expiration du brevet est la contrepartie du monopole irrévocable accordé à l'inventeur pour une durée de vingt années.

Pour toutes ces raisons, elle doit être claire, concise, loyale ; elle doit donner les explications techniques et scientifiques suffisantes pour que l'homme de l'art puisse, sans effort inventif, exécuter le produit ou reproduire le produit breveté. C'est du moins l'avis de M. BERTIN, et les inventeurs n'auront, je

pense, qu'à gagner à ne pas croire aux avantages apparents des rédactions imprécises.

* * *

L'exploitation d'un brevet peut se faire sous des formes variées. Quelle est, d'abord, la valeur d'exploitation de l'invention, la seule qui, finalement, compte ?

Beaucoup d'éléments entrent dans sa détermination. S'agit-il d'une invention de base, commandant un large domaine technique, d'un brevet de perfectionnement, d'un brevet de masse, d'un brevet cérébral, pour employer la classification de l'auteur ? Ce classement ne suffit pas. Quelle est la valeur du brevet du point de vue de la brevetabilité ? Il s'agit ici de la nouveauté, de l'originalité, du niveau de création. N'y a-t-il pas des vices de rédaction ? La protection est-elle suffisamment assurée, en France ou à l'étranger ? Quelle est l'étendue du champ d'application de l'invention ? Apporte-t-elle à la communauté une nouveauté de valeur ? Sa mise au point et son exploitation n'entraîneraient-elles pas des dépenses hors de proportion avec les bénéfices possibles ? Ne vient-elle pas trop tôt, ou trop tard, ou au mauvais moment ? Il y a de célèbres exemples de brevets de base déposés avant que les conditions techniques de mise au point et de fabrication en permettent une exploitation fructueuse. L'auteur ne pouvait pas manquer de citer celui de la lampe triode dont les brevets européens furent abandonnés prématurément.

Pour que le brevet remplisse son rôle qui est de protéger quelque chose de valable pour la communauté, il ne suffit pas qu'il soit déposé. Quand sa valeur a été établie, il faut encore que l'invention soit mise au point, fabriquée ou utilisée, mise dans le commerce. Il faut aussi que l'exploitant soit armé pour défendre son monopole contre la contrefaçon, qu'il défende son brevet attaqué en nullité ou en déchéance. Tout cela ne se fait pas sans moyens de tout ordre. Fournir ces moyens, et d'abord avoir la foi qui soulève les montagnes de difficultés, c'est le rôle de l'animateur, pour parler comme M. BERTIN.

Le plus souvent les qualités nécessaires à l'inventeur, au metteur au point, à l'animateur ne seront pas réunies dans la même personne, et l'inventeur sera sage de confier à un partenaire possédant les qualités requises l'exploitation de son brevet, en lui cédant ses droits, ou en les mettant à sa disposition sous des formes et avec des modalités qui peuvent être très variées.

L'inventeur n'oubliera pas du reste que le temps travaille le plus souvent contre lui, soit au moment où il doit assurer la protection de ses droits en France et surtout à l'étranger, par les délais qu'il doit respecter, soit par la durée limitée de son monopole. Il lira avec profit le chapitre du livre de M. BERTIN sur le rôle du facteur temps.

* * *

Il n'y a pas de brevets sans inventions, et l'un des plus attachants chapitres du livre est celui qui traite de la genèse de l'invention.

De tous les facteurs qui y concourent, l'un d'eux est évidemment le chercheur, qui est le plus souvent un ingénieur spécialisé.

Sur la psychologie de l'inventeur, c'est à lui-même que l'auteur demande de nous renseigner, en interrogeant les grands inventeurs. Et l'unanimité apparaît évidente sur ce que, si l'invention est souvent la suite d'une observation accidentelle, ou l'exploitation d'une analogie ou d'une discordance fortuitement découvertes, ce hasard ne favorise que les travailleurs, les énergiques et les persévérants.

On cite souvent, comme découverte fortuite celle de la radioactivité qui fut observée pour la première fois sur des plaques photographiques mises par hasard auprès d'un sel d'uranium. Phénomène inattendu, qu'un physicien novice aurait probablement négligé. Il aurait laissé échapper le phénomène. Mais l'observateur était Henri BECQUEREL.

Ainsi, un résultat imprévu ne se transforme en invention que s'il se manifeste à un observateur capable de l'analyser, de distinguer ce qu'il apporte de nouveau, de l'étudier systématiquement et d'en tirer toutes les conséquences.

Et si cette conclusion est particulièrement vraie des découvertes de base, elle l'est beaucoup plus encore dans le cas de recherches méthodiques, faites par des équipes en possession d'une documentation, de matériel et de moyens techniques importants.

Si le travail et la ténacité sont nécessaires, d'autres qualités ne le sont pas moins, et tout d'abord l'imagination, la puissance d'observation, l'originalité, la sûreté du jugement, la curiosité, la faculté d'analyse, l'esprit de géométrie et, plus encore, l'esprit de finesse.

C'est donc des individualités qu'il faut avant tout trouver.

Il ne s'ensuit pas que la recherche ne puisse pas être organisée en vue d'augmenter son efficacité. Et la première condition de productivité est de fournir aux inventeurs la documentation qui est leur matière première. C'est un problème que l'amas sans cesse croissant des connaissances rend chaque jour plus important et plus difficile. L'auteur insiste avec raison sur la documentation rassemblée dans les brevets français et surtout étrangers. Cette mine, souvent inexploitée, est la plus riche de toutes, et il était nécessaire d'appeler sur ce point l'attention des ingénieurs.

D'autres conditions s'ajoutent à celle d'une documentation aussi complète que possible : il faut des chefs de haute valeur technique et humaine, capables de préparer des programmes payants, connaissant les possibilités de leurs chercheurs et les besoins de la communauté qui doit profiter de leur travail, sachant organiser des équipes ardentes, où l'on collabore avec enthousiasme, enfin établissant avec d'autres organisations les contacts utiles.

Cependant la recherche organisée n'est pas la seule. Certaines découvertes n'exigent pas des équipements onéreux, et il est même arrivé souvent que des inventions de base aient été faites avec de petits moyens. Souvenons-nous de la baraque de Pierre et Marie CURIE. Certains chercheurs ne se laisseraient

pas facilement embrigader. L'inventeur isolé ne disparaîtra pas.

* *

Quelle que soit leur fonction dans l'entreprise, chercheurs, metteurs au point, exploitants, commerçants, administrateurs, directeurs, les ingénieurs trouveront dans ce livre, écrit spécialement pour eux par un des leurs, l'abondance de documentation et la sûreté de la doctrine, des idées longuement méditées sur la genèse de l'invention, les moyens de la promouvoir et d'accroître son efficacité.

Ils y trouveront davantage. Cet acte de foi en la valeur et l'importance de la recherche, cette volonté de faire fructifier le travail de l'inventeur, après avoir animé l'œuvre de M. BERTIN, se communiqueront à ceux auxquels il s'adresse. Ils y trouveront une précieuse occasion de se pénétrer de la haute valeur personnelle et sociale de la recherche industrielle, de la beauté de leur métier, des satisfactions d'ordre élevé qu'il doit procurer et des services qu'il rend à la société.

C'est une grande nouveauté dans la littérature sur les brevets. Le livre de M. BERTIN est, dans ce domaine, une date mémorable.

VIE DE LA SOCIÉTÉ

Période du 22 Mai au 30 Juin 1954

RÉUNION DU CONSEIL

Le Conseil s'est réuni le lundi 31 mai 1954 à la Maison des Polytechniciens, sous la présidence de M. G. RABUTEAU, Président de la Société des Radioélectriciens.

Etaient Présents : MM. ANGOT, AUBERT, P. BESSON, CABESSA, L. CAHEN, CARBENAY, CHARLET, CHEDEVILLE, DANZIN, DAUPHIN, P. DAVID, FLAMBARD, FROMY, ICOLE, LESCHI, LIZON, DE MARE, J. MARIQUE, PARODI, PICAULT, PONTE, F. RAYMOND, R. RIGAL, RIVÈRE, TESTEMALE, THIEN CHI, DE VALROGER.

Excusés : MM. BENOIT, BOUTHILLON, LIBOIS, MATRAS, MERCIER.

Après que M. RABUTEAU eut souhaité la bienvenue aux nouveaux Membres et remercié particulièrement M. MARIQUE qui a bien voulu faire le voyage de Bruxelles pour assister à cette réunion, les principaux points suivants ont été examinés :

1°) Compte-rendu du Congrès sur les procédés d'Enregistrement Sonore et leur extension à l'Enregistrement des informations.

MM. CABESSA et TESTEMALE en exposent les résultats favorables qui ont fait l'objet d'une analyse détaillée dans le numéro de mai 1954 de *l'Onde Electrique*.

M. RABUTEAU remercia tous ceux, personnes et sociétés ainsi que la R. T. F. qui avaient bien voulu participer au Congrès, en prévoir l'organisation et par leur action en assurer le succès.

2°) Attribution du Prix Henri ABRAHAM pour 1954.

M. RABUTEAU informe les membres du Conseil que lors de sa réunion du lundi 31 mai 1954, le jury du prix Henri ABRAHAM avait décidé à l'unanimité d'attribuer ce prix, pour 1954, à MM. INDJOUJIAN et ANDRIEUX, *Ingénieurs des Télécommunications au C. N. E. T.* pour leur ouvrage sur *« Les Filtrés à Cristaux Piézoélectriques »*.

M. RABUTEAU adresse au nom de la Société des Radioélectriciens ses félicitations aux deux lauréats et remercie les autres candidats d'avoir bien voulu faire un effort pour présenter leurs travaux.

3°) Relations avec l'U. A. S. I. F. (Union des Associations Scientifiques et Industrielles Françaises).

M. PICAULT chargé plus particulièrement d'assurer la liaison de la Société des Radioélectriciens avec l'U. A. S. I. F. fait un exposé sur les buts et l'organisation de cette Union et donne les grandes lignes de la participation projetée de notre Société à l'activité de l'U. A. S. I. F.

4°) Prévisions d'activité de la Société des Radioélectriciens pendant le deuxième semestre 1954.

5°) Composition et présentation de l'Onde Electrique.

6°) Questions diverses.

a) Projet d'un Colloque sur les *Oscillateurs et Servo-mécanismes non linéaires* ;

b) M. RABUTEAU rappelle que la Société des Radioélectriciens s'est fait représentée dans diverses manifestations aux Congrès scientifiques.

Il cite :

M. RIGAL (Congrès de Milan) ;

M. COTTE (Association Française pour l'Avancement des Sciences) ;

M. BESSON (remise de l'épée d'académicien de M. DARMOIS) ;
M. PICAULT (réception de Sir Edward APPLETON) ;
MM. PICAULT et BOUTHILLON (Colloque A. M. P. E. R. E.).

Après la séance du Conseil, le banquet annuel présidé par M. RABUTEAU, réunit 36 convives dans les salons de la Maison des Polytechniciens.

RÉUNIONS EN SORBONNE

Réunion du Samedi 22 Mai 1954.

Cette réunion présidée par M. RABUTEAU était consacrée à une communication de

M. A. BOUTRY, *Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers*.

M. P. BILLARD, *Ingénieur de l'Institut d'Optique*.

M. L. LE BLAN, *Ancien élève de l'Ecole Normale Supérieure* sur *« Un procédé pour la transmission simultanée de deux programmes ou d'un spectacle en couleur »*.

Cette communication faisait suite à deux conférences présentées par M. A. BOUTRY lors de la Réunion en Sorbonne du samedi 3 avril 1954.

Réunion du Samedi 19 Juin 1954.

Au cours de cette réunion présidée par M. RABUTEAU, M. E. PICAULT, ancien *Président de la Société des Radioélectriciens*, fit un exposé sur : *« La Contribution de Henri POINCARÉ à la Radioélectricité et aux Télécommunications »*.

Le conférencier rappelle tout d'abord qu'il nous reste trois ouvrages de Poincaré sur ce sujet : *« Electricité et Optique »*, *« Les Oscillations électriques »*, *« La Théorie de Maxwell et les oscillations hertziennes, la télégraphie sans fil »*. Il indique ensuite que ses travaux originaux ont porté sur la théorie de la résonance et l'influence de l'amortissement, l'équation des télégraphistes et ses applications, la diffraction des ondes électriques. Henri POINCARÉ a, de plus, laissé cinq séries de conférences originales données à l'Ecole Supérieure des Postes, Télégraphes et Téléphones.

Après la communication de M. E. PICAULT, MM. J. C. SIMON et V. BIGGI, *Ingénieurs au Centre de Recherches de la Compagnie Générale de T. S. F.*, firent un exposé sur *« Un nouveau type d'aérien et son application à la transmission de Télévision à grande distance »*.

La qualité de réception d'une onde métrique à grande distance dépend essentiellement des performances de l'aérien. Un nouveau type, l'*« antenne cigare »*, a été mis au point dans ce but. De structure simple, donc, de construction facile et offrant une faible prise au vent, elle permet des gains élevés et des pinceaux fins.

C'est ainsi que le signal de l'émetteur de Télévision à 819 lignes, de Paris (longueur d'onde voisine de 1,70 m) a été capté dans les environs de Cloyes, durant les récentes transmissions expérimentales Paris-Tours et Paris-Angers, permettant d'économiser trois relais hertziens. La distance entre la Tour Eiffel et l'aérien de réception était de 130 km et le trajet optique entre ces deux points était masqué durant 20 km. Grâce à un gain d'antenne de 22 dB, le rapport Signal/Bruit s'est maintenu supérieur à 30 dB pendant 98,8 % du temps (avril-mai-juin).

L'*« antenne cigare »* est constituée par un ensemble de disques métalliques supportés par un tube également métallique. Elle est fixée sur des poteaux en bois. Les différents disques ont des diamètres et des espacements variables qui sont respectivement de l'ordre de 60 et 40 cm. La longueur totale est de 42 m. Cette antenne, excitée à une extrémité est du type à rayonnement longitudinal. Le taux d'ondes stationnaires dans un canal de la bande III est inférieur à 1,15. A titre d'exemple, un réflecteur parabolique de même gain devrait avoir une surface de 45 m².

Dans ces conditions, on obtient une réception qui offre la possibilité de moduler d'une façon simple des émetteurs satellites éloignés et, partant, d'augmenter considérablement la portée efficace des émetteurs principaux. Des applications sont également envisagées dans le domaine de la modulation de fréquence en ondes métriques.

ACTIVITÉ DES SECTIONS

Deuxième Section (Matériel Radioélectrique) et Septième Section (Documentation). Ces deux sections ont organisé le lundi 27 juin 1954, une réunion au cours de laquelle MM. E. OGER et A. SEV firent une mise au point bibliographique sur les « Transmissions Radiotéléphoniques par le procédé à bandes latérales indépendantes ».

Quatrième Section (Télévision) présidée par M. MALLEIN. Le mercredi 23 juin 1954, M. TOULON fit une communication sur les « Problèmes soulevés par la Compatibilité en Télévision en couleur. Anciennes et Nouvelles Solutions ».

M. TOULON, qui a passé l'hiver à la Sté WESTINGHOUSE à Pittsburgh remercie la Société des Radioélectriciens qui lui permet d'exposer le résultat de ses études et voyages : Environ 10 stations fonctionnent déjà régulièrement, et environ 40 000 récepteurs sont en service. Dans la première partie M. TOULON rappelle les transformations successives du système N. T. S. C., qui ont fait déjà l'objet de nombreuses publications (P. I. R. E., *Electronic*, R. C. A., *Review*, etc.). Basé à l'origine sur la transmission successive des points (rouge, bleu, vert) (ce qui a conduit à l'utilisation d'une fréquence « auxiliaire » (3,56 Mc/s) pour transmettre la chrominance) le système a été perfectionné, en observant que la bande passante requise peut être beaucoup plus faible que pour la transparence. Pour profiter de cet avantage la transmission doit être « simultanée » et la difficulté principale est alors le tube récepteur « Couleur » (Tube à masque R. C. A. ou tube à déviation Chromatron).

Dans la deuxième partie, M. TOULON rappelle des techniques personnelles de réduction de la bande passante décrites dans sa thèse l'année dernière (voir résumé dans la revue *Télévision*) et celle de ses écrans « multi-élémentaires » (voir brevets déposés, soit à son nom, soit au nom de la S. E. D. A. C.). Il décrit une méthode, dite « Dispersion » qui permet de recevoir la télévision « Simultanée » sur un tube classique. Il décrit un nouveau système de télévision compatible basé sur la « quantification des niveaux ». Il montre l'intérêt de l'application des panneaux « électro-luminescents » à la télévision en noir et en couleur, décrit des montages à mémoire, et amplificateurs de lumière, etc..

Cinquième Section (Hyperfréquences).

Réunion du mardi 25 mai 1954 : Sous la présidence de M. WARNECKE, MM. B. EPSZTEIN et G. GUILBAUD firent un exposé sur les « Amplificateurs à parois résistives ».

Les Conférenciers indiquent que les études sur le bruit dans les T. P. O. ont amené à envisager le passage d'un faisceau d'électrons, issus d'un canon du type habituellement utilisé, dans un tube en matière résistive. Là où l'on attendait une atténuation, le calcul et les expériences exécutés par BIRDSALL, WHINNERY, BREWER et HAEFF, ont montré que l'on a en réalité une onde amplifiée et une onde atténuée. D'où la possibilité d'envisager des amplificateurs à large bande (70 % à 3 000 Mc/s).

Le même calcul, appliqué à un faisceau soumis à l'influence de champs électrique et magnétique croisés, montre la même possibilité d'amplification. Mais il existe, en plus, la possibilité de n'avoir qu'une onde atténuée, dans le cas où seule des deux électrodes qui limitent l'espace à champs croisés, l'électrode négative est résistive. On peut donc espérer avoir dans ces conditions un procédé de réduction du bruit et de l'effet diocotron dans les amplificateurs magnétron.

Réunion du mercredi 16 juin 1954. — Cette réunion présidée par M. WARNECKE était consacrée à un exposé de M. P. PALLUEL sur les « Caractéristiques d'un modèle typique d'oscillateur à très large bande d'accord électronique » (*Carcinotron*).

Le « Carcinotron O » est un oscillateur utilisant le couplage électronique entre une ligne dispersive à mode inverse et un faisceau dont la vitesse commande la fréquence d'oscillation. Le faisceau est guidé, comme dans les tubes à propagation d'ondes, par un champ magnétique focalisateur.

Le modèle CO-127 présenté — maintenant réalisé industriellement par C. S. F. — couvre une bande continue de 2 000

à 4 000 Mc/s ; la tension est variable de 200 à 1 400 V et le courant de 25 à 40 mA. La puissance moyenne est de 500 mW. La focalisation est assurée par aimant permanent. La sortie du tube est réglée pour une charge 50/75 ohms.

Les principales propriétés de ce tube sont les suivantes :

— Impédance de sortie pratiquement constante, très faible influence de la charge.

— Très large excursion en modulation de fréquence ; possibilité de modulation en amplitude et de fonctionnement en impulsions.

— Faible puissance de commande de la modulation, cadences de modulation très supérieures à 1 Mc/s.

— Possibilité de réglage du régime du tube et d'égalisation du niveau de puissance dans la bande.

Bonnes robustesse et durée de vie.

Réunion du mercredi 30 juin 1954. — Sous la présidence de M. WARNECKE, M. PIRCHER fit au cours de cette réunion un exposé, sur : « Quelques applications des rayonnements elliptiques à la technique des hyperfréquences (*Anticlutteur-joint tournant, déphaseur... Procédés de calcul*) ».

Huitième Section (Electronique Appliquée).

Le lundi 24 mai 1954 eut lieu sous la présidence de M. F. RAYMOND une Réunion commune de la huitième section avec l'Association des Ingénieurs Electroniciens (A. I. E.) et la première section de la Société Française des Electriciens (S. F. E.) pour entendre un exposé de M. KLEIN sur : « Etudes des particularités des amplificateurs magnétiques et en particulier de ceux destinés aux courants faibles. Leur altération possible. Dimensionnement et éléments de projets ».

VISITE

Visite de la Tour Hertzienne de Meudon des P. T. T.

Notre Société avait organisé, en accord avec les P. T. T., le samedi 26 juin, une visite à la Tour Hertzienne de MEUDON.

Trente cinq personnes, dont plusieurs membres étrangers, y ont participé.

M. ICOLE, Ingénieur en Chef aux Lignes à Grande Distance, avait tenu à présenter lui-même aux visiteurs cette belle réalisation dont nos lecteurs ont pu admirer la maquette reproduite sur la page de couverture du numéro spécial d'avril-mai 1952 de *L'Onde Electrique* consacré aux faisceaux hertziens.

Il s'agit d'une tour de 80 m, à trois couronnes intermédiaires à 30, 45 et 60 m destinées à supporter les aériens de tous les faisceaux hertziens P. T. T. dont le point de départ est situé à PARIS. Les équipements radio et alimentations sont placés dans deux salles situées immédiatement au-dessous de chaque couronne d'aériens. Les étages inférieurs sont réservés au logement des exploitants.

Sous la conduite éclairée de M. ICOLE, les visiteurs purent examiner en détail l'agencement des équipements des faisceaux hertziens, type GD 101, PARIS-LILLE et PARIS-STRASBOURG, installés au-dessous de la première couronne (à 30 m) et qui assurent actuellement la transmission des programmes de télévision de PARIS aux Centres Emetteurs de LILLE et de STRASBOURG.

Tous les visiteurs se félicitèrent de cette belle réalisation des P. T. T. qui permettra de doter notre pays du réseau de liaisons hertziennes nécessaires au développement de la télévision française.

DISTINCTION

Prix Général FERRIÉ 1953.

Le Comité National Ferrié composé de personnalités de l'Armée, de l'Industrie, de la Science a décidé de décerner le Prix Général FERRIÉ de l'année 1953 à M. L. J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

Ce prix annuel a été fondé pour encourager les jeunes français ayant effectué un travail susceptible d'intéresser plus particulièrement le développement de la radioélectricité.

Le prix a été remis à M. LIBOIS au cours d'une réunion tenue le 18 juin 1954, 23, rue de Lübeck à Paris, au siège de la Fédération Nationale des Industries Radioélectriques et Electroniques.

Nous nous réjouissons tout particulièrement de cette distinction et adressons nos plus vives félicitations au lauréat qui assume dans le cadre de notre Société les fonctions de Rédacteur en chef de *L'Onde Electrique*.

INFORMATIONS

« Concours international du meilleur enregistrement sonore » (C. I. M. E. S.).

Le Concours du Meilleur Enregistrement Sonore, fondé en France en 1950 et international depuis 1952, est ouvert à nouveau et sera clos en septembre 1954.

Comme par le passé, il concerne exclusivement les techniciens amateurs de l'enregistrement sonore.

Son siège, pour cette année, a été fixé à Bruxelles, où le Jury International se réunira en octobre 1954.

Rappelons que, pour la France, il est placé sous le patronage de la Radiodiffusion-Télévision Française, de la Direction Générale de la Jeunesse et des Sports (Ministère de l'Éducation Nationale), de la Fédération Nationale des Syndicats des Industries Radio-Électriques et Électroniques et de l'Association des Amateurs de l'Enregistrement Sonore.

Tant par la valeur des prix dont il sera doté que par le nombre des pays participants, le troisième Concours International du Meilleur Enregistrement Sonore s'annonce plus important encore que les précédents et les amateurs français sont donc d'autant plus chaleureusement invités à s'y manifester.

Pour obtenir le règlement détaillé de la compétition, écrire (en joignant un timbre pour la réponse) à l'adresse suivante : Concours International du Meilleur Enregistrement Sonore, Radiodiffusion-Télévision Française, 107, rue de Grenelle, Paris-7^e.

C'est à cette même adresse que les concurrents devront envoyer leurs enregistrements avant le 1^{er} septembre 1954.

OFFRES D'EMPLOI

0.26. — Compagnie I.B.M. FRANCE offre situation bien rémunérée, stable et d'avenir, à :

INGÉNIEURS ÉLECTRONICIENS

ayant quelques années d'expérience.

AGENTS TECHNIQUES ÉLECTRONICIENS

3^e catég. spécialis. impulsions.

Ecr. avec curr. vitae, 20, av. Michel-Bizot, PARIS-12^e.

0.27. — On recherche pour diriger études expérimentales de propagation ionosphérique, ingénieur qualifié ayant si possible quelques années de pratique de construction matériel électronique. Ecrire : Directeur du B.I.F., 196, rue de Paris à Bagneux.