43e ANNÉE - N° 430
JANVIER 1963
PRIX : 6 F

L'ONDE ÉLECTRIQUE

LIBRARY, BOULDER LABORATORIES
NATIONAL BUREAU OF STANDARDS
BOULDER, COLORADO
JUN 3 1963

REVUE MENSUELLE de la SOCIÉTÉ FRANÇAISE des ÉLECTRONICIENS et des RADIOÉLECTRICIENS
PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS

Fréquencemètre compteur automatique FERISOL type H A 101 B

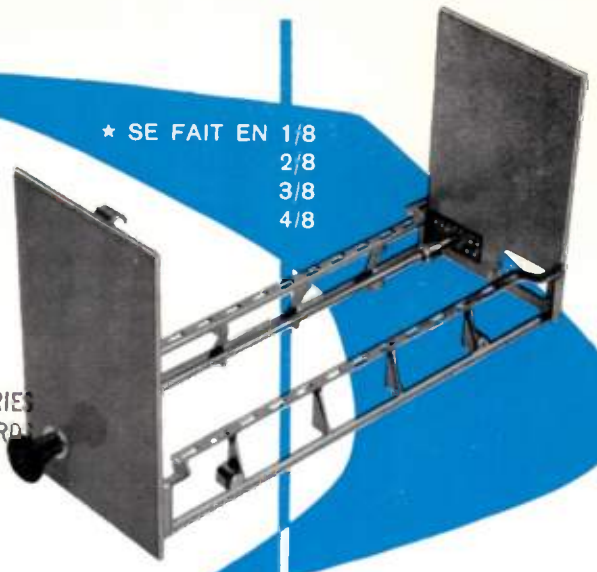
■

Câbles coaxiaux THF à conducteur extérieur en aluminium, J. ORTUSI, R. JACTEUR. — Fiabilité des composants d'après essais, J. CHERBUY. — Amélioration de caractéristiques du tecnetron, A. BOBENRIETH, M. LEGAGNEUX. — Retard dans les transistors en commutation, J. PRIEUR-DREVON, A. THINEY. — Régimes non linéaires dans diodes tunnel, J. REVUZ. — Extension et précision de mesure des Q-mètres, J. M. PARKYN. — Noyaux magnétiques de commutation en modules logiques digitaux, D. FRANC. — Modulation de fréquence dans transmission du signal de chrominance Tv couleurs, J. FAGOT.

sous licence du
Commissariat
à l'Energie
Atomique
(C. E. A.)

LIBRARY, BOULDER LABORATORIES
NATIONAL BUREAU OF STANDARDS
BOULDER, COLORADO
APR 1 4 1964

★ SE FAIT EN 1/8
2/8
3/8
4/8



LES ÉTABLISSEMENTS

Baudet Donon Roussel

EXÉCUTENT

les éléments mécaniques standard

CONFORMÉMENT A LA NORME U. S. A.
DE 19 POUCES

CHASSIS A TIROIRS
MODÈLE DÉPOSÉ N° 62.064

Conformes au projet EURATOM de règles E.S.O.N.E.

Châssis de hauteur 5 U, muni d'une platine intermédiaire équipée de 8 connecteurs femelles 24 broches, destiné à recevoir des tiroirs normalisés de hauteur 4 U

4 TYPES DE TIROIRS
(1/8 - 2/8 - 3/8 - 4/8)
équipés d'un connecteur mâle 24 broches.

★ DOCUMENTATION SUR DEMANDE

ÉTABLISSEMENTS **Baudet Donon Roussel**

139, RUE SAUSSURE - PARIS 17e ★ TÉL. WAG. 43-22

Agence PUBLEDITEC DOMENACH 33/P

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Vol. XLIII — **JANVIER 1963** — **N° 430**

Rédaction de l'Onde Électrique :

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

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

Cotisations des Membres de la Société : Voir au verso " Extraits des Statuts "

SOMMAIRE

Câbles coaxiaux T.H.F. à conducteur extérieur en aluminium — Fabrication et mesures en T.H.F.	J. ORSINI R. JOCTEUR	5
Estimation de la fiabilité des composants d'après les résultats d'essais	S. CHERBUY	25
Amélioration des caractéristiques du tecnétron	A. BOBENRIETH M. LEGAGNEUX	32
Retard dans les transistors en commutation	M. PRIEUR-DREVON A. THINEY	39
Régimes non linéaires dans les diodes « tunnel »	J. REVUZ	47
Extension des mesures et précision de mesure des Q-mètres	J.M. PARKYN	56
Utilisation des noyaux magnétiques de commutation dans les modules logiques digitaux	D. FRANC	59
Application de la modulation de fréquence à la transmission du signal de chrominance de la télévision en couleurs	J. FAGOT	68
Informations :		
Documentation technique		78
Communiqués		81

Sur notre couverture :

Un ensemble Ferisol de très haute précision pour les mesures de fréquences

Le **Fréquencemètre compteur automatique Ferisol** type HA 101 B est un appareil de la classe « Laboratoires » permettant à l'aide de deux tiroirs convertisseurs enfichables, la mesure directe des fréquences jusqu'à 500 MHz, avec la possibilité d'étendre les mesures jusqu'au delà de 12 000 MHz, à l'aide du **Fréquencemètre Hétérodyne,** type HS 201. Les mesures de durée à partir de 1 microseconde, et de périodes de 0 à 10 kHz sont également effectuées à l'aide de tiroirs enfichables.

L'appareil est entièrement réalisé en matériel professionnel sûr (pièces détachées des listes préférentielles Administration, tubes longue durée) offrant une sécurité de fonctionnement contrôlée et prouvée.

Il est équipé d'un pilote à Quartz à très haute stabilité (meilleur que 2.10^{-9} par heure et 5.10^{-9} par jour) et d'un dispositif de « mémorisation » permettant l'affichage permanent du résultat sans aucune scintillation.

Société FERISOL, 18 avenue P.-V.-Couturier, Trappes (S.-et-O.), France. Tél. 923.08.00 (7 lignes groupées).

L'Onde Electrique, revue mensuelle publiée par la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens, est éditée par les

ÉDITIONS CHIRON

40, Rue de Seine - PARIS-6e - Tél. : MÉD. 18-93 - C.C.P. Paris 53-35

Abonnement annuel souscrit directement aux Editions Chiron : France **54 F** — Etranger **60 F** — Ce n° **6 F**

Exclusivité de la Publicité : M. R. DOMENACH, 161, Bd St Germain, Paris 6e - Tél. BAB. 41-97 et 41-98

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1963)

M. G. LEHMANN, Directeur Scientifique à la C.G.E.

Président désigné pour 1964

M. L. BRAMEL de CLÉJOULX, Directeur des Services d'Enseignement des P.T.T.

Vice-Présidents

MM. J. DAUVIN, Ingénieur Général des Télécommunications e.r., Directeur délégué du Centre de Recherches de la C.G.E.

P. GRIVET, Professeur d'Electronique à la Faculté des Sciences de Paris.

M. SURDIN, Chef du Département Electronique au C.E.A.

Secrétaire Général

M. R. CABESSA, Directeur de la Division systèmes électroniques à la Société Le Matériel Téléphonique.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Electronique à l'E.S.E.

M. THUÉ, Ingénieur des Télécommunications.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Directeur Général Adjoint de la Société M.E.C.I.

Secrétaires

MM. J. BLOUET, Chef de la Section Métrologie de la Division Radioélectricité et Electronique du L.C.I.E.

J.-P. POITEVIN, Ingénieur des Télécommunications.

J M. COUPRIE, Ingénieur des Télécommunications à la R.T.F..

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Président	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et des Techniciens	M. L. CHEREAU	
2	Etudes scientifiques générales	M. L. ROBIN	M. M. MENORET
3	Physique de l'état solide	M. Ch. DUFOUR	M. G. PARICARD
4	Tubes électroniques	M. J. PICQUENDAR	M. O. CAHEN
5	Composants électroniques	M. DANZIN	M. Ch. LOYEN
6	Propagation des ondes	M. J. VOGE	M. DU CASTEL
7	Electroacoustique. Enregistrement des sons	M. R. BUFFARD	M. R. LEHMANN
8	Télécommunications-Radiodiffusion-Télévision	M. J. FAGOT	M. AFANASSIEFF
9	Radiodétection et localisation, Radionavigation	M. P. ASSENS	M. D. COULMY
10	Calculateurs électroniques. Automatismes	M. J. LOEB	M. G. ROTH
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. P. DESNEIGES	Mme KOCH
12	Electronique biologique et médicale	M. J. POLONSKY	M. E. ALLARD

Rédaction de l'Onde Électrique

M. L.-J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Président du Comité de Rédaction.
M. J.-P. POITEVIN, Ingénieur des Télécommunications, Rédacteur en Chef de l'Onde Electrique.
M. M. CAMUS, Ingénieur des Télécommunications
M. A. PROFIT, Ingénieur des Télécommunications

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE D'ALGER

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

GROUPE DE L'EST

Président — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.

Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Maître de Conférences à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE GRENOBLE

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

Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble

GROUPE DE LYON

Président. — M A. SARAZIN, Professeur de Physique Nucléaire à la Faculté des Sciences de Lyon, Directeur de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon.

Secrétaire. — M R. ARNAL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Lyon.

GROUPE DE MARSEILLE

Président — M Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.

Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPE DU NORD

Président. — M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N.

Vice Présidents. - M.R. CARPENTIER Chef du Centre de Télévision de la R.T.F. — M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.

Secrétaire. — M. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent.

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité, l'électronique et tout ce qui s'y rattache.

.....

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société.

2° Etre agréé par le Bureau de la Société.

.....

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

.....

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans en cours d'études pourront sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique*.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS
(Assemblée Générale Janvier 1962)

Particuliers	30,00 F
Particuliers âgés de moins de 25 ans en cours d'études	15,00 F
Sociétés ou Collectivités	150,00 F
ou	350,00 F
ou	750,00 F
au gré de la Société ou Collectivité.	
Particuliers résidant à l'étranger	30,00 F
plus frais postaux	5,00 F

* NDLR. Cette revue est l'Onde Electrique.

Changement d'adresse : joindre 0,50 F à toute demande.

RÉSUMÉS DES ARTICLES

CABLES COAXIAUX T.H.F. A CONDUCTEUR EXTÉRIEUR EN ALUMINIUM - FABRICATION ET MESURES EN T.H.F., par J. ORSINI et R. JOCTEUR, *Ingénieurs aux Câbles de Lyon*, Onde Electrique de janvier 1963 (pages 5 à 24).

L'installation aux Câbles de Lyon d'une presse à aluminium a permis, entre autres réalisations, l'étude et la mise au point de câbles coaxiaux économiques. Nous décrivons ici certains types de tels câbles, de moyens et de gros diamètres. Ils sont utilisés notamment comme câbles « d'émission », capables de transporter des puissances considérables en hautes et très hautes fréquences, et comme câbles employés pour certains problèmes particuliers de la Physique, par exemple, pour la transmission d'impulsions de très brèves durées.

Ces câbles doivent posséder certaines performances électriques dans un domaine très vaste de fréquences. Nous décrivons les principaux essais électriques que nous avons mis au point jusqu'à des fréquences atteignant 10 000 mégahertz.

Pour certaines utilisations, il est aussi nécessaire que ces câbles jouissent de bonnes propriétés mécaniques. Nous sommes amenés à décrire les principaux essais effectués.

Le raccordement de ces câbles entre eux ainsi que leur branchement sur des extrémités d'utilisation ou de mesures, se fait par connecteurs et par « transitions » T.H.F., dont nous décrivons la réalisation.

AMÉLIORATION DES CARACTÉRISTIQUES DU TECNÉTRON, par A. BOBENRIETH, *Chef du Service Dispositifs Spéciaux, Société Européenne des Semiconducteurs (S.E.S.C.O.)*, et M. LEGAGNEUX, *Ingénieur au Service Dispositifs Spéciaux, Société Européenne des Semiconducteurs (S.E.S.C.O.)*. Onde Electrique de janvier 1963 (pages 32 à 38).

Cet article rappelle d'abord succinctement les points essentiels qui ont jalonné le développement des dispositifs semiconducteurs à effet de champ, ainsi que les avantages de ces dispositifs par rapport aux transistors à jonctions.

En France, un travail continu a permis d'aboutir au « Tecnétron », inventé par M. TEZNER, développé au C.N.E.T. et industrialisé par le Département Semiconducteurs C.F.T.H. (aujourd'hui S.E.S.C.O.).

L'étude décrite dans cet article a été entreprise sur contrat C.N.E.T. Elle avait pour but d'améliorer les caractéristiques du Tecnétron classique au point de vue dissipation, pente et fréquence limite.

On donne le détail des diverses modifications technologiques (méthodes de montage, forme du bâtonnet, etc.), qui ont permis d'aboutir à ces améliorations et on termine par l'indication des nouvelles caractéristiques obtenues.

RÉGIMES NON LINÉAIRES DANS LES DIODES « TUNNEL », par J. REVUZ, *Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée*. Onde Electrique de janvier 1963 (pages 47 à 55).

La présence d'une résistance négative dans la caractéristique d'une diode « tunnel » est non seulement à la base des nombreuses applications actuelles, mais est également responsable de l'apparition de régimes instables qu'il convient de bien maîtriser pour profiter complètement des avantages de la diode.

En adoptant un schéma simple, on étudie les différents régimes d'instabilité possibles et on les classe en fonction des paramètres de la diode et du circuit d'utilisation.

UTILISATION DES NOYAUX MAGNÉTIQUES DE COMMUTATION DANS LES MODULES LOGIQUES DIGITAUX, par D. FRANC, *Ingénieur en chef à la Société Sprague Electromag*. Onde Electrique de janvier 1963 (pages 59 à 67).

L'article débute par un rappel des effets électromagnétiques obtenus lors de la commutation d'un tore. Il explique ensuite les méthodes de mesure employées pour l'investigation des matériaux.

Un aperçu est donné sur le contrôle de qualité dans la fabrication de tore à ruban métallique ultra fin.

Le fonctionnement et le degré de miniaturisation de quelques circuits magnétiques employés dans les calculateurs sont également examinés. Description est donnée de certains types de registres de transfert et compteurs magnétiques.

ESTIMATION DE LA FIABILITÉ DES COMPOSANTS D'APRÈS LES RÉSULTATS D'ESSAIS, par J. CHERBUY, *Ingénieur I.E.G. Sous-Directeur Technique de la Société Française de l'Electro-Résistance (SFERNICE)*. Onde Electrique de janvier 1963 (pages 25 à 31).

Après avoir rappelé rapidement les différents types d'essais pratiqués sur les composants électroniques et les différentes manières de présenter les résultats, on indique comment, à partir de tableaux de contrôle statistique, tels que ceux figurant dans la spécification CCTU 01-02, et d'après les résultats des essais sur échantillon, il est possible d'apprécier les performances d'un composant.

La loi exponentielle d'apparition des défauts en fonction du temps, couramment admise à cause de sa simplicité — et d'ailleurs suffisamment bien vérifiée pour les résistances électriques — est exposée avec quelque détail.

On montre enfin comment on peut estimer la fiabilité d'un composant évoluant suivant la loi exponentielle à partir d'un essai sur échantillon. Des abaques et des exemples numériques complètent cet exposé.

RETARD DANS LES TRANSISTORS EN COMMUTATION, par M. PRIEUR-DREVON et A. THINEY, *Section d'Electronique Rapide, Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble*, Onde Electrique de janvier 1963 (pages 39 à 46).

Cette étude comporte la description physique et mathématique du phénomène de retard qui intervient dans le comportement d'un transistor en régime transitoire.

Les principes généraux sont exposés et deux cas particuliers importants sont envisagés : le cas de la jonction abrupte qui est celui de la plupart des transistors alliés courants. le cas de la capacité de transition constante qui s'applique aux transistors tels que le 2 N 769 par exemple.

Pour ces deux familles de transistors, les relations donnant les temps de retard dans chaque montage sont établies et les approximations utilisées discutées.

Les vérifications expérimentales ont porté sur les transistors SFT 228 et 2N 769 qui illustrent très bien les deux cas théoriques envisagés.

Une méthode de recherche générale est exposée en conclusion.

EXTENSION ET PRÉCISION DE MESURE DES Q-MÈTRES, par J.M. PARKYN, *Ingénieur, Marconi Instruments Ltd.* Onde Electrique de janvier 1963 (pages 56 à 58).

Le Q-mètre est un appareil de mesure souple mais certaines mesures nécessitent des corrections.

Cet article donne une technique de correction précise qui n'est généralement pas donnée dans les manuels techniques, ainsi qu'une méthode de mesure évitant les corrections pour les erreurs résiduelles les plus significatives des Q-mètres, en général les pertes série et shunt.

APPLICATION DE LA MODULATION DE FRÉQUENCE A LA TRANSMISSION DU SIGNAL DE CHROMINANCE DE LA TÉLÉVISION EN COULEURS, par J. FAGOT, *Directeur technique à la C.S.F.* Onde Electrique de janvier 1963 (pages 68 à 77).

L'auteur rappelle les signaux retenus par la télévision en couleurs, et les principes généraux adoptés pour leur transmission en télédiffusion avec le système NTSC et SECAM (séquentiel).

Les performances concernant la modulation FM du SECAM, pour la chrominance, sont examinées sous les aspects suivants, en comparaison avec le NTSC :

- *visibilité de la sous-porteuse,*
- *rapport signal à bruit,*
- *action de la phase et de l'amplitude différentielles,*
- *enregistrement magnétique.*

Un tableau comparatif est donné en fin d'article.

SUMMARIES OF THE PAPERS

ESTIMATION OF LIFE EXPECTANCY OF COMPONENTS ACCORDING TO TEST RESULTS, by J. CHERBUY, *Ingénieur I.E.G. Sous-Directeur technique de la Société Française de l'Electro-Résistance (SFERNICE)* : Onde Electrique, January 1963 (pages 25 to 31).

After a brief sketch of the different kinds of tests used on electronic components and the various ways of presenting the results, there is an explanation of how, with reference to statistical control information such as that appearing in the CCTU 01-02 specification, and in accordance with the results of tests on a sample, it is possible to estimate the performance of a component.

The exponential law relating to the appearance of faults as a function of time which is commonly used because of its simplicity — and besides is sufficiently well-proved for electrical resistances — is examined in some detail.

There is then an account of how the life expectancy of a component in use can be estimated in accordance with the exponential law from the results of a test on a sample. Tables and numerical examples complete the account.

DELAY TIME IN TRANSISTORS FOR SWITCHING APPLICATIONS, by M. PRIEUR-DREVON and A. THINEY, *Section d'Electronique Rapide, Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay*. Onde Electrique, january 1963 (pages 39 to 46).

This paper involves the physical description and mathematical theory of delay time, wich appears in the transient behavior of transistors.

Two important cases are treated : First the case of abrupt transition in the junction as in alloy transistors ; second, the case of constant depleting layer capacitance.

The relationships giving the time delay, as a function of external and internal parameters of a transistor are calculated, and the assumptions discussed for these two groups of transistors.

The experimental results are presented with the SFT 228 for the first case and the 2 N 769 for the second one.

A general method about calculation of time delay in every transistor is given, in conclusion.

THE WIDER AND MORE PRECISE USE OF Q-METERS, by J.M. PARKYN, *Ingénieur, Marconi Instruments Ltd.* Onde Electrique, January 1963 (pages 56 to 58).

The Q-meter is a flexible measuring instrument but some measurements require some corrections.

This article describes a method for exact correction which is not generally given in the text-books, as well as a measuring method which avoids the necessity of corrections for the most prominent residual errors of Q-meters which are in general the series and shunt losses.

THE APPLICATION OF FREQUENCY MODULATION TO THE TRANSMISSION OF THE CHROMINANCE SIGNAL IN COLOUR TELEVISION, by J. FAGOT, *Directeur technique à la C.S.F.* Onde Electrique, January 1963 (pages 68 to 77).

The author recalls the signals required for colour television and the general principles used for their transmission in television broadcasting with the N.T.S.C. and SECAM (sequential) systems.

The application of FM modulation in SECAM for chrominance is examined under the following headings in comparison with NTSC :

Visibility of the sub-carrier.
Signal noise ratio.
The effect of phases and amplitude differentials.
Magnetic recording.

At the close of the article a comparative table is given.

VHF COAXIAL CABLES HAVING AN OUTER CONDUCTOR IN ALUMINIUM-MANUFACTURE AND MEASUREMENTS AT VHF, by J. ORSINI and R. JOCTEUR, *Ingénieurs aux Câbles de Lyon*. Onde Electrique, January 1963 (pages 5 to 24).

The provision at Cables de Lyon of a press for use with aluminium has allowed, among other things, the study and the manufacture of electrical coaxial cables. We describe here certain kinds of these cables of average and large diameters. They are used particularly as transmission cables capable of carrying considerable power at high and very high frequencies and also as cables useful in certain special problems of physics, for example the transmission of very brief pulses.

These cables must have certain electrical performances over wide range of frequencies. We describe the principle electrical tests which we have made up to frequencies as high as 10,000 megacycles.

For certain applications it is also necessary that the cables should have good mechanical properties. We go on to describe the principle tests which have been made.

The interconnection of these cables between themselves as well as their treatment of the output or measuring point is made by connectors and other VHF devices, the design of which we describe.

IMPROVEMENTS IN THE CHARACTERISTICS OF THE TECNETRON, by A. BOBENRIETH, *Chef du Service Dispositifs Spéciaux, Société Européenne des Semiconducteurs (S.E.S.C.O.) and* M. LEGAGNEUX, *Ingénieur au Service Dispositifs Spéciaux, Société Européenne des Semiconducteurs (S.E.S.C.O.)*. Onde Electrique, January 1963 (pages 32 to 38).

This account first sketches briefly the essential characteristics which have precipitated the development of semi-conductor devices using the field effect as well as the advantages of these devices in comparison with junction transistors.

In France sustained effort has led to the « Tecnetron », invented by M. TEZNER, developed by C.N.E.T. and commercialized by the Semi-conductor Division of C.F.T.H. (now S.E.S.C.O.).

The study described in this article has been undertaken on a C.N.E.T. contract. Its aim was to improve the characteristics of the conventional Tecnetron in such matters as dissipation, slope and frequency limit.

The details are given of various technical modifications (methods of mounting, shape of the device, etc.) which have enabled these improvements to be obtained and there is finally an account of the characteristics now obtained.

NON-LINEAR OPERATING CONDITIONS IN TUNNEL DIODES, by J. REVUZ, *Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée*. Onde Electrique, January 1963 (pages 47 to 55).

The presence of negative resistance in the characteristic of a tunnel diode is not only useful in many practical applications but is also responsible for the appearance of unstable operating areas, which must be controlled if the full advantages of the diode are to be realised.

By reference to a simple circuit diagram, the writer examines the different possible unstable conditions and classifies them in relation to the parameters of the diode and of the circuit in which it is used.

UTILIZATION OF MAGNETIC SWITCH CORES IN DIGITAL LOGIC MODULES, by D. FRANC. *Ingénieur en chef à la Société Sprague Electromag*. Onde Electrique, january 1963 (pages 59 to 67).

A survey of electromagnetic effects during the switching of a toroidal core is first given.

Methods of measurement used in core material investigation are then discussed, as is also the quality control in manufacture of metallic tape bobbin cores.

Circuit characteristics and size of magnetic circuit for computer application are then discussed. Specific types of magnetic shift register and magnetic counter circuits are described in some detail.

CABLES COAXIAUX T.H.F. A CONDUCTEUR EXTÉRIEUR EN ALUMINIUM

FABRICATION ET MESURES EN T.H.F.

PAR

J. ORSINI ET R. JOCTEUR

Ingénieurs aux Câbles de Lyon

1. Introduction

Les câbles coaxiaux constituent les lignes les plus couramment utilisées dans le domaine des ondes métriques, décimétriques, et même centimétriques, c'est-à-dire, en très hautes fréquences jusqu'à quelques milliers de mégahertz. Nous les désignerons par câbles coaxiaux T.H.F.

Nous décrirons plus particulièrement des câbles coaxiaux de moyens ou grands diamètres, utilisés notamment comme « câbles d'émission », capables de transporter une puissance T.H.F. permanente importante, par exemple entre un émetteur de radio-diffusion ou de télévision et l'antenne. Ces câbles sont aussi utilisés pour certaines applications particulières, par exemple, pour la transmission, avec le moins de déformation possible, d'impulsions de très brèves durées, dont le spectre de fréquences s'étend très loin en T.H.F.

L'utilisation d'une gaine en aluminium comme conducteur extérieur de ces câbles coaxiaux permet une spécification économique. Cette gaine joue en effet le rôle de conducteur de retour des courants T.H.F. et de protection mécanique étanche du câble.

Nous décrirons ensuite les essais électriques effectués sur les câbles, jusqu'en T.H.F. et nous donnerons une idée de la qualité électrique obtenue.

2. Description et fabrication des câbles coaxiaux T.H.F. à conducteur extérieur en aluminium

2.1. Description de deux procédés particuliers d'isolation

Nous décrirons deux types d'isolation en matériau plastique aéré.

2.1.1. Si l'on n'a pas besoin d'un affaiblissement très faible, ou si l'on n'a pas une puissance trop importante à transporter ou, si l'on veut une impédance relativement élevée, c'est-à-dire, lorsque le rapport entre le diamètre intérieur du conducteur extérieur et le diamètre extérieur du conducteur intérieur est important, on utilise une isolation constituée par des tuyaux en matière plastique câblés autour du conducteur intérieur en cuivre. L'ensemble est fretté par des rubans ou un tube en matière plastique et recouvert du conducteur extérieur en aluminium [1].

La figure 1 *b* montre un tel type de câble, 1,8/14 dont le conducteur central est constitué par un fil

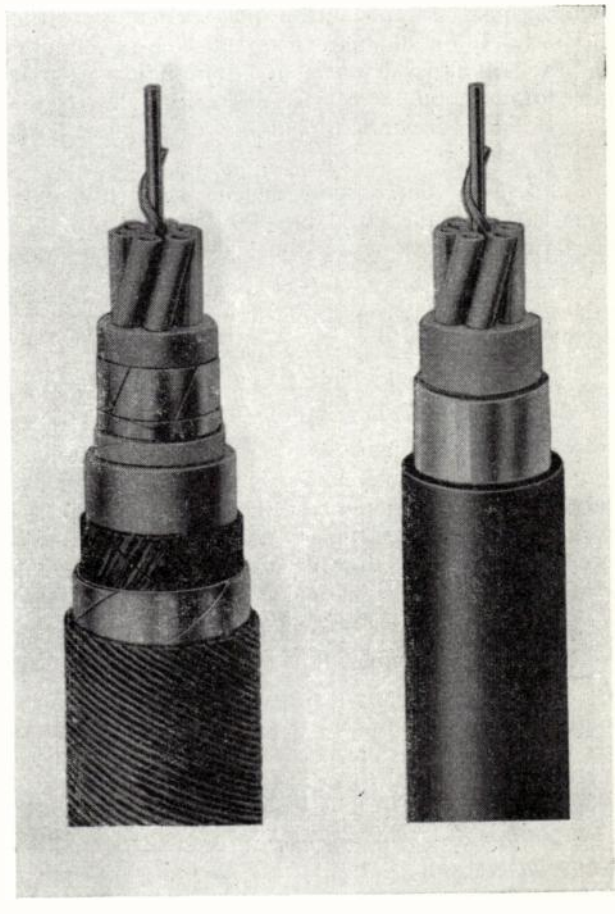


Fig. 1. — Photographie de 2 câbles coaxiaux type 1,8/14.

de cuivre massif de 1,8 mm de diamètre. Le diamètre sous la gaine d'aluminium est de 14 mm. Cette spécification remplace avantageusement une ancienne spécification où le conducteur extérieur était constitué par des bandes de cuivre imbriquées, enroulées à pas long sur l'isolation, frettées par une autre bande de cuivre et une gaine en plomb (fig. 1 *a*). Ces deux câbles ont des propriétés électriques très voisines. Mais le câble sous gaine aluminium a un encombrement et un poids plus faibles.

2.1.2. Pour des câbles à très faible affaiblissement et devant transporter une puissance importante, on utilise une isolation constituée par des disques nervurés en matière plastique [2]. Ces disques sont directement moulés sur le conducteur central. Ils sont équidistants et échancrés, ce qui permet une pressurisation éventuelle du câble, pour l'installation d'une maintenance pneumatique par exemple. Les nervures donnent une excellente tenue mécanique même pour des câbles de grand diamètre pouvant atteindre 10 cm ou plus.

Dans ce type de câble, pour permettre l'étude et la réalisation rapide d'un câble satisfaisant à des conditions électriques imposées, nous avons étudié et réalisé un moule à empreintes interchangeables que l'on monte sur une presse à injection. L'épaisseur des disques et leur équidistance sont calculées pour obtenir une constante diélectrique moyenne donnée (de 1,10 environ pour ces câbles) tout en assurant une bonne tenue mécanique de l'ensemble. Pour chaque câble, le moule est tel que l'équidistance entre les disques peut être modifiée légèrement, ceci permet éventuellement d'ajuster l'impédance à une valeur donnée sans modification du diamètre extérieur, ce qui simplifie la fabrication des connecteurs dont nous parlerons plus loin. Le moule permet de réaliser des disques dont le diamètre extérieur peut aller de 10 mm environ à 10 cm environ.

Les disques sont en polyéthylène ou en tout autre matériau plastique moulable. Ils sont recouverts de deux rubans plastiques et d'une gaine en aluminium.

La figure 2 montre, à titre d'exemple, 2 types de câbles que nous avons eu l'occasion de réaliser, à savoir :

— le câble 7,65/18,7 mm, soit 7/8 de pouce,
— le câble 29,3/70,3 mm, soit 3 1/8 de pouces.

Ces deux dénominations pour un même câble correspondent, la première à la dénomination française habituelle (on désigne un câble coaxial par le diamètre extérieur de son conducteur intérieur, suivi du diamètre intérieur de son conducteur extérieur) ; la deuxième à la dénomination américaine des câbles coaxiaux T.H.F. (diamètre extérieur du conducteur extérieur).

L'impédance nominale de ces câbles est de 50 ohms.

Ces câbles correspondent, au point de vue dimensionnel, à ceux décrits dans les normes américaines très souvent utilisées dans ce domaine. Nous donnons aussi leur équivalence dans le système décimal.

2.1.3. *Matériaux diélectriques utilisés et choix des impédances*

Le matériau plastique utilisé doit posséder d'excellentes propriétés diélectriques jusqu'en T.H.F. et jusqu'à des températures pouvant être assez élevées, notamment une faible tg δ.

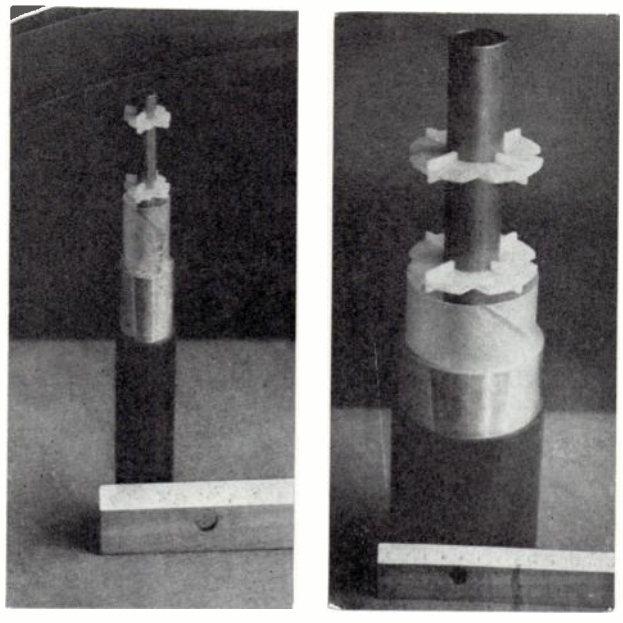


FIG. 2. — Photographie de câbles coaxiaux type 7/8″ et 3 1/8″.

Le plus souvent, le matériau plastique utilisé est du polyéthylène basse pression. Ce matériau a à peu près les mêmes qualités diélectriques T.H.F. que le polyéthylène normal haute pression, mais il peut supporter des températures un peu plus élevées : 85 °C pour le polyéthylène haute pression, 105 °C à 110 °C pour le polyéthylène basse pression. Comme on le verra plus loin, toutes choses égales d'ailleurs, il permet donc le transport de puissances plus élevées.

Pour augmenter encore cette puissance, nous utilisons d'autres matériaux plastiques facilement injectables pouvant fonctionner jusqu'à 130 °C - 140 °C par exemple, ou même à plus.

En principe, on peut réaliser à la demande, des impédances nominales variées, mais pratiquement on se limite aux deux valeurs recommandées par la Commission Electrotechnique Internationale, à savoir 50 et 75 ohms. L'impédance 51,5 ohms, assez souvent demandée, est aussi réalisée.

2.2. Fabrication des cables coaxiaux T.H.F. isolés par des disques de polyéthylène

D'une façon générale, la fabrication de ces câbles, à qualités électriques très poussées, exige une très grande précision dimensionnelle et de très grands soins, ce qui impose des conditions de propreté très sévères et un choix particulier des matériaux utilisés. Nous allons décrire plus en détail la fabrication des câbles isolés par des disques en polyéthylène.

Les principales phases de cette fabrication sont les suivantes :

2.2.1. *Calibrage, polissage et dégraissage du conducteur central*

Le conducteur central est constitué, selon les diamètres, par un fil de cuivre massif ou par un tube de cuivre. Le cuivre utilisé est du cuivre recuit O.F.H.C. (norme AFNOR EN-A 53 011).

Actuellement, la Métallurgie ne livre en grandes longueurs, sous forme de bottes ou torches que les fils de cuivre massif ou les tubes de cuivre de petits diamètres. Mais les tubes de cuivre de grands diamètres, comme les tubes de 30 mm environ de diamètre extérieur, utilisés pour la fabrication de notre câble 3 1/8″, sont livrés en longueurs droites de 15 à 20 mètres.

Ces tubes de longueurs courtes sont d'abord raccordés par brasure. De nombreux essais nous ont permis de déterminer un type de brasure du commerce convenant particulièrement bien. Il faut en effet une brasure correctement réalisée pour ne pas introduire d'anomalies en T.H.F. et avoir une excellente tenue mécanique, notamment à la traction et à la flexion.

Les épaisseurs des tubes sont déterminées par des considérations mécaniques, en fonction des opérations ultérieures de fabrication.

Les fils massifs ou tubes de petits diamètres sont calibrés par passage dans une filière spéciale puis enroulés sur une bobine de diamètre important.

Les gros tubes préalablement soudés sont calibrés dans une machine spéciale opérant par léger martelage. Ce procédé permet de calibrer en même temps les brasures. Ce calibrage est rendu nécessaire par les tolérances très sévères de fabrication.

Les fils massifs ou petits tubes calibrés et enroulés sur une bobine, ou bien les gros tubes, immédiatement après leur calibrage, passent successivement dans deux machines, où ils sont polis et dégraissés.

La figure 3 donne le schéma de la suite des différentes opérations. La figure 3 *bis* représente une vue générale de cette chaîne de fabrication.

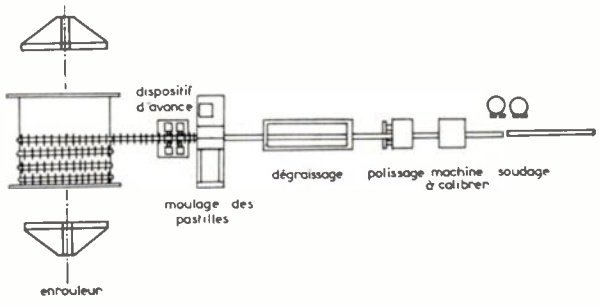


FIG. 3. — Schéma de la chaîne de fabrication de l'isolation des câbles coaxiaux T.H.F.

2.2.2. *Moulage des disques nervurés*

Les disques sont moulés directement sur le conducteur central. Cette mise en place s'effectue immédiatement après les opérations précédentes comme le montre la figure 3. Plusieurs disques sont moulés simultanément, la limitation du nombre de disques étant imposée par la capacité de la presse à injection. Entre deux opérations de moulage, un système pneumatique permet de faire avancer le câble d'une longueur bien déterminée.

Le conducteur central ainsi muni de ses disques isolants est enroulé sur une bobine de diamètre suffisant pour éviter toute ovalisation importante. Par exemple, pour le câble 3 1/8″ le tambour des bobines utilisées a un diamètre voisin de 3 mètres.

S'il est nécessaire de stocker quelques câbles arrivés

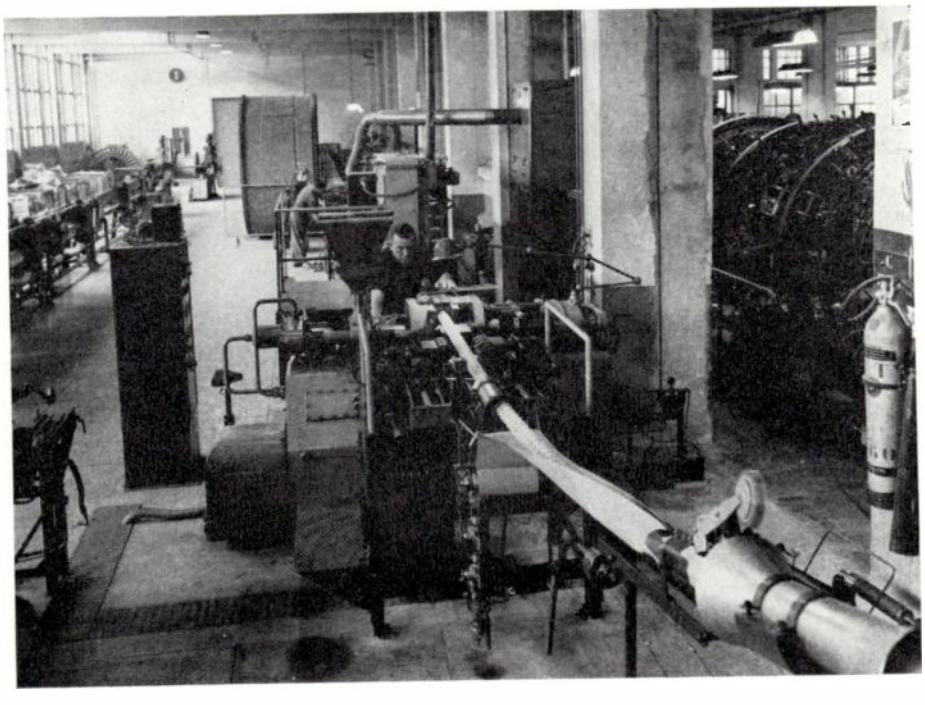


FIG. 3 *bis*. — Vue générale de la chaîne de fabrication de l'isolation.

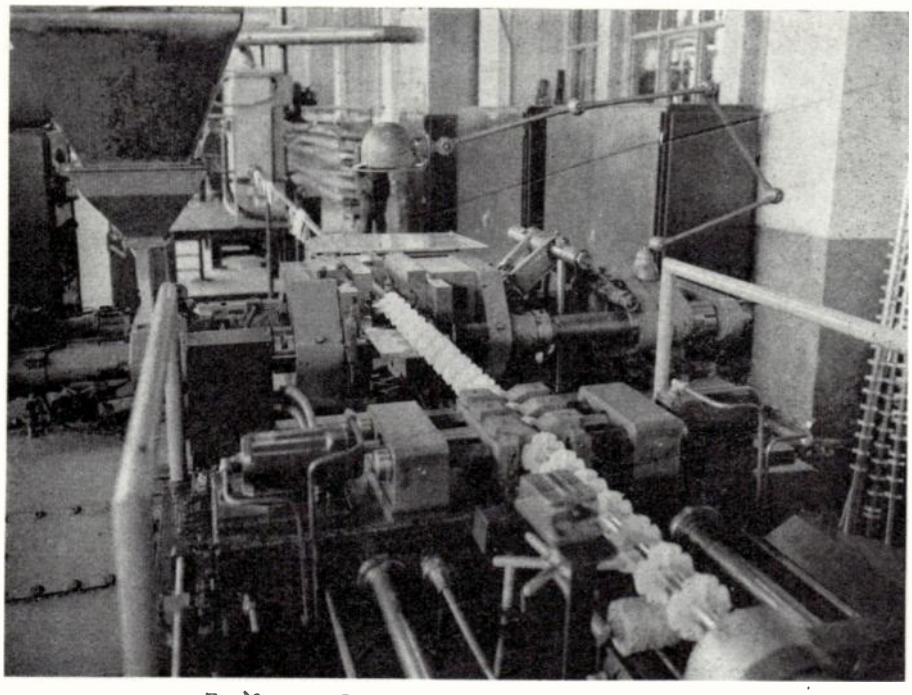


FIG. 3 *ter*. — Presse à mouler les disques nervurés.

à ce stade de la fabrication, le stockage a lieu à l'abri de l'humidité et des poussières.

La figure 3 *ter* montre une presse à mouler.

2.2.3. *Mise en place des rubans plastiques de protection*

Les disques isolants sont recouverts de rubans en matière plastique. Cette opération s'effectue sur une rubaneuse, ou bien immédiatement avant la mise en place de la gaine en aluminium.

D'ailleurs, pour certaines applications, ces rubans peuvent être supprimés.

A ce stade de fabrication, l'âme du câble est terminée.

2.2.4. *Fabrication du conducteur extérieur en aluminium*

Le conducteur extérieur est constitué par un tube en aluminium de qualité A8, c'est-à-dire, en alliage contenant au moins 99,8 % d'aluminium pur (norme AFNOR NF A 57-101).

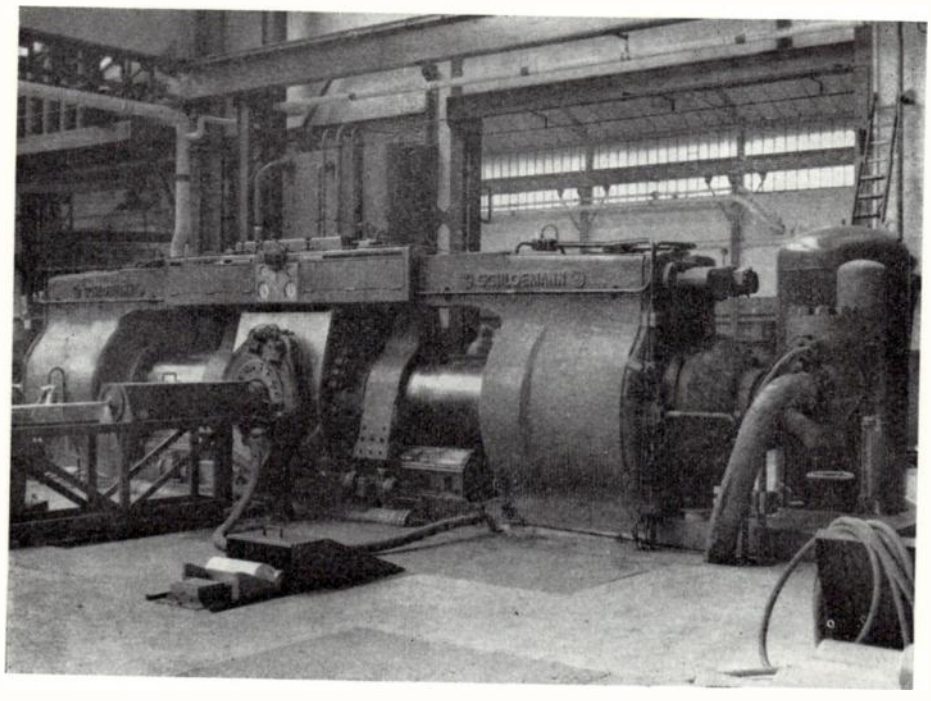


FIG. 4. — Presse en aluminium.

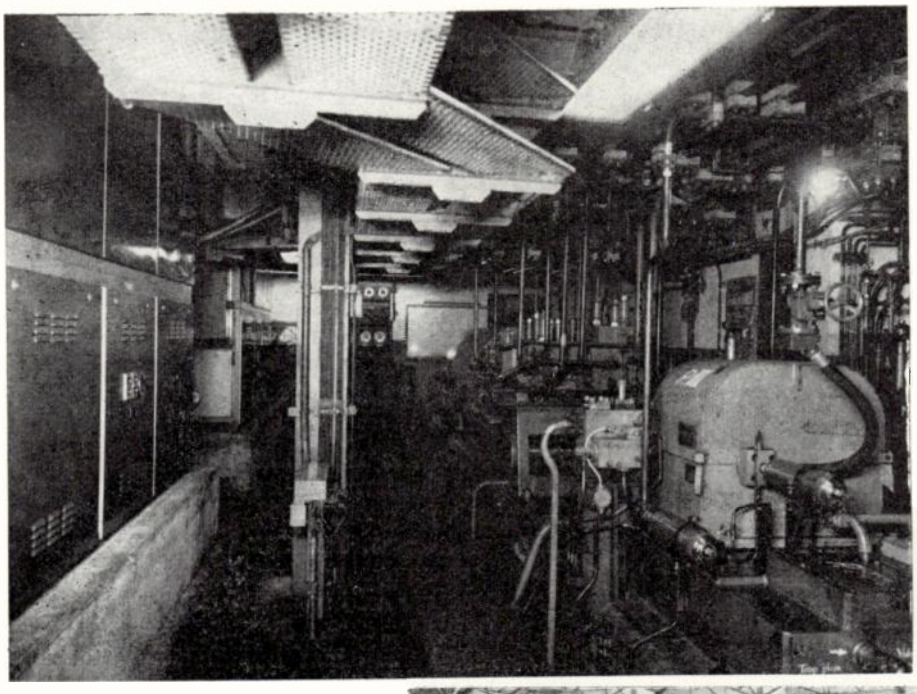


FIG. 5.

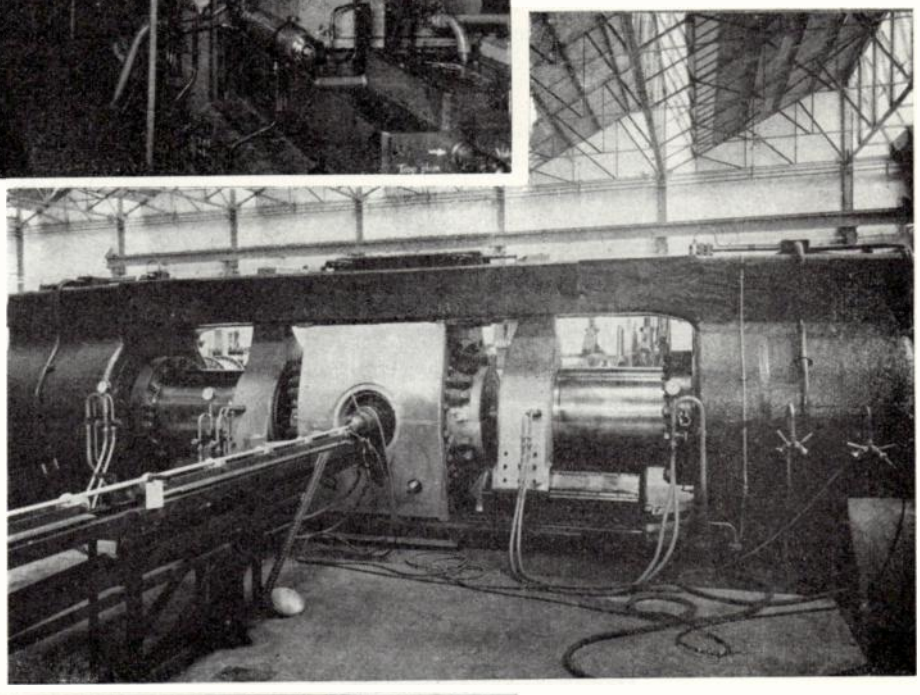


FIG. 5, 6, 7. — Presse à aluminium.

FIG. 6.

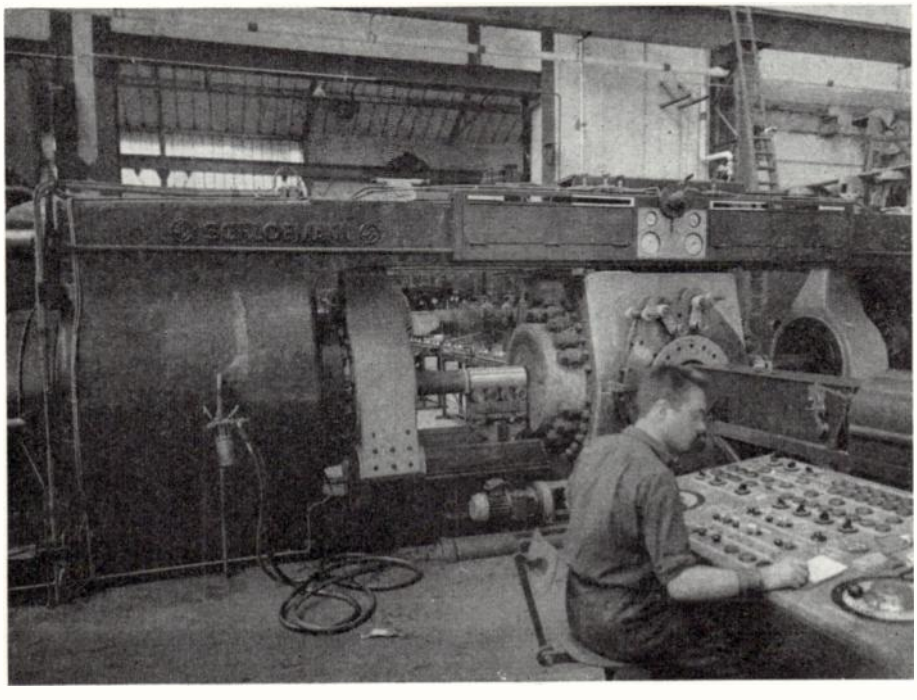


FIG. 7.

L'épaisseur de ce tube est déterminée pour que, après enroulement sur une bobine de diamètre donné, l'ovalisation soit négligeable. D'ailleurs, en réalité, épaisseur du tube d'aluminium et diamètre d'enroulement sont à la fois déterminés pour qu'il en soit ainsi.

Ce tube est directement extrudé sur l'âme du câble dans une presse automatique à aluminium. Cette presse travaille un peu à la manière des presses hydrauliques classiques permettant la réalisation des gaines en plomb des câbles. Elle est alimentée par des billettes cylindriques d'aluminium préalablement portées à une température voisine de 500 °C dans des fours à induction. L'aluminium est extrudé par pression hydraulique entre une matrice et un poinçon. Le raccordement de la gaine aluminium au moment du remplacement d'une billette par une autre se fait automatiquement.

Les figures 4, 5, 6 et 7 montrent différentes vues de cette presse à aluminium installée à Lyon, propriété commune des Câbles de Lyon et des Tréfileries et Laminoirs du Havre.

Cette presse est complétée par un système de refroidissement énergique à air et à eau. Malgré cela, dans la fabrication des câbles que nous décrivons, pour éviter toute détérioration par la chaleur des matériaux plastiques, on extrude cette gaine sur l'âme avec un léger jeu. On ramène ensuite le diamètre à la valeur voulue par rétreinte de la gaine à travers une filière.

Cette opération peut s'effectuer sur un banc de rétreinte de grande longueur sur lequel le câble est déroulé en ligne droite. Le câble est alors tiré, par exemple par un cabestan, à travers une filière, et enroulé ensuite sur une bobine. La figure 8 montre un banc de rétreinte installé dans une usine des Tréfileries et Laminoirs du Havre.

Mais il est plus intéressant d'effectuer la rétreinte de la gaine d'aluminium immédiatement à la sortie de la presse. Ce procédé a été mis au point aux Câbles de Lyon.

2.2.5. *Protection de l'aluminium*

Lorsque les câbles coaxiaux sont utilisés en aérien, comme les câbles de liaison émetteur-antenne, ils n'ont pas d'autre protection mécanique que leur gaine d'aluminium. Dans ce cas, l'aluminium est protégé contre la corrosion par une couche de passivation à base de bichromate de zinc.

Lorsque ces câbles sont enterrés, on protège l'aluminium contre la corrosion par une couche de protection et une gaine de matière plastique étanche adhérant parfaitement. Les câbles de diamètres relativement petits ou moyens peuvent être en plus protégés mécaniquement par une armure en feuillards ou en fils d'acier. Mais les câbles de gros diamètres ayant une épaisseur d'aluminium importante, sont suffisamment protégés mécaniquement : une armure est presque toujours superflue.

2.2.6. *Longueurs de fabrication*

Les longueurs courantes de fabrication sont de 300 mètres. Mais nous pouvons réaliser des longueurs plus importantes. Nous ne sommes pratiquement limités que par la contenance des bobines et les possibilités de transport.

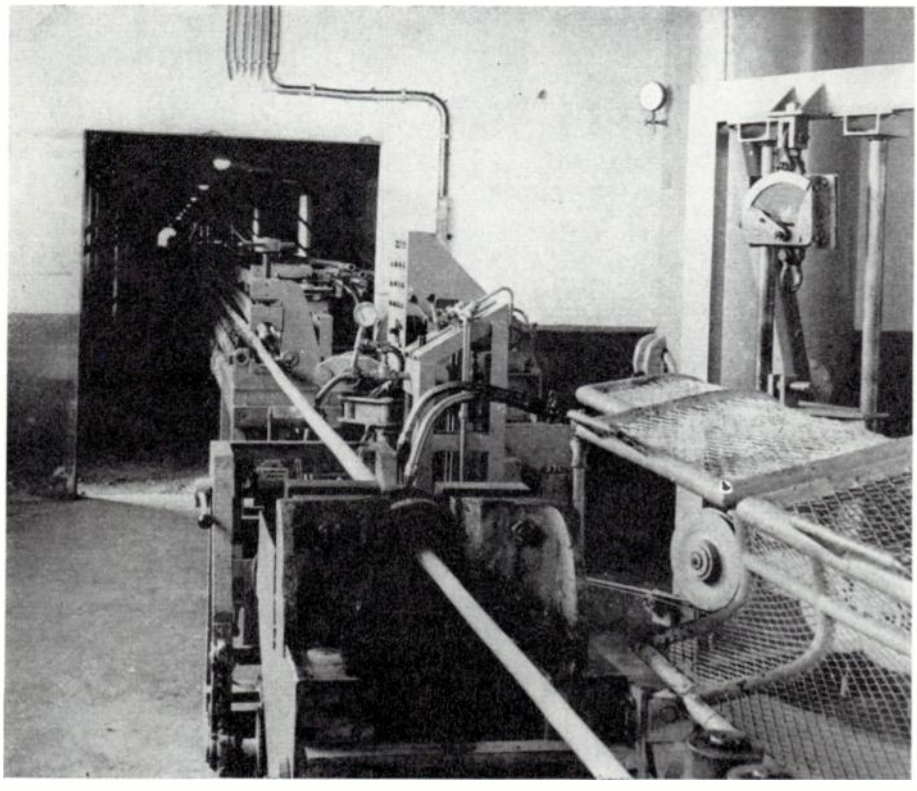


FIG. 8. — Banc de rétreinte.

Les câbles terminés subissent de nombreux essais mécaniques et électriques que nous allons décrire.

3. Essais mécaniques

Les principaux essais mécaniques effectués sur câbles terminés sont les suivants :

3.1. Essai de rupture a la traction

C'est l'essai classique schématisé sur la figure 9. Un échantillon de câble, où le conducteur extérieur et le conducteur intérieur sont rendus solidaires à chaque extrémité, est soumis à une traction longitudinale sur une machine d'essais, ce qui permet d'étudier

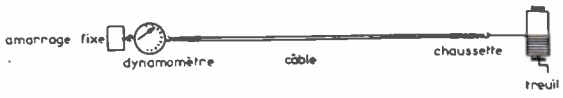


Fig. 9. — Essai de rupture à la traction.

le comportement du câble sous une tension donnée et sa charge à la rupture.

3.2. Essai de pose

Cet essai, schématisé sur la figure 10 est essentiellement un essai d'enroulement et de déroulement effectué sur un échantillon de câble. Il permet de déterminer notamment le rayon de courbure minimum admissible à la pose.

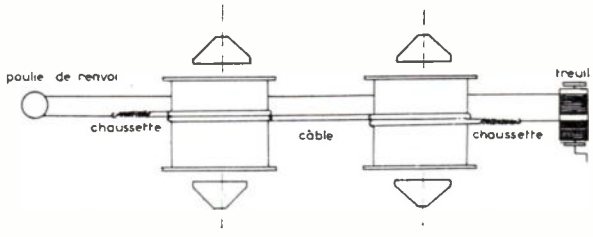


Fig. 10. — Essai de pose.

La figure 10 *bis* montre le banc d'essai de pose des câbles coaxiaux 3 1/8".

La figure 11 montre les radiographies obtenues sur un câble type 1 1/8" qui a été soumis à des essais de courbures : on voit que le comportement du câble est satisfaisant. Nous verrons plus loin que les essais électriques effectués sur le câble, après cintrage, sont également très bons (§ 4.3.2).

3.3. Controles dimensionnels

De nombreux contrôles dimensionnels sont effectués sur les diamètres des conducteurs. Ces contrôles sont rendus nécessaires par les tolérances très sévères de fabrication, tolérances indispensables pour obtenir d'excellentes qualités électriques en T.H.F. Nous donnons plus loin, sur le tableau (fig. 28) une idée des tolérances imposées.

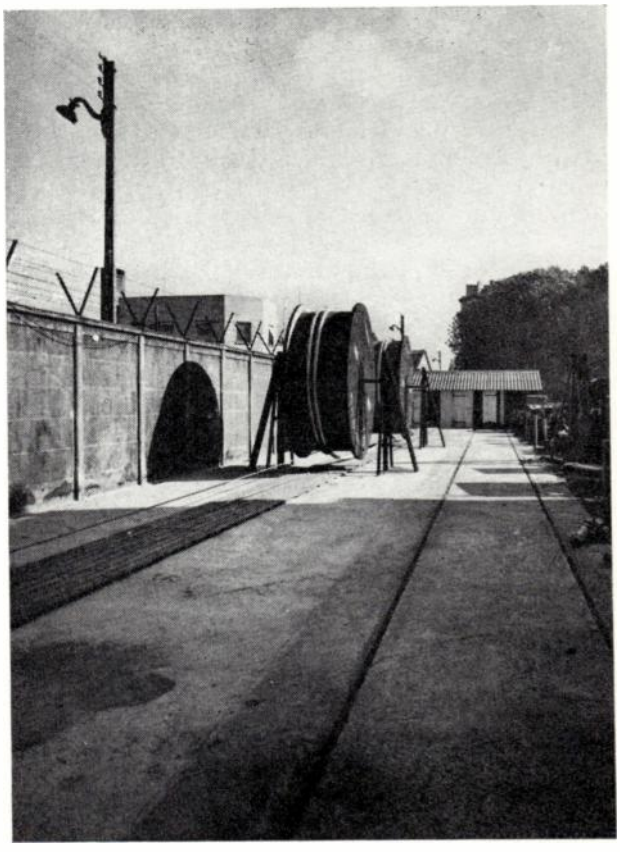


Fig. 10 *bis*. — Photographie du banc d'essai de pose.

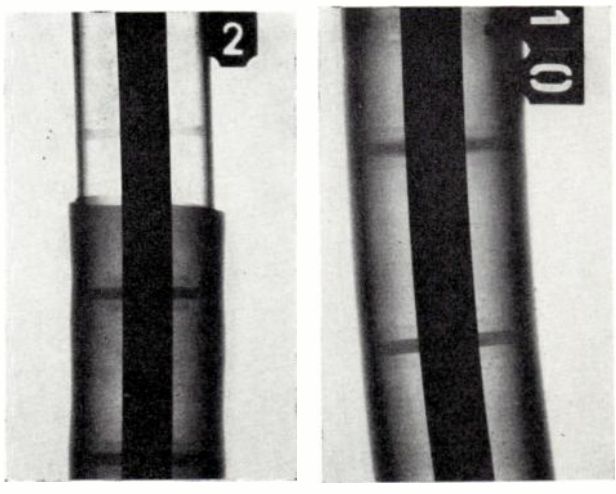


Fig. 11. — Radiographies de câble type 1 1/8" avant et après cintrage.

4. Essais électriques

Arrivés au stade final de la fabrication, les câbles coaxiaux pour haute fréquence sont séchés sous vide ou par circulation d'azote. Les orifices de pressurisation pratiqués à la périphérie des disques sont conçus de façon à ne nécessiter qu'un temps assez bref pour mener à bien ces différentes opérations.

4.1. Rigidité, isolement, seuil d'ionisation, courant de fuite

Les câbles coaxiaux sont alors soumis à une série d'essais en haute tension continue ou alternative. En effet, ils sont destinés soit au transport de grandes puissances permanentes T.H.F. et U.H.F. (c'est le cas usuel d'un feeder reliant l'étage final d'un émetteur radio FM ou TV aux aériens de propagation), soit au transport d'impulsions très brèves fournies par exemple par les grands accélérateurs de particules délivrant des puissances de crête importantes. Les essais en haute tension continue ou à fréquence industrielle permettent de déceler éventuellement l'existence de points faibles dans le câble, constituant des risques d'amorçages.

Les essais de rigidité à la fréquence 50 Hz et d'isolement sous tension continue de 500 V sont les essais classiques effectués pour tous les câbles de télécommunications.

Le phénomène d'ionisation est un facteur important de la dégradation des diélectriques. A partir d'un certain gradient de tension, il apparaît brusquement et se présente sous la forme d'une série d'impulsions de courant se superposant au courant capacitif à 50 Hz. L'action destructrice du phénomène est d'autant plus retardée, à tension croissante, que les conducteurs métalliques sont lisses, l'isolant sans aspérité et parfaitement sec.

Le montage utilisé pour déceler l'ionisation est représenté sur la figure 12.

Les tensions d'ionisation sont respectivement pour les câbles 7/8″, 1 1/8″ et 3 1/8″ de 5,5, 9 et 17,5 kV efficaces, pour les versions 50 ou 51,5 ohms de ces câbles.

Le courant de fuite est inférieur à 1 μA lorsque, entre les conducteurs, on applique une tension continue respectivement de 8 et 15 kV pour les 7/8″ et 3 1/8″.

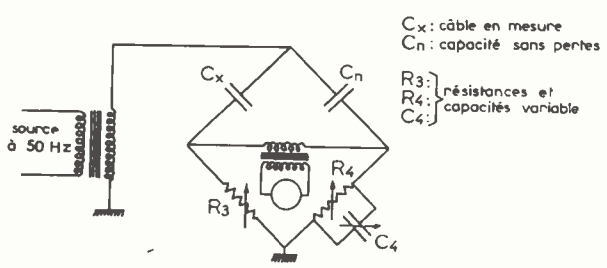


Fig. 12. — Schéma de montage pour la mesure du seuil d'ionisation.

4.2. Mesure des paramètres de transmission en T.H.F. et U.H.F.

4.2.1. *Bande* 1 - 20 *MHz*

La méthode de résonance permet de déterminer avec une très grande précision, pour les longueurs de fabrication usuelles, les paramètres secondaires de transmission des câbles pour haute fréquence. Une ligne d'affaiblissement étalonnée et le câble en essai sont en dérivation à la sortie du générateur H.F.

Si les tensions à l'extrémité du câble d'une part, à la sortie de la ligne d'affaiblissement d'autre part, sont en opposition de phase et d'égale amplitude, le signal reçu est nul. L'affaiblissement du câble est alors celui qu'indique la ligne étalonnée. Ces conditions particulières de phase se reproduisent pour les résonances doublement paires de la longueur en essai. De l'écart Δf existant entre deux fréquences de résonance consécutives, on déduit d'autre part l'impédance caractéristique Z_c et la vitesse de propagation de l'onde.

$$Z_c = \frac{1}{2\Delta f C_0 l}$$

$$V = l.2\Delta f$$

4.2.2. *Bande* 20 - 400 *MHz*

En très haute fréquence, il existe différents moyens de mesure des caractéristiques de transmission des câbles. La méthode est à choisir en fonction du type de câble, de sa longueur et de la précision que l'on attend. D'une façon générale, en ondes métriques, les méthodes et appareillages utilisés ne sont pas du type classique (ponts à constantes localisées) et ne permettent pas non plus une construction économique et peu encombrante d'un équipement de ligne à fente du fait des longueurs d'ondes trop grandes.

4.2.2.1. *Mesures au pont d'admittance T.H.F., de l'affaiblissement, de l'impédance caractéristique et de la vitesse de propagation.*

A la résonance, l'admittance d'entrée d'un câble est réelle, soit :

$$Y = G + jO$$

Des valeurs de G et des écarts Δf entre deux fréquences de résonance consécutives, on déduit toutes les caractéristiques du câble.

Le pont d'admittance est conçu de façon à mesurer par comparaison à une admittance étalon $Y_E = G_E + jO$, une admittance quelconque Y_x. Le câble est relié au bras de pont « inconnu » par une ligne quart d'onde ou demi-onde non dissipative.

La précision des mesures est de l'ordre de quelques millièmes pour l'impédance caractéristique et la vitesse de propagation et de quelques pour-cent pour l'affaiblissement.

4.2.2.2. *Mesures au pont d'impédance*

L'impédance inconnue (en l'occurence l'impédance d'entrée du câble) est raccordée à une ligne coaxiale. Aux bornes de l'inconnu, le rapport de la tension V au courant I (c'est-à-dire l'impédance) est mesuré par deux sondes, l'une électrique, l'autre électromagnétique, pénétrant dans la ligne coaxiale fendue, les tensions prélevées par ces sondes étant proportionnelles respectivement à la tension et au courant en ce point. Le déphasage de l'impédance en cours d'essai est déterminé par l'angle des deux tensions prélevées.

Les paramètres secondaires du câble α, Z_c et V se déterminent par les calculs classiques à partir des impédances mesurées, le câble étant ouvert ou court-circuité à son extrémité éloignée. Le dispositif de mesure est schématisé par la figure 13.

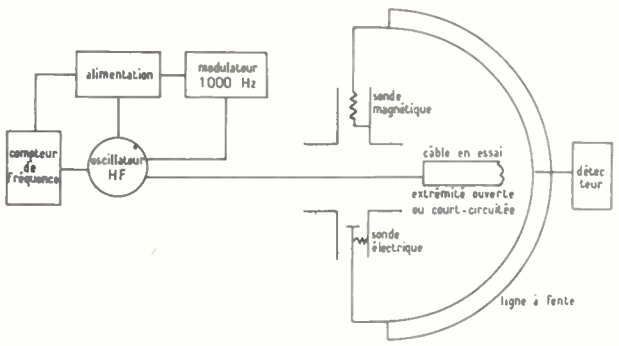


FIG. 13. — Schéma de la mesure au pont d'impédance 20-500 MHz.

La figure 14 montre le banc de mesures au pont en T.H.F.

4.2.2.3. *Mesure de l'affaiblissement par la surtension à la résonance.*

Si l'affaiblissement à mesurer est très faible — c'est le cas pour les câbles T.H.F. 3 1/8″ soit 0,42 dB/100 m à 100 MHz — la méthode de mesure est basée sur les caractéristiques de résonance du câble exprimées par la surtension Q donnée elle-même par l'expression

$$Q = \frac{f_r}{\Delta f_3} = \frac{L\omega}{R}$$

f_r étant une fréquence de résonance. Δf_3 est défini comme l'écart de fréquence entre les fréquences supérieure et inférieure à f_r pour lesquelles la valeur de l'admittance d'entrée du câble est réduite à la moitié de sa valeur maximum à la résonance. La méthode consiste donc à rechercher les fréquences pour lesquelles l'amplitude de la tension est inférieure de 3 dB à l'amplitude de la tension de résonance. De l'écart Δf_3 entre ces deux fréquences, on peut déduire :

$$\frac{2\alpha}{\beta} = \frac{\Delta f_3}{f_r}$$

et

$$\beta = \frac{2\pi f_r \sqrt{\varepsilon}}{c}$$

donc

$$\alpha = \frac{\pi\sqrt{\varepsilon}}{c}\Delta f_3 \quad N/\text{km}$$

La précision de la mesure d'affaiblissement dépend essentiellement de la stabilité en fréquence de l'oscillateur.

Pour un affaiblissement de 0,5 dB à mesurer, l'écart Δf_3 est d'environ 50 kHz pour un câble 3 1/8″. Par conséquent à 200 MHz, l'affaiblissement est connu à mieux de 1 % si la stabilité de l'oscillateur est meilleure que 2.10^{-6}.

4.2.2.4. *Mesures d'affaiblissement au moyen d'un coupleur directif.*

Si l'allure de la courbe de résonance est trop plate au voisinage du maximum de tension, l'imprécision dans l'évaluation de Δf_3 est trop importante. Une méthode basée sur les propriétés d'un coupleur directif de bonne directivité est alors utilisée pour la mesure d'affaiblissement.

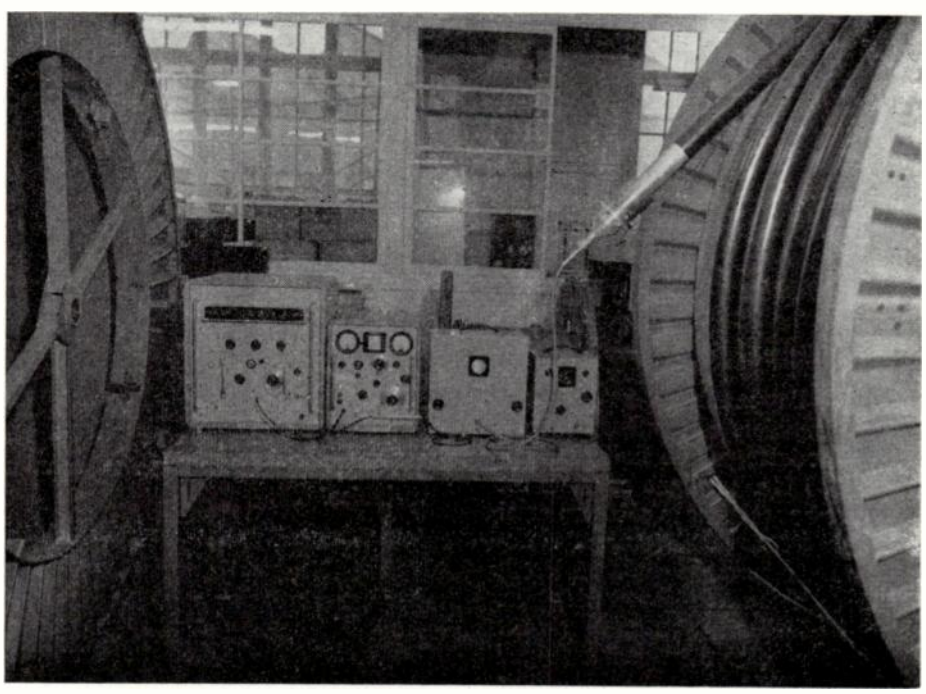


FIG. 14. — Photographie du banc de mesure au pont d'impédance 20-500 MHz.

Le câble étant en circuit ouvert ou court-circuité à l'extrémité éloignée et raccordé au coupleur, lequel est alimenté par le signal T.H.F., la mesure du coefficient de réflexion à l'entrée du câble s'effectue après amplification des tensions délivrées par le coupleur, d'une part la tension incidente, d'autre part la tension réfléchie.

On déduit, du coefficient de réflexion ρ ou du taux d'ondes stationnaires T à l'entrée, la valeur de l'affaiblissement à la fréquence de mesure.

$$T = \frac{1+\rho}{1-\rho} = \frac{1+e^{-2\alpha l}}{1-e^{-2\alpha l}}$$

d'où

$$\alpha l_{(dB)} = 10 \operatorname{Log}_{10} \frac{T+1}{T-1} = 10 \operatorname{Log}_{10} \frac{1}{\rho}$$

La méthode n'est valable qu'après adaptation des impédances caractéristiques du coupleur directif et du câble.

. Les très faibles réflexions propres de l'appareillage font qu'au voisinage de la fréquence f de mesure, les variations du coefficient de réflexion s'échelonnent d'une valeur minimale ρ_m à une valeur maximale ρ_M d'ailleurs généralement très voisines. La valeur de l'affaiblissement mesuré est plus exactement donnée par l'expression suivante tenant compte des réflexions propres.

$$\alpha l_{(dB)} = 10\left(\frac{1}{2} \operatorname{Log}_{10} \frac{1}{\rho_m} + \frac{1}{2} \operatorname{Log}_{10} \frac{1}{\rho_M}\right)$$

On peut espérer une précision de $\pm$ 0,05 dB pour des affaiblissements inférieurs à 5 dB.

4.2.2.5. *Mesure de l'affaiblissement par la méthode d'insertion.*

La méthode de mesure est décrite dans les normes CCTU 10-01 relatives aux essais de câbles coaxiaux souples pour fréquence radioélectrique. La précision de la mesure est d'environ $\pm$ 0,2 dB jusqu'à 1 000 MHz avec l'appareillage classique. Ce procédé de mesure est par conséquent utilisé pour les grandes longueurs de câbles donnant des affaiblissements importants.

4.2.3. *Bande* 400 - 10 000 *MHz*

4.2.3.1. *Mesures à la ligne à fente.*

L'élément principal de l'appareillage est un banc de mesures d'ondes stationnaires alimenté en énergie U.H.F. par une source modulée par un signal rectangulaire de fréquence 1 000 Hz. La ligne coaxiale est une ligne à fente. Elle est bouclée sur le câble en essai par l'intermédiaire d'un « stub » (adaptateur d'impédance), l'extrémité non en mesure du câble étant ouverte ou court-circuitée. Une sonde peut se déplacer dans la partie fendue de la ligne. Son couplage est variable et l'énergie qu'elle prélève est redressée par une diode. Du relevé des tensions détectées, on déduit toutes les caractéristiques du câble coaxial.

Les caractéristiques des lignes à fente sont les suivantes :

Banc 10 cm { Impédance caractéristique 50 ohms
Fréquence d'utilisation 400-4 000 MHz

Banc 3 cm { Impédance caractéristique 50 ohms
Fréquence d'utilisation 4 000-10 000 MHz

Le principe de la mesure de l'affaiblissement et de l'impédance caractéristique à la ligne à fente est le suivant :

On sait que l'on ne modifie pas la position d'un minimum de tension le long de la ligne, lorsqu'on remplace un court-circuit à son extrémité par une charge réelle de module inférieur à l'impédance caractéristique de la ligne.

Ainsi, à une fréquence quelconque, compatible avec les dimensions de la ligne, on fixe la sonde en un point de tension minimum, la ligne étant court-circuitée. On remplace alors le court-circuit par le câble et l'on fait varier la fréquence jusqu'à ce que la sonde prélève de nouveau un minimum de tension au point fixé. La fréquence correspondante est alors une fréquence de résonance. L'impédance d'entrée réelle est telle que $r = Z_c \operatorname{th} \alpha l$ avec $(r < Z_c)$.

Le rapport T des amplitudes maximale et minimale de la tension prélevée dans la ligne est tel que

$$T = \frac{Z}{r}$$

Z étant l'impédance caractéristique de la ligne à fente donc

$$\operatorname{th} \alpha l = \frac{r}{Z_c} = \frac{Z}{TZ_c}$$

L'impédance caractéristique Z_c du câble est elle-même déterminée par la connaissance de l'écart Δf existant entre 2 fréquences de résonance consécutives.

La précision de la méthode est excellente pour des affaiblissements αl tels que $\operatorname{th} \alpha l \ll 1$.

4.2.3.2. *Mesure jusqu'à* 10 000 *MHz des affaiblissements par les niveaux.*

En ayant soin de conserver une très bonne adaptation du générateur au détecteur que l'on réalise à l'aide de deux « stubs », les mesures de niveau donnent avec une excellente précision en U.H.F. les valeurs d'affaiblissement des câbles coaxiaux de longueurs variables.

4.2.4. *Résultats de mesures d'affaiblissement jusqu'aux fréquences de coupure*

Les résultats d'affaiblissement obtenus sur les câbles 1,8/14, 1/2", 7/8", 1 1/8" et 3 1/8" sont donnés par les courbes des figures 15, 16, 17, 18 et 19. Il faut

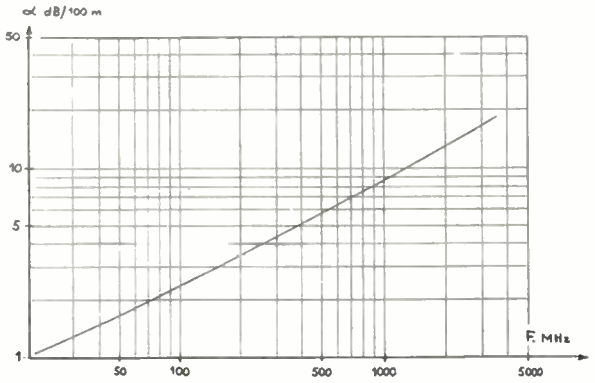


FIG. 15. — Courbe d'affaiblissement/fréquence sur un câble coaxial type 1,8/14.

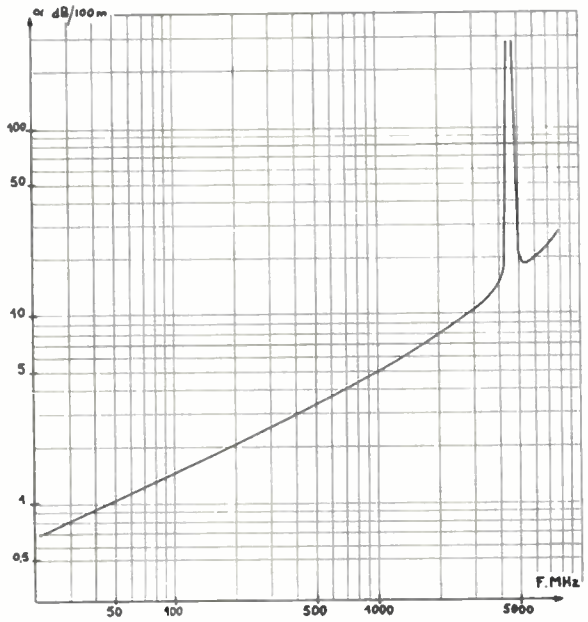


FIG. 16. — Courbe d'affaiblissement/fréquence sur un câble coaxial type 7/8".

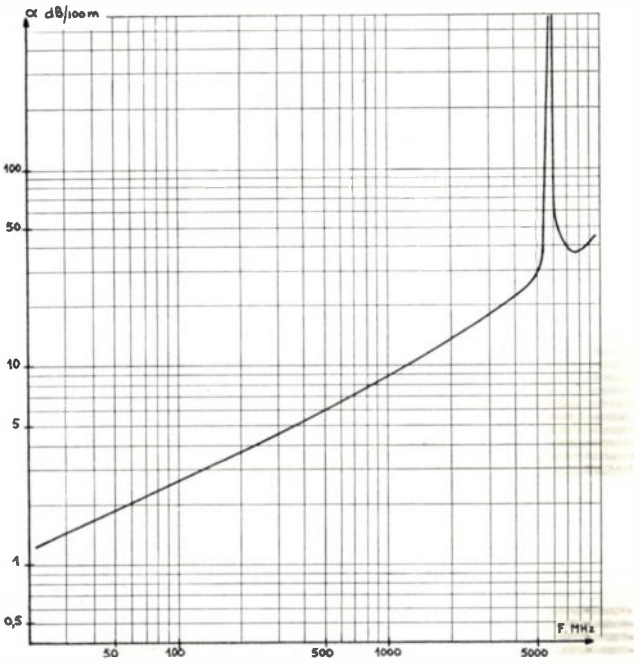


FIG. 17. — Courbe d'affaiblissement/fréquence sur un câble coaxial type 1/2".

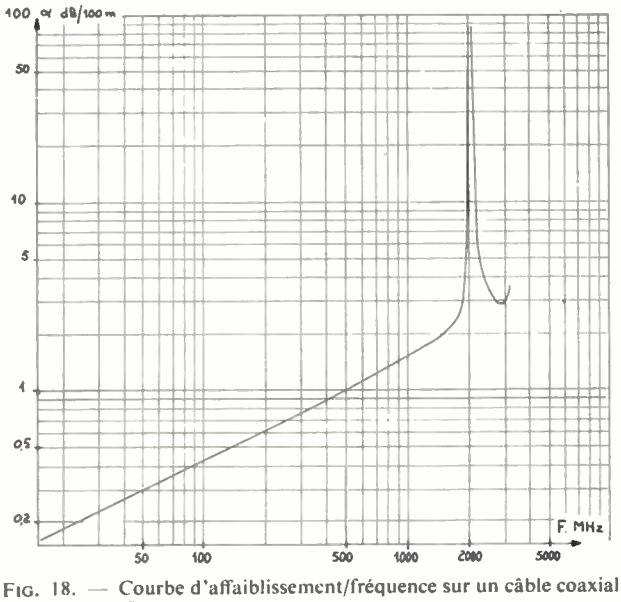


FIG. 18. — Courbe d'affaiblissement/fréquence sur un câble coaxial type 3 1/8".

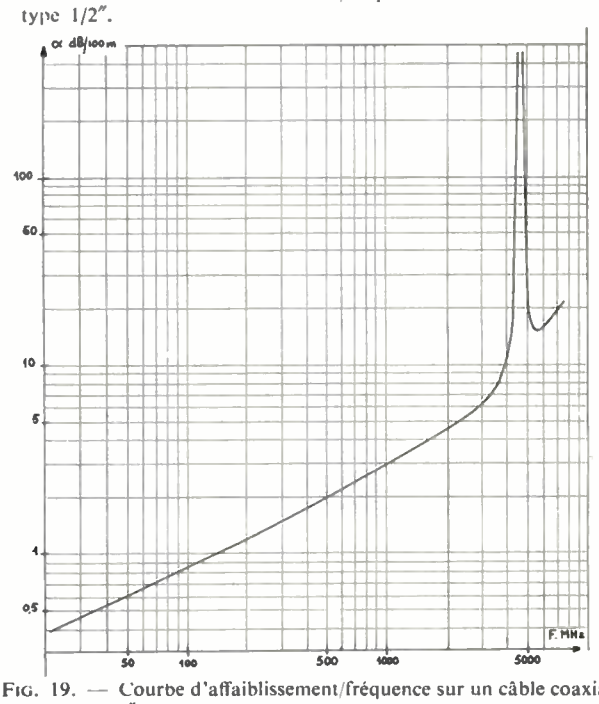


FIG. 19. — Courbe d'affaiblissement/fréquence sur un câble coaxial type 1 1/8".

remarquer que les fréquences de coupure mesurées des différents types de câbles à isolation par disques, correspondent parfaitement aux fréquences de coupure théoriques, soit :

$$f_c = \frac{V}{2d}$$

d étant la distance d'espacement entre disques consécutifs.

Type de câble	1/2"	7/8"	1 1/8"	3 1/8"
V (km/s).....	287 000	280 000	277 000	285 000
d (mm)	25	30	30	70
f_c (théorique) MHz.....	5 700	4 660	4 620	2 040
f_c (mesuré) MHz.....	5 700	4 600	4 580	2 000

4.3. Mesures en régime permanent de la qualité des cables coaxiaux T.H.F. — Taux d'ondes stationnaires : T.O.S.

Les essais de réception des câbles coaxiaux T.H.F. comportent en plus des mesures classiques des paramètres de transmission que nous venons de voir, des mesures en régime permanent de la qualité des câbles.

Pratiquement tous les câbles présentent des faibles irrégularités créant des variations locales d'impédance et des réflexions partielles du courant incident. La sommation de tous ces courants à l'origine fait que l'impédance d'entrée Z_e du câble terminé par son impédance caractéristique nominale Z_c présente des oscillations autour de la valeur Z_c.

Il s'établit alors un régime d'ondes stationnaires avec existence de « nœuds » et « ventres » de courant et de tension. Non seulement ce régime d'ondes stationnaires est défavorable quant à la transmission sans déformation de données, mais encore il limite les puissances transmissibles. Les « ventres » de courant deviennent en effet des points d'échauffement et aux « ventres » de tension, les risques de dégradation de l'isolant sont accrus.

Par conséquent, le taux d'ondes stationnaires est une donnée importante des caractéristiques des câbles. Nous rappelons ici sa définition

$$T = \frac{1+\rho}{1-\rho}$$

et

$$\rho = \left|\frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c}\right|$$

4.3.1. *Mesure du taux d'ondes stationnaires point par point*

Lorsque la bande de fréquence d'exploitation du câble est étroite (une dizaine de MHz par exemple), un contrôle point par point du taux d'ondes stationnaires suffit pour l'exploration de la bande de fréquence.

Jusqu'à 400 MHz, les ponts d'admittance et d'impédance permettent à partir des mesures d'impédance d'entrée le calcul assez simple du T.O.S. et son tracé en fonction de la fréquence.

Au-delà de 400 MHz, la mesure se fait à la ligne coaxiale à fente.

4.3.2. *Appareillage semi-automatique pour l'enregistrement du T.O.S. en fonction de la fréquence*

La méthode précédente est précise mais longue dans sa mise en œuvre. S'il convient de sonder de proche en proche une large bande de fréquences, c'est le cas usuel pour des câbles destinés à transmettre un signal de durée très brève dont les composantes spectrales s'étalent sur une bande de fréquences très large, l'excursion de toute cette gamme de fréquences peut être faite de façon très rapide par l'une des deux méthodes suivantes.

4.3.2.1. *Enregistrement des T.O.S. au réflectomètre jusqu'à 1 000 MHz.*

Le principe de la méthode est représenté sur la figure 20.

Le générateur de signaux T.H.F., modulé en amplitude par une onde rectangulaire de fréquence 1 000 Hz, transmet l'énergie haute fréquence dans le coupleur directionnel bouclé sur le câble en essai terminé par son impédance caractéristique. L'indicateur-amplificateur à deux entrées est réalisé de façon à amplifier le rapport des deux tensions incidente et réfléchie sélectionnées par le coupleur. Ce rapport est enregistré par un dispositif dont la rotation de l'axe est commandée par un moteur commandant également le balayage en fréquence du générateur.

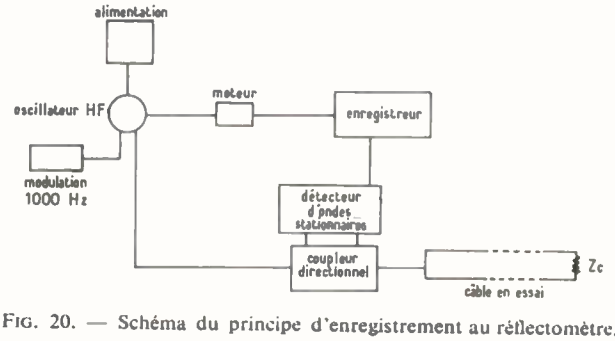


FIG. 20. — Schéma du principe d'enregistrement au réflectomètre.

Pratiquement, l'excursion d'une gamme de fréquences de 100 MHz s'effectue en une minute. L'existence des coupleurs directionnels à ferrites permet la réalisation des enregistrements jusqu'aux plus hautes

fréquences (1 000 MHz). L'étalonnage du dispositif s'effectue à l'aide de charges connues ayant un T.O.S. bien déterminé par rapport à l'impédance caractéristique du coupleur directionnel.

4.3.2.2. *Enregistrement du T.O.S. en fonction de la fréquence jusqu'à 300 MHz à l'aide d'un pont de réflexion C.D.L.*

Les coupleurs directionnels de bonne directivité que l'on trouve facilement dans le commerce ont une impédance caractéristique qui est généralement 50 ohms. La méthode précédente est donc limitée aux câbles d'impédance 50 ohms. Nous fabriquons par ailleurs des câbles coaxiaux d'impédance caractéristique 51,5 - 75 et 100 ohms. C'est pourquoi nous avons entrepris la réalisation du pont, dont le schéma est représenté sur la figure 21, permettant des enregistrements de T.O.S. pour tous les types de câbles. Son emploi est actuellement limité à 300 MHz en raison de la complexité d'équilibrage aux fréquences supérieures.

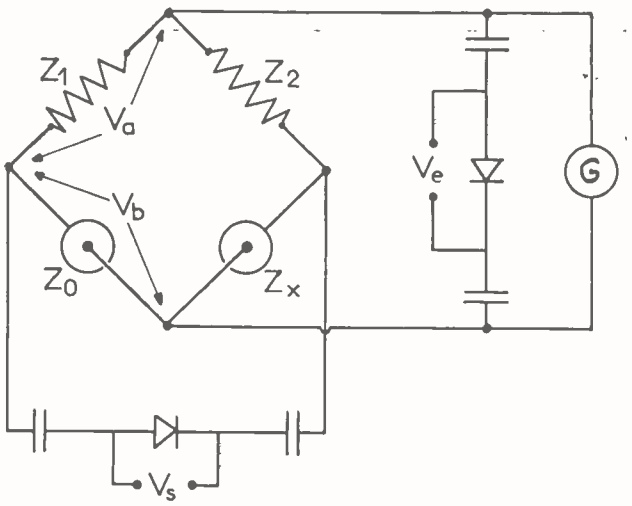


FIG. 21. — Schéma du pont de réflexion C.D.L.

Par construction, les bras de pont supérieurs sont tels que

$$Z_1 = Z_2 \simeq Z_0$$

Ainsi

$$V_a = \frac{V_e}{2}$$

$$V_b = V_e \frac{Z_0}{Z_0 + Z_x}$$

$$V_s = V_a - V_b = \frac{V_e}{2} \frac{Z_x - Z_0}{Z_x + Z_0} = \frac{V_e \rho}{2}$$

avec

$$\rho = \left| \frac{Z_x - Z_0}{Z_x + Z_0} \right|$$

coefficient de réflexion de la charge Z_x par rapport à Z_0.

La tension de sortie V_s redressée par une diode est donc proportionnelle à la tension d'entrée V_e constante et au coefficient de réflexion d'une charge Z_x par rapport à une charge Z_0.

Si le câble d'impédance caractéristique Z_0 quelconque est raccordé au bras inconnu, la tension dans la diagonale détection est donc proportionnelle au coefficient de réflexion du câble.

Si l'on maintient la tension d'alimentation au pont constante, il est ainsi possible d'enregistrer le T.O.S. en fonction de la fréquence. L'étalonnage de l'appareil se fait avec l'aide de charges connues.

Sur la figure 22 on peut apercevoir un câble 3 1/8″ en cours d'essai au pont de réflexion.

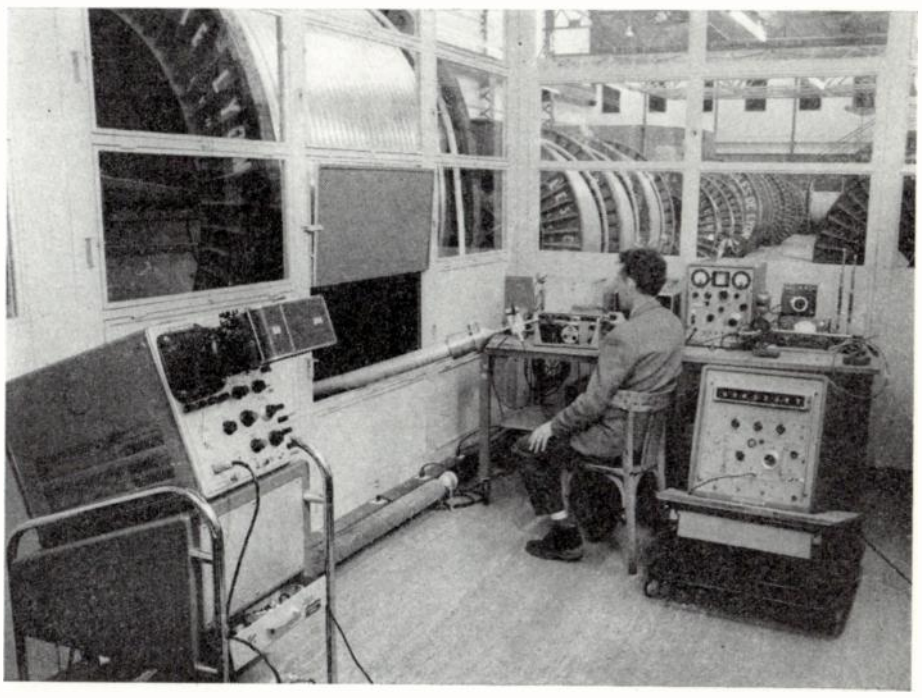


FIG. 22. — Photographie d'un câble 3 1/8″ en cours d'essais à l'enregistreur de T.O.S. au pont de réflexion.

4.3.3. *Exemples de résultats obtenus*

Les moyennes quadratiques de T.O.S. mesurées sur 25 longueurs de fabrication de 300 m de câble du type 7/8″ entre 100 et 200 MHz, varient de 1,020 à 1,025. Les maximums sont de 1,06 jusqu'à 200 MHz.

Pour 12 longueurs de fabrication de 200 m de 1 1/8″ les moyennes quadratiques sont du même ordre. Les T.O.S. maximums sont de 1,05.

Pour 20 longueurs de fabrication de 300 m de 3 1/8″, les moyennes quadratiques sont inférieures ou égales à 1,03, les T.O.S. maximums de l'ordre de 1,10 à 1,15.

Des essais de cintrage extrêmement sévères ont été effectués sur une longueur de 50 m de 1 1/8″. La figure 23 donne les valeurs de T.O.S. obtenus avant et après cintrage avec un rayon de courbure de 250 mm, jusqu'à 800 MHz.

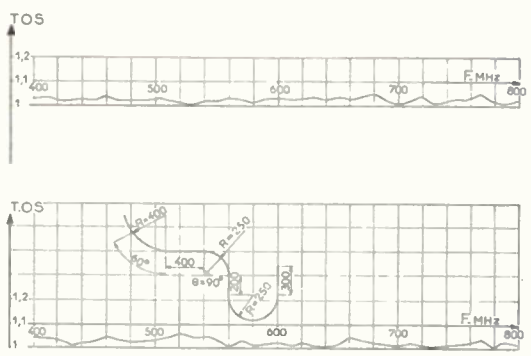


FIG. 23. — Courbes de T.O.S./Fréquence avant et après cintrage sur un câble coaxial type 1 1/8″.

Sur la figure 24, on peut voir un exemple d'enregistrement de T.O.S. d'une longueur de 300 m de 7/8″ entre 100 et 200 MHz.

Pour tous ces résultats, les longueurs de fabrication sont équipées à leurs extrémités de connecteurs de mesure dont la contribution électrique est incluse dans les chiffres cités.

4.4. ESSAIS EN IMPULSION

4.4.1. *Essais à l'échomètre* 10^{-8} s

La technique des essais en impulsion des câbles coaxiaux est aujourd'hui très connue. Plus la largeur de l'impulsion est faible, plus son pouvoir séparateur est grand.

L'impulsion de largeur à mi-hauteur 0,05 μs est utilisée normalisée par les P. T. T. pour le contrôle des longueurs de fabrication de câbles coaxiaux dont la fréquence d'exploitation est limitée à 12 MHz environ. Le pouvoir séparateur de l'impulsion 0,05 μs est de l'ordre de 7 m.

Ainsi, pour accroître le pouvoir séparateur, nous avons mis au point un dispositif d'essai des câbles T.H.F. avec une impulsion de largeur plus réduite soit 0,01 μs. La courbe d'écho est analysée sur un oscillographe de bande passante 100 MHz. Le pouvoir séparateur est alors de 1,50 m environ. Ce dispositif de mesure nous a permis d'améliorer sensiblement la fabrication à partir des informations obtenues. L'oscillographe est équipé d'une caméra alimentée avec films Polaroïd.

Au premier plan de la figure 22 on peut voir le générateur d'impulsion, l'oscillographe HF et sa sonde.

Un exemple de courbe d'écho obtenue sur une longueur de câble type 7/8″ de 300 m est donné par la figure 25.

La tension de crête de l'impulsion injectée est 25 V. La sensibilité de l'oscillographe est 0,1 V/cm. L'irrégularité maximum représente donc un défaut de 4/1 000, soit 0,2 ohm.

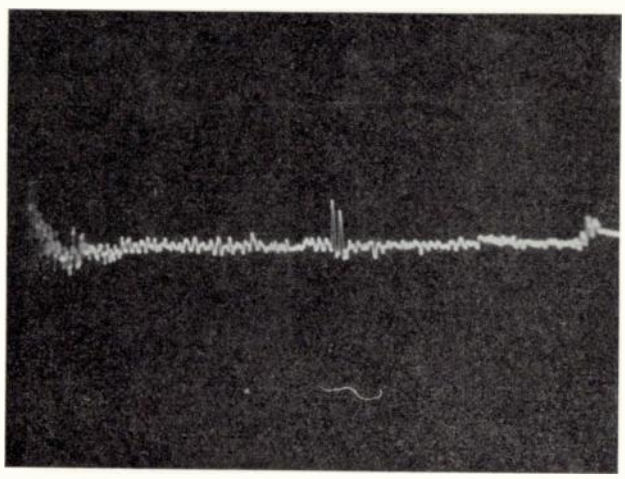


FIG. 25. — Photographie d'une courbe d'échos obtenue sur une longueur de 300 m de câble coaxial type 7/8″.

4.4.2. *Essais de transmission d'impulsions très brèves*

La transmission d'impulsions très brèves sur câble coaxial a été traitée théoriquement [5] et [6]. D'après quelques essais qui ont pu être réalisés, la concordance entre l'expérience et le calcul est très bonne. Aussi,

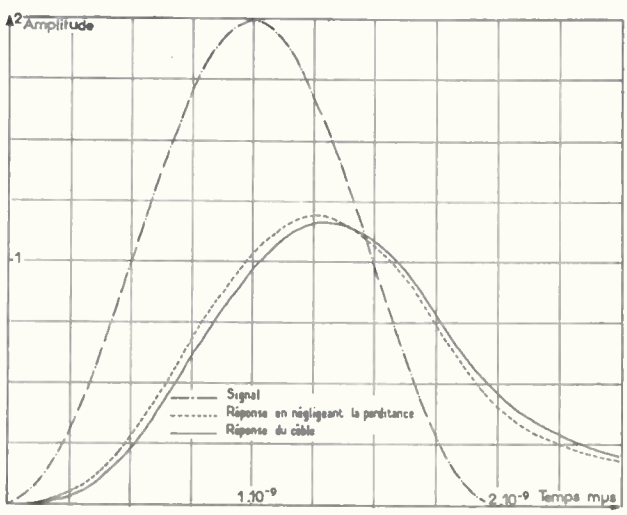


FIG. 26. — Courbe de la réponse théorique de 100 m de câble type 7/8″ à un signal en cosinusoïde surélevée.

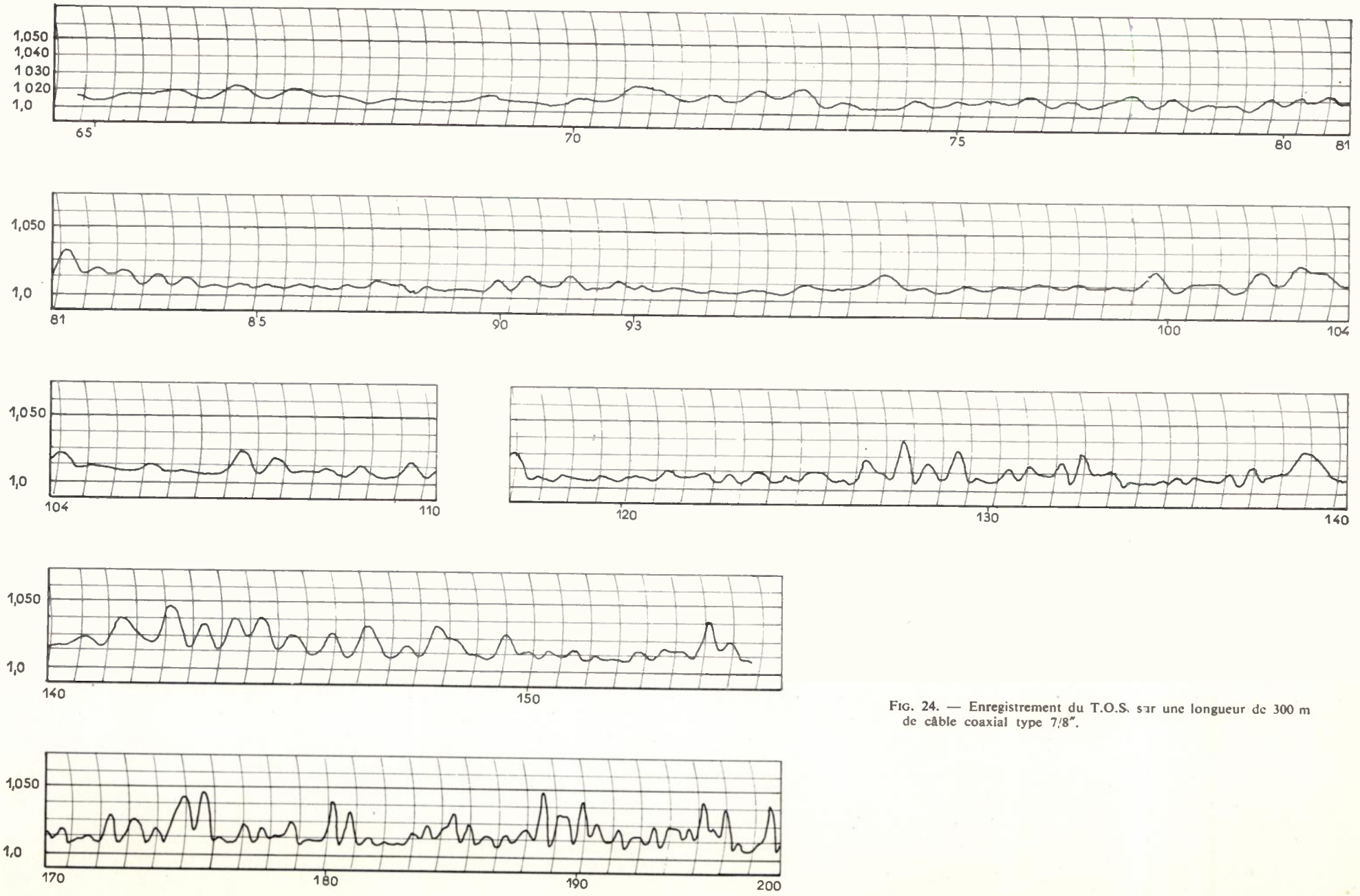


FIG. 24. — Enregistrement du T.O.S. sur une longueur de 300 m de câble coaxial type 7/8".

étant donné les difficultés d'expérimentation dans ce domaine et pour répondre à certains problèmes, nous avons fait établir par la Société I.B.M. un programme donnant la réponse d'une longueur quelconque de câble T.H.F. à un signal quelconque. Ces calculs tiennent compte de la perditance du câble. Sur les figures 26 et 27 sont tracées les réponses théoriques du câble 7/8″ à un signal en cosinusoïde surélevée de largeur 1 ns (10^{-9} s) à mi-hauteur pour 100 et 200 m de longueur.

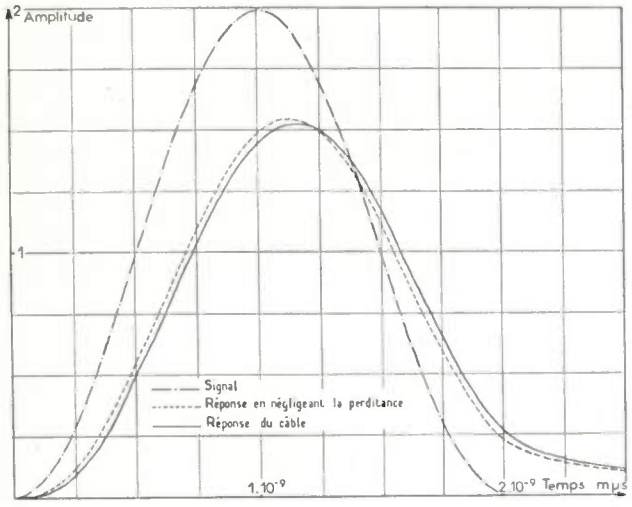


FIG. 27. — Courbe de la réponse théorique de 200 m de câble type 7/8″ à un signal en cosinusoïde surélevée.

4.5. TRANSMISSION DE PUISSANCE DANS LES CABLES T.H.F. — LIMITATION THERMIQUE

La limitation de la puissance haute fréquence transmissible par les câbles coaxiaux T.H.F. est d'ordre thermique. En effet, les pertes par effet Joule dans le cuivre et l'aluminium contribuent à échauffer notablement les conducteurs. Or, les câbles en service ne peuvent dépasser une certaine température critique au-delà de laquelle la dilatation des disques plastiques d'isolation et leur glissement risqueraient d'affaiblir la tenue mécanique du câble et de nuire par conséquent à la bonne transmission du signal.

Le choix judicieux des matériaux thermoplastiques constituant l'isolation, par exemple le polyéthylène basse pression, nous a permis, à encombrement égal pour d'autres types de câbles dont le mode d'isolation est différent, d'augmenter la puissance transmissible.

Les puissances transmissibles en régime permanent des câbles dont nous venons de parler, sont données dans le tableau (fig. 28) qui résume par ailleurs toutes les caractéristiques mécaniques et électriques. Ces valeurs sont données pour une température ambiante de 35 °C et dans l'air calme, à la fréquence de 100 MHz.

Ces chiffres sont théoriques. Certains points ont pu être vérifiés expérimentalement avec un émetteur T.V. 20 kW - 200 MHz. La concordance entre le calcul et l'expérience est satisfaisante. De plus, nous avons mis au point un dispositif pour la mesure des échauffements avec des courants de fréquence industrielle ; l'extrapolation théorique des échauffements et par conséquent de la puissance transmissible à 100 MHz est facilement réalisable. La concordance est encore bonne. Les études actuelles portent essentiellement, dans ce domaine de l'augmentation de la puissance transmissible, sur l'étude et la mise en œuvre de matériaux nouveaux sous la forme de disques, ce mode d'isolation nous ayant donné toute satisfaction.

5. Raccordement et pose

5.1. RACCORDEMENT DES CABLES COAXIAUX T.H.F.

Le raccordement des câbles coaxiaux T.H.F. entre eux et aux équipements de mesure ou d'installation s'effectue par des connecteurs. Le raccordement aux équipements s'effectue le plus souvent avec changement de diamètres.

Le maintien à une valeur aussi réduite que possible des réflexions dans une installation exige d'une part une très bonne adaptation du câble aux équipements, d'autre part un ensemble câble et connecteurs aussi parfait que possible. Nous avons vu aux paragraphes précédents que les câbles à conducteur extérieur en aluminium, par leur fabrication soignée à tous stades, répondent à cette exigence. En ce qui concerne les connecteurs, nous allons voir qu'une précision très grande de fabrication et de montage est indispensable.

La préparation des extrémités du câble avant montage des connecteurs nécessite un outillage parfaitement adapté, permettant de redresser, d'arrondir (désovaliser) et de tronçonner l'enveloppe d'aluminium.

L'insertion d'un connecteur dans un câble coaxial haute fréquence se fait généralement avec changement de diamètre et discontinuité de section. La réflexion créée par ces irrégularités doit être maintenue à une valeur très faible.

D'autre part, les résistances de contact respectivement de l'aluminium et du cuivre aux organes correspondants du connecteur doivent être également très réduites. Nous verrons la construction envisagée pour réaliser ces conditions et obtenir un dispositif de montage efficace simple et reproductible.

5.1.1. *Discontinuité de diamètre*

Les discontinuités de diamètre sont inévitables aux raccordements, d'une part les constantes diélectriques du câble et du connecteur sont différentes, d'autre part les prises d'extrémité de mesure ou des installations ne sont pas a priori de dimensions égales à celles du câble.

En règle générale, pour passer d'un diamètre D_2 à un diamètre $D_1 < D_2$, il y a lieu de compenser la capacité additionnelle due à la déformation des lignes de force du champ au droit de la transition brusque par un décalage de la discontinuité du conducteur central vers le plus grand diamètre du conducteur extérieur. Dans une très large bande de fréquence, le décalage est indépendant de la longueur d'onde

Type de câble	1/2″		7/8″			1 1/8″		1 5/8″			3 1/8″		4 1/8″
Impédance caractéristique (Ω).. Tolérance (‰)	50 ±1	75 ±1	50 ±1	51.5 ±1	75 ±1	51.5 ±1	75 ±1	50 ±1	51,5 ±1	75 ±1	50 ±1	51,5 ±1	51,5 ±1
Conducteur central cuivre O.F.H.C. : ⌀ mm (mm) . ... Tolérances (mm)	4,10 ±0,01	2,60 ±0,01	7,65 ±0,02	7,50 ±0,02	4,90 ±0,02	11,95 ±0,02	6,50 ±0,02	14,70 ±0,02	14,30 ±0,02	9,50 ±0,02	29,30 +0,03	28,60 +,003	37,90 ±0,03
Equidistance des disques (mm)	25	25	30	30	30	30	40	45	45	45	70	70	62
Conducteur extérieur aluminium A.8 : ⌀ intérieur (mm) ..... Epaisseur (mm) ..... ⌀ extérieur (mm)	10,1 1 12,1	10,1 1 12,1	18,7 1,75 22,2	18,7 1,75 22,2	18,7 1,75 22,2	30,4 2,0 34,4	24,8 1,9 28,6	35,9 2,7 41,3	35,9 2,7 41,3	35,9 2 7 41,3	70,3 4,5 79,3	70,3 4,5 79,3	94,2 5,25 104,7
Diamètre de courbure minimale admissible à la pose	260	260	500	500	500	840	720	1 100	1 100	1 100	2 200	2 200	3 000
Poids/mètre en kg	0,22	0,15	0,7	0,7	0,6	0,94	0,83	1,50	1,50	1,25	4,7	4,7	7,5
Diamètre du tambour d'expédition (mm)	1 000	1 000	1 200	1 200	1 200	1 700	1 700	1 700	1 700	1 700	2 950	2 950	3 800
Affaiblissement dB/100 m à 100 MHz.....	2,60	2,40	1,42	1,42	1,31	0,93	1,0	0,80	0,80	0,68	0,42	0,42	0,33
Fréquence de coupure (MHz)..	5 700	5 700	4 660	4 660	4 600	4 620	3 450	3 140	3 140	3 140	2 040	2040	2 290
Constante diélectrique	1,09	1,09	1,15	1,15	1,15	1,18	1,16	1,14	1,14	1,14	1,10	1,10	1,13
Rapport de la vitesse de propagation à la vitesse dans le vide	0,960	0,960	0,935	0,935	0,935	0,920	0,930	0,940	0,940	0,940	0,950	0,950	0,945
Irrégularité max. $\frac{\Delta Z}{2Z}$ (‰).... Impulsion 0,01 µs. Longueur ⩽ 300 mètres.	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5
TOS maximum ..... Bandes de fréquence 100 - 200 MHz. Longueur ⩽ 300 m.	1,05	1,05	1,05	1,05	1,05	1,05	1,05	1,05	1,05	1,05	1,10 à 1,15	1,10 à 1,15	1,10 à 1,15
TOS quadratique maximum .. Bandes de fréquence 100 - 200 MHz. Longueur ⩽ 300 m.	1,03	1,03	1,03	1,03	1,03	1,03	1,03	1,03	1,03	1,03	1,03	1,03	1,04
Seuil d'ionisation (kV)	2,2	2	5,5	5,5	4,5	9	6,2	10,5	10,5	9	17,5	17,5	22,5
Puissance transmissible à 100 MHz (kW) ..... t° ambiante : 35 °C (porteuse pure).	2,6	1,8	8	8	5,3	14	9	21	21	14	52	52	75

FIG. 28. — Tableau des spécifications et caractéristiques mécaniques et électriques des câbles coaxiaux T.H.F.

mais dépend seulement des diamètres. Pour passer d'un diamètre D_2 à un diamètre D_1 tel que $\frac{D_2}{D_1} > 3$, il est préférable de réaliser ce passage par un « réducteur » conique, les sommets des cônes extérieur et intérieur se coupant sur l'axe. Nous nous sommes inspirés pour la réalisation des discontinuités des résultats théoriques de A. KRAUS [7].

5.1.2. *Entretoises Téflon*

Le centrage des éléments intérieur et extérieur des connecteurs est assuré par une entretoise en téflon. Pour réduire au maximum les réflexions, il y a lieu également de compenser la capacité parasite introduite par un choix judicieux de l'épaisseur et des diamètres du téflon [7].

La réalisation de très bons contacts est un problème important pour la transmission d'énergie T.H.F. et U.H.F. En effet, la résistance introduite par un contact défectueux donne lieu à une réflexion dont l'amplitude croît très vite avec la fréquence ; par ailleurs elle constitue un point d'échauffement si l'énergie est importante.

Le contact du conducteur extérieur en aluminium avec le corps extérieur du connecteur est assuré de façon frontale. Une pression importante est nécessaire pour la réalisation d'un contact parfait, elle est réalisée par l'intermédiaire d'un cône rendu solidaire du tube aluminium par un système de serrage. Le corps du connecteur est alors plaqué contre la face dressée de l'aluminium. La continuité du conducteur central est assurée par fiches en bronze élastique. Les fentes de la fiche sont calculées et réalisées de façon à permettre un enfichage reproductible et efficace.

Les parties du connecteur qu'empruntent les courants sont argentées. Le dépôt électrolytique d'argent favorise la réduction au minimum des résistances de contact. Les parties métalliques extérieures des connecteurs sont protégées de la corrosion par un revêtement électrolytique de cadmiage-bichromatage ou une peinture.

5.1.3. *Réalisations et performances*

Tous les types de câble du tableau (fig. 28) représentant l'éventail de ces fabrications peuvent être raccordés entre eux par connecteurs, sans changement de diamètre pour raccorder des câbles de même type, avec changement de diamètre pour raccorder des câbles de type différent. Le raccordement ainsi réalisé présente d'excellentes propriétés au point de vue électrique. Les réflexions demeurent très faibles jusqu'à 1 000 MHz. Pour des conditions d'utilisation dépassant ce domaine de fréquence et pour certains problèmes particuliers, des connecteurs hors série peuvent être étudiés et réalisés.

Les raccords d'extrémité, soit de mesure, soit d'exploitation, sont également réalisés à la demande. La très grande diversité de fiches et prises en T.H.F. et U.H.F. nous a permis de mettre au point une technique de calcul et réalisation des « réducteurs » ou « transitions » très précise. A titre d'exemple, nous montrons sur la figure 29 les résultats d'essais obtenus au point de vue T.O.S. sur 2 réducteurs 3 1/8″ à fiche type G.R. (General Radio). Ces transitions avec réduction de diamètres supérieurs à 7 sont évidemment très délicates à réaliser. Nous pouvons constater, que la présence des contacts et des discontinuités de section n'apportent jusqu'à 800 MHz qu'un coefficient de réflexion global de 1,5 pour cent environ (T.O.S. < 1,03).

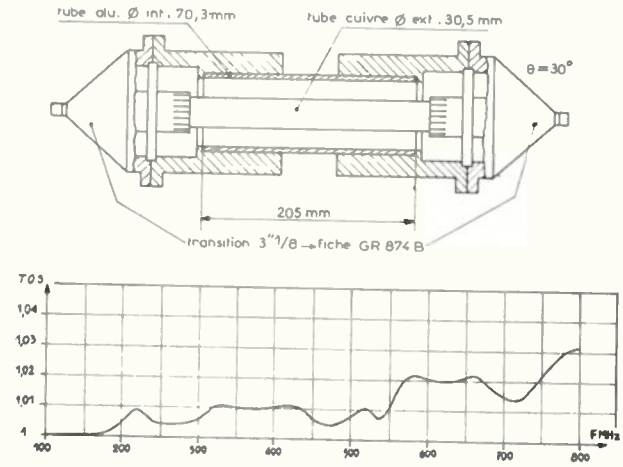


FIG. 29. — Relevé du T.O.S./Fréquence sur 2 réducteurs 3 1/8″ à fiche G.R. 874 B mis bout à bout.

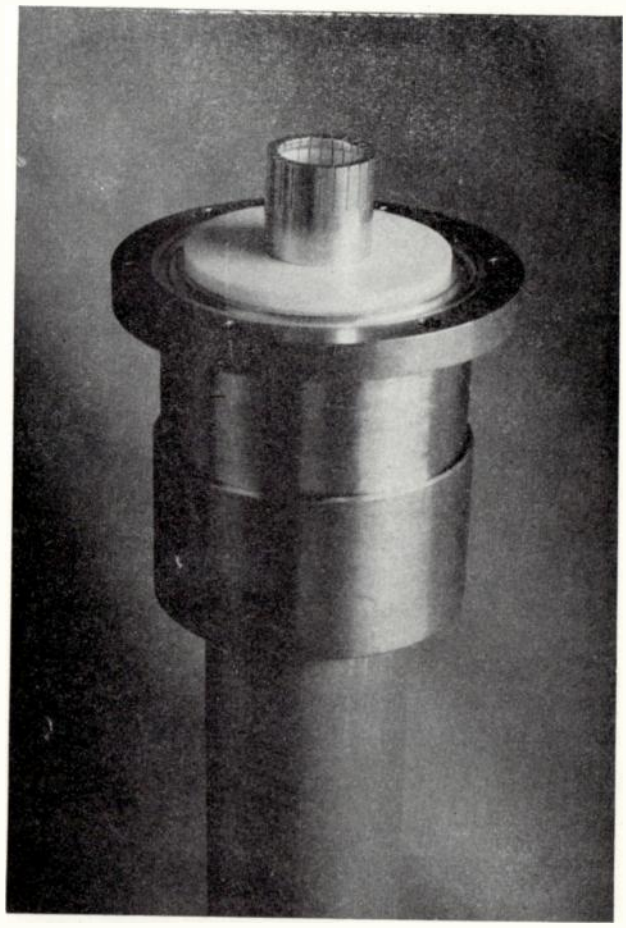


FIG. 30. — Photographie montrant le détail des contacts d'un connecteur pour câble 3 1/8″.

La figure 30 fait apparaître le détail des contacts d'un connecteur 3 1/8″. La figure 31 montre un connecteur de raccordement d'un câble 3 1/8″ à un câble 7/8″. La figure 32 montre le dessin d'ensemble d'un réducteur 4 1/8″ à la fiche de mesure type General Radio.

5.2. Transport et installation

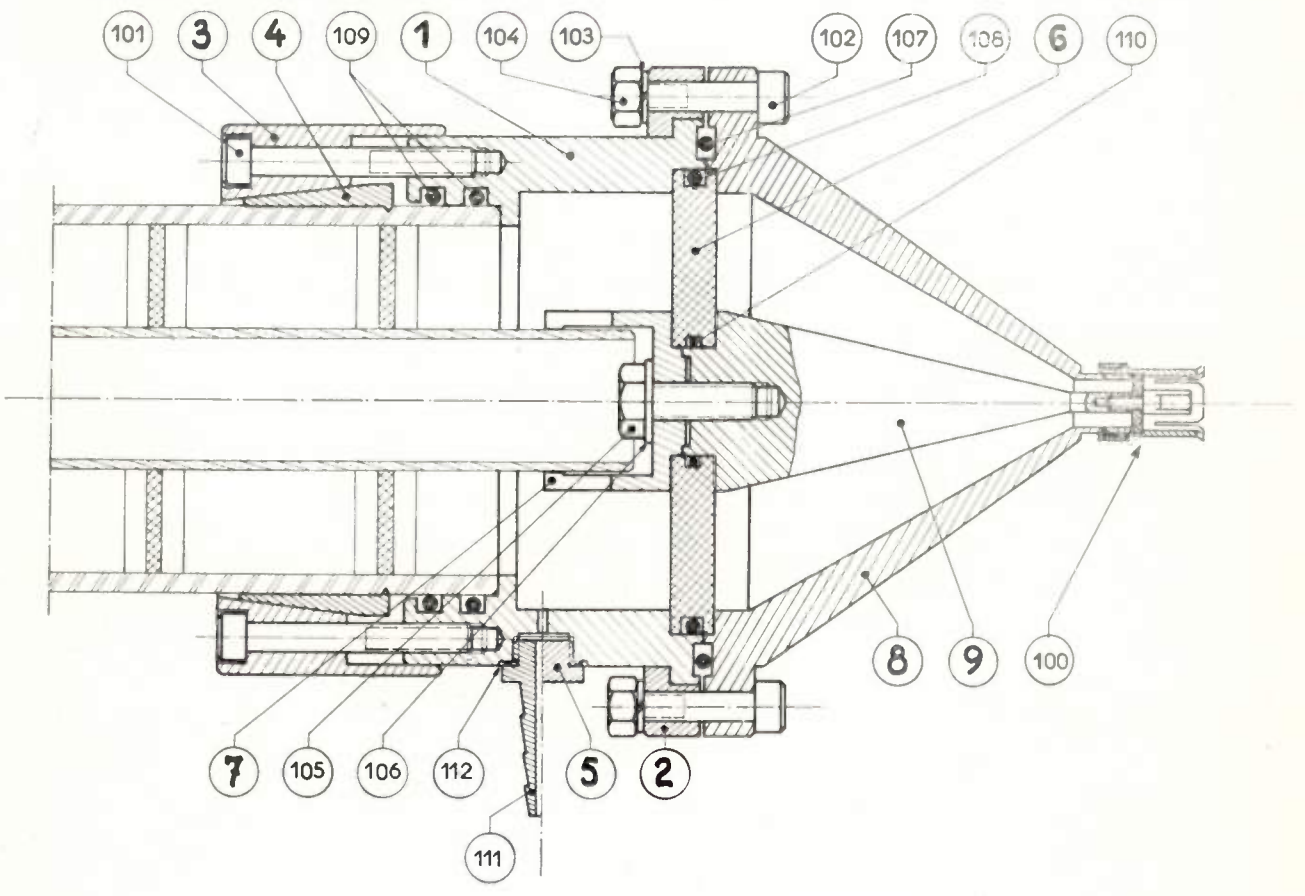
Avant expédition, les câbles sont obturés aux extrémités et gonflés par une légère pression pour éviter la pénétration d'humidité en cours de transport. Un simple bouchon, soit fileté, soit emmanché de force, avec presse-étoupe, réalise la fermeture du câble. Les câbles sont ensuite expédiés par transports spéciaux, s'il s'agit de tourets importants.

Lorsque les câbles sont enterrés, la pose se fait de façon classique, en respectant les rayons de courbure minimale donnés pour chaque type de câble.

Lorsqu'un câble est posé en aérien, c'est-à-dire, le plus souvent, hissé le long d'un pylone vertical pouvant atteindre 300 m de hauteur pour les émetteurs de télévision, on utilise des treuils, le câble étant maintenu par l'intermédiaire de grips. Après la pose, le câble est fixé au pylône par des colliers régulièrement répartis. Dans ce cas, sous l'effet du vent, le câble est soumis à des vibrations, auxquelles l'aluminium résiste parfaitement bien.

Fig. 31. — (Ci-contre). Photographie d'une transition de raccordement d'un câble 3 1/8″ à un câble 7/8″.

Fig. 32. — (Ci-dessous). Dessin d'ensemble d'une transition d'un câble 4 1/8″ à une fiche de mesure G.R. 874 B.



Pour chaque type de câble, la réalisation des courbes ou « baïonnettes » s'effectue à l'aide de cintreuses hydrauliques portatives réalisées également par nos soins. La figure 33 montre un câble en cours d'installation sur un pylône d'antenne d'un émetteur de télévision.

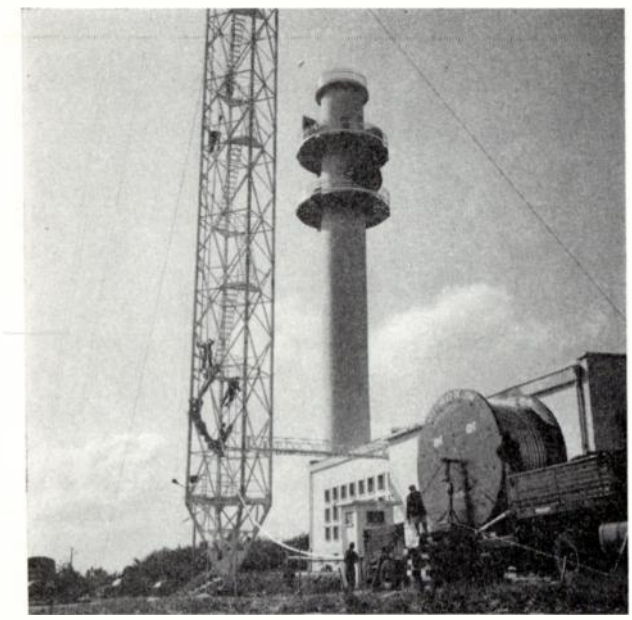


FIG. 33. — Photographie d'un câble en cours d'installation sur un pylône d'antenne d'un émetteur de télévision.

6. Conclusion

Pour un câble coaxial et notamment pour un câble de diamètre important, l'utilisation d'une gaine en aluminium servant à la fois de protection mécanique étanche et de conducteur de retour pour les courants de transmission, permet des réalisations économiques et industrielles.

Nous avons vu que les qualités électriques obtenues dans les réalisations que nous venons de décrire sont très intéressantes dans un domaine très vaste de fréquences pouvant atteindre plusieurs milliers de mégahertz, ce qui permet d'utiliser ces câbles non seulement pour la transmission de puissances permanentes H.F. ou T.H.F. très importantes, mais aussi pour la transmission de signaux impulsionnels, à spectres de fréquences très étendus, signaux actuellement utilisés ou étudiés dans plusieurs domaines de la Physique.

MM. R. PIRONIN et J. VIGNALOU ont participé à la mise au point et aux essais mécaniques des câbles que nous venons de décrire. M. J.M. PARIS a participé à l'étude et à la mise au point des connecteurs, MM. R. OVE et A. MALLEIN ont participé aux essais électriques.

LISTE DES SYMBOLES

c	Vitesse de propagation dans le vide.
C_0	Capacité linéique.
d	Equidistance entre disques isolants.
f_r	Fréquence de résonance.
Δf	Ecart de fréquence entre des fréquences de résonance consécutives, de même ordre.
f_c	Fréquence de coupure.
G	Conductance.
l	Longueur.
T	Taux d'ondes stationnaires.
ρ	Coefficient de réflexion.
V	Vitesse de propagation dans un milieu autre que l'air.
Y	Admittance.
Z_c	Impédance caractéristique.
Z_e	Impédance d'entrée.
α	Affaiblissement linéique.
β	Rotation de phase linéique.
ε	Constante diélectrique.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Brevet français C.G.E. N° 973.213.

[2] Brevet français C.G.E. N° 1.197.155.

[3] FROMY. — Mesures en Radio-technique.

[4] MONTGOMERY. — Technique des mesures en micro-ondes. Massachusetts Institute of Technology Radiation Laboratory Series.

[5] LORRIN. — Transmission d'impulsions très brèves par câble coaxial. *Bulletin S.F.E.*, Octobre 1958.

[6] CAZENAVE. — Déformation d'un signal transmis par une ligne coaxiale parfaitement homogène. *Câbles et transmissions*, Octobre 1951.

[7] KRAUS A. — Reflection coefficient Curves of compensated Discontinuities on Coaxial Lines and the determination of the optimum Dimensions. *Journal Brit. I.R.E.*, February 1960.

ESTIMATION DE LA FIABILITÉ DES COMPOSANTS D'APRÈS LES RÉSULTATS D'ESSAIS

PAR

J. CHERBUY

Société Française de l'Électro-Résistance (SFERNICE)

1. Les essais

1.1. Essais a 100 % et essais par prélèvement

Pour obtenir des informations sur les performances réelles d'une fabrication, on est amené à faire des essais qui peuvent :

— soit porter sur la totalité des pièces produites (essais à 100 %),

— soit porter sur un échantillon prélevé dans la production.

Les essais sur la totalité des pièces produites sont en réalité assez rares, car, d'une part ils ne peuvent évidemment comporter que des essais rigoureusement non destructifs, tels que ceux mentionnés dans les groupes A et B des essais de réception des spécifications CCTU et, d'autre part, ils sont longs et coûteux.

En pratique, les informations sont donc très fréquemment tirées d'essais sur échantillons. C'est de cette sorte d'essais que nous nous occupons uniquement ici ; aussi bien, le problème de l'estimation des résultats ne se pose en principe pas quand la totalité de la production est essayée.

1.2. Caractéristiques controlées

Pour obtenir des informations sur les performances des pièces, on contrôle principalement certaines caractéristiques qui sont, par exemple, dans le cas des résistances, les suivantes :

Aspect - Marquage - Dimension
Valeur ohmique
Isolement.
Rigidité diélectrique.
Bruit.
Caractéristiques mécaniques.

1.3. Introduction du facteur « temps »

Les essais entrepris pour connaitre les performances des pièces sont de deux sortes, qui répondent à deux préoccupations complémentaires :

— Essais ayant pour but de déterminer les performances initiales à l'ambiance normale ; ces essais ne font pas intervenir le temps.

— Essais ayant pour but de déterminer le comportement en stock ou en service, c'est-à-dire l'évolution en fonction du temps dans des ambiances diverses, des caractéristiques initiales.

2. Présentation des résultats

Les résultats d'un essai peuvent être présentés, pour chaque pièce essayée :

— soit en donnant la valeur de la caractéristique mesurée ;

— soit en indiquant que cette valeur est comprise ou non dans une certaine tolérance.

La première méthode constitue le contrôle par variable, elle n'est pas considérée dans la suite de cette étude. La seconde méthode, contrôle par attribut, fait intervenir assez brutalement la notion de défaut. Il y a défaut si la valeur mesurée dépasse, même de très peu, la limite tolérée : la pièce est alors dite mauvaise ; elle est dite bonne si la valeur mesurée est comprise, même à la limite, dans les tolérances. La notion de défaut est liée à celle de tolérance et la même pièce peut être jugée bonne ou mauvaise selon la spécification admise pour le contrôle.

Le contrôle par « bon ou mauvais » est peut être moins riche d'enseignements que le contrôle par variable, mais il est d'un emploi bien plus simple et c'est, en fait, la méthode appliquée industriellement

dans les contrôles de fabrication. De plus, c'est la méthode du contrôle de qualité et également celle des essais d'homologation.

3. Estimation des résultats dans le contrôle par attribut

On prélève N pièces dans un lot homogène beaucoup plus important ; on fait un essai et on trouve D défauts. Le prélèvement de ces N pièces aurait pu être fait d'un grand nombre de manières différentes et les essais faits sur ces prélèvements n'auraient pas tous donné le même nombre de défauts D.

Le problème est d'estimer, à partir du résultat d'un essai unique ayant donné D défauts pour un échantillon de N pièces, la proportion « presque certainement maximale » de défauts dans la population. Par « proportion presque certainement maximale », on entend « proportion qui a moins de 10 % de chance d'être dépassée ».

Un problème du même genre se rencontre dans le contrôle de qualité par prélèvements. Les plans de contrôle, dans le cas d'un prélèvement simple, figurant dans la CCTU 01-02, indiquent, en effet, pour un prélèvement de N pièces, le nombre de défauts acceptables dans le prélèvement (critère d'acceptation CA). Ce critère est calculé de telle manière qu'un *lot* ayant une proportion de défauts égale ou inférieure à celle désignée par « niveau de qualité acceptable (NQA) » ait plus de 90 chances sur 100 d'être trouvé bon, c'est-à-dire de présenter moins de CA défauts dans le prélèvement et qu'un *lot* ayant une proportion de défauts supérieure au « niveau de qualité toléré (NQT) » ait plus de 90 % de chance d'être trouvé mauvais, c'est-à-dire de présenter plus de CA défauts dans le prélèvement.

Pour notre problème, c'est la seconde partie de la définition précédente qui est utilisable ; un lot ayant une proportion de pièces défectueuses supérieure à NQT % a 90 % de chance d'être jugé mauvais, c'est-à-dire de présenter plus de CA défauts dans un échantillon de N pièces. Autrement dit, si dans un essai portant sur N pièces, on trouve CA défauts, il est probable, à 90 %, que la proportion de défauts dans le lot n'excède pas NQT.

En utilisant les tableaux de la spécification CCTU 01-02, on trouve par exemple :

Effectif de l'échantillon	Nombre de défauts trouvés	N Q A	Proportion de défauts dans le lot probab. inférieure à
$N = 50$ (plan I)	CA = 0	0,25	NQT = 4,6
	1	1	7,7
	2	2	10,5
	3	2,5	13

Le NQA est sans intérêt dans notre problème d'évaluation de la fiabilité qui est, en somme, l'inverse de celui traité par le contrôle statistique ; il sert uniquement de relais pour trouver la valeur qui nous intéresse, NQT donnée dans un tableau annexe de la CCTU 01-02

En procédant comme ci-dessus pour les différents échantillons figurant dans la CCTU 01-02, on a tracé un graphique, figure 1, donnant directement en ordonnées la « proportion presque certainement maximale » de défauts dans le lot, $\frac{D}{N}$ maximum en % en fonction du nombre de pièces essayées, N en abscisse, et du nombre de défauts trouvés $D = 0, 1, 2, 3$ ou 5. Le problème de l'estimation des résultats dans le cas des performances initiales (§ 1.3.) est ainsi traité.

L'estimation des résultats dans le cas des performances en service se fait de façon semblable ; les paragraphes suivants sont consacrés à l'apparition de défauts en fonction du temps.

4. Apparition des défauts en fonction du temps

4.1. Loi exponentielle de survie

Considérons un lot comportant un grand nombre de pièces bonnes et ayant déjà fonctionné pendant un certain temps pour que soient éliminées les pièces ayant une maladie infantile.

Le nombre de pièces devenant défectueuses pendant le temps dt est proportionnel au nombre de pièces restant en service et à l'intervalle de temps considéré dt.

La variation du nombre de pièces bonnes est donc :

$$dn = -kndt$$

Le coefficient $k = \frac{dn}{n} \cdot \frac{1}{dt}$ caractérise la « vitesse » de détérioration des pièces du lot ; il a les dimensions de l'inverse d'un temps et se rapporte à une seule pièce.

On le considère comme constant puisque, d'une part, les maladies infantiles sont éliminées et que, d'autre part, l'expérience, en ce qui concerne les résistances, ne fait pas apparaître, ou n'a pas été poussée assez loin pour faire apparaître de point d'usure, de vie limite qui serait caractérisé par une augmentation soudaine et importante de la vitesse de détérioration du lot.

En intégrant l'équation différentielle ci-dessus entre 0 et t, on a :

$$Ln = -kt + C$$

La constante d'intégration C est déterminée en écrivant qu'à l'instant 0 toutes les pièces sont bonnes ; soit n_0 le nombre initial de pièces bonnes (après élimination des maladies de jeunesse).

$$Ln_0 = C$$

$$L\frac{n}{n_0} = -kt$$

$$\frac{n}{n_0} = e^{-kt}$$

L'équation obtenue donne la proportion de pièces bonnes survivantes à l'instant t ou, ce qui revient au même, la probabilité pour qu'une pièce soit encore bonne après le temps t.

4.1.2. La loi de survie des pièces obtenue analytiquement à partir de l'hypothèse d'un « taux de détérioration » constant est donc :

$$\frac{n}{n_0} = e^{-kt}$$

C'est la proportion de pièces dont la vie est supérieure à t ; la proportion de pièces défectueuses est :

(d = nombre de défauts).

$$\frac{d}{n_0} = \frac{n_0 - n}{n_0} = 1 - e^{-kt}$$

C'est la proportion de pièces dont la vie est inférieure ou égale à t ;

$\frac{n_0 - n}{n_0}$ représente donc, par définition, la fonction de répartition (1) de t.

Ces équations ont la même forme que les équations de décharge et de charge des condensateurs ; ceci permet d'imaginer facilement l'aspect de leur représentation graphique.

La proportion de pièces dont la vie est t, c'est-à-dire la densité de répartition de la vie t, est la dérivée de la fonction de répartition :

$$\frac{d}{dt}(1 - e^{-kt}) = ke^{-kt}$$

4.2. Durée de vie moyenne

C'est, suivant une formule classique :

$$m = \int_0^\infty t f(t) dt$$

$f(t)$ étant la densité de répartition de la vie t c'est-à-dire ke^{-kt}.

En posant $-kt = \alpha$ et en intégrant par parties, on a :

$$m = \int_0^\infty tke^{-kt} dt = \int_0^{-\infty} -\alpha e^\alpha \left(-\frac{1}{k} d\alpha\right)$$

$$= \frac{1}{k} \int_0^{-\infty} \alpha e^\alpha d\alpha$$

$$= \frac{1}{k}\left[\alpha e^\alpha - \int e^\alpha d\alpha\right]_0^{-\infty}$$

$$= \frac{1}{k}\left[\alpha e^\alpha - e^\alpha\right]_0^{-\infty}$$

$$= \frac{1}{k}\left[(\alpha - 1)e^\alpha\right]_0^{-\infty}$$

$$= \frac{1}{k}\left[0 - (0 - 1)1\right] = \frac{1}{k}$$

Soit, finalement : $m = \frac{1}{k}$.

La durée de vie moyenne d'une pièce est l'inverse du taux de détérioration k introduit au début du calcul. Elle rappelle la constante de temps d'une décharge de condensateur.

Quand la durée de fonctionnement est égale à la vie moyenne $1/k$, la proportion de survivants est :

$$\frac{n}{n_0} = e^{-k \cdot \frac{1}{k}} = \frac{1}{e} = 0{,}37$$

L'introduction de la densité de répartition et de la formule de la moyenne pouvant paraître un peu arbitraire, nous donnons, ci-dessous un calcul à partir de la loi de survie.

nombre de pièces bonnes à l'instant t : $n_0 e^{-kt}$

nombre de pièces bonnes à l'instant $t + dt$:

$$n_0 e^{-k(t+dt)}$$

nombre de pièces dont la vie est comprise entre t et $(t + dt)$:

$$n_0 e^{-kt} - n_0 e^{-k(t+dt)} = n_0 e^{-kt}(1 - e^{-kdt})$$

En développant en série e et en se limitant aux deux premiers termes, il vient :

$$n_0 e^{-kt}[1 - (1 - kdt)]$$

$$n_0 k e^{-kt} dt$$

Durée totale de ces pièces :

$$t \cdot n_0 k e^{-kt} dt$$

Somme de toutes ces durées :

$$\int_0^\infty t n_0 k e^{-kt} dt$$

Durée moyenne par pièce :

$$\frac{1}{n_0} \int_0^\infty t n_0 k e^{-kt} dt = \int_0^\infty kt e^{-kt} dt = \frac{1}{k}$$

4.3. Détermination expérimentale du taux de détérioration k

On fait un essai sur N pièces pendant la durée T ; le nombre de défauts trouvés est D. Comme on l'a

(1) Fonction dont la valeur tend vers 1 quand la variable croît indéfiniment.

vu en 3, la proportion de défauts dans le lot (proportion presque certainement maximale) est $\frac{D}{N}$ maximum lu dans le graphique 1.

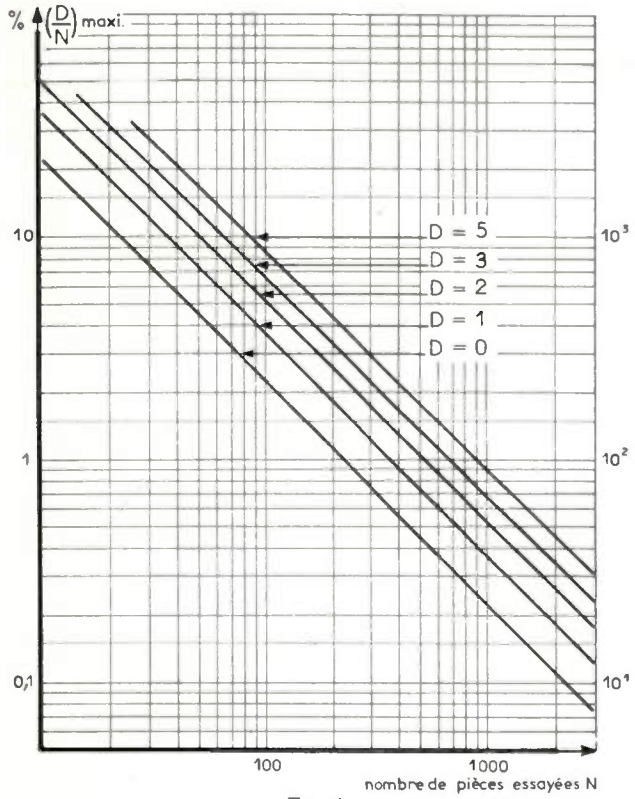


FIG. 1.

Si $\frac{D}{N}$ max est beaucoup plus petit que 1, $\frac{D}{N}$ max $< 0{,}05$ par exemple, on a, avec une très bonne approximation :

$$kT = \frac{D}{N}\max$$

$$k = \frac{D}{N}\max\frac{1}{T}$$

La figure 2, établie comme dit en 3, mais en remplaçant N par NT, donne directement :

$$k = \frac{D}{N}\max\frac{1}{T}$$

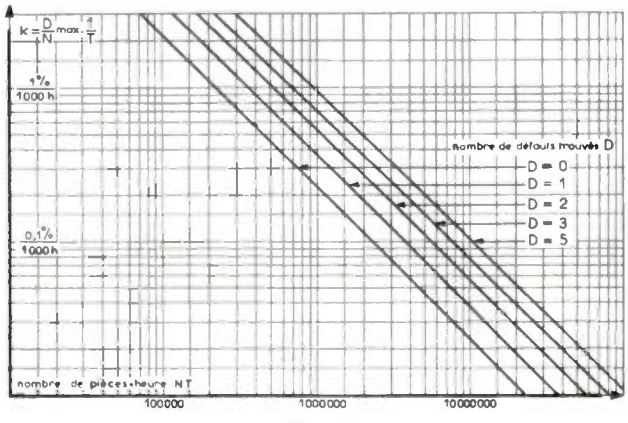


FIG. 2.

Suivant l'expression de la proportion de défauts calculés en 4.1.2., on a :

$$\left(\frac{D}{N}\right)\max = 1 - e^{-kT}$$

$$e^{-kT} = -1\frac{D}{N}\max$$

$$-kT = \operatorname{Log}\left(1 - \frac{D}{N}\max\right)$$

Les valeurs de $kT = -\operatorname{Log}(1 - \frac{D}{N}\max)$ sont données ci-dessous en fonction de : $\frac{D}{N}$ max.

en fonction du nombre de défauts trouvés dans l'échantillon D et du nombre de pièces-heures essayées NT ; il est tracé avec l'approximation ci-dessus, donc valable seulement pour $\frac{D}{N}$ assez petit. Le taux de détérioration k est employé très fréquemment (sous le nom de « failure rate » par les Anglo-Saxons) pour caractériser la fiabilité en service.

5. Fiabilité

5.1. On peut dire d'une manière très générale que c'est la probabilité qu'a un produit de présenter les performances prévues.

Evidemment, il y a autant de fiabilités que de caractéristiques et de conditions d'emploi considérées.

$\frac{D}{N}$ max	0,05	0,10	0,20	0,30	0,40	0,50	0,60	0,70	0,80	0,90
kT	0,0513	0,105	0,223	0,357	0,511	0,693	0,916	1,204	1,609	2,302

Conformément à ce qu'on a dit précédemment (1,3) on peut considérer deux sortes de fiabilités :

— la fiabilité initiale qui concerne les caractéristiques de la production à sa sortie de fabrication,

— la fiabilité en service, qui concerne l'évolution des caractéristiques en fonction du temps dans telle ou telle condition. Quand on parle de fiabilité, c'est généralement cet aspect évolutif que l'on considère.

Les niveaux de qualité moyens :

$$NQM = \frac{\text{nombre de défauts}}{\text{nombre de pièces examinées}}$$

calculés à partir des données de contrôle de qualité permettent de chiffrer la fiabilité initiale qui a pour définition :

$$f_0 = \frac{\text{nombre de pièces bonnes}}{\text{nombre de pièces examinées}}$$

A noter qu'on a pris l'habitude, à la suite des Américains, de désigner par « niveau de qualité » la proportion de défauts qui est le complément à 1 de la fiabilité (ou le complément à 100 si l'on calcule en %).

$$f_0 = 100 - NQM\ \%$$

La détermination de la fiabilité en service se fait nécessairement par des essais de durée dont on a parlé précédemment (4).

5.2. Fiabilité en service d'une pièce et d'un ensemble

5.2.1. *Cas d'une seule pièce*

Suivant la définition d'une probabilité : rapport du nombre des cas favorables à l'évènement considéré au nombre des cas possibles (tous les cas possibles ayant des probabilités égales ce qui suppose l'homogénéité du lot), la proportion des pièces bonnes après le temps t :

$$\frac{n}{n_0} = e^{-kt}$$

est aussi la probabilité $f(t)$ pour qu'une pièce soit bonne après le temps t.

C'est donc, en fait, la fiabilité individuelle de la pièce pour le temps t.

Ayant déterminé le taux de détérioration k par un essai de durée comme expliqué en 4.3., on peut chiffrer la fiabilité pour le temps t. Ce temps t pendant lequel la pièce doit fonctionner est souvent appelé « temps de mission » :

$$f(t) = e^{-kt}$$

On peut utiliser le développement en série de l'exponentielle :

$$f(t) = e^{-kt} = 1 - kt + \frac{(kt)2}{2} - \ldots$$

et si l'exposant kt est assez petit, comme on le souhaite, on se limite aux deux premiers termes :

$$f(t) \cong 1 - kt$$

5.2.2. *Cas d'un ensemble de pièces semblables*

La probabilité pour que toutes les pièces de l'ensemble fonctionnent encore simultanément au bout du temps t, c'est-à-dire la fiabilité de l'ensemble, est la probabilité composée :

$$f(t) = f(t) \times f(t) \times \ldots n \text{ fois}$$

$$= (e^{-kt})^n = e^{-knt}$$

à condition que le fonctionnement d'une pièce soit indépendant de celui des autres pièces.

On voit que la loi de l'ensemble est de même forme que celle d'une seule pièce, le taux de détérioration de l'ensemble étant

$$K = nk$$

Comme en 5.2.1., si l'exposant $Kt = knt$ est suffisamment petit, on peut calculer plus facilement la fiabilité de l'ensemble par l'approximation :

$$F \cong 1 - knt$$

La figure 3 représente la relation liant le taux de détérioration individuel des composants à la vie moyenne $1/K$ de l'ensemble pour différentes complexités de celui-ci :

$$K = nk$$

$$\text{Log } k = -\text{Log } n - \text{Log } (1/K)$$

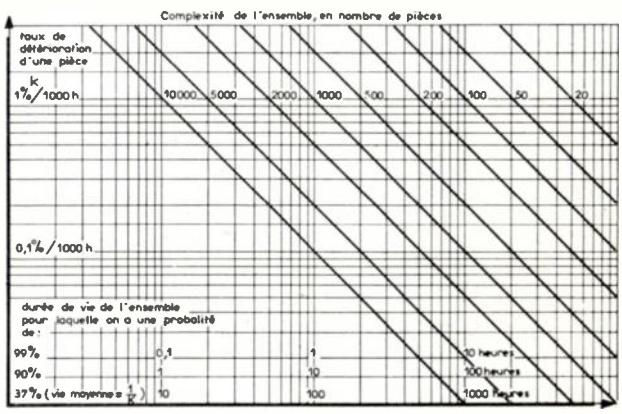


FIG. 3.

La vie moyenne $1/K$ présente une fiabilité de 37 % (voir paragraphe 4.2.) assez peu intéressante ; nous avons donc ajouté deux autres échelles de vie dont les fiabilités sont respectivement 90 % et 99 %.

5.2.3. *Cas d'un ensemble formé de pièces différentes*

Si l'on a n_1 pièces de fiabilité individuelle f_1, n_2 pièces de fiabilité individuelle f_2, etc., la fiabilité de l'ensemble sera :

$$F = f_1^{n_1} \times f_2^{n_2} \times f_3^{n_3} \ldots$$
$$= e^{-k_1 n_1 t} \times e^{-k_2 n_2 t} \ldots$$
$$= e^{-(k_1 n_1 + k_2 n_2 + \ldots)t}$$
$$= e^{-Kt}$$

Le taux de détérioration de l'ensemble étant :

$$K = n_1 k_1 + n_2 k_2 + \ldots$$

6. Exemples numériques

Les graphiques ci-joints permettent de répondre à deux sortes de questions (6.1.) et (6.2.).

6.1. Quelle fiabilité, à l'origine ou en service, peut-on attribuer à un lot de pièces à la suite d'un essai ayant donné D défauts pour N pièces prélevées et essayées ?

Exemple 1. On essaie 10 pièces et on trouve 1 défaut. Le graphique montre qu'on peut seulement dire (avec 9 chances sur 10 de ne pas se tromper) que la proportion de pièces mauvaises dans le lot est inférieure ou égale à 36 %. Ce chiffre est aussi une évaluation du niveau de qualité moyen NQM.

Exemple 2. On essaie 50 pièces et on trouve 5 défauts, soit la même proportion de défauts dans l'échantillon que dans l'exemple 1. Le graphique 1 indique qu'on peut dire (toujours avec 9 chances sur 10 de ne pas se tromper) que la proportion de pièces mauvaises dans le lot est inférieure ou égale à 18 % (ou bien : NQM probablement pas plus grand que 18 %).

On pourrait calculer que la même proportion de défauts dans l'échantillon (10 %) permet de dire, dans le cas d'un échantillon de 90 pièces que la proportion de défauts dans le lot est inférieure à 14 % et, dans le cas d'un échantillon de 1 840 pièces, qu'elle est inférieure à 11 %.

Exemple 3. On essaie 10 pièces pendant 1 000 h et on trouve 1 défaut. Le graphique 2 n'est pas utilisable (D/N trop important : 10 %) (voir 4.3.). Mais le graphique 1 montre qu'on peut dire (avec 9 chances sur 10 de ne pas se tromper) que la proportion de défauts dans le lot est inférieure ou égale à

$$D/N \text{ max} = 36\ \% = 0{,}36.$$

Le tableau 4.3. donne, par interpolation, la valeur de kT correspondante : $kT \cong 0{,}48$

d'où

$$k = \frac{0{,}48}{1\,000} = 48\ \%/1\,000\ \text{h} = 48.10^{-5}$$

La vie moyenne est au moins : $\dfrac{1\,000}{0{,}48} \cong 2\,000$ h.

Exemple 4. On essaie maintenant 500 pièces pendant 1 000 h et on trouve 0 défaut. La figure 2 est utilisable et on y voit que :

$$k = 0{,}44\ \%/1\,000\ \text{h} = 4{,}4.10^{-6}$$

On peut dire que la vie moyenne des pièces de cette fabrication est de :

$$\frac{1}{4{,}4}\ 10^6 = 220\,000\ \text{h}$$

La fiabilité d'une pièce, c'est-à-dire la probabilité qu'elle fonctionne correctement dans les conditions de l'essai pendant 1 000 h, par exemple, est :

$$f = e^{-k \cdot 1\,000} = e^{-0{,}0044} \cong 1 - 0{,}0044$$

soit, en % :

$$f = 100\ \% - 0{,}44\ \% = 99{,}56\ \%$$

Sa fiabilité pour 100 h est :

$$100 - 0{,}044 = 99{,}956\ \%$$

Sa fiabilité pour 10 000 h est :

$$100 - 4{,}4 = 95{,}6\ \%$$

Une telle fiabilité peut paraître excellente. Considérons cependant un ensemble comportant seulement $n = 100$ pièces de ce modèle. Sa fiabilité F pour 1 000 h sera (voir 5.2.) :

$$F = f^n = 0{,}9956^{100} = 0{,}64 \text{ ou } 64\ \%$$

ou, en utilisant le développement en série de l'exponentielle :

$$F = f^n = e^{-ktn} = 1 - ktn + \frac{(ktn)^2}{2!}$$
$$= 1 - 4{,}4 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3 \cdot 10^2 + \frac{(0{,}44)^2}{2}$$
$$= 0{,}66 \text{ ou } 66\ \%$$

6.2. Quel nombre de pièces doit-on essayer et combien de défauts peut-on tolérer pour pouvoir dire avec 9 chances sur 10 de ne pas se tromper que la proportion de défauts dans le lot est inférieure à P % ?

Exemple 5. On veut vérifier qu'une fabrication présente moins de 10 % de pièces défectueuses. Le graphique 1 indique immédiatement les plans d'essais possibles :

23 pièces et 0 défaut, ou

36 pièces et 1 défaut, ou

51 pièces et 2 défauts, ou

69 pièces et 3 défauts, ou encore

94 pièces et 5 défauts.

Exemple 6. Si l'on avait voulu acquérir la quasi certitude que cette fabrication contenait moins de 1 % de pièces défectueuses, il aurait fallu essayer :

230 pièces et trouver 0 défaut, ou

360 pièces et trouver 1 défaut au maximum.

Exemple 7. Quel essai doit-on faire pour vérifier qu'une fabrication permettra d'obtenir un ensemble de 100 pièces dont la fiabilité pour 100 h sera de 99 % ?

On calcule d'abord le taux de détérioration individuel k qui correspond à une fiabilité de 99 % pour 100 pièces et 100 h :

d'après 5.2.2., on a :

$$F = e^{-ktn} = 1 - ktn$$

dans notre cas :

$$0{,}99 = 1 - k.100.100$$

D'où

$$k \cdot 10^4 = 1 - 0{,}99 = 0{,}01$$

$$k = 10^{-6} = 0{,}1\ \%/1\,000 \text{ heures}$$

La figure 2 montre que pour s'assurer d'un tel taux de détérioration, il faut faire un essai de 2,3 millions de pièces-heures et ne pas trouver de défauts.

Cet essai peut être fait avec 230 pièces pendant 10 000 h (près de 14 mois) ou avec 1 000 pièces pendant 2 300 h (plus de 3 mois).

7. Résumé

L'objet essentiel de cette étude est de fournir un moyen simple d'estimer la fiabilité, initiale ou en service, d'une fabrication, à partir d'un essai sur prélèvement.

Les figures 1 et 2 permettent cette estimation.

On voit que les résultats bruts (D/N) d'un essai mené sur quelques pièces, sont très peu significatifs et donc très trompeurs si on les considère tels quels. L'emploi des graphiques permet de donner des résultats (D/N max) présentant un degré de confiance déterminé, mais, bien sûr, cette confiance est acquise en considérant des résultats (D/N max) qui peuvent être trop pessimistes.

En fait, la quantité d'informations qu'on peut retirer d'un essai augmente avec le nombre de pièces essayées, très vite d'abord, puis de plus en plus lentement, comme log N selon la théorie de l'information. De sorte que, s'il faut, autant que possible, éviter de juger sur quelques pièces, il n'est, par contre, pas très intéressant d'augmenter énormément l'effectif essayé (voir exemples 1 et 2). Un échantillon convenable pour l'étude des résistances parait être de l'ordre d'une à plusieurs centaines de pièces.

L'autre but de cette étude est de donner quelques idées sur la fiabilité. Il en est, dès maintenant, très fréquemment question et il est certain que c'est à ce point de vue que seront, de plus en plus, à l'avenir, jugés les résistances et tous les composants.

On a montré la relation existant entre la fiabilité d'un ensemble et la fiabilité des pièces qui le constituent. Plus les ensembles sont complexes, c'est-à-dire formés d'un plus grand nombre de composants et plus la fiabilité individuelle de ces composants doit être élevée, si l'on veut que l'ensemble fonctionne un certain temps sans panne.

Le développement des grands ensembles électroniques, tels que calculatrices, radars, fusées, etc., nous poussera donc, de plus en plus, dans la recherche d'une fiabilité élevée qui n'est d'ailleurs qu'un aspect de l'amélioration de la qualité.

AMÉLIORATION DES CARACTÉRISTIQUES DU TECNETRON

PAR

A. BOBENRIETH ET M. LEGAGNEUX

Chef du Service Dispositifs Spéciaux — *Ingénieur au Service Dispositifs Spéciaux*

Société Européenne des Semiconducteurs S.E.S.C.O.

1. Introduction

Les premières tentatives effectuées en vue de réaliser un amplificateur à l'état solide ont été basées sur l'utilisation de l'effet de champ. LILIENFELD en particulier a fait vers 1928 des essais dans ce sens. Plus tard, d'autres chercheurs, par exemple W. SHOCKLEY ont également tenté de telles expériences.

Cependant à partir de la découverte du transistor à pointes [BRATTAIN et BARDEEN, 1948] et surtout du transistor à jonctions [SHOCKLEY, 1949] dans lesquels le phénomène d'injection de porteurs minoritaires jouent un rôle prépondérant, (d'où leur autre nom de transistors bipolaires) la plus grande partie des travaux de recherches s'est effectuée sur ce dernier type de dispositif amplificateur à l'état solide.

Le dispositif à effet de champ, ou unipolaire, également décrit par SHOCKLEY vers la même époque (1952) n'a par contre donné lieu aux U.S.A. qu'à quelques essais peu poussés, effectués par DACEY et ROSS (1953). Les performances assez médiocres obtenues d'une part et le niveau de bruit élevé d'autre part ont fait abandonner, pendant longtemps toutes tentatives de fabrication industrielle aux Etats-Unis. Celles-ci n'ont été reprises que récemment sous l'empire de certains besoins, car il est devenu de plus en plus évident que les transistors bipolaires n'étaient pas capables à eux seuls de remplacer les tubes thermoïoniques dans toutes leurs applications. Plusieurs dispositifs à effet de champ dits transistors unipolaires sont ainsi apparus ou sont sur le point d'apparaître sur le marché américain.

En France contrairement à cette évolution fluctuante, la Direction du Centre National d'Etudes des Télécommunications (C.N.E.T.) et M. TESZNER, son Conseiller Scientifique ont eu le mérite de poursuivre inlassablement le développement de ce type de dispositif semi-conducteur, avec une structure et une technologie originales, qui ont permis finalement d'obtenir des performances intéressantes. C'est le *Tecnétron*, dont le nom associe la première syllabe de celui de l'inventeur, au sigle de l'organisme dont il fait partie, qui a mis l'idée en œuvre et qui en a assuré le développement au cours de sept années de travaux pour la mise au point et l'industrialisation de ce dispositif. Qu'il nous soit permis de rappeler que c'est le tecnétron qui, de tous les dispositifs à effet de champ, fut le premier à franchir avec succès le passage généralement plein d'embûches du laboratoire à l'industrie. C'est la C.F.T.H. qui en a pris la charge et l'a menée à bien, en collaboration étroite avec le C.N.E.T.

Dans le texte qui suit on décrit les dernières améliorations apportées au tecnétron, améliorations qui ont abouti à augmenter notablement la pente, la puissance dissipée et la fréquence maximale d'oscillation.

Certes il existe actuellement sur le marché des transistors « mésa » ou « planar » dont les performances sont nettement supérieures à celles du tecnétron, du moins pour les applications qui n'exigent pas une impédance d'entrée élevée.

Mais si l'on compare la somme des travaux qui ont abouti à la mise au point des transistors « mésa » et « planar » à celle de ceux qui ont donné le tecnétron décrit ci-dessous, on conviendra que le résultat obtenu est fort encourageant.

La technologie des dispositifs à effet de champ est encore dans l'enfance.

Or ce qui est intéressant c'est que nous arrivons précisément à l'époque où, bénéficiant des travaux considérables effectués sur son frère à jonctions, le dispositif à effet de champ va probablement sortir de l'ombre où il est resté pendant dix ans et prendre la place qui lui revient dans la gamme des dispositifs semiconducteurs.

Par son principe même, il offre, en effet, trois particularités remarquables :

1. Impédance, et surtout résistance, d'entrée élevée ;

2. Bonne stabilité des caractéristiques en fonction de la température ;

3. Excellente tenue aux radiations nucléaires.

L'impédance d'entrée élevée rend son emploi recommandable pour la constitution de certains amplificateurs, au moins pour le premier étage de ceux-ci, lorsque la source du signal est elle-même à haute impédance : c'est le cas de l'amplification des courants très faibles, fournis par des photocellules, détecteurs de rayonnement, Ph-mètres, microphones et pick-up à ruban ou à cristal, chopper à condensateurs vibrants, etc.

D'autre part, la haute impédance d'entrée offre la possibilité de coupler en parallèle un grand nombre de dispositifs élémentaires en conservant la fréquence limite de fonctionnement de ce dispositif élémentaire. On peut espérer de ce fait obtenir avec des dispositifs à effet de champ multiples, un produit : fréquence × puissance plus élevée que celui donné par les transistors bi-polaires.

Enfin, l'impédance d'entrée élevée est en principe, intéressante pour la constitution d'amplificateurs à étages multiples parce qu'elle atténue sensiblement les réactions entre étages successifs.

Le faible coefficient de température est précieux pour toutes applications dans des enceintes non thermostatées : notamment, pour la constitution d'oscillateurs de haute stabilité ; d'autre part, il contribue à assurer la stabilité des systèmes à éléments multiples en parallèle.

La tenue aux radiations nucléaires n'est intéressante que dans certaines applications, mais dont il paraît inutile de souligner l'importance (par exemple, applications dans les engins de l'espace). Elle est commune à tous les dispositifs semi-conducteurs à porteurs majoritaires, car les radiations ne risquent d'affecter notablement que des systèmes à porteurs minoritaires. Dans le cas des dispositifs à effet de champ, le circuit principal n'est pratiquement pas perturbé, seul pouvant être touché le circuit de commande sans répercussions trop importantes sur le fonctionnement du dispositif.

L'intérêt croissant des dispositifs à effet de champ justifiera sans doute leur développement ultérieur. Dans cette marche ascendante qui s'amorce, le tecnétron amélioré qui est présenté dans ce qui suit marque déjà une étape digne d'attention.

2. Fabrication de série

Nous rappelons que le tecnétron de série, dont la réalisation industrielle a été entreprise par la Compagnie Française Thomson-Houston se présente en boîtier TO 5 normalisé « Jedec ».

L'élément semiconducteur est constitué par un cylindre de germanium dont la résistivité est de l'ordre de 8 Ωcm. La longueur de ce bâtonnet est de 2 mm et le diamètre de 0,5 mm. Une gorge de 110 μ de large creusée en son milieu a un diamètre de 60 à 80 μ. Un anneau d'indium de 90 μ de long, la recouvre et forme le goulot. Deux électrodes d'extrémité sont soudées au germanium : l'une côté cathode est un fil de nickel, l'autre côté anode est un ruban de nickel. La soudure côté anode constitue un contact non injectant. La technologie de fabrication de ce dispositif a déjà été décrite (1, 2). Les caractéristiques publiées (3) font apparaître une puissance maximale de dissipation de 90 mW, une pente moyenne de 90 μA par volt et une fréquence maximale d'oscillation de 110 MHz.

Le but de l'étude entreprise était d'améliorer ces trois caractéristiques.

3. Modifications apportées

Pour obtenir des caractéristiques électriques meilleures tout en conservant la technologie de l'électrolyse et du dépôt par jet électrolytique, certaines modifications ont été rendues nécessaires.

Pour augmenter la pente, nous avons diminué les résistances parasites comprises entre la partie « active » du goulot et les électrodes d'extrémités en particulier côté cathode. Ceci nous a conduit à augmenter le diamètre primitif du bâtonnet ; à diminuer l'écart existant entre la longueur de l'indium et celle du fond de gorge ; à utiliser du germanium de résistivité plus faible.

La fixation du bâtonnet sur une équerre de nickel largement dimensionnée soudée directement sur l'embase et l'utilisation d'un radiateur fixé au capot a permis d'obtenir une meilleure dissipation.

L'élévation de la fréquence maximale d'oscillation a été rendue possible en réduisant au maximum la largeur du dépôt d'indium. Dans les différentes phases d'exécution du tecnétron amélioré nous décrivons principalement celles qui concerne les modifications apportées à la fabrication de série.

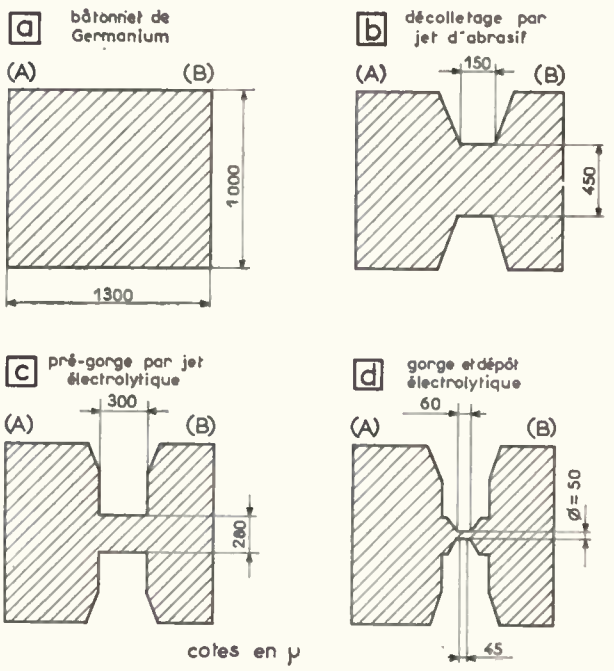


FIG. 1.

4. Technologie de la Nouvelle Fabrication

4.1. Matériau et soudures des électrodes d'extrémité

Le germanium utilisé est du type N de résistivité 6 Ωcm. Le monocristal tiré à volume constant est débité en rondelles de 1,3 mm d'épaisseur par sciage. Les bâtonnets de 1 mm de diamètre sont obtenus par découpe à l'aide des ultra-sons (Fig. 1 a). La soudure non injectante des électrodes d'extrémité s'effectue dans un montage en graphite par passage au four en atmosphère contrôlée.

Cette soudure à base d'étain contient une impureté du même type que l'impureté majoritaire du germanium. L'électrode côté anode est une équerre de nickel de 0,5 mm d'épaisseur ; côté cathode un fil de nickel de 40 μ de diamètre.

4.2. Erosion par jet d'abrasif

Pour réaliser un décolletage donnant 450 μ de diamètre dans un bâtonnet de 1 mm de diamètre (Fig. 1 b) on ne peut avoir recours à l'électrolyse par jet car le temps mis pour son exécution serait considérable.

En utilisant l'érosion par jet d'abrasif nous avons pallié cet inconvénient. A cet effet, on utilise une machine munie d'une buse dont le jet taille par impact de particules abrasives. Cette machine (Fig. 2) comporte plusieurs parties :

— un dispositif de stockage et de mise sous pression de l'abrasif,

— une cuve renfermant une buse que l'on peut déplacer micrométriquement dans les trois plans de l'espace,

— un moteur qui entraîne en rotation une pièce articulée servant à la fixation de l'équerre sur laquelle est soudé le bâtonnet de germanium. Cette pince permet de ramener dans la zone d'action du jet le point d'intersection de l'axe de rotation et de l'axe de symétrie du bâtonnet à usiner (Fig. 3).

— une lunette binoculaire sert à l'opérateur pour

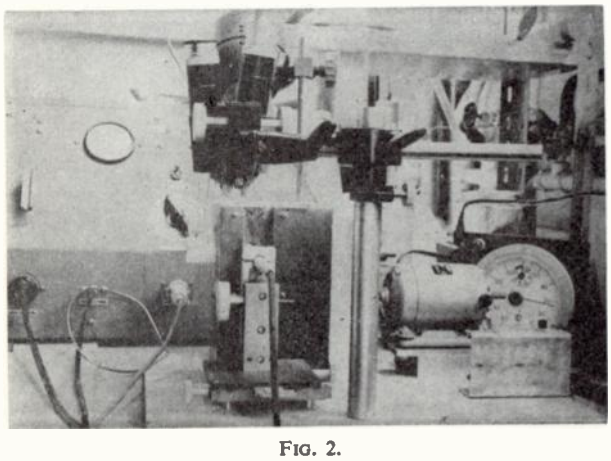


Fig. 2.

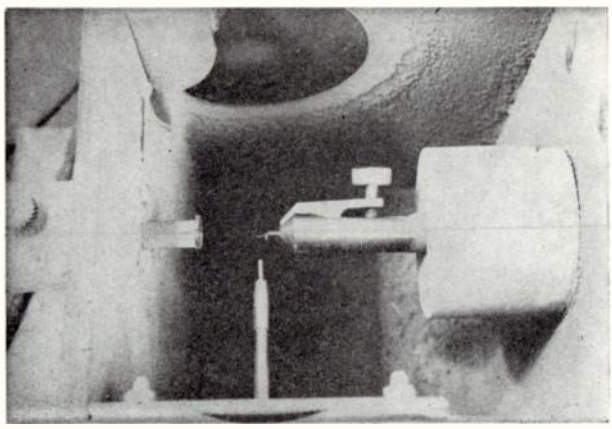


Fig. 3.

positionner la pièce par rapport à la buse et suivre l'exécution de la gorge,

— un aspirateur évacue l'abrasif utilisé,

— une minuterie commande le temps de taille qui est de quelques secondes.

La buse utilisée a une section rectangulaire et projette de l'alumine. La pièce exécutée par la machine est représentée figure 4.

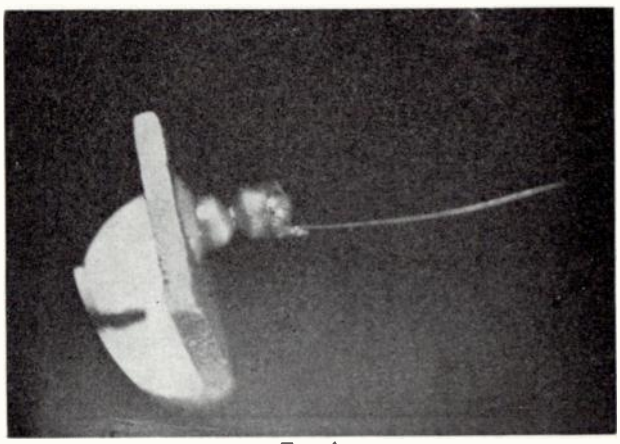


Fig. 4.

4.3. Polissage et dépot électrolytique

Ces opérations ne diffèrent pas de celles effectuées pour la fabrication normale mais la pression sur l'électrolyte lors du dépôt d'indium est le double de celle utilisée couramment. Ceci est dû au faible diamètre de la buse qui est de l'ordre de 30 μ. Les différents profils réalisés : prégorge, gorge, dépôt d'indium sont donnés figure 1 b, c, d.

4.4. Montage et traitements divers

Sur l'embase de dimension TO 5 qui porte un décrochement, l'équerre support est soudée électriquement par points. De ce fait une électrode est reliée

à l'embase (Fig. 5). Un fil d'or soudé à l'indium par décharge de capacité relie l'anneau à l'un des passages isolés, l'autre est connecté par une soudure à base d'étain au fil nickel. La pièce est ensuite nettoyée électrolytiquement dans une solution de potasse, puis lavée dans l'eau désionisée et oxydée dans l'eau oxygénée portée à ébullition.

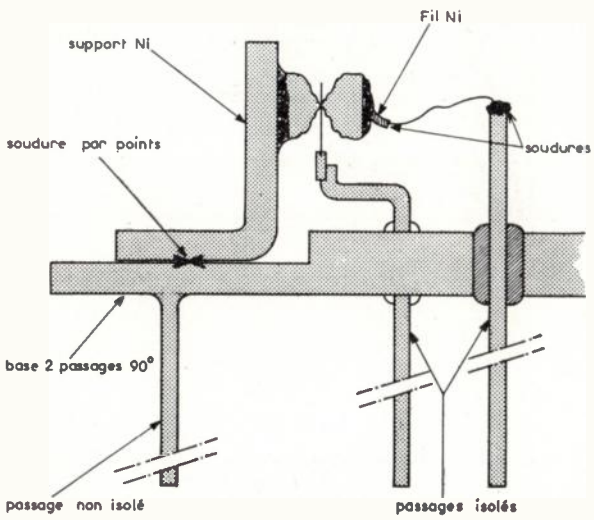


FIG. 5.

Après un séchage dans l'oxygène sec le tecnétron est placé dans une boîte à gants en atmosphère contrôlée et l'on mesure le courant inverse de diode en fonction de la tension appliquée. L'anode et la cathode sont réunies au pôle positif et le goulot au pôle négatif. Pour que la pièce soit acceptable, le courant doit être inférieur à 15 μA sous 150 V. On procède ensuite à l'enrobage du germanium en plusieurs cycles (vue de la pièce après enrobage figure 6) puis à l'encapsulage à l'aide d'un capot TO 5 rempli de graisse silicone fixé sur la base par soudure électrique. Un étuvage à 90 °C pendant 24 h (stabilisation) et la mise en place d'un radiateur en aluminium muni d'ailettes terminent les opérations de fabrication.

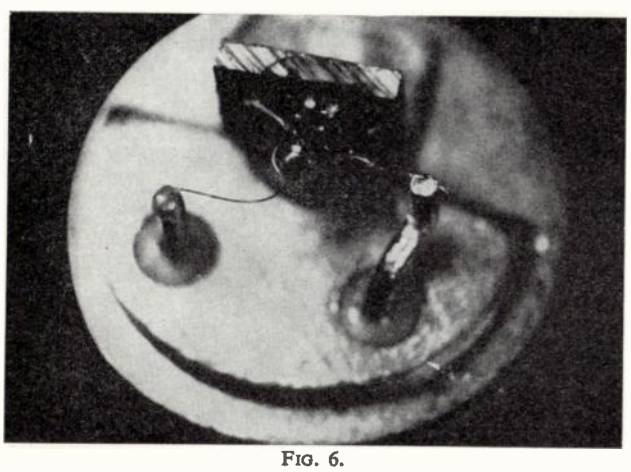


FIG. 6.

4.5. PRÉSENTATION ET ENCOMBREMENT

Le tecnétron peint en noir se présente comme le montre la figure 8. Les cotes d'encombrement et le branchement des fils de connexions sont donnés figure 7.

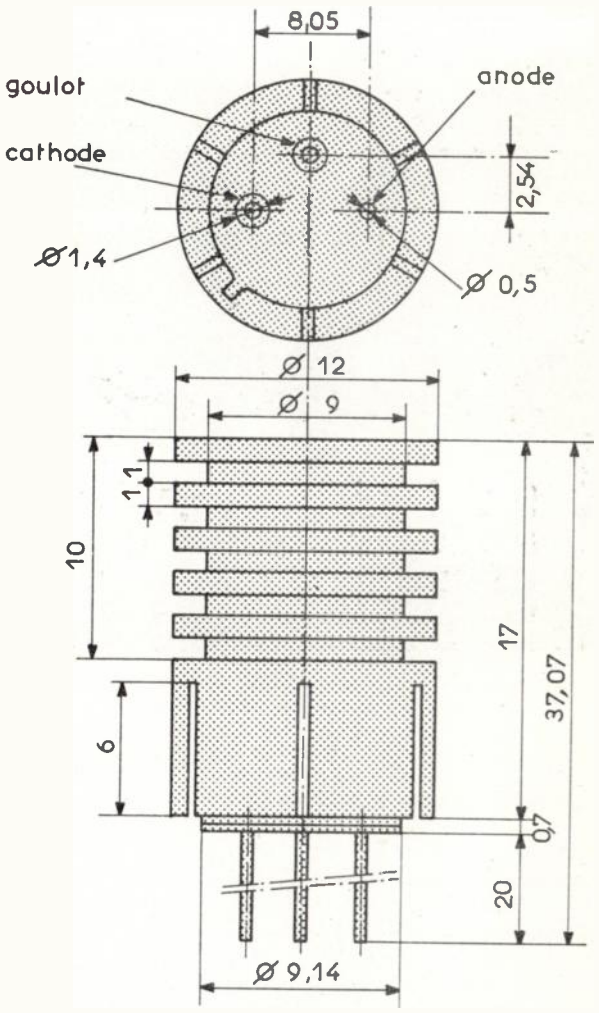


FIG. 7.

5. Limites absolues d'utilisations

Le tableau ci-dessous donne les valeurs limites au-dessus desquelles il y a risque de détériorations.

Dissipation admissible :	
borne à la masse formant anode....	200 mW
borne à la masse formant cathode..	120 mW
Tension entre anode et cathode	100 V
Tension entre anode et goulot	120 V
Tension entre goulot et cathode	120 V
Courant maximal de goulot	100 μA
Température maximale de la diode ...	85 °C

6. Caractéristiques moyennes

Courant anode à saturation..... (tension anode = 35 V, tension goulot cathode = 0).	2,4 m A

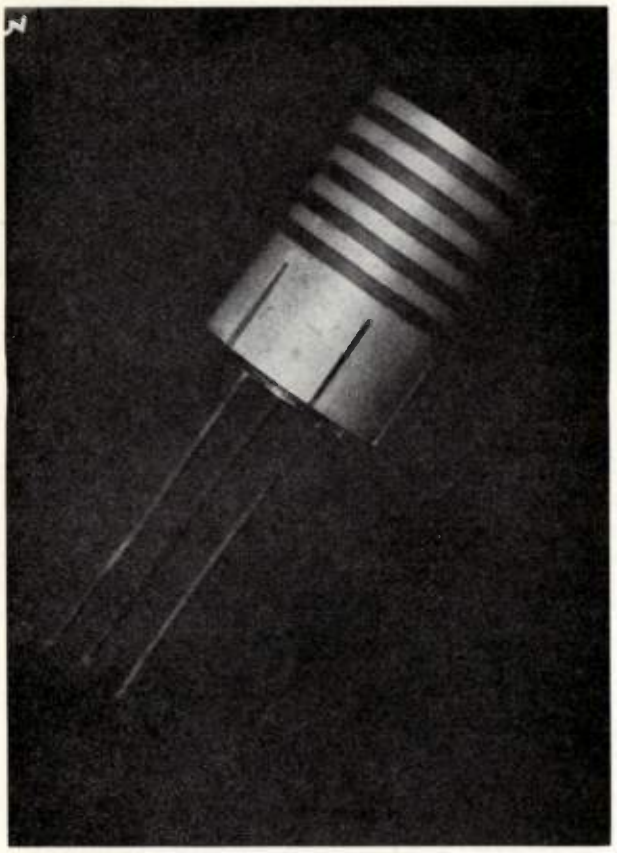


FIG. 8.

Courant de goulot à saturation	10 μA
Résistance d'entrée à 1 000 Hz ..... (tension anode = 35 V).	20 MΩ
Résistance interne à 1 000 Hz ..... (tension anode = 35 V).	0,3 MΩ
Pente ..... (tension goulot cathode = 0).	0,12 mA/V
Fréquence maximale d'oscillation et d'amplification	200 MHz
Impédance thermique.....	0,15°C/mW

7. Relevé des principales courbes

7.1. Variation du courant anodique en fonction de la tension anode cathode (Fig. 9).

7.2. Evolution des caractéristiques en fonction de la température (Fig. 10).

7.3. Variation du courant anode en fonction de la tension goulot-cathode (Fig. 11).

7.4. Variation de la résistance interne en fonction de la tension anode-cathode (Fig. 12).

7.5. Variation de la résistance d'entrée en fonction de la température (Fig. 13).

7.6. Variation de la résistance d'entrée et de la résistance interne en fonction de la fréquence (Fig. 14).

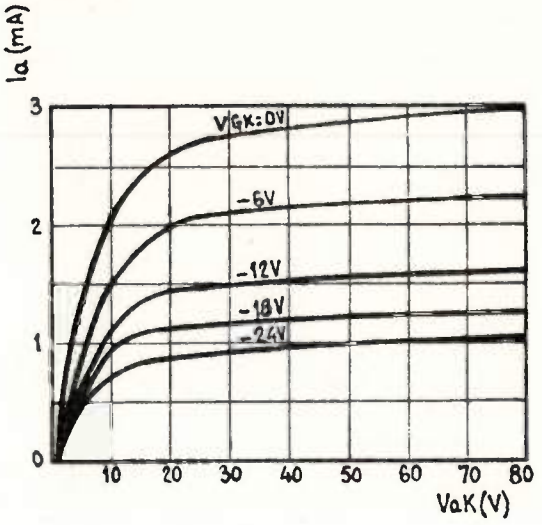


FIG. 9. — Variation du courant anodique en fonction de la tension anode-cathode.

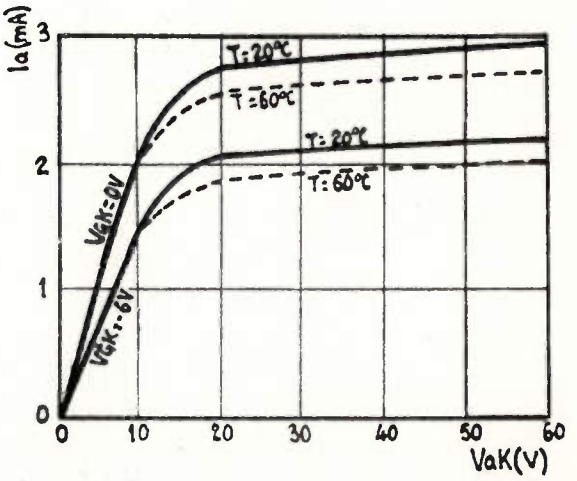


FIG. 10. — Evolution de la caractéristique I_a V_a en fonction de la température.

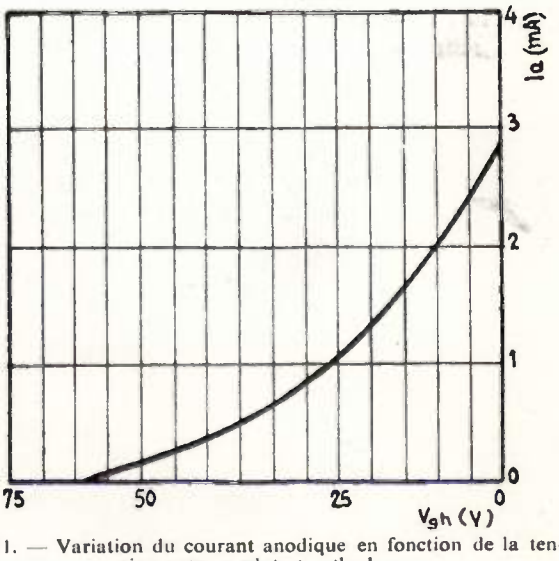


FIG. 11. — Variation du courant anodique en fonction de la tension entre goulot et cathode.

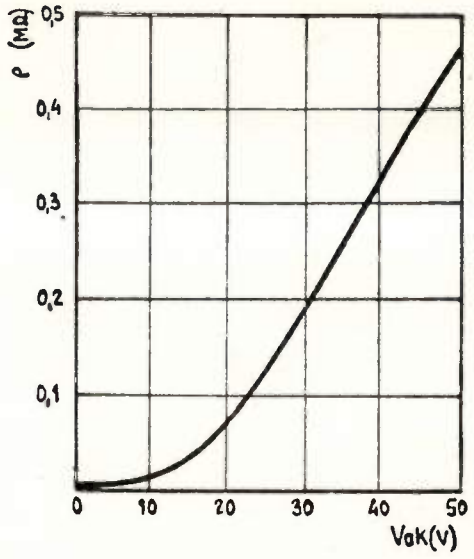


FIG 12 — Variation de la résistance interne en fonction de la tension anode-cathode.

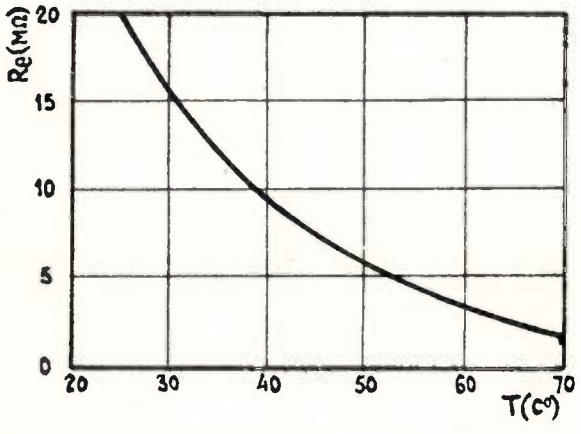


FIG. 13. — Variation de la résistance d'entrée en fontion de la température.

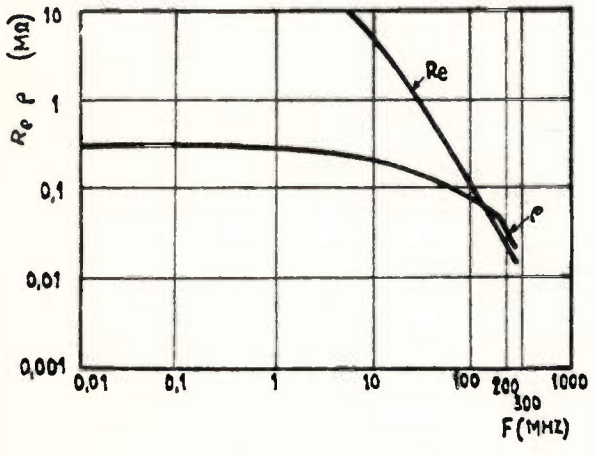


FIG. 14. — Variation de la résistance d'entrée et de la résistance interne en fonction de la fréquence.

8. Montage en oscillateur

Les différentes utilisations ayant déjà été décrites dans un autre article (4), nous nous bornerons à ce cas particulier.

Parmi les différents montages d'oscillateurs que nous avons utilisés, c'est le Split-Coil Hartley, qui a donné le meilleur résultat. Nous donnons à titre indicatif (Fig. 15) le schéma employé.

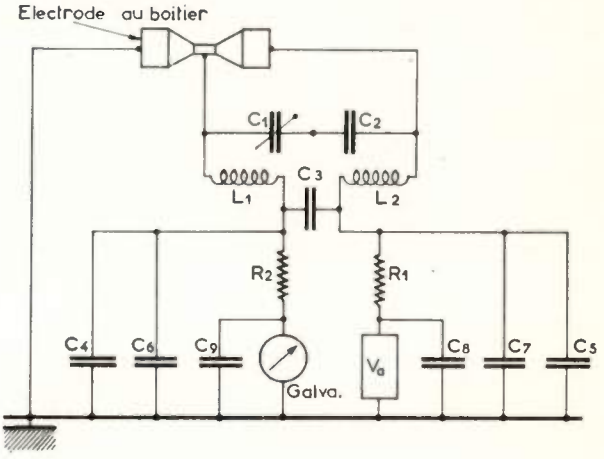


FIG. 15.

Valeurs des différents éléments.

L1 - L2 2,5 spires (à ajuster) de 20 mm de diamètre en fil de 15/10.

C1	capacité variable	10 pF
C2	—	0,3 pF
C3	—	1 000 pF
C4 - C5 - C9	—	20 000 pF
C6 - C7 - C8	—	10 000 pF
R1	résistance	390 Ω
R2	—	82 kΩ

La tension cathode anode *Vd* a été déterminée pour avoir la puissance maximale d'oscillation.

Avec ce montage, les tecnétrons améliorés oscillent jusqu'à une fréquence supérieure à 200 MHz, la borne à la masse formant cathode.

9. Conclusion

L'amélioration du tecnétron au germanium que nous nous étions fixée et qui a été obtenue, a porté essentiellement sur la pente, la fréquence maximale d'oscillation (et d'amplification) et la puissance maximale de dissipation. Ce développement réalisé par la S.E.S.C.O. sur un marché du C.N.E.T. marque un progrès sensible et peut être considéré comme une limite pratique des performances avec le matériau de base (germanium) et la technologie (électrolyse par jet) utilisés.

Pour franchir cette limite, l'emploi d'un autre matériau et la mise en œuvre d'une technologie différente paraissent nécessaires. Cela fait l'objet des études en cours.

BIBLIOGRAPHIE

[1] TESZNER M. — *Bulletin de la Société Française des Electriciens*. 7e série. Tome VIII, no 94, Octobre 1958.

[2-4] LEGAGNEUX et FUMÉE. — Communication au Colloque International sur les dispositifs à Semiconducteurs. Février 1961.

[3] Compagnie Française Thomson-Houston. Caractéristiques des Tecnétrons. D.S.C. MC 5.61. 3 023.

[4] Société Européenne des Semiconducteurs. Caractéristique des Tecnétrons. D.S.C. DOC 3/62/326.

RETARD DANS LES TRANSISTORS EN COMMUTATION

PAR

M. PRIEUR-DREVON ET A. THINEY

Commissariat à l'Énergie Atomique

Centre d'Études Nucléaires de Grenoble

1. Phénomène du retard. Signification physique

Le phénomène de retard, qui se traduit par le fait qu'un transistor ne commence pas à conduire au moment où on lui applique un signal de commande direct, se produit lorsque la jonction émetteur base est préalablement polarisée en inverse. Cette polarisation inverse a pour but, soit de réduire les temps d'emmagasinage et de descente, soit plus fréquemment d'assurer, à l'équilibre, un blocage stable du transistor (bascules, univibrateurs, etc.).

La jonction étant polarisée en inverse, la zone de transition, vide pratiquement de porteurs libres, s'étend de chaque côté de la jonction géométrique, dans la base et l'émetteur. Son épaisseur est fonction de la différence de potentiel interne aux bornes de la jonction, $V_{EB'}$.

Si brutalement on inverse ce potentiel, c'est-à-dire que l'on polarise la jonction en direct, la tension de la barrière ne variera pas instantanément, car elle est fixée par le nombre d'atomes d'impuretés, dans les régions de base et d'émetteur, non compensés.

Or, l'apport d'électrons dans la base s'effectue à un rythme fini, mesuré par le courant de base I_B. On conçoit dès à présent qu'il faudra un certain temps pour neutraliser cette charge, c'est-à-dire réduire la tension de la barrière à une valeur telle que l'injection des porteurs minoritaires puisse avoir lieu, et le courant collecteur commencer à croître.

Deux phénomènes supplémentaires sont liés à ce processus :

– le temps de transit des porteurs minoritaires injectés dans la base, qui est généralement négligeable devant le phénomène décrit plus haut ;

– la variation de la tension à la jonction collecteur base qui introduit par un processus analogue au premier un mouvement supplémentaire de charges dont il y a lieu de tenir compte le plus souvent.

D'une manière générale, on peut dire que le temps de retard qui mesure l'intervalle de temps entre l'instant où l'on applique l'impulsion de commande et l'instant où le courant collecteur commence à croître, est étroitement lié aux variations d'épaisseur des deux régions de transition du transistor.

2. Expressions de la charge des régions de transition

2.1. Cas général

Dans tout ce qui suit nous supposerons que la région de base est beaucoup moins doppée que les régions d'émetteur et de collecteur. Cela revient à considérer que la variation de l'épaisseur de la zone de transition, liée par la loi de Poisson à la tension interne de la barrière, se produit uniquement dans la région de base. Nous supposerons également pour plus de commodité d'expression que cette base est d'un type donné, *n* par exemple.

Considérons donc un transistor p.n.p. dans la représentation unidimensionnelle figurée ci-dessous dans la figure 1.

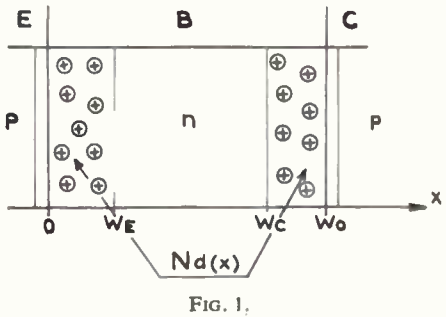


FIG. 1.

Soient Q_E et Q_C les charges positives des atomes donneurs non compensés (supposés tous ionisés) dans la région de transition émetteur base et collecteur base respectivement. Si S_E et S_C sont respectivement les sections de l'émetteur et du collecteur, si q est la charge (prise en valeur absolue) de l'électron, et $N_d(x)$ la concentration des atomes d'impuretés, fonction de x le plus généralement, on aura :

$$Q_E = qS_E \int_0^{W_E} N_d(x)\,dx \qquad 2.1.1$$

et d'une manière générale

$$Q_C = qS_C \int_{W_C}^{W_0} N_d(x)\,dx \qquad 2.1.2$$

Dans le cas le plus général on obtient des fonctions de W_E et W_C. Si la concentration d'impuretés dans la base est constante, les expressions 2.1.1 et 2.1.2 donnent respectivement :

$$Q_E = q \cdot S_E \cdot N_d \cdot W_E \qquad 2.1.3$$

$$Q_C = q \cdot S_C \cdot N_d \cdot (W_0 - W_C) \qquad 2.1.4$$

Dans la suite de cette étude N_d sera supposée constante dans toute la base ($0 < x < W_0$). Nous supposerons en outre que W_E est assez voisin de 0 et W_C de W_0 pour que les sections S_E et S_C puissent valablement être considérées comme également constantes.

Le but final de ce paragraphe est d'établir des relations liant Q_E et Q_C à $V_{EB'}$ et $V_{CB'}$ respectivement.

Nous avons relié Q_E à W_E et Q_C à $(W_0 - W_C)$. Il reste à établir les relations liant W_E et $(W_0 - W_C)$ à $V_{EB'}$ et $V_{CB'}$ respectivement. Ce calcul est mené au moyen de la loi de Poisson, qui dans le cas d'un problème à une dimension s'écrit :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\rho(x)}{\varepsilon} = 0 \qquad 2.1.5$$

où : V est le potentiel, à l'abscisse x,
ρ la densité de charge (par unité de volume),
ε la permittivité absolue macroscopique du matériau de base.

Dans certains cas précis on connait $\rho(x)$ et l'on peut résoudre le problème. Nous allons envisager tout de suite un tel cas, celui de la jonction abrupte.

2.2. Cas de la jonction abrupte

Dans ce cas, la relation de Poisson 2.1.5 s'écrit :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{q N_d}{\varepsilon} = 0 \qquad 2.2.1$$

où N_d est la concentration d'impuretés supposée constante.

La solution de 2.2.1 donne, compte tenu des suppositions précédemment énoncées :

$$W_E = W_0 \sqrt{\frac{|V_{EB'}|}{V_P}} \qquad 2.2.2$$

$$(W_0 - W_C) = W_0 \sqrt{\frac{|V_{CB'}|}{V_P}} \qquad 2.2.3$$

Les tensions internes $V_{EB'}$ et $V_{CB'}$ sont prises en module.

Par la suite on désignera $|V_{EB'}|$ et $|V_{CB'}|$ par $V_{EB'}$ et $V_{CB'}$ simplement, étant entendu que nous aurons affaire aux seuls modules de ces tensions, qui sont par ailleurs négatives (jonctions polarisées en inverse).

V_P est la tension de perçage (punch-through)

$$V_P = \frac{q\, N_d\, W_0^2}{2\varepsilon}$$

Compte tenu de 2.2.2 et 2.2.3, les relations 2.1.3 et 2.1.4 donnent :

$$Q_E = q\, S_E\, N_d\, W_0 \sqrt{\frac{V_{EB'}}{V_P}} \qquad 2.2.4$$

$$Q_C = q\, S_C\, N_d\, W_0 \sqrt{\frac{V_{CB'}}{V_P}} \qquad 2.2.5$$

Sous une autre forme il vient :

$$Q_E = \frac{q\, S_E\, N_d\, W_0}{\sqrt{V_P}} \sqrt{V_{EB'}}$$

$$Q_C = \frac{q\, S_C\, N_d\, W_0}{\sqrt{V_P}} \sqrt{V_{CB'}}$$

Posons :

$$k_E = \frac{q\, S_E\, N_d\, W_0}{\sqrt{V_P}} \qquad 2.2.6$$

$$k_C = \frac{q\, S_C\, N_d\, W_0}{\sqrt{V_P}} \qquad 2.2.7$$

avec

$$\frac{k_E}{k_C} = \frac{S_E}{S_C} \qquad 2.2.8$$

Il vient alors :

$$Q_E = k_E \sqrt{V_{EB'}} \qquad 2.2.9$$

$$Q_C = k_C \sqrt{V_{CB'}} \qquad 2.2.10$$

Les relations 2.2.6 et 2.2.7, montrent que les constantes k_E et k_C sont liées aux paramètres physiques et géométriques du transistor. Elles sont très importantes comme nous le verrons par la suite, et susceptibles d'être mesurées directement.

Les relations 2.2.9 et 2.2.10 permettent le calcul des capacités de transition des deux jonctions :

$$C_{B'E} = \frac{dQ_E}{dV_{EB'}} = \frac{k_E}{2}\frac{1}{\sqrt{V_{EB'}}} \qquad 2.2.11$$

$$C_{B'C} = \frac{dQ_C}{dV_{CB'}} = \frac{k_C}{2}\frac{1}{\sqrt{V_{CB'}}} \qquad 2.2.12$$

On voit immédiatement que :

$$k_E = 2\,C_{B'E} \text{ pour } V_{EB'} = 1 \text{ volt}$$

$$k_C = 2\,C_{B'C} \text{ pour } V_{CB'} = 1 \text{ volt}$$

Notons que k_E et k_C n'ont pas les dimensions d'une capacité et que les deux égalités précédentes ne sont valables qu'au seul point de vue des nombres, mais donnent un moyen commode de mesurer k_E et k_C.

2.3. Cas d'une capacité de transition constante

Nous avons vu que nous recherchions la loi $Q(V)$. Il existe un moyen autre que l'utilisation de la loi de Poisson qui demande la connaissance de $\rho(x)$, pour parvenir à ce but. Nous allons l'appliquer ici.

Pour certains transistors tels que le 2 N 769, on a constaté (expérimentalement) que $C_{B'E}$ et $C_{B'C}$ variaient peu avec les tensions inverses appliquées. Soient donc C_E et C_C les valeurs moyennes respectives de ces capacités.

Les relations 2.2.11 et 2.2.12 permettent d'écrire :

$$Q_E = \int C_{B'E}\,dV_{EB'} = C_E V_{EB'} + Q_{E0}.$$

$$Q_C = \int C_{B'C}\,dV_{CB'} = C_C V_{CB'} + Q_{C0}.$$

La connaissance des valeurs des constantes Q_{E0} et Q_{C0} est sans importance car nous avons toujours affaire à des variations de Q_E et Q_C. En fait si $V_{EB'}$ et $V_{CB'}$ sont les tensions internes aux bornes des jonctions, ce que nous avons supposé, $Q_{E0} = Q_{C0} = 0$, puisque pour $V_{EB'} = V_{CB'} = 0$ les régions de transitions n'existent pas.

Nous prendrons donc :

$$Q_E = C_E V_{EB'} \qquad 2.3.1$$

$$Q_C = C_C V_{CB'} \qquad 2.3.2$$

Remarque

On ne peut à l'aide des relations 2.3.1 et 2.3.2 remonter à la répartition des concentrations d'impuretés car on doit faire intervenir ici la notion de section efficace de la jonction, qui dépend des tensions.

3. Temps de retard. Commande à courant constant

Dans ce troisième paragraphe nous traiterons le calcul du temps de retard, dans le cas où la source de commande peut être considérée comme source de courant.

3.1. Cas de la jonction abrupte

Nous avons vu que pour ce type de jonction, les charges des régions de transition étaient données par :

$$Q_E = k_E\sqrt{V_{EB'}}$$

$$Q_C = k_C\sqrt{V_{CB'}}$$

Puisque nous supposons un courant de commande constant on admettra qu'il existe entre les tensions appliquées et les tensions internes les relations suivantes :

$$|V_{EB}| = |V_{EB'}| + r_{BB'}\,I_{B_1} \qquad 3.1.1$$

$$|V_{CB}| = |V_{CB'}| + r_{BB'}\,I_{B_1}, \qquad 3.1.2$$

I_{B_1} étant l'amplitude de l'échelon de courant dans la connexion de base (nous mentionnons pour mémoire que les tensions sont prises en valeur absolue), et $r_{BB'}$ la résistance intrinsèque de base.

$V_{EB'}$ et $V_{CB'}$ ne sont pas exactement les tensions internes réelles aux bornes des jonctions, puisque celles-ci ne changent jamais de signe (impossibilité d'inverser la tension de barrière).

On admettra donc que $V_{EB'}$ et $V_{CB'}$ sont peu différentes des tensions de barrière, et par la suite on les confondra. Cette approximation est justifiée par le fait que généralement pendant la période de retard les courants mis en jeu sont faibles.

Nous supposerons alors que l'injection de porteurs minoritaires dans la base par l'émetteur commence au moment où $V_{EB'} = 0$. En fait elle débute lorsque la tension à la barrière atteint sa valeur d'équilibre thermique. Notons que si V_{EB_1} est la tension bloquante appliquée $V_{EB_1} \# V_{EB'_1}$.

Nous supposerons en outre que le courant collecteur, et ses effets sur la tension $V_{CB'}$ sont négligeables. Les résultats expérimentaux obtenus justifient grandement ces approximations.

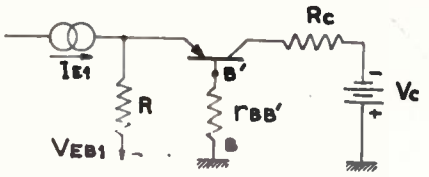


FIG. 2. Montage base commune

Soit I_{E_1} l'amplitude de l'échelon de courant émetteur appliqué et V_{EB_1} la tension bloquante à laquelle est soumise la diode émetteur base si R n'est pas trop grand. D'une manière générale nous avons :

$$-d(Q_E+Q_C) = I_{B_1}\,dt = I_{E_1}dt$$

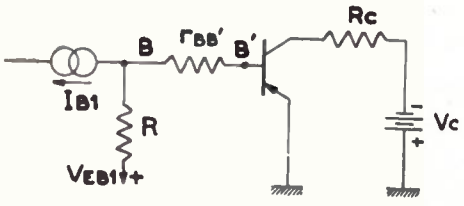
puisque $I_C \neq 0$.

La tension V_{CB} ne subissant pas de variation considérable on peut écrire :

$$-\int_{Q_{E1}}^{0} dQ_E = \int_0^{t_r} I_{E_1}dt$$

avec $Q_{E_1} = k_E\sqrt{V_{EB_1}}$, et t_r étant le temps de retard. Cela conduit à :

$$t_r = \frac{k_E\sqrt{V_{EB_1}}}{I_{E_1}} \qquad 3.1.3$$



FEG. 3. Montage émetteur commun

Comme précédemment on suppose que $I_C \neq 0$.

La tension $V_{CB'}$ varie de

$$|V_{CB'}| = V_C + V_{EB_1} \text{ à } |V_{CB'}| = V_{CC}.$$

On aura donc :

$$-\int_{Q_{E1}}^{0} dQ_E - \int_{Q_{C1}}^{Q_{C0}} dQ_C = \int_0^{t_r} I_{B_1}dt$$

avec :

$$Q_{E_1} = k_E\sqrt{V_{EB_1}}$$

$$Q_{C_1} = k_C\sqrt{V_C+V_{EB_1}}$$

$$Q_{C_0} = k_C\sqrt{V_C}$$

ce qui conduit à l'expression suivante pour le temps de retard :

$$t_r = \frac{k_E\sqrt{V_{EB_1}}}{I_{B_1}} + k_C\left[\frac{\sqrt{V_C+V_{EB_1}}-\sqrt{V_C}}{I_{B_1}}\right] \qquad 3.1.4$$

Sous une autre forme nous avons :

$$t_r = \frac{\sqrt{V_{EB_1}}}{I_{B_1}}\left[k_E + k_C\left(\sqrt{1+\frac{V_C}{V_{EB_1}}} - \sqrt{\frac{V_C}{V_{EB_1}}}\right)\right] \qquad 3.1.5$$

On se rend compte ainsi que si $V_C > V_{EB_1}$, le terme en facteur de k_C devient beaucoup plus petit que 1 et on retrouve une expression identique à 3.1.3. En pratique cette dernière donne les résultats convenables pour les deux types de montages.

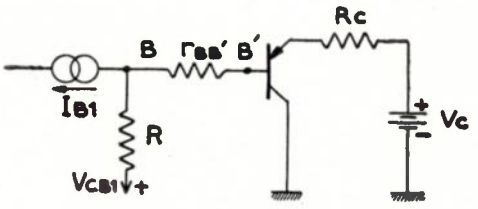


FIG. 4. Montage collecteur commun

On se rend compte qu'il faut $V_{CB_1} > V_C$ pour que V_{EB_1} soit négative et assure le blocage du transistor, puisque :

$$|V_{EB_1}| = |V_{CB_1}| - V_C$$

A l'état bloqué $|V_{CB'}| = V_{CB_1}$. Au début de la conduction $V_{CB'} = V_C - R_C I_{B_1}$.

Donc

$$0 < Q_E < k_E\sqrt{V_{CB_1}-V_C}$$

et

$$k_C\sqrt{V_C-R_CI_{B_1}} < Q_C < k_C\sqrt{V_{CB_1}}$$

Compte tenu de ces limites on calcule t_r d'une manière analogue à la précédente, il vient :

$$t_r = \frac{k_E\sqrt{V_{CB_1}-V_C}}{I_{B_1}} + k_C\left[\frac{\sqrt{V_{CB_1}}-\sqrt{V_C-R_CI_{B_1}}}{I_{B_1}}\right] \qquad 3.1.6$$

Cette expression peut être utilement simplifiée dans le cas où $V_C \gg R_C I_{B_1}$. On obtient alors :

$$t_r = \frac{1}{I_{B_1}}\left[k_E\sqrt{V_{CB_1}-V_C} + k_C\left(\sqrt{V_{CB_1}}-\sqrt{V_C}\right)\right] \qquad 3.1.7$$

3.2. Cas de la capacité de transition constante

Pour ce type de jonction, les charges des régions de transition sont données par :

$$Q_E = C_E V_{EB'}$$

$$Q_C = C_C V_{CB'}$$

Les calculs sont absolument analogues à ceux effectués pour le cas d'une jonction abrupte. Nous ne les reprendrons donc pas. D'une manière générale, quel que soit le montage on peut écrire :

$$t_r = \frac{C_E \Delta V_{EB'} + C_C \Delta V_{CB'}}{I_{B_1}} \qquad 3.2.1$$

$\Delta V_{EB'}$ et $\Delta V_{CB'}$ étant les variations de tension aux jonctions émetteur-base et collecteur-base respectivement.

Comme $0 < V_{EB'} < V_{EB_1}$ on peut encore écrire si $V_{CB'_1}$ est la tension au blocage de la jonction collecteur-base et $V_{CB'_0}$ la même au début de la conduction :

$$t_r = \frac{C_E V_{EB_1} + C_C (V_{CB'_1} - V_{CB'_0})}{I_{B_1}} \qquad 3.2.2$$

Cette relation est valable pour les trois types de montages, les tensions limites étant convenablement évaluées dans chaque cas.

4. Temps de retard : impédance de source quelconque

4.1. Jonction abrupte

Nous rappelons :

$$Q_E = k_E \sqrt{V_{EB'}}$$

$$Q_C = k_C \sqrt{V_{CB'}}$$

La relation

$$I_B = -\left[\frac{dQ_E}{dt} + \frac{dQ_C}{dt}\right]$$

est toujours valable mais ici I_B ne peut être considéré comme indépendant du temps. L'intégrale générale s'écrit :

$$\int_0^{t_r} I_B dt = -\int_{Q_{E1}}^{0} dQ_E - \int_{Q_{C1}}^{Q_{C0}} dQ_C \qquad 4.1.1$$

On peut relier I_B à la tension $V_{EB'}$ en écrivant la loi d'Ohm pour le circuit d'entrée et exprimer $V_{CB'}$ en fonction de $V_{EB'}$. L'intégration est alors possible, soit par rapport à $V_{EB'}$ soit par rapport à Q_E. Néanmoins dans beaucoup de cas, les résultats se présentent sous une forme complexe, difficilement exploitable.

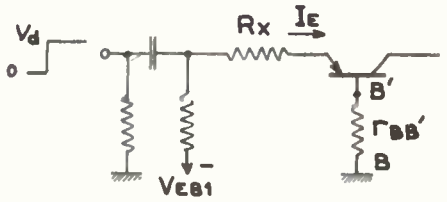


Fig. 5. — Montage base commune.

On suppose toujours que le courant collecteur est négligeable ce qui permet d'écrire $I_E = I_B$.

Soit V_d l'amplitude de l'échelon de déblocage appliqué à l'émetteur, à travers la résistance R_x. Si on appelle R la somme $R_x + r_{BB'}$ nous avons :

$$I_E = \frac{(V_d - V_{EB_1}) - V_{EB'}}{R}$$

d'où :

$$\frac{V_{B'E} + V_d - V_{EB_1}}{R} = -\frac{dQ_E}{dt}, \qquad (|V_{B'E}| = |V_{EB'}|)$$

la variation de Q_C pouvant être négligée dans ce montage.

De l'expression de Q_E nous tirons :

$$|V_{B'E}| = \left(\frac{Q_E}{k_E}\right)^2$$

L'équation 4.1.1 donne alors :

$$\int_0^{t_r} dt = \frac{-Rk_E}{\sqrt{V_d - V_{EB_1}}} \int_{Q_{E1}}^{0} \frac{d\left(\dfrac{Q_E}{k_E\sqrt{V_d - V_{EB_1}}}\right)}{\left(\dfrac{Q_E}{k_E\sqrt{V_d - V_{EB'_1}}}\right)^2 + 1}$$

Compte tenu de $Q_{E_1} = k_E V_{EB_1}$ l'intégration donne :

$$t_r = \frac{k_E R}{\sqrt{V_d - V_{EB_1}}} \operatorname{arc\,tg} \sqrt{\frac{V_{EB_1}}{V_d - V_{EB_1}}} \qquad 4.1.2$$

Cette dernière expression du temps de retard interprète bien le fait que si $V_d \leqq V_{EB_1}$, il n'y a pas de déblocage, l'expression mathématique donnant t_r n'existant pas, ou étant infinie.

Notons que si $V_d \gg V_{EB_1}$, $t_r \# \dfrac{k_E\sqrt{V_{EB_1}}}{I_{B_1}}$ avec $I_{B_1} = \dfrac{V_d - V_{EB_1}}{R}$. On retrouve le cas de commande à courant constant.

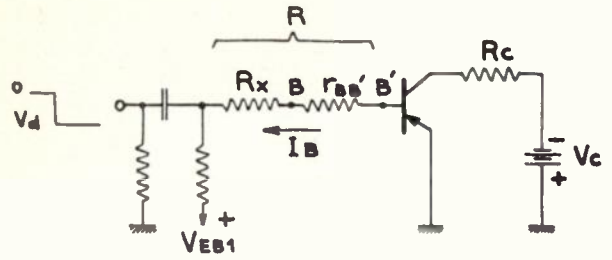


FIG. 6. — Montage émetteur commun.

Les mêmes suppositions que précédemment étant faites, on écrit :

$$I_B = \frac{V_{B'E} + V_d - V_{EB_1}}{R} = -\frac{dQ_E}{dt} - \frac{dQ_C}{dt} \qquad 4.1.3$$

Nous avons :

$$\frac{dQ_E}{dt} = \frac{dQ_E}{dV_{B'E}} \cdot \frac{dV_{B'E}}{dt} = \frac{k_E}{2\sqrt{V_{B'E}}} \frac{dV_{B'E}}{dt}$$

$$\frac{dQ_C}{dt} = \frac{dQ_C}{dV_{B'C}} \cdot \frac{dV_{B'C}}{dt} = \frac{k_C}{2\sqrt{V_{B'C}}} \frac{dV_{B'C}}{dt}$$

$V_{B'E}$ et $V_{B'C}$ sont liés par la relation ($I_C \neq 0$) :

$$V_{B'E} = V_{B'C} - V_C \qquad 4.1.4$$

d'où l'on tire en reportant dans les expressions précédentes

$$\frac{dQ_E}{dt} = \frac{k_E}{2\sqrt{V_{B'E}}} \frac{dV_{B'E}}{dt} \qquad 4.1.5$$

$$\frac{dQ_C}{dt} = \frac{k_C}{2\sqrt{V_{B'E} + V_C}} \frac{dV_{B'E}}{dt} \qquad 4.1.6$$

En reportant dans l'équation 4.1.3 ces expressions conduisent à la forme intégrale suivante :

$$\int_0^{t_r} dt = \frac{k_E R}{2} \int_0^{V_{EB_1}} \frac{dV_{B'E}}{(V_{B'E} + V_d - V_{EB_1})\sqrt{V_{B'E}}} + \frac{k_C R}{2} \int_0^{V_{EB_1}} \frac{dV_{B'E}}{(V_{B'E} + V_d - V_{EB_1})\sqrt{V_{B'E} + V_C}}$$

La seconde intégrale du second membre donne un résultat complexe pratiquement inexploitable. Si l'on néglige ce terme, ce qui revient à négliger $\frac{dQ_C}{dt}$ devant $\frac{dQ_E}{dt}$ dans 4.1.3, approximation valable si $V_C > V_{EB_1}$, on trouve de nouveau l'expression 4.1.2.

$$t_r = \frac{k_E R}{\sqrt{V_d - V_{EB_1}}} \operatorname{arc\,tg} \sqrt{\frac{V_{EB_1}}{V_d - V_{EB_1}}}$$

On peut néanmoins tenir compte de la variation de Q_C en ajoutant au second membre de l'expression précédente, un terme correctif, calculé en supposant I_B constant et égal à :

$$I_{B_1} = \frac{V_d - V_{EB_1}}{R}$$

Dans le cadre de cette approximation nous avons :

$$t_r = \frac{k_E R}{\sqrt{V_d - V_{EB_1}}} \operatorname{arc\,tg} \sqrt{\frac{V_{EB_1}}{V_d - V_{EB_1}}} + k_C \left[\frac{\sqrt{V_C + V_{EB_1}} - \sqrt{V_C}}{I_{B_1}} \right] \qquad 4.1.7$$

Nous n'envisageons pas ici le cas du montage collecteur commun qui peut éventuellement être traité de la même manière.

Nous donnons ci-dessous, dans la figure 7 la comparaison entre les valeurs données par la relation 4.1.2 (courbes) et les valeurs expérimentales (points) relevées sur un transistor SFT 228. Le montage utilisé est identique à celui de la figure 6 : montage émetteur commun.

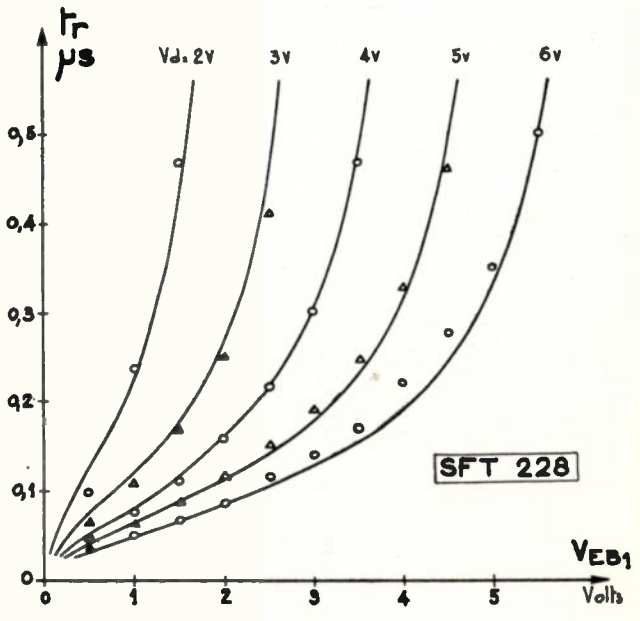


FIG. 7.

4.2. Capacité de transition constante

Nous rappelons :

$$Q_E = C_E V_{EB'}$$

$$Q_C = C_C V_{CB'}$$

Les notations, suppositions, et montages sont identiques à ceux employés au paragraphe 4.1. On s'y reportera donc utilement.

Montage base commune (cf. fig. 5).

Nous avons :

$$I_E = -\frac{dQ_E}{dt} = \frac{V_{B'E} + V_d - V_{EB_1}}{R} \qquad 4.2.1$$

L'intégration de 4.2.1, faite par rapport à $V_{B'E}$ donne :

$$t_r = C_E R \ \text{Log}_e \frac{V_d}{V_d - V_{EB_1}} \qquad 4.2.2$$

Comme précédemment on retrouve la condition $V_d > V_{EB_1}$ pour qu'il y ait déblocage (t_r fini).

Remarquons que cette formule est analogue à celle que l'on obtiendrait dans le cas d'un circuit intégrateur $R\ C_E$, t_r étant le temps au bout duquel la tension aux bornes de C_E atteint la valeur V_{EB_1}, pour un échelon de tension à l'entrée d'amplitude V_d.

Montage émetteur commun (cf. fig. 6).

Nous avons :

$$I_B = -\frac{dQ_E}{dt} - \frac{dQ_C}{dt} = \frac{V_{B'E} + V_d - V_{EB_1}}{R} \qquad 4.2.3$$

Compte tenu que :

$$\frac{dQ_E}{dt} = C_E \frac{dV_{B'E}}{dt}$$

$$\frac{dQ_C}{dt} = C_C \frac{dV_{B'C}}{dt} = C_C \frac{dV_{B'E}}{dt}$$

L'équation 4.2.3 s'écrit :

$$-dt = R(C_C + C_E) \frac{dV_{B'E}}{V_{B'E} + V_d - V_{EB_1}}$$

L'intégration par rapport à $V_{B'E}$ donne :

$$t_r = R[C_C + C_E] \ \text{Log}_e \frac{V_d}{V_d - V_{EB_1}} \qquad 4.2.4$$

Cette expression est analogue à 4.2.2. Tout se passe comme si une capacité C_C venait en parallèle sur C_E.

Vérifications expérimentales

Pour ce cas, elles ont porté sur le transistor 2 N 769. La naissance du courant collecteur étant difficile à apprécier, on a été amené à définir le temps de retard comme le temps au bout duquel I_C atteint une certaine valeur fractionnaire du courant final de conduction, soit I_{C_1}.

Dans ce cas la relation 4.2.4 devient :

$$t_r = R(C_C + C_E) \ \text{Log}_e \frac{V_d}{V_d - \left(V_{EB_1} + V_T \ \text{Log} \frac{I_{C_1}}{I_{E_0}}\right)} \qquad 4.2.5$$

I_{E_0} étant le courant inverse de la jonction émetteur-base, collecteur en l'air. On a choisi $I_{C_1} = 1$ mA.

Les résultats sont consignés sur la figure 8 ci-dessous. Les courbes théoriques sont données par 4.2.5 (montage émetteur commun), les points sont expérimentaux.

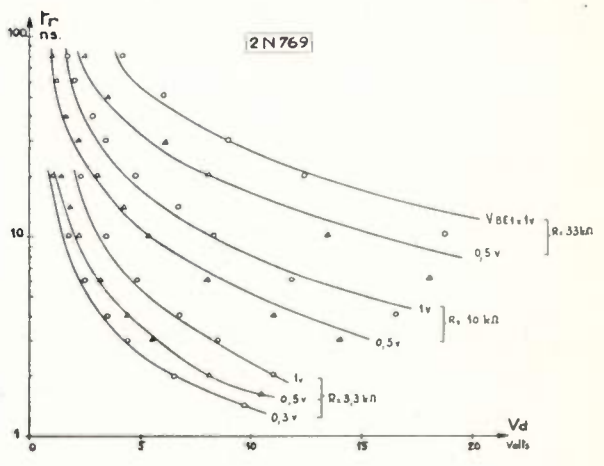


FIG. 8.

5. Méthode de recherche générale de l'expression du temps de retard

Nous n'avons envisagé que deux cas de jonctions. Il est évident qu'il peut s'en présenter d'autres, notamment dans le cas de répartition non uniforme des impuretés ionisées.

Lorsque l'on ignore la loi $N_d(x)$ on ne peut songer à utiliser la loi de Poisson. On relève alors expérimentalement les lois $C_{B'E}(V_{B'E})$ et $C_{B'C}(V_{B'C})$. On a alors :

$$\frac{dQ_E}{dV_{B'E}} = C_{B'E}(V_{B'E}) = F(V_{B'E}) \qquad 5.1$$

$$\frac{dQ_C}{dV_{B'C}} = C_{B'C}(V_{B'C}) = G(V_{B'C}) \qquad 5.2$$

Il convient alors de trouver une expression analytique approchée des fonctions F et G par les méthodes classiques.

Ceci étant fait, on peut calculer les expressions $\frac{dQ_E}{dt}$ et $\frac{dQ_C}{dt}$ qui interviennent dans l'équation différentielle traduisant le phénomène de retard. Nous avons :

$$\frac{dQ_E}{dt} = F\frac{dV_{B'E}}{dt} \qquad 5.3$$

$$\frac{dQ_C}{dt} = G\frac{dV_{B'C}}{dt} \qquad 5.4$$

Il peut être intéressant également de connaître $N_d(x)$. Ceci ne peut se faire que si l'on suppose S_E et S_C constants. La constitution géométrique et physique du transistor donne des renseignements quant à la validité de cette supposition. Lorsqu'elle est admise nous avons :

$$\frac{dQ_E}{dV_{B'E}} = F = \frac{dQ_E}{dx}\frac{dx}{dV_{B'E}} = qS_E N_d(x)\frac{dx}{dV_{B'E}}$$

$$\frac{dQ_C}{dV_{B'C}} = G = \frac{dQ_C}{dx}\frac{dx}{dV_{B'C}} = qS_C N_d(x)\frac{dx}{dV_{B'C}}$$

d'où :

$$\frac{dV_{B'E}}{dx} = \frac{qS_E N_d(x)}{F}$$

$$\frac{dV_{B'C}}{dx} = \frac{qS_C N_d(x)}{G}$$

Ces deux équations s'écrivent plus généralement, en remarquant que $qN_d(x) = \rho(x)$ cf. (2.1.5)

$$\frac{dV}{dx} = \frac{S}{H}\rho(x)$$

V designant $V_{B'E}$ ou $V_{B'C}$,
H designant $F(V_{B'E})$ ou $G(V_{B'C})$, H fonction de V,
$\rho(x)$ concentration de charges au voisinage de $x = 0$ ou $x = W_0$ (cf. fig. 2.1.1).

La loi de Poisson donne :

$$\rho(x) = -\varepsilon\frac{d^2V}{dx^2} \qquad 5.5$$

On aura donc :

$$-\varepsilon\frac{d^2V}{dx^2} = \frac{H}{S}\frac{dV}{dx}$$

c'est-à-dire :

$$\varepsilon\frac{d^2V}{dx^2} + \frac{H}{S}\frac{dV}{dx} = 0.$$

Théoriquement si $H(V)$ n'est pas trop complexe, on obtient par intégration $V(x)$, d'où $\frac{d^2V}{dx^2}$. D'après 5.5 on aura :

$$\rho(x) = -\varepsilon\frac{d^2V}{dx^2}$$

et

$$N_d(x) = \frac{\rho(x)}{q} = -\frac{\varepsilon}{q}\frac{d^2V}{dx^2} \qquad 5.6$$

RÉGIMES NON LINÉAIRES DANS LES DIODES « TUNNEL »

PAR

J. REVUZ

Laboratoires d'Électronique et de Physique Appliquée

Introduction

C'est en 1958 que furent découvertes par L. ESAKI [6] les diodes appelées diodes « tunnel » ou diodes « Esaki », dont les propriétés remarquables trouvent des utilisations de plus en plus nombreuses à l'heure actuelle. Ces diodes constituées de deux régions de semiconducteurs très fortement dopées de type n et de type p, ne présentent plus, en inverse, de courant de saturation et, en direct, ont une caractéristique courant tension qui montre une région à pente négative. L'explication théorique d'un tel phénomène fait appel à l'effet « tunnel » qui, soit en polarisation inverse soit en polarisation directe, aux faibles valeurs de tensions facilite le passage du courant, De plus, en polarisation directe, cet effet, après avoir atteint un maximum, disparait complètement lorsque la tension atteint une valeur qui dépend de la nature et du dopage du semiconducteur utilisé ; pour des polarisations plus élevées la diode se comporte comme les jonctions habituelles.

Les premières applications de ces diodes découlent des propriétés signalées, et c'est pourquoi on trouve leur emploi dans les circuits de commutation rapide et dans les circuits électroniques à très haute fréquence. Mais les qualités nécessaires à de tels usages les rendent d'une utilisation délicate et pour mieux les maitriser il importe de connaître parfaitement les différents fonctionnements de la diode, comme élément d'un circuit.

1. Etude du cas général

Les premières difficultés apparaissent avec le désir de connaître les paramètres du circuit équivalent à l'utilisation de la diode. C'est donc dans ce cas simple que nous nous placerons pour étudier les divers régimes de fonctionnement.

La diode « tunnel » a une caractéristique qui présente l'allure donnée en figure 1, nous la traduisons par l'équation

$$i_1 = f(v)$$

v est la tension aux bornes de la jonction. Le point C_0 représenté sur la figure 1 sera le point de fonctionnement choisi.

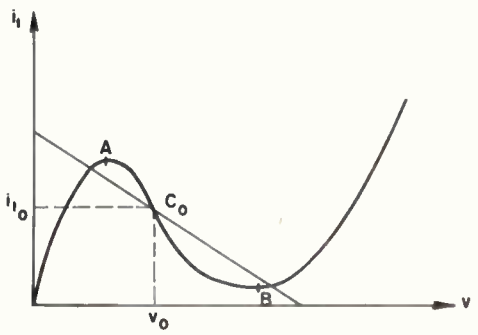


FIG. 1.

Imaginons, maintenant, la diode « tunnel » reliée par l'intermédiaire d'une résistance R à une force électromotrice de valeur E, qui peut, d'ailleurs, être variable avec le temps.

L'étude des courants et des tensions qui naissent dans le circuit nous impose de tenir compte en outre :

– de la capacité de jonction de la diode qui sera supposée indépendante de la tension dans ce qui suivra,

– de sa résistance série,

– de sa self inductance ainsi que de celle du montage.

Pour ne pas compliquer les calculs, le schéma de la figure 2 a été adopté, où :

R désigne la résistance extérieure et la résistance série de la diode,
L la valeur totale du coefficient de self induction,
C la capacité aux bornes de la jonction,
i_1 le courant qui traverse la jonction,
i_2 le courant qui traverse la capacité,
i le courant total,
v la tension aux bornes de la jonction.

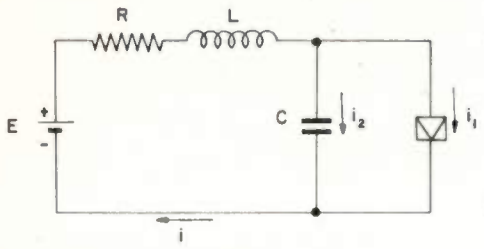


FIG. 2.

Les relations qui lient courants et tensions sont :

$$\begin{cases} E(t) = Ri + L\dfrac{di}{dt} + v \\ i_1 = f(v) \\ i = i_1 + i_2 \\ i_2 = C\dfrac{dv}{dt} \end{cases} \qquad (1)$$

De (1) on peut tirer le système (2) en gardant comme variable i et v :

$$\begin{cases} L\dfrac{di}{dt} = E - Ri - v \\ C\dfrac{dv}{dt} = i - f(v) \end{cases} \qquad (2)$$

Le système (2) est équivalent à l'équation différentielle du deuxième ordre en v que l'on obtient en éliminant i du système (2)

$$\frac{d^2v}{dt^2} + \frac{1}{LC}(RC + Lf'_v)\frac{dv}{dt} + \frac{1}{LC}(Rf(v) + v - E(t)) = 0 \qquad (3)$$

Sous la forme (3) on reconnait une équation du type de celle que l'on rencontre dans les systèmes non linéaires et à laquelle se rattache l'étude des oscillations de relaxation.

Si maintenant on suppose que la tension de la source extérieure est indépendante du temps. Le changement de variables $i = I + i_{1_0}$ et $v = V + v_0$ où v_0 et i_{1_0} sont liés par $Ri_{1_0} + v_0 = E$ transforme le système d'équations en :

$$\begin{cases} L\dfrac{dI}{dt} = -RI - V \\ C\dfrac{dV}{dt} = I + f(v_0) - f(v_0 + V) \end{cases}$$

en général il est possible de développer $f(v_0 + V)$ et d'écrire :

$$f(v_0 + V) = f(v_0) + Vf'_{v_0} + F(V)$$

$F(V)$ étant au moins du 2e ordre en V nous obtenons alors :

$$\begin{cases} L\dfrac{dI}{dt} = -RI - V \\ C\dfrac{dV}{dt} = I - Vf'_{v_0} - F(V) \end{cases} \qquad (4)$$

de la même façon l'équation (3) se transforme en :

$$\frac{d^2V}{dt^2} + \frac{1}{LC}\left(Lf'_{v_0} + RC + L\frac{dF}{dV}\right)\frac{dV}{dt} + \frac{1}{LC}[(Rf'_{v_0} + 1)V + RF(V)] = 0 \qquad (5)$$

Si nous remarquons que f'_{v_0} est l'inverse d'une résistance et si nous posons $f'_{v_0} = \dfrac{1}{R_0}$, R_0 est la résistance dynamique de la diode au point de fonctionnement C_0 considéré, l'équation (5) devient

$$\frac{d^2V}{dt^2} + \frac{1}{LC}\left(RC + \frac{L}{R_0} + L\frac{dF}{dV}\right)\frac{dV}{dt} + \frac{1}{LC}\left[V\left(1 + \frac{R}{R_0}\right) + RF(V)\right] = 0 \qquad (6)$$

2. Etude du problème linéarisé

Avant d'étudier le problème le plus général, nous allons nous placer dans le cas particulier où l'équation (6) peut être linéarisée. Ceci sera possible lorsque le point représentatif du fonctionnement de la diode

restera au voisinage du point de fonctionnement C_0 choisi initialement. Nous caractériserons, ainsi, les fonctionnements stables de la diode « tunnel ».

L'équation (6) devient, en supprimant les termes de degré supérieur à 1 :

$$\frac{d^2V}{dt^2} + 2\varepsilon\omega\frac{dV}{dt} + \omega^2 V = 0 \qquad (7)$$

avec

$$\omega^2 = \frac{1+R/R_0}{LC} \qquad \text{et} \qquad 2\varepsilon\omega = \frac{RC+L/R_0}{LC}$$

Nous avons une équation différentielle du second ordre à coefficients constants dont l'équation caractéristique est :

$$p^2+2\varepsilon\omega p+\omega^2 = 0 \qquad (8)$$

la solution générale est du type :

$$V = Ae^{p_1 t} + Be^{p_2 t}$$

p_1 et p_2 étant les racines de l'équation (8).

Cette solution de l'équation (7) ne sera solution du problème étudié que si la valeur de V tend vers zéro lorsque le temps t tend vers l'infini. Ceci sera réalisé lorsque p_1 et p_2 auront des parties réelles négatives. Deux cas sont à envisager :

1° Les racines sont réelles ; alors leur produit est positif et leur somme négative,

2° Les racines sont complexes ; leur produit est positif et leur somme négative,

il en résulte que dans tous les cas la double condition est :

$$\varepsilon\omega > 0$$
$$\omega^2 > 0$$

ou encore sous une autre forme

$$\begin{cases} RC + \dfrac{L}{R_0} > 0 \\ 1 + \dfrac{R}{R_0} > 0 \end{cases} \qquad (9)$$

Si R_0 est positif cette condition (9) est automatiquement remplie ; par conséquent, la diode a un régime de fonctionnement stable et, sur la figure 1, le point représentatif de la diode se trouve dans les régions OA et BC.

Si R_0 est négatif (9) s'écrit en désignant par $|R_0|$ la valeur absolue de R_0

$$\frac{L}{C|R_0|} < R < |R_0| \qquad (10)$$

Lorsque la condition (10) n'est pas vérifiée, les hypothèses ne sont plus satisfaites, la diode a un régime de fonctionnement instable et pour étudier plus complètement les phénomènes il faudra tenir compte des termes de plus haut degré de l'équation (6) négligés dans l'équation (7).

Nous définirons à partir de (10) deux types de régimes instables :

$$R < \frac{L}{C|R_0|} \qquad \text{instabilité du type oscillation} \qquad (11)$$

$$R > |R_0| \qquad \text{instabilité du type commutation} \qquad (12)$$

Avant de continuer remarquons que (10) ne pourra jamais être remplie si

$$\frac{L}{C|R_0|} > |R_0|$$

c'est-à-dire

$$R_0^2 > \frac{L}{C} \qquad (13)$$

Ceci explique le fait que les diodes « tunnel » dont la résistance négative $|R_0|$ minimale est petite, soient très difficiles à stabiliser. En effet les valeurs pratiques de C étant très faibles, pour avoir stabilisation, les circuits doivent présenter des coefficients de self induction de valeurs très petites et ce n'est pas chose facile à réaliser pratiquement.

3. Etude mathématique du cas général

Revenons, maintenant, au système (4) ou à l'équation (5) et rappelons brièvement, les résultats donnés par H. POINCARÉ [1]. Pour cela, considérons le système (4) sous la forme

$$\begin{cases} \dfrac{dI}{dt} = aI + bV + P(I, V) \\ \dfrac{dV}{dt} = cI + dV + Q(I, V) \end{cases} \qquad (14)$$

$P(I, V)$ et $Q(I, V)$ sont des polynomes en I et V de degré 2 au moins. Si pour un I et un V donnés, $\dfrac{dI}{dt}$ et $\dfrac{dV}{dt}$ ne s'annulent pas simultanément le point représentatif dans le plan I, V est un point ordinaire, au contraire si $\dfrac{dI}{dt}$ et $\dfrac{dV}{dt}$ s'annulent le point correspondant est un point singulier, ce point correspond à une position d'équilibre.

Définissons alors l'équation en S déduite de (14), en négligeant les termes P et Q par :

$$S^2 - (a+d)S + ad - cb = 0 \qquad (15)$$

dans le cas du système (4), (15) s'écrit :

$$S^2-\left(\frac{R}{L}+\frac{1}{CR_0}\right)S+\frac{1}{LC}\left(\frac{R}{R_0}+1\right)=0 \qquad (16)$$

Nous dirons que l'équilibre est stable si les racines de l'équation (16) ont leurs parties réelles négatives. Ceci nous conduit à une discussion de (16) identique à celle qui a été faite à propos de l'équation caractéristique (8) et par conséquent nous retrouvons la condition (10) comme condition de stabilité.

Cette discussion nous permet, en outre, de classer les points singuliers en :

nœud si les racines sont réelles et de mêmes signes,

col si les racines sont réelles et de signes contraires,

foyer si les racines sont complexes,

centre si les racines sont imaginaires pures,

et de constater qu'à un col correspond toujours une instabilité et la possibilité des 2 régimes dans les autres cas.

D'un autre point de vue, toute solution de l'équation (5) associée au système (14), est représentée dans le plan des phases V et $\frac{dV}{dt}$ par une trajectoire R qui tendra vers le point singulier si la position d'équilibre est stable et au contraire s'éloignera de ce point si elle est instable. Dans ce dernier cas, POINCARÉ a montré la possibilité de l'existence de cycles limites. Cycles limites et points singuliers coexistent, mais chaque cycle limite contient en son intérieur un ou plusieurs points singuliers dont la stabilité est opposée à celle du cycle. La détermination de ce cycle fait intervenir les termes non linéaires de l'équation (5). Nous montrerons sur des exemples comment on peut mener de tels calculs. Ajoutons que le cycle limite ne dépendant pas des conditions initiales, diffère complètement des trajectoires obtenues dans les régimes de stabilité.

4. Etude des différents régimes de fonctionnement

La résolution du système (4) ou de l'équation (5) a été étudiée par de nombreux auteurs [2] [3] [4] [5]. Pour classer les différents régimes de fonctionnement nous utilisons la méthode graphique appliquée par VAN DER POL [4] à des équations du même type.

Partons de l'équation (5) ou mieux de l'équation (3) écrite sous la forme

$$\frac{d^2v}{dt^2}+\alpha g(v)\frac{dv}{dt}+\alpha h(v)=0 \qquad (17)$$

avec

$$\alpha=\frac{1}{LC} \qquad g(v)=RC+Lf'_v \qquad h(v)=Rf(v)+v-E$$

Le changement de variables $p=\frac{dv}{dt}$ transforme (17) en :

$$p\left[\alpha g(v)+\frac{dp}{dv}\right]+\alpha h(v)=0 \qquad (18)$$

Dans le plan des phases p, v la famille des courbes isoclines de (18) permet de tracer l'intégrale et de déterminer si les solutions sont convergentes ou non. Remarquons, en outre, que les points singuliers du problème général correspondent aux zéros de $h(v)$; les zéros de $g(v)$ se confondant avec la condition $RC+\frac{L}{R_0}=0$ limite de la condition de stabilité (10).

4.1. RÉSISTANCE EXTÉRIEURE INFÉRIEURE EN VALEUR ABSOLUE A LA RÉSISTANCE DU POINT D'INFLEXION

Nous traçons dans le plan i, v de la figure 3 une droite d'équation $E-Rf(v)$ son intersection avec la caractéristique de la diode donne la valeur v_0 pour laquelle $h(v_0)=0$. Par suite de la valeur de la résistance choisie nous sommes sûrs de n'avoir qu'une seule racine de l'équation. Sur la caractéristique marquons en outre les points S_1 et S_2 qui correspondent à :

$$RC+Lf'v_{S_1}=RC+Lf'v_{S_2}=0$$

Si maintenant (D) se déplace parallèlement à elle-même, C_0 décrit la caractéristique de la diode.

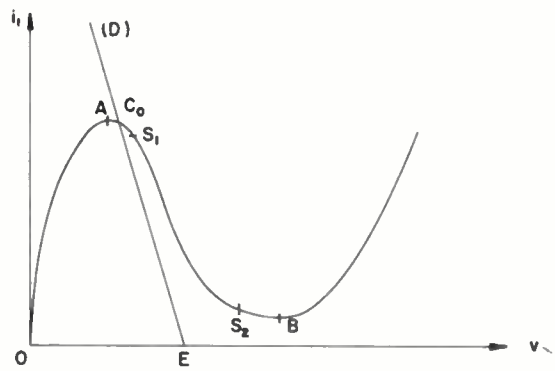


FIG. 3.

a) lorsque C_0 sera entre 0 et S_1 ou au delà de S_2, la condition (10) sera respectée car

$$R<R_0 \text{ et } RC-\frac{L}{|R_0|}>0.$$

Nous aurons stabilité. En effet le tracé des isoclines donné figure 4 où l'origine des tensions est fixée en C_0, impose, quelles que soient les conditions initiales, aux trajectoires solutions de converger vers ce point C_0.

b) lorsque C_0 est compris entre S_1 et S_2 alors $RC+Lf'_{v_0}<0$, la condition (10) n'est plus remplie, il

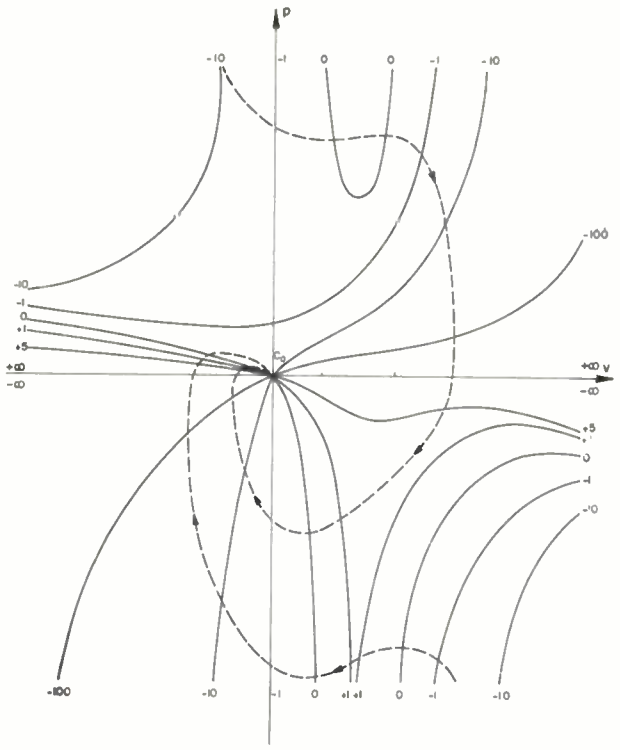


FIG. 4.

y a instabilité. Les trajectoires tendent vers un cycle limite (fig. 5). A partir de conditions initiales données, la trajectoire met un certain temps pour atteindre le cycle, il sera d'autant plus court que le paramètre de l'équation du type de VAN DER POL sera fort. Le circuit devient le siège d'oscillations de relaxation de périodes très faibles dans le cas des diodes tunnel.

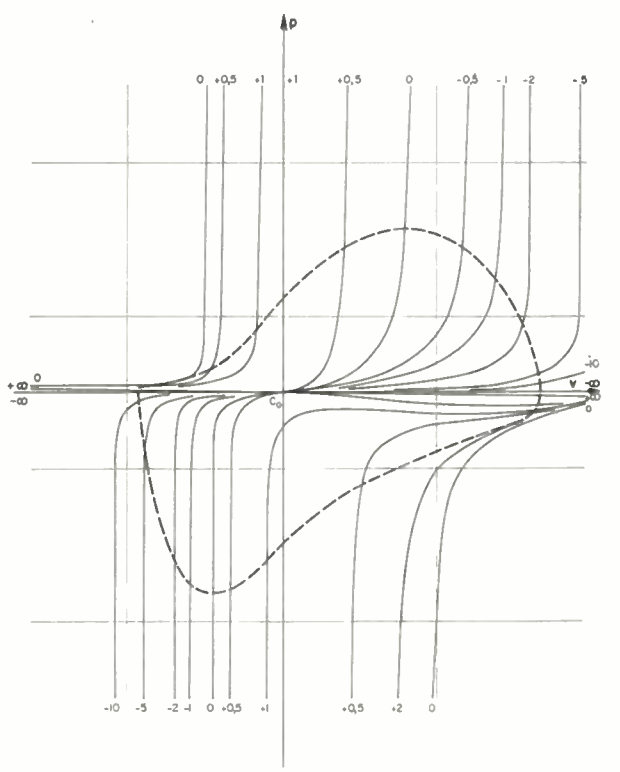


FIG. 5.

Lorsque C_0 occupe des positions différentes de la région S_1S_2 les valeurs moyennes du courant varient lentement par rapport aux variations de la tension aux bornes de la diode.

Nous pouvons envisager dans ce paragraphe le cas limite où la résistance extérieure R est égale à la résistance dynamique du point d'inflexion. Les zones de stabilité sur la caractéristique sont toujours limitées par S_1 et S_2 et dans la région S_1S_2 le circuit n'est pas stabilisé, des oscillations apparaissent.

4.2. RÉSISTANCE EXTÉRIEURE SUPÉRIEURE EN VALEUR ABSOLUE A LA RÉSISTANCE DU POINT D'INFLEXION

Dans ce cas la droite (D) d'équation $E - Rf(v)$ peut couper la caractéristique en 3 points (fig. 6).

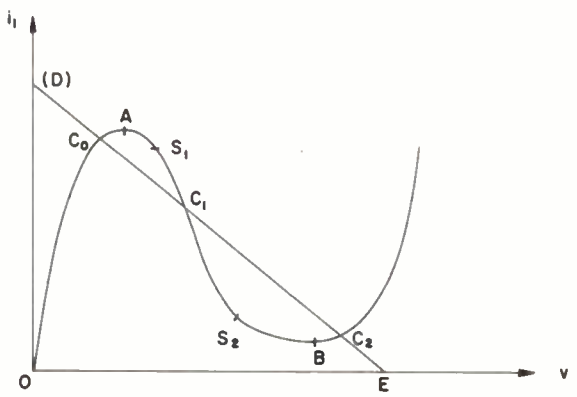


FIG. 6.

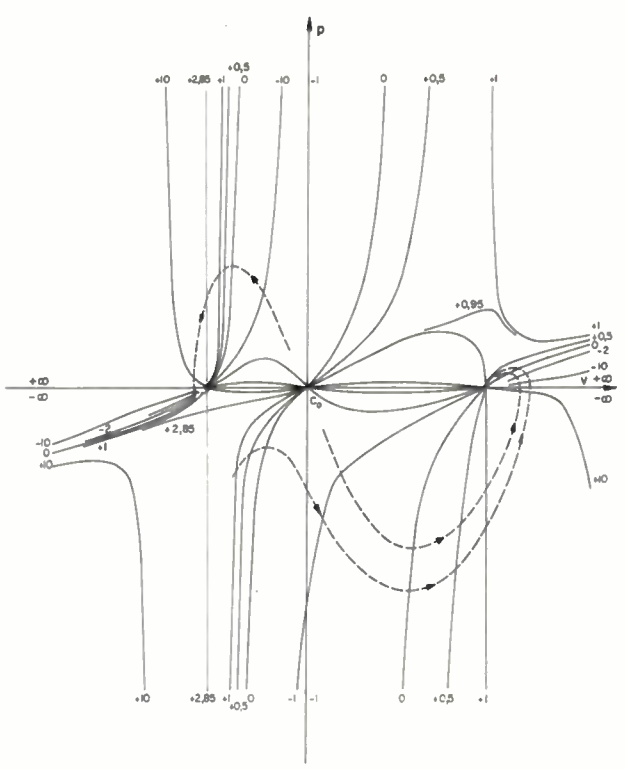


FIG. 7.

Ces positions, comme nous l'avons vu plus haut, correspondent aux points singuliers du problème et leur nature fixera le comportement de la diode.

Marquons sur la caractéristique les points S_1 et S_2 définis comme précédemment.

a) 2 *positions stables.* Ce cas est représenté sur la figure 6. C_0 et C_2 sont dans des régions de la caractéristique où la condition (10) est toujours remplie, au contraire C_1 est une position instable puisque $R > |R_0|$. Si nous traçons les isoclines du problème, nous voyons que les trajectoires solutions tendent soit vers C_0 soit vers C_1 suivant les conditions initiales (fig. 7). C'est le cas type de la commutation.

b) 1 *position stable.* La situation est résumée par la figure 8, C_0 est une position où la condition (10) se trouve remplie, tandis qu'en C_1 et C_2 elle ne l'est pas : en C_1 nous avons $R > |R_0|$ et en C_2 $R < \dfrac{L}{C|R_0|}$.

Les isoclines dans ce cas présentent l'allure de la figure 9. Les trajectoires possibles convergent toutes vers C_0 position d'équilibre stable.

c) *Aucune position stable.* La droite (D) coupe obligatoirement la caractéristique dans la région négative puisque nous avons vu que les régions OA et celle au delà de B correspondent à des positions stables, ce qui limite les valeurs possibles de la résistance R. D'autre part la position des points S_1 et S_2 par rapport aux intersections de la droite (D) avec la caractéristique est indiquée figure 10 de façon à ne jamais satisfaire à la condition (10) pour les zéros de $h(v)$. Les isoclines du problème sont tracées figure 11 et les trajectoires solutions tendent toutes vers un cycle limite qui comprend à son intérieur les 3 points singuliers. Nous nous trouvons dans une situation comparable à celle du paragraphe 4.1.

En conclusion lorsque la résistance R remplit les conditions 4.2 le comportement des tensions et des

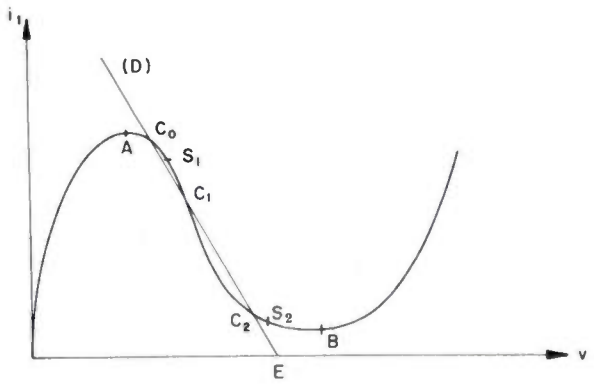


FIG. 8.

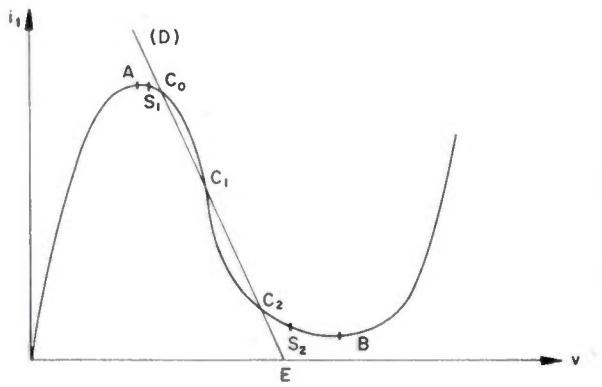


FIG. 10.

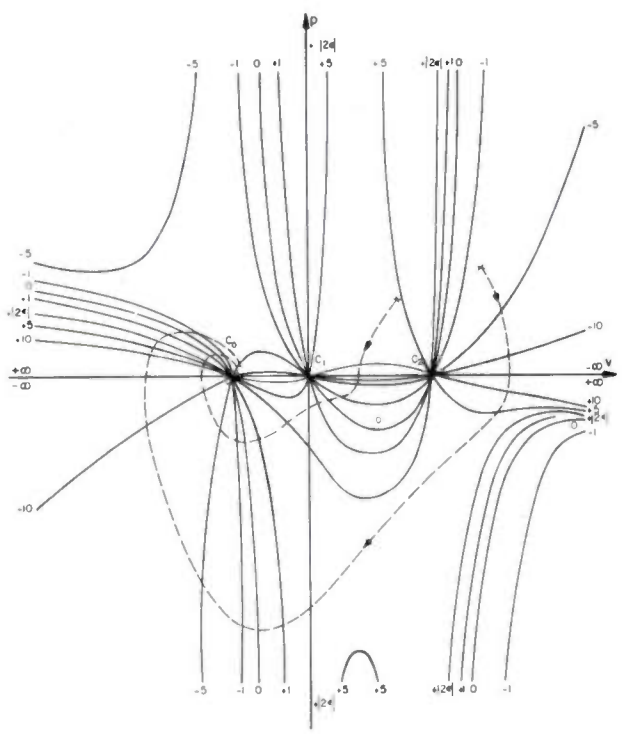


FIG. 9.

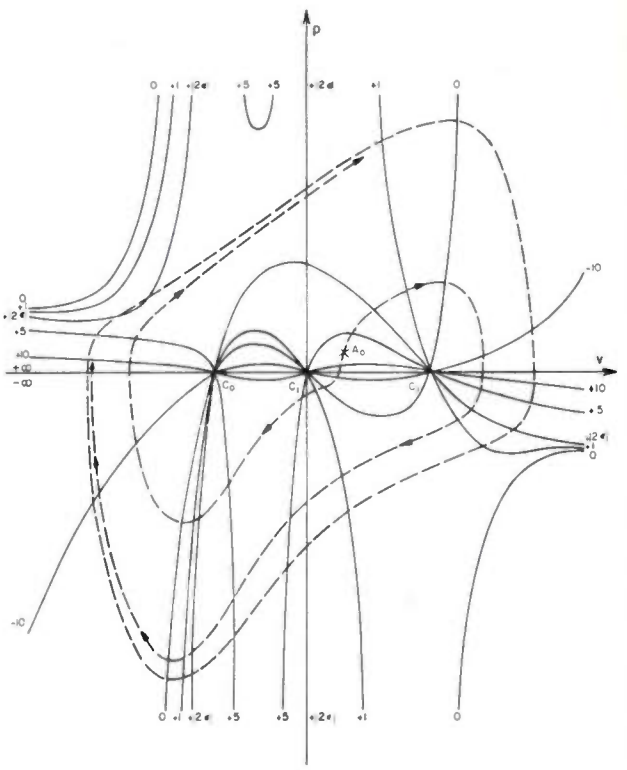


FIG. 11.

courants dans un circuit avec une diode « tunnel » n'est pas bien défini. Il peut se faire que, même dans ce cas, nous ayons pour certaines valeurs de la tension des oscillations de relaxation et non une commutation franche. Remarquons néanmoins que pour les éviter il suffit de choisir pour R, une valeur qui soit supérieure à la valeur de la résistance définie par la droite AB.

4.3. Cas particuliers

Le cas où la droite a un de ces points d'intersection avec la caractéristique en S_1 ou en S_2, les 2 autres s'ils existent, étant des positions instables, est assez intéressant à étudier. Supposons que C_0 soit en S_1, à ce moment nous avons l'égalité.

$$RC + Lf'_{v_0} = 0$$

La famille d'isoclines correspondante présente l'allure indiquée sur les figures 12 et 13. Ces deux figures correspondent respectivement au cas limite de 4.1 et de 4.2 c. Les trajectoires possibles tendent vers leur forme définitive (cycle limite ou position stable) très lentement, ce qui se traduit par un temps beaucoup plus long pour atteindre cette figure d'équilibre.

5. Application

Pour illustrer ces considérations théoriques, nous prendrons une diode « tunnel » dont les caractéristiques sont les suivantes : intensité de crête 5 mA, intensité de vallée 1,5 mA, tension de vallée 200 mV et comme expression analytique de la courbe $i_1 = f(v)$ la fonction :

$$i_1 = 1{,}148.10^{-10} V^5 - 0{,}932.10^{-7} V^4 + 2{,}945.10^{-3} V^3 - 4{,}303.10^{-3} V^2 + 0{,}2525\, V \qquad (19)$$

i_1 est exprimé en mA et V en mV. La figure 14 donne l'allure de la caractéristique de cette diode.

Si nous choisissons 100 mV comme unité de tension, l'unité de courant restant le milliampère, (19) s'écrit :

$$i_1 = 1{,}148\, V^5 - 9{,}32\, V^4 + 29{,}45\, V^3 - 43{,}03\, V^2 + 25{,}25\, V \qquad (20)$$

Le point de fonctionnement choisi dans les exemples ci-après, est $i_{1_0} = 3{,}5$ mA, $V_0 = 100$ mV, auquel correspond une tangente de $-0{,}0402$ soit une valeur de 24,88 Ω pour la résistance négative correspondante.

Nous avons adopté une valeur de 25 pF pour la capacité de la diode, valeur habituelle pour de telles jonctions, et nous avons pris une valeur du coefficient de self induction égale à 0,1 μH pour nous placer dans les conditions requises lorsque la résistance extérieure est prise égale à $R = 12{,}44\ \Omega$ soit $\frac{|R_0|}{2}$,

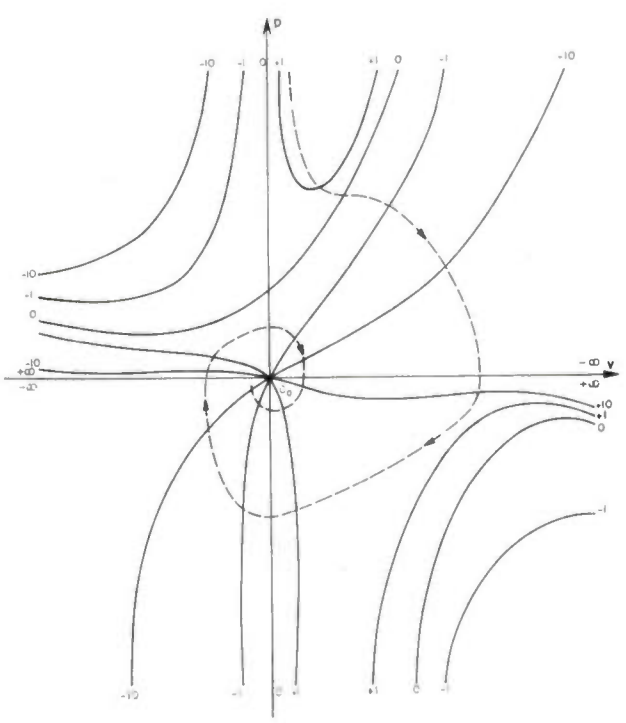


Fig. 12.

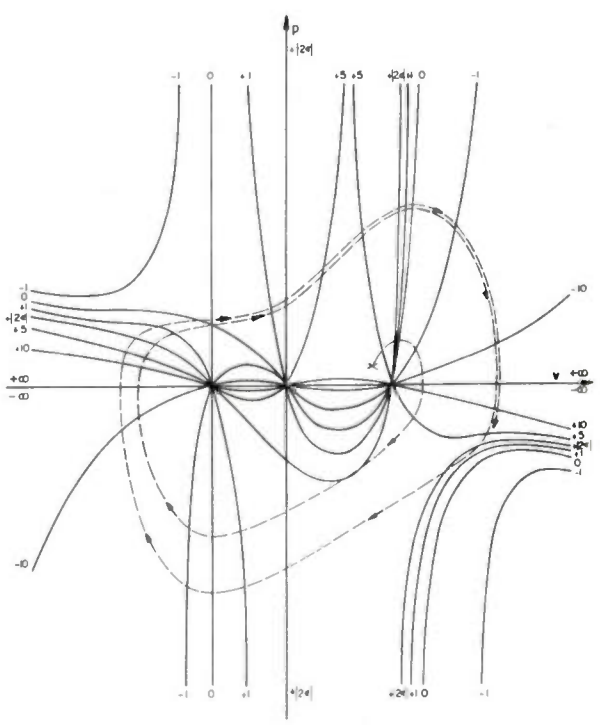


Fig. 13.

Avec de telles données, les différents paramètres de l'équation (7) ont pour valeur numérique :

$$\omega^2 = 2.10^{17} \quad \omega = 4{,}472\ 10^8 \quad 2\varepsilon\omega = -1{,}483.10^9$$

$$2\varepsilon = -3{,}32 \qquad 4\varepsilon^2 = 11{,}02$$

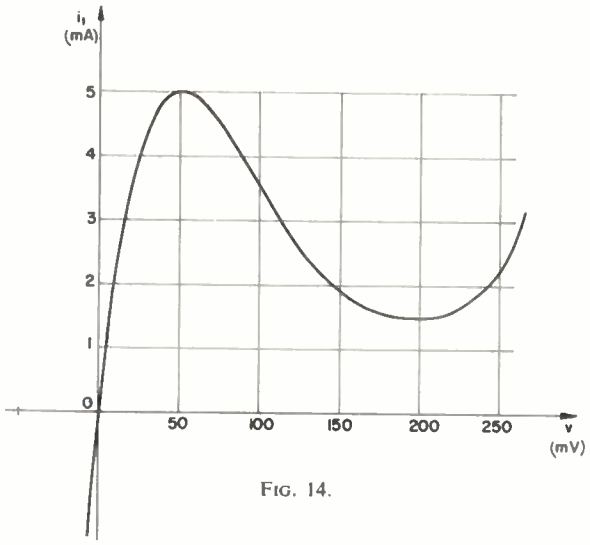


FIG. 14.

Dans le plan des phases V, $\frac{dV}{dt}$ les isoclines ont pour équation réduite :

$$p = \frac{1/V_r\,\psi(V)}{\varphi(V) - k} \tag{21}$$

avec $1/V_r\psi(V) =$

$$V(1 + 0{,}216\,V + 0{,}906\,V^2 - 0{,}896\,V^3 + 0{,}286\,V^4)$$

$$(V) = 1 - 0{,}466\,V - 2{,}94\,V^2 + 3{,}86\,V^3 - 1{,}548\,V^4$$

V désigne ici la valeur de la tension rapportée à 100 mV. Les solutions de (21) coupent les isoclines en faisant un angle dont la tangente vaut

$$\frac{dp}{dV} = 11{,}02\,k$$

La figure 5 donne le tracé des isoclines dans le plan des phases et la solution intégrale lorsque les conditions initiales sont $\frac{dV}{dt} = 0$, $V = -1$ ce qui correspond à l'instant 0 à une tension et un courant nul dans la diode. La trajectoire décrite dans ce plan part du point A et nous voyons graphiquement que rapidement elle atteint un cycle fermé, le point singulier position d'équilibre instable se trouvant à l'intérieur. Le relevé de p en fonction de v sur le cycle permet de calculer la variation de v en fonction de t (fig. 15) par :

$$t = \frac{2\varepsilon}{\omega}\int_{v_0}^{v} \frac{dv}{p} \tag{22}$$

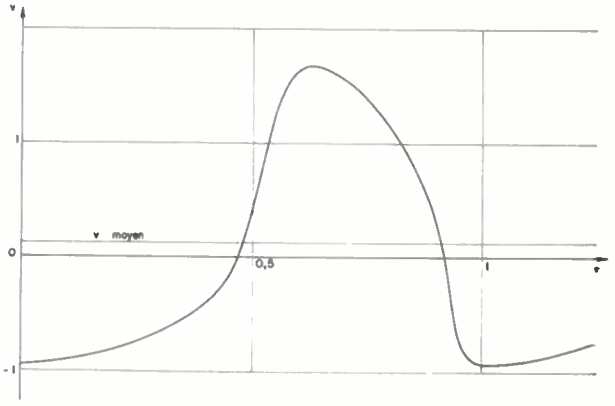


FIG. 15.

La période de ces oscillations de relaxation qui est donnée par intégration le long du cycle, vaut dans le cas présent $1{,}260 \times 10^{-8}$ secondes soit une fréquence de 79,3 MHz.

La valeur moyenne de la tension est 0,124 soit 12,4 mV. Contrairement aux résultats de l'équation de Van der Pol dans notre cas la valeur moyenne de la tension n'est pas nulle car l'équation différentielle ne présente aucun élément de symétrie.

Le courant qui traverse le circuit nous est fourni par intégration de la première équation du système (4) où i sera la valeur du courant instantané à partir de la valeur du courant i_0 du point de fonctionnement :

$$L\frac{di}{dt} + Ri = -v(t) \tag{23}$$

qui admet pour solution : $i = i_0$ à l'instant initial.

$$i = i_0 e^{-Rt/L} - \frac{1}{L} e^{-Rt/L}\int_0^t V(t) e^{Rt/L} dt \tag{24}$$

Le premier terme de (24) multiplié par $e^{-\frac{R}{L}t}$ disparait assez rapidement et la valeur du courant est donnée par le second terme lorsque le régime d'oscillation est établi.

Ce dernier terme peut se mettre sous la forme

$$i = -\frac{e^{-Rt/L}}{L}\int_0^T v(y) e^{Ry/L} dy \left[\frac{e^{-RT/L}}{1 - e^{-RT/L}} - \frac{\int_0^t v(y) e^{+Ry/L} dy}{\int_0^T v(y) e^{+Ry/L} dy}\right] \tag{25}$$

T désignant la période des oscillations de relaxation.

Cette formule appliquée à l'exemple traité, a donné les résultats portés par la figure 16, qui donne la variation de i en fonction du temps lorsque le phénomène périodique est établi.

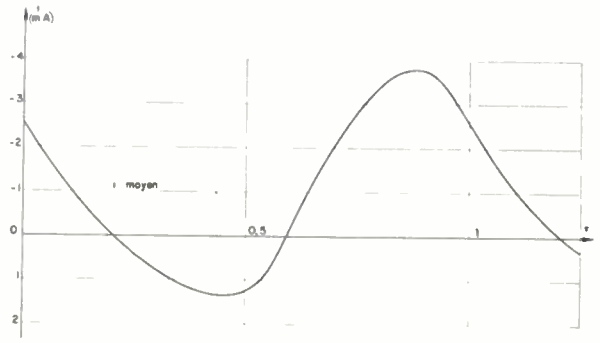


FIG. 16.

La figure 17 montre dans le plan i, v, la caractéristique de la diode « tunnel », la variation de i en fonction de v lorsqu'il y a oscillation, le point de fonctionnement A choisi et le point B correspondant aux valeurs moyennes calculées qui sont en général les seules mesurables compte tenu de la période du phénomène.

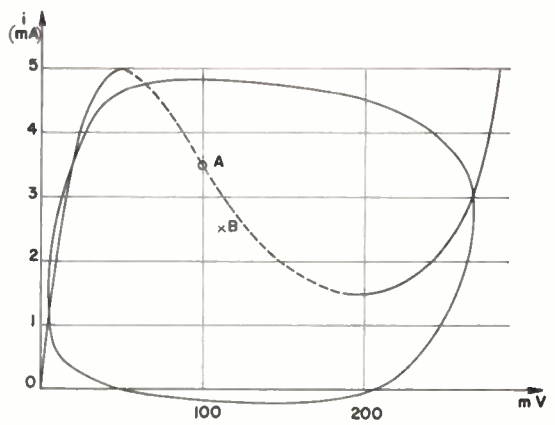


FIG. 17

Si les conditions initiales sont lentement variables par rapport à la période des oscillations de relaxation, le relevé de la caractéristique i, v, affecte l'allure de la figure 18, courbe obtenue expérimentalement avec une diode « tunnel » de 50 mA d'intensité de crête et de 250 mV de tension de vallée.

6. Résultats généraux

Ainsi une diode « tunnel » insérée dans un circuit peut avoir trois régimes différents, un régime de stabilité et deux autres d'instabilité, l'un avec oscillations de relaxation, l'autre de commutation, c'est-à-

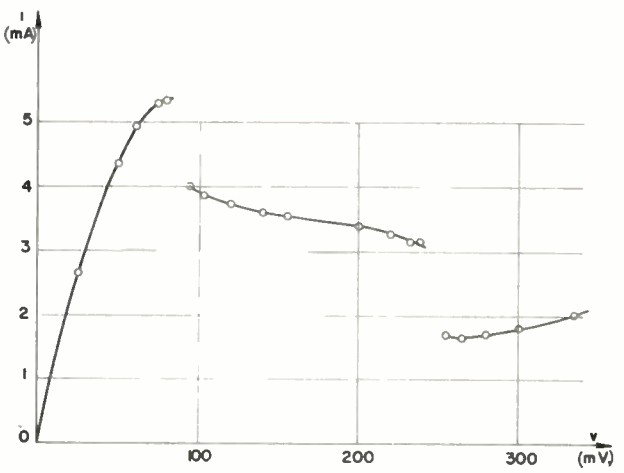


FIG. 18.

dire passage brusque d'une position d'équilibre à une autre. A ces régimes correspondent des relevés de caractéristiques différents : celui de la figure 14 pour la stabilité, et celui de la figure 18 dans le cas des oscillations de relaxation. Mais lorsque la région de résistance négative ne peut être relevée, la résistance extérieure ne permet pas de séparer sans ambiguïté les régimes d'instabilité.

Conclusion

Pour atteindre une portée plus générale il aurait fallu d'une part étudier l'attaque d'un tel circuit avec une source sinusoïdale et regarder l'influence de la fréquence sur le comportement de la diode « tunnel » et, d'autre part compliquer le schéma de principe afin de serrer de plus près les résultats expérimentaux. Il reste malgré tout que cette étude permet d'éclaircir certains comportements de la diode « tunnel » et par la même de connaître mieux les limites de son utilisation.

Remerciements

L'auteur remercie la Direction des Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée d'avoir bien voulu autoriser la publication de cet article.

BIBLIOGRAPHIE

[1] POINCARÉ H. — Sur les courbes définies par une équation différentielle. *Journal de Mathématiques pures et appliquées*, Tome VII (1881).

[2] I.R.E. — Transactions on circuit theory, Vol. CT 7, n° 4, December 1960.

[3] KU Y.H. — Analysis and control of non linear systems, Ronald Press Compagny N.Y.

[4] VAN DER POL B. — Forced oscillations in a circuit with non linear resistance. *Phil. Mag.*, vol. 3, 1927.

[5] ROCARD. — Dynamique des vibrations. Masson, Paris.

[6] ESAKI. — Properties of heavily doped germanium and narrow *p-n* junctions.
Solid State Physics in electronics and telecommunications, Vol. I, part 1.
Academic Press, London and New York, 1960.

EXTENSION DES MESURES ET PRÉCISION DE MESURE DES Q-MÈTRES

PAR

J.-M. PARKYN

Ingénieur, Marconi Instruments Ltd

Le Q-mètre est peut-être l'appareil de mesure électronique le plus souple, mais à cause d'une appréciation insuffisante de la nécessité de corrections, on exprime souvent des doutes au sujet de sa précision lorsque différentes valeurs de surtension Q sont fournies par plusieurs appareils pour la même bobine ; cela peut se produire, jusqu'à un certain point, alors même que tous les appareils mis en cause ont été fabriqués par une même firme. Les doutes seront assurément plus sérieux si la mesure est effectuée dans la gamme supérieure des fréquences audibles, où l'on peut comparer la valeur directe « Q-mètre » pour une bobine de haute impédance avec la mesure au pont d'impédances non-résonnant à la même fréquence.

On trouvera inclus dans cet exposé un guide pratique pour les corrections, qui pourrait figurer comme complément à la théorie complexe qui se trouve ordinairement dans les manuels pour Q-mètres et les mémoires techniques sur ce sujet. Une technique de correction précise y est décrite pour ceux qui désirent un degré plus élevé de précision, technique qu'on ne trouve pas d'ordinaire dans les manuels. Une méthode de mesure est indiquée, qui évite les corrections pour les erreurs résiduelles les plus significatives du Q-mètre généralement dues aux pertes série et shunt.

Souplesse d'emploi

Employer un Q-mètre pour mesurer directement le facteur de qualité Q d'une bobine est peut-être l'usage le plus indiqué et le plus général de cet appareil ; mais en tant que dispositif de mesure d'impédances le Q-mètre est un appareil complémentaire pour étendre la mesure au-delà des possibilités du pont hautes fréquences. Les mesures d'impédances par Q-mètre atteignent leur précision la plus grande lorsqu'elles entraînent la division par deux du facteur Q du circuit d'essai. Cela aura lieu avec les hautes impédances, par exemple 1 MΩ à 1 MHz, pour les mesures parallèles et avec les faibles impédances, pour les mesures série (quelques ohms à la même fréquence). Des mesures variables peuvent être faites à plusieurs ordres de grandeur au dessus ou au dessous de ces valeurs. Les ponts non-résonnants atteignent leur plus grande précision pour les mesures des impédances moyennes, soit 10 à 1 000 Ω. Une distinction semblable existe sur toute autre fréquence de la gamme H.F. couverte par les deux types d'appareil ; la gamme extrême des mesures par Q-mètre est plus étroite aux fréquences les plus hautes, mais cela n'a aucune importance pratique, car un grand nombre de mégohms à des centaines de mégahertz ne représentent plus des impédances réalisables ; ceci s'applique également aux impédances extrêmement faibles. On verra qu'à mesure que diminuent la précision et la discrimination d'un pont H.F. non-résonnant aux impédances hautes et basses, le Q-mètre entre dans sa région de plus grande précision, permettant des mesures bien au-delà des limites que peuvent permettre les systèmes à pont de mesure.

Un autre aspect de la mesure d'impédances avec le Q-mètre est qu'on peut évaluer sans difficulté, d'après les indications du Q-mètre, les valeurs absolues de la réactance et de la résistance de l'élément à contrôler même lorsque les facteurs de pertes en question sont extrêmement faibles, même s'ils ont une valeur plus faible que celle du circuit d'essai du Q-mètre lui-même. Cela résulte du fait qu'on mesure deux fois, une fois avec l'élément à contrôler hors circuit, une fois avec l'élément inconnu branché. C'est donc le changement, négatif ou positif, de position du cadran du condensateur qui indique la grandeur et le signe de la réactance inconnue, et c'est la diminution (ou l'augmentation) de l'indication Q qui fournit la valeur (et le signe) de la résistance inconnue. Les mesures par Q-mètre ne se limitent pas aux circuits passifs : Il est possible de mesurer les circuits actifs ayant une résistance négative.

Erreurs apparentes

C'est lorsque les indications directes du facteur Q de bobines sont comparées l'une avec l'autre, que les performances des Q-mètres sont quelquefois critiquées à cause de petites erreurs apparentes. Par exemple, des Q-mètres différents peuvent fournir des valeurs directes légèrement différentes pour une même bobine à grande surtension, à cause des différences de conductance dans les circuits d'essai des appareils. Mais les appareils indiquent exactement le Q composé de la bobine et du circuit d'essai ; on doit éviter d'employer un jeu de bobines à Q étalonné pour régler tous les Q-mètres à la même valeur (sans correction) de Q. Le vrai Q de la bobine peut être déterminé en employant des corrections ou des méthodes de substitution dont on trouvera plus loin le détail. Comme extension d'une méthode de mesure par substitution, qui évite les corrections conductance et résistance série, on décrira une manière simple de faire résonner une bobine demandant moins de capacité que la valeur minimale de l'appareil employé. Poussé à l'extrême, cela permet de mesurer à la résonance des circuits accordés complets, par exemple des bobines moyenne fréquence avec le condensateur d'accord déjà monté.

Estimation du besoin de corrections

Une règle simple et générale pour estimer le besoin de corrections pour une valeur indiquée de Q est de comparer l'impédance résonnante de l'élément à contrôler avec les résiduels du Q-mètre, compte tenu de la précision désirée. La valeur du condensateur du Q-mètre et la fréquence d'oscillation permettront à l'opérateur de calculer la réactance capacitive (ou inductive) à la résonance. Le produit du Q indiqué et de la réactance fournira un chiffre d'impédance dynamique qui doit être inférieur au dixième de la perte shunt de l'appareil d'essai, pour éviter une erreur de 10%. A titre d'exemple, le Q-mètre Marconi Instruments TF 1245 possède une valeur de perte d'environ 50 MΩ à 1 kHz, 12 MΩ à 1 MHz, 300 kΩ à 100 MHz, 50 kΩ à 300 MHz. D'après ces chiffres, on peut voir que dans les conditions extrêmes, et bien que les pertes dans l'appareil ne soient que très petites, il faudra de temps en temps y appliquer des corrections importantes. Une mesure à 1 kHz sur une bobine de 50 H de facteur $Q = 150$ — un élément pratique à ferrites — donnera une valeur indiquée juste au-dessous de 75 parce que la perte de bobine seule donnerait une impédance dynamique de plus de 50 MΩ ; l'autre moitié de la perte est due au voltmètre électronique du Q-mètre.

L'impédance série d'un circuit résonnant est égale à l'impédance parallèle divisée par Q^2. La presque totalité de la perte série du TF 1245 se trouve dans le système d'injection du circuit d'essai de 1 kHz à 50 MHz et elle a une valeur de 20 mΩ. Des considérations semblables existent lorsque l'impédance série du circuit à contrôler n'est que 10 fois plus grande que la résistance de couplage du Q-mètre, et il faudra appliquer une correction de 10 %. Il est très rare d'obtenir des coefficients Q si élevés que l'impédance parallèle soit très élevée et l'impédance série très faible, et qu'en conséquence il faille effectuer les deux corrections. Mais il faut se rendre compte que les circuits de rapport L/C très bas et très élevé auront besoin, d'ordinaire, de l'une ou de l'autre correction. Les circuits de rapport L/C généralement employés ont en fait des valeurs moyennes d'impédance série et parallèle, et en conséquence il ne faudra utiliser aucune des deux corrections.

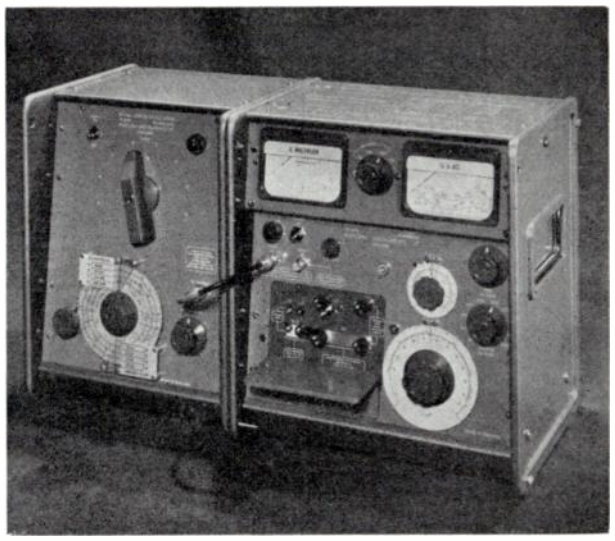


FIG. 1. — Le Q-mètre Marconi TF 1245 qui couvre la gamme de fréquences de 1 kHz à 300 MHz.

Comment éviter les corrections

Il existe un facteur important lorsqu'on recherche la précision la plus grande qui puisse être obtenue par correction. Bien qu'une liste complète de formules de corrections et de constantes résiduelles existe généralement dans les manuels des Q-mètres, il est possible d'obtenir une précision encore plus grande en mesurant les constantes exactes de l'appareil employé, car elles peuvent différer un peu des constantes de corrections moyennes citées pour le type d'appareil utilisé. La conductance d'un Q-mètre peut être mesurée en employant un autre Q-mètre, qui ne doit pas nécessairement être du même type, pour déterminer le facteur de perte du condensateur d'essai par la méthode ordinaire de substitution. Sans autre appareil, il est possible de déduire la conductance du condensateur étalonné d'un Q-mètre à partir de mesures série sur condensateur fixe, à une fréquence donnée, pour des valeurs différentes du condensateur variable du Q-mètre. De la petite différence entre les lectures, on peut calculer la conductance shunt du condensateur variable du Q-mètre. La substitution parallèle donne les valeurs des constantes résiduelles série du Q-mètre, inductance et résistance [1].

Cependant, comme la conductance n'affecte pas la précision en substitution parallèle, et que la résistance de couplage série figure dans la perte de la bobine auxiliaire, il est possible d'obtenir de cette façon une mesure directe qui ne demande pas de correction pour la résistance série ou la conductance shunt, ni donc détermination exacte des pertes. On

fait résonner le Q-mètre à la fréquence demandée en employant une bobine blindée auxiliaire. On obtient une valeur de Q soit Q_1 et une capacité indiquée C_1. On procède à une seconde mesure, à la même fréquence, avec la bobine à contrôler aux bornes du condensateur du Q-mètre, la bobine auxiliaire étant toujours branchée dans la position normale de bobine. Le condensateur est réglé encore une fois à la résonance avec une capacité C_2 et une nouvelle valeur de Q égale à Q_2. Or l'équation (1) donne à très peu près le Q absolu (Q_A) de la bobine à contrôler.

$$Q_A = \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 - Q_2} \frac{(C_2 - C_1)}{C_1} \qquad (1)$$

Pour être rigoureux, il faudrait une correction C_0, mais il y a une annulation partielle de cette erreur parce que les deux bobines possèdent une capacité C_0.

Lorsqu'une capacité négative est nécessaire pour obtenir la résonance d'un circuit particulier à mesurer, on procède à un essai de substitution en mesurant d'abord à la fréquence demandée, avec le circuit d'essai du Q-mètre résonnant, une bobine auxiliaire d'essai. Une seconde condition de résonance, à la même fréquence, avec le circuit à contrôler aux bornes du condensateur du Q-mètre, sera obtenue avec une valeur plus faible de capacitance du condensateur du Q-mètre. La réduction de la valeur du condensateur représente la capacité négative demandée par le circuit externe pour obtenir la résonance.

La mesure du cœfficient de surtension des circuits fermés

Par extension de ce procédé de mesure on peut mesurer un circuit LC parallèle résonnant complet. On fait résonner sur le Q-mètre une bobine auxiliaire, à la fréquence de résonance du circuit à mesurer. On ajuste un peu les valeurs de la fréquence et de la capacité du Q-mètre jusqu'à ce qu'il ne soit plus nécessaire de retoucher la fréquence ou la capacité pour rester à la résonance lorsque le circuit à contrôler est ajouté aux bornes du condensateur du Q-mètre. Soient Q_1 et Q_2 les deux valeurs du facteur de qualité Q obtenues et C_1 la valeur de la capacité (dans les deux cas). On effectue alors, pour déterminer la capacité du circuit à contrôler, une troisième mesure à une fréquence moitié de la fréquence obtenue précédemment, la bobine auxiliaire étant hors circuit et le circuit LC parallèle à mesurer étant connecté aux bornes « bobine » du Q-mètre. On fait résonner le Q-mètre à l'aide de son condensateur variable. Soit C_2 la valeur de cette capacité. La capacité d'accord C_X du circuit inconnu est alors :

$$C_X = \frac{C_2}{3} \qquad (2)$$

et le facteur de surtension Q_{LC} du circuit, à sa fréquence de résonance propre, est donné par :

$$Q_{LC} = \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 - Q_2} \frac{C_2}{3C_1} \qquad (3)$$

BIBLIOGRAPHIE

[1] FIELD R.F. et SINCLAIR D.B. — « A method for determining the residual inductance and resistance of a variable air condenser at radio frequencies ». *Proc. I.R.E.*, February 1936.

UTILISATION DES NOYAUX MAGNÉTIQUES DE COMMUTATION DANS LES MODULES LOGIQUES DIGITAUX

PAR

D. FRANC

Ingénieur en Chef à la Société SPRAGUE ELECTROMAG

1. Introduction

Depuis quelques années on constate une forte extension des systèmes digitaux magnétiques dans les logiques des calculateurs numériques. Le noyau magnétique toroïdal à cycle d'hystérésis rectangulaire constitue l'organe de base. Son excellente stabilité dans le temps convient particulièrement pour mémoriser des informations binaires et traiter des fonctions logiques. Son champ d'application est principalement situé dans la réalisation de sous-ensembles logiques plus ou moins complexes : opérateurs numériques, registre de transfert, mémoire...

L'objet de cet article est de rappeller les effets électromagnétiques obtenus lors de la commutation d'un tore, d'expliquer les méthodes de mesure employées pour l'investigation des matériaux et d'examiner le fonctionnement et le degré de miniaturisation de quelques circuits magnétiques fréquemment employés dans la construction des calculateurs.

2. Tores de commutation

On peut classer les tores à cycle d'hystérésis rectangulaire en deux familles. Les ferrites constituent la première et sont principalement utilisés dans les mémoires. Dans la seconde catégorie, les tores métalliques sont employés uniquement dans les modules. Ils se composent d'un ruban métallique ferro-magnétique bobiné sur un mandrin en céramique ou acier amagnétique. La figure 1 représente trois noyaux à ruban molybdène permalloy de 3 μ d'épaisseur.

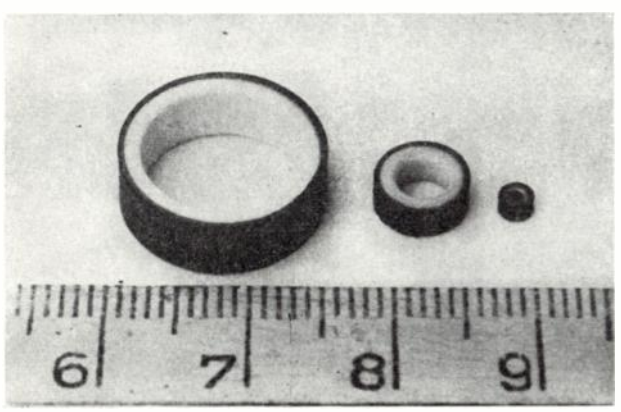


FIG. 1

2.1. Boucle d'hystérésis statique

Si l'on admet que le taux d'amortissement par courant de Foucault est négligeable, on obtient pour un tore en matériau polycristallin une boucle statique $B-H$ ayant la forme de la figure 2. En l'absence d'un champ appliqué, les deux états stables de densité de flux résiduel permettent l'enregistrement d'une information binaire.

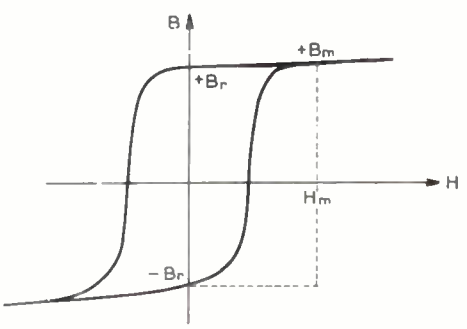


FIG. 2. — Boucle d'hystérésis rectangulaire.

Conventionnellement le tore est considéré contenir un « 1 » binaire si l'induction rémanente est $+B_r$ et un « 0 » binaire si l'induction rémanente est $-B_r$. Les fonctions logiques sont accomplies en opérant sur l'état du flux du tore. Elles sont inhérentes aux propriétés de mémoire des tores.

2.2. Comportement dynamique

Considérons une situation où l'état magnétique initial du tore serait $-B_r$ et une valeur du champ H_m produite par l'application d'une impulsion de courant à un enroulement du tore dont le temps de montée serait infiniment petit. La ligne pointillée de la figure 2 indique le chemin suivi lorsque le flux change de direction pour atteindre la valeur $+B_m$. Lorsque l'impulsion de courant disparait, H_m est réduit à zéro, le matériau prend l'état magnétique $+B_r$.

Examinons le comportement dynamique de la commutation du tore lorsque une série d'impulsions de courant est appliquée sur un enroulement de commande. Les impulsions de courant sont de polarités inverses. L'une de celle-ci a une amplitude et une durée suffisante pour ramener le tore à l'état de rémanence $-B_r$. L'autre est contrôlée en amplitude et produit une tension observée aux bornes d'un enroulement additionnel sur le tore, appelé enroulement de lecture, et supposé ouvert.

Pour un basculement total du tore, le produit moyen volt-seconde reste constant pour des amplitudes du courant de commande différentes. Seules varient l'amplitude et la durée de l'impulsion de sortie (fig. 3). Le temps de commutation τ est défini en fonction de la tension induite $e(t)$. Il est d'usage de choisir des points qui se situent à 10 % du point crête de l'impulsion pour la mesure de τ.

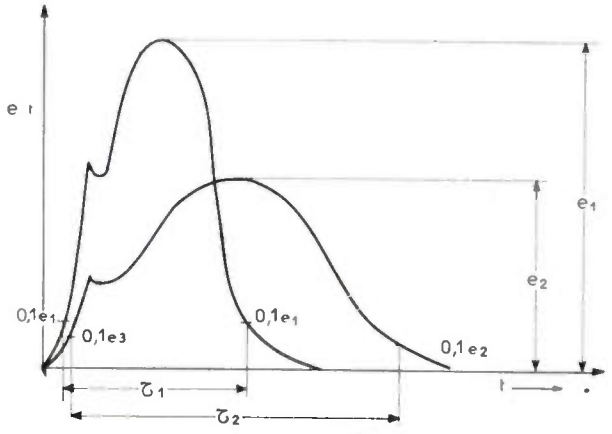


FIG. 3. — Tension induite en fonction du temps de commutation.

Le décrochement [1] observé sur le front de montée de l'impulsion $e(t)$ est dû à un ralentissement de la rotation des domaines lorsque le flux, lors de la commutation du matériau, passe de l'état physique réversible (rotation rapide) à un état irréversible (vitesse de rotation lente).

2.2.1. *Relation temps de commutation — champ appliqué*

On a : $(H-H_0) = S_W$

S_W coefficient de commutation,

H champ appliqué,

H_0 seuil constant.

Cette relation peut être vérifiée facilement par l'expérience suivante. L'enroulement d'entrée ou de commande est soumis à un train de deux impulsions de polarité opposée. L'impulsion négative, d'amplitude constante, ramène toujours le tore à l'état de rémanence $-B_r$. L'autre impulsion de direction opposée est contrôlée en amplitude.

La tension induite $e(t)$ dans l'enroulement de sortie est observée pendant la durée de cette impulsion positive et le temps de commutation τ est mesuré à 10 % de l'amplitude crête. La courbe expérimentale de la figure 4 représente les valeurs du champ de commande appliqué en fonction de l'inverse du temps de commutation. Les courbes en pointillés représentent une famille de courbes similaires, associées à différents pourcentages de l'amplitude du signal de sortie $e(t)$ pour la mesure du temps de commutation [2].

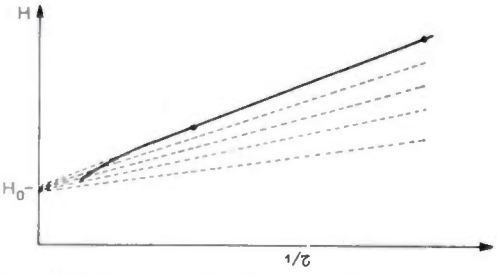


FIG. 4. — Relation entre le champ appliqué et l'inverse du temps de commutation.

H_0 est un point extrapolé obtenu en prolongeant la partie rectiligne de la courbe expérimentale de la figure 4. Il ne faut pas confondre le seuil constant H_0 avec le champ coercitif H_c. La force coercitive est la force magnéto-motrice nécessaire pour provoquer une variation de flux égale à la moitié de la variation de flux total. Le seuil H_0 est associé à un changement de flux d'environ 90 % avec un temps de commutation infini.

Il est possible de caractériser un tore de cette manière si l'on suppose que la zone d'opération se situe dans la région linéaire décrite par l'équation et si l'on parle d'excursion de flux entre l'état rémanent $-B_r$ et une valeur déterminée (90 % du point de saturation $+B_r$).

Cependant dans les problèmes de circuit à tores interconnectés, les équations du projet nécessitent une connaissance continue des changements de flux résultant des variations du champ appliqué durant une période donnée.

Il est également important de déterminer les valeurs du seuil au-dessous duquel aucune commutation significative ne pourra avoir lieu, conservant à l'esprit que ces seuils sont dépendants à la fois du temps et de l'amplitude. En somme l'ingénieur projeteur pense en termes d'ampère-tours plutôt que d'intensité du champ magnétique.

2.2.2. *Courbe en S*

Le champ magnétique appliqué, ou l'impulsion de courant qui cause le changement de flux, est contrôlé en durée et amplitude. La tension induite $e(t)$ est intégrée par rapport au temps, de façon à déterminer le changement de flux qui se présente. Comme précédemment le tore est ramené à un état rémanent $-B_r$, après chaque impulsion de commutation. Ceci est accompli au moyen d'une impulsion de remise à zéro qui est fixée en amplitude et en durée. Ainsi le changement de flux observé peut être limité à la fois par l'amplitude et la durée de l'impulsion des courants de commande puisque il n'y a plus de variation de flux une fois que l'impulsion des courants de commande a disparu.

Pratiquement cette information est obtenue en choisissant une largeur particulière de l'impulsion du courant de commande et en notant pour cette valeur de τ_1 les changements de flux pour différentes amplitudes du courant. Pour des faibles valeurs du courant de commande, le tore sera partiellement commuté (fig. 5).

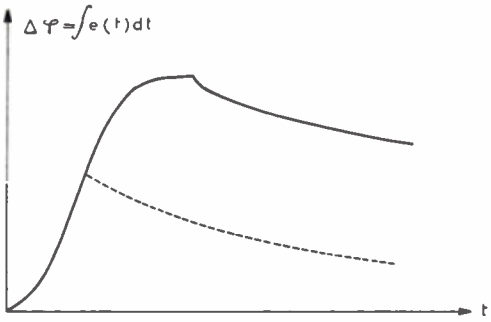


FIG. 5. — Basculement total et basculement partiel d'un tore de commutation.

Lorsque l'amplitude est augmentée, un changement de flux plus important est observé. Ceci dure jusqu'à ce que l'amplitude du courant soit suffisante pour commuter totalement le tore dans l'autre état rémanent.

On trace alors la courbe représentative des variations de flux $\Delta\phi$ en fonction des ampères tours (NI), pour une durée d'impulsion de commande constante τ_1. En répétant l'expérience pour d'autres largeurs d'impulsion τ_n, on obtient une famille de courbes, dites courbes en S, comme le montre la figure 6.

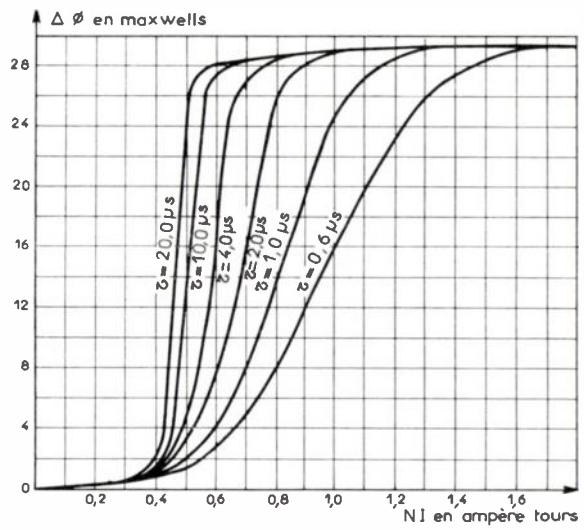


FIG. 6. — Courbes en S.

Ces courbes contiennent l'essentiel des informations des caractéristiques du tore pour un projet de circuit magnétique de commutation. Seule la réponse zéro est mesurée séparément, c'est-à-dire le changement de flux mineur qui se présente lorsque le flux évolue de $+\Phi_r$ à $+\Phi_m$ ou vice versa.

2.2.3. *Schéma équivalent du transformateur d'impulsion*

On considérera en premier lieu le cas d'un transformateur d'impulsion de rapport n : 1 utilisant un tore à cycle d'hystérésis rectangulaire et ayant son circuit secondaire ouvert.

Il est supposé que les impulsions appliquées au primaire d'amplitude I_m sont parfaitement rectangulaires, c'est-à-dire admettent un temps de montée infiniment court.

L'énergie mise en jeu dans le primaire pendant la commutation du tore de durée τ peut s'exprimer :

$$W = \overline{R}_0 I_m^2 \tau$$

$\overline{R}_0$ est un coefficient ayant les dimensions d'une résistance.

Or si le matériau du tore est d'excellente qualité, les seules pertes dissipées sont les pertes par hystérésis.

$$P = I_m \times \Delta\Phi$$

$\Delta\Phi$: changement de flux lors du passage $-B_r$ à $+B_m$.

D'où en égalant les énergies mises en jeu et les énergies dissipées par le transformateur, on en déduit :

$$\overline{R}_0 = \frac{\Delta\Phi}{I_m \tau}$$

L'impédance d'entrée du transformateur pendant la commutation du tore se comporte comme une résistance dont la valeur moyenne est $\overline{R}_0$. Ainsi on en déduit un schéma équivalent du transformateur d'impulsion de rapport n admettant une charge Z à son secondaire. Rapporté au secondaire il se compose de $\frac{\overline{R}_0}{n^2}$, en parallèle sur la charge.

2.3. CONTROLE DE QUALITÉ

Le test des tores doit refléter les conditions de l'application finale du circuit. Dans les circuits digitaux le tore répond à des impulsions de courant et ainsi doit être testé en régime impulsionnel et non avec une commande sinusoïdale.

Pour l'utilisateur, les principaux paramètres à tester sont les suivants :

– le changement de flux total ($\Phi_{1\,max}$) qui se présente lorsque le tore est commuté de son état de rémanence négative ($-\Phi_r$) à la saturation positive ($+\Phi_m$).

– l'impulsion de commande τ_1 requise pour faire ce changement de flux.

– le temps de commutation τ du tore.

– la tension de sortie V en circuit ouvert développée par spire lors du basculement.

– le changement de flux mineur Φ_0 lorsque l'état magnétique du tore évolue de $+\Phi_r$ à $+\Phi_m$.

– la tension de sortie V_0 par spire développée lors de ce changement de flux mineur.

a) *Changement de flux* ($\Phi_{1\,max}$.)

Ce paramètre est indépendant de la commande si elle est suffisante pour saturer totalement le tore.

Φ_1 est proportionnel à la section transversale « a » du matériau magnétique.

Φ_1 peut être exprimé en maxwells (système U.E.M.) ou webers (système M.K.S.). La densité de flux B et le flux Φ sont liés par l'expression classique :

$$B = \frac{\Phi}{a}$$

B est exprimé en gauss (système U.E.M.) ou weber par mètre carré (système M.K.S.). Φ_1 est mesuré sur un intégrateur, branché sur l'enroulement de sortie. L'intégrateur doit être préalablement étalonné à partir d'un calibrateur de flux.

b) *Impulsion de commande I.*

Les paramètres la définissant totalement sont : amplitude, temps de montée, largeur, fréquence de répétition.

Il est usuel de caractériser l'impulsion de commande par sa force magnéto-motrice $\mathcal{F}$ ou le champ H.

$$H = \frac{\mathcal{F}}{l} = \frac{NI}{l}$$

l est le chemin magnétique moyen du tore en mètres, $\mathcal{F}$ et NI sont exprimés en ampère-tours et H en ampère-tours par mètre (système M.K.S.).

c) *Temps de commutation.*

C'est le temps τ mis par le tore pour commuter de $-\Phi_r$ à $+\Phi_m$ avec une impulsion de commande donnée.

Le temps τ est fonction de l'amplitude I et du temps de montée de l'impulsion de commande.

Il dépend également du matériau magnétique. Ainsi pour les tores à ruban de permalloy on modifie le temps de commutation en agissant sur le recuit thermique, l'épaisseur et la viscosité magnétique du matériau.

d) *Mesure de* Φ_0.

Cette mesure présente un grand intérêt pour déterminer le facteur de bruit d'un tore de commutation ou rapport de rectangularité du cycle d'hystérésis.

$$\frac{B_r}{B_m} = \frac{1 - \dfrac{\Phi_0}{\Phi_{1\max}}}{1 + \dfrac{\Phi_0}{\Phi_{1\max}}}$$

Φ_0 est mesuré sur un intégrateur de Miller lorsque le tore commute de $+B_r$ à $+B_m$.

Comme Φ_1, Φ_0 a une amplitude proportionnelle à la section transversale « a » du tore. Il est également affecté par l'amplitude de l'impulsion de commande, l'épaisseur du ruban et le traitement thermique du matériau.

En somme le test des tores doit se faire en deux stades : lors de la fabrication avec le contrôle métallurgique des opérations de recuit et refroidissement, et au stade laboratoire avec un test systématique à 100 % des paramètres électriques du tore.

3. Eléments logiques magnétiques

La figure 7 illustre des configurations élémentaires fréquemment employées. L'association du nombre binaire « un » avec l'état de flux résiduel $+B_r$, requiert la notation d'enroulement indiquée. Les polarités des entrées A, B sont choisies de façon à produire un champ magnétique dans une direction qui cause un flux réversible à $+B_r$, tandis que la notation d'inhibition (enroulement c) provoque un champ dans la

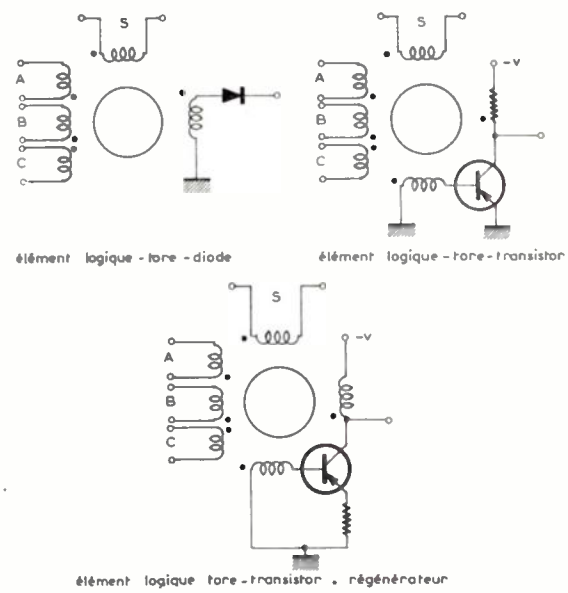


FIG. 7. — Elément logique de transistor régénérateur.

direction opposée. La notation de l'enroulement de commande S et celle de l'enroulement de lecture correspondent à un retour du tore à l'état magnétique $-B_r$.

3.1. Mode de fonctionnement

Si l'on suppose que le tore se trouve initialement à l'état de rémanence $-B_r$, suite au passage d'une impulsion de commande, l'application de la fonction logique propre aux circuits d'entrée causera un passage du tore à l'état $+B_r$. Réciproquement si la fonction est impropre, les enroulements d'inhibition du circuit d'entrée maintiendront le tore à l'état zéro. En conséquence, durant l'application de l'impulsion de commande, le tore sera considéré comme un transformateur à faible perte si le tore a basculé suite à l'application de la fonction propre. Mais si le tore est à l'état zéro, peu d'énergie sera transmise à la charge du transformateur, puisque le tore était déjà saturé dans la direction du champ appliqué. La variation dans l'opération des éléments est notée durant le cycle de l'impulsion de transfert. L'impulsion de commande doit être capable de satisfaire les condi-

tions de commutation du tore et de l'utilisation lors du transfert d'un « 1 ».

Dans le système tore-transistor de la figure 8 l'impulsion de commande requiert l'énergie pour commuter le tore et commander la base du transistor. Une réduction notable de l'énergie de l'impulsion de commande est mise en évidence avec le montage tore-transistor régénérateur. Le rôle de l'impulsion de commande est seulement de déclencher le processus de commutation du tore et rendre conducteur le transistor. Le courant collecteur achèvera le basculement puisque les enroulements au collecteur et à la base sont bobinés pour produire une réaction régénératrice, tout à fait semblable à l'action d'un oscillateur bloqué. Quand le tore se sature dans la direction négative $-B_r$, la polarisation négative de la base disparait et le transistor cesse de conduire. La fonction amplificatrice du transistor permet de commander un grand nombre d'éléments logiques à partir d'une simple impulsion. En outre, pour une puissance d'impulsion de commande donnée, la combinaison tore-transistor possède des caractéristiques de commutation plus rapides que la configuration tore-diode puisque les ampère-tours mis en jeu sont beaucoup plus importants.

Il faut noter que la consommation totale en puissance de l'élément tore-transistor est la somme de la puissance dissipée par l'impulsion de commande et celle dissipée par le transistor.

3.2. Applications aux fonctions logiques

Si l'on fixe pour les tores employés un seuil de valeur $+\frac{1}{2}$ et si chaque entrée logique est affectée d'un poids $+1$, il est évident que des signaux logiques appliqués convenablement aux enroulements d'entrée, individuellement ou en combinaison, causeront un changement de flux de $-B_r$ à $+B_r$.

En assignant d'un poids -1 chaque entrée d'inhibition, on peut obtenir les fonctions « ou », « et », « et et ou » associées, fonction inverse, ou exclusive (voir fig. 8).

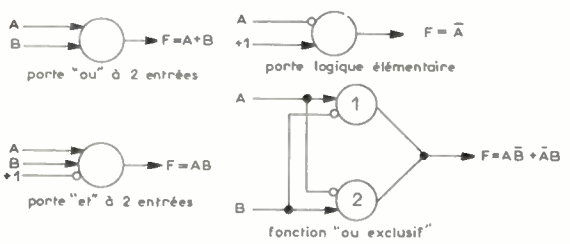


Fig. 8

4. Registre de transfert

Une autre application fondamentale des tores est leur usage dans les chaines de transfert d'informations. Les informations binaires sont stoquées dans le tore sous la forme de magnétisme résiduel ($+B_r$ ou $-B_r$). Les tores constituent les cellules du registre. En d'autres termes, des impulsions de commande sont appliquées qui glissent l'information le long du système jusqu'à ce que les digits apparaissent à la sortie du registre. Des prélèvements d'information peuvent être effectués sur les différentes cellules du registre pour un usage parallèle. Les impulsions qui translatent l'information sont appliquées dans une direction qui met tous les tores du registre à l'état magnétique $-B_r$.

4.1. Registre a un tore et une diode par digit binaire

Les tores constituent les cellules du registre qui font fonction de mémoire. Entre deux tores consécutifs, une capacité C enregistre temporairement le digit binaire d'information transféré d'un noyau donné vers le suivant, lors de l'application d'une impulsion de commande au registre. Le circuit est illustré dans la figure 9. Le réseau L, R fournit le retard souhaitable pour empêcher une interférence du contenu informationnel de deux cellules consécutives.

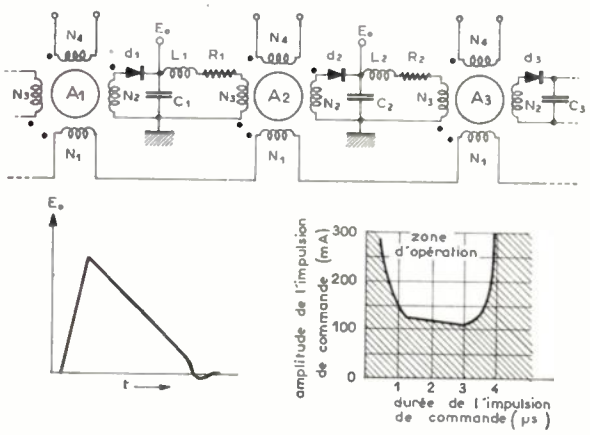


Fig. 9. — Registre (de transfert) à un tore et une diode par digit binaire.

La figure 10 donnera une idée de l'encombrement extrêmement réduit d'un tel registre. Elle représente un registre de transfert à 18 étages, de fabrication Sprague, encapsulé dans une résine transparente. Sur la partie droite du cliché on peut mesurer le volume d'un simple étage.

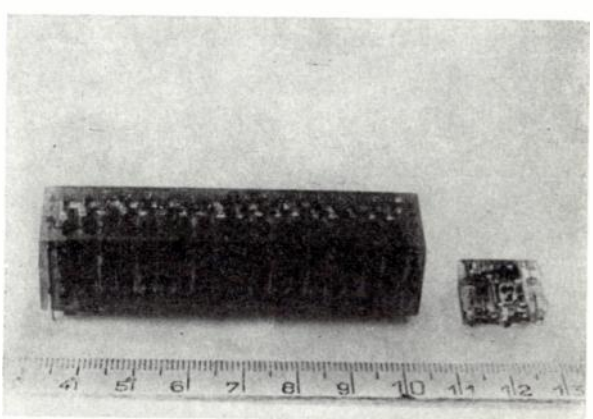


Fig. 10

4.1.1. *Mode de fonctionnement*

Pour faciliter l'exposé, on supposera que le tore 2 contient un digit 1, alors que les noyaux 1 et 3 contiennent chacun un digit 0. Lors de l'application de

l'impulsion de commande sur les enroulements N_1, tous les noyaux sont portés à l'état $-B_r$ [3]. Une impulsion de tension est induite sur les enroulements N_3 et N_2 du tore 2. Un faible signal (bruit) est recueilli sur les enroulements des autres tores, résultant de l'excursion du flux de $-B_m$ à $-B_r$. La polarité de la tension dans N_2 est telle qu'un courant peut traverser la diode d_2 polarisée dans le sens direct, entrainant la charge C_2.

Un courant minime circule dans l'enroulement N_3 du tore 3 en raison de la présence de L_2 et R_2. D'autre part, la tension induite dans l'enroulement N_3 du tore 2 rend également passant d_1 tendant à mettre le tore 1 dans l'état $+B_r$. Mais son amplitude est relativement faible par suite de la présence de R_1 et du choix de $N_2 > N_3$. Ainsi le risque de voir le tore 1 passer dans l'état 1 est éliminé.

Lorsque l'impulsion de commande prend fin, la charge prise par C_2 représente le digit 1 contenu initialement dans le tore 2. Elle engendre un courant dans l'enroulement N_3 du tore 3, portant ce dernier à l'état magnétique $+B_r$. Aucune décharge n'a pu avoir lieu dans le sens inverse étant donné la polarisation négative de la diode d_2. L'effet résultant de l'impulsion de commande est donc le transfert de chaque digit vers le noyau situé immédiatement en aval.

L'amplitude de l'impulsion de commande n'est pas critique, pourvu qu'elle soit supérieure au minimum nécessaire pour provoquer le transfert. Sa durée présente plus d'importance. Elle doit être suffisante pour achever la remise à 0 des noyaux, mais pas trop longue pour que les condensateurs jouant le rôle de mémoires temporaires ne soient trop déchargés quand l'impulsion prend fin.

Zone d'opération

Le tore 2 ne peut accomplir le transfert de l'information tant que l'impulsion de commande n'est pas terminée. Ceci est dû au fait que l'impulsion de commande a un niveau suffisant pour maintenir tous les tores dans l'état de saturation négative. Si l'on augmente la durée de l'impulsion de commande, il arrive un moment où la décharge de la capacité est neutralisée par la présence de l'impulsion de commande dans l'enroulement du tore suivant. Ceci détermine le côté droit de la courbe de tolérance. Inversement si l'on diminue la largeur ou l'amplitude de l'impulsion de commande, il arrive un moment où la décharge de la capacité est insuffisante pour commuter totalement le tore.

Cela détermine le côté gauche et le palier inférieur de la courbe de tolérance. Afin d'avoir le maximum de stabilité de fonctionnement, on choisit pour l'impulsion de commande un point de fonctionnement situé au centre de la courbe de tolérance.

4.1.2. *Analyse théorique*

On supposera que les données du problème sont celles définies ci-dessous. Elles correspondent généralement au contexte dans lequel sont placés les registres de transfert :

– l'impulsion de commande est fixée : amplitude I, durée t_D, temps de montée t_R, durée du front de descente t_f, puissance crête P_c, fréquence maximale de répétition f_{max}.

– la tension crête E_c mesurée aux bornes de la capacité C est imposée par l'utilisation.

1. *Détermination du tore et des éléments passifs (R, L, C).*

Les éléments R, L, C sont choisis par des considérations sur les temps de charge et décharge de C, compte tenu de la période de répétition minimale des impulsions de commande. On supposera que les charges et décharges successives des capacités sont linéaires (fig. 11).

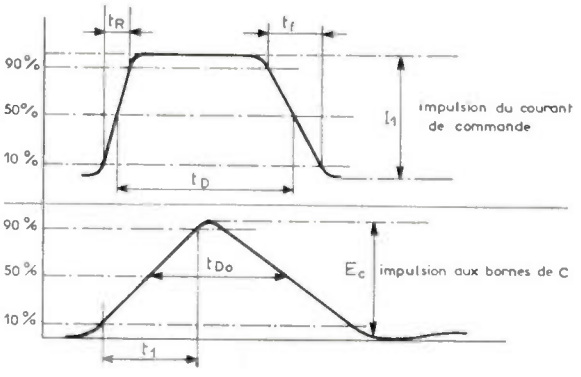


FIG. 11

Cela signifie que le temps de charge t_1 de C est égal au temps mis par le tore pour commuter de $-B_r$ à $+B_r$.

On prendra :

$$t_1 \leqslant \frac{1}{10 f_{max}} \qquad \text{avec} \quad t_1 \simeq 1{,}5\, t_R$$

$$c \geqslant 20\, \frac{t_1}{R_c} \qquad \text{avec} \quad R_c \geqslant 20\, \frac{E_c^2}{P_c}$$

R_c désigne l'impédance de charge du registre.

L'inductance L est déterminée par la relation :

$$L = 0{,}49\, R^2 C \tag{1}$$

avec

$$R = \frac{1}{3 f_{max} C}$$

D'autre part $\overline{i_1}$ et $\overline{i_2}$ désignant les courants moyens dans les enroulements N_1 et N_2 on a :

$$\overline{i_2} = \frac{c E_c}{t_1} \tag{2}$$

$$\overline{i_1} = I_1 \frac{t_1 - \frac{t_R}{2}}{t_1} \tag{3}$$

L'expression du changement de flux du tore lors du basculement est obtenue en considérant les énergies mises en jeu lors de la charge de la capacité C. On a :

$$N_2 \Delta\Phi \bar{i}_2 = \frac{cE_c^2}{2}$$

d'où

$$\Delta\Phi = \frac{cE_c^2}{2N_2\bar{i}_2} \qquad (4)$$

Ceci détermine le choix du tore.

2. *Détermination du bobinage.*

Soit N_1, N_2 et N_3 les nombres de spires des enroulements de commande de sortie et d'entrée.

Lors du basculement du tore de l'état 1 à l'état 0 on a :

$$N_1 \bar{i}_1 = N_2 \bar{i}_2 + (Ni)' t_1$$

$(Ni)' t_1$ représente la force magnétomotrice dissipée dans le matériau pour commuter le tore pendant le temps t_1. Sa valeur est lue sur la courbe en S. Or les ampère-tours $N_1 \bar{i}_1$ de commande sont très supérieurs aux ampère-tours nécessaires pour obtenir le basculement du tore.

On peut donc écrire que E_s étant la chute de tension par étage, on a :

$$E_s = \frac{P_c}{I}$$

D'où l'on déduit :

$$N_1 = \frac{(Ni)' t_1}{\bar{i}_1 - \frac{E_c}{E_s}\bar{i}_2} \qquad (6)$$

et

$$N_2 = \frac{E_c}{E_s} \cdot \frac{(Ni)' t_1}{\bar{i}_1 - \frac{E_c}{E_s}\bar{i}_2}$$

Des considérations analogues sur la décharge de C dans l'enroulement d'entrée N_3 du tore suivant et sur son basculement de l'état $-B_r$ à $+B_r$ permettent d'écrire la condition :

$$N_3 \times \frac{E_c}{2R} \geqslant (Ni)'_{t_2}$$

$(Ni)'_{t_2}$ caractérise les ampères-tours nécessaires pour basculer le tore $-B_r$ à $+B_r$ pendant le temps t_2. Ils sont déterminés expérimentalement par lecture de la courbe en S du tore choisi.

On choisira N_3 tel que

$$N_3 \geqslant \frac{(Ni)'_{t_2} R}{0{,}5\, E_c}$$

avec en plus $N_3 \leqslant \frac{N_2}{3}$ pour tenir compte de l'effet du courant inverse dans la boucle de transfert amont, qui doit être minimisé.

3. *Détermination de* t_1.

Ecrivons l'équation des tensions sur le circuit de charge de C à l'instant t_1 où la commutation du tore s'achève.

$$N_2 \Delta\Phi = \tfrac{1}{2} t_1 E_c + e_d t_1$$

e_d désigne la chute de tension de la diode polarisée dans le sens direct.

Or le terme $e_d\, t_1$ reste faible devant $\frac{1}{2} t_1 E_c$. On obtient alors la relation :

$$N_2 \Delta\Phi \simeq \tfrac{1}{2} t_1^2 \frac{\bar{i}_2}{c}$$

avec

$$\bar{i}_2 = \frac{N_1 \bar{i}_1' - (Ni)'_{t_1}}{N_2}$$

D'où l'expression de t_1 :

$$t_1 = N_2 \sqrt{\frac{2C\Delta\Phi}{N_1 i_1 - (Ni)'_{t_1}}} \qquad (7)$$

4.2. Registre a un tore et un transistor par digit binaire

Le processus de transfert dans le système tore-transistor de la figure 12 est analogue à celui de la

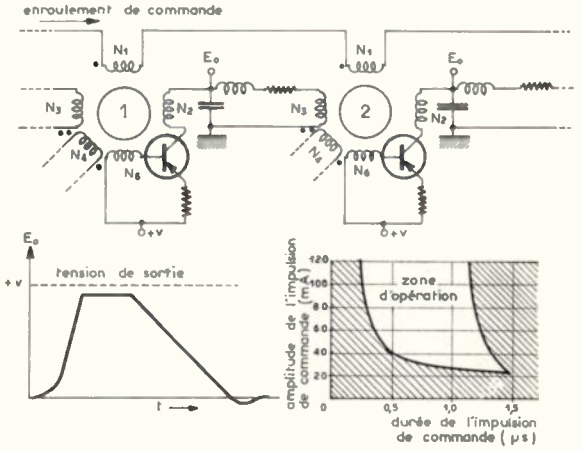


FIG. 12. — Registre à un tore et un transistor par digit binaire.

configuration tore-diode. Seuls les tores placés dans l'état « 1 » subiront une commutation régénératrice et produiront un signal de sortie. La tension correspondant au transfert d'un « 1 » qui apparait aux bornes de la capacité est égale à la tension d'alimentation diminuée de la tension de déchet du transistor et de la chute ohmique dans la branche émetteur. On voit que des changements dans l'amplitude de l'impulsion de commande n'affectent en rien l'ampli-

tude du signal de sortie, mesurée sur la capacité. L'effet régénérateur du transistor permet d'opérer avec un faible niveau d'énergie de l'impulsion de commande. Le palier inférieur du diagramme zone d'opération est abaissé.

Fonctionnement

On suppose que le tore « 1 » est initialement à l'état 1. Lors de l'application d'une impulsion de commande, un courant i_b apparait dans l'enroulement N_b poussant le tore dans l'état de saturation positive $+B_r$.

Cet effet de i_b semble contradictoire à l'objet recherché, à savoir commuter le tore à l'état $-B_r$. Mais du fait de la polarisation négative de la fonction base émetteur, aux ampères-tours $N_b i_b$ se superposent les ampères-tours $N_2 i_c$ provoqués par le courant collecteur i_c.

On a :

$$i_c = g\, i_b$$

g étant le gain en courant du transistor.

Ce courant développe une force magnétomotrice supérieure et opposée à celle provoquée par i_b, qui tend à commuter le tore dans l'état $-B_r$. D'autre part i_c induit une tension dans N_b qui augmente le courant base du transistor. Cet effet engendre un nouvel accroissement de i_c et ainsi jusqu'à la saturation du transistor. Quand cette condition est atteinte l'impulsion de commande peut disparaître, le processus de commutation du tore se maintient de lui-même jusqu'à saturation du tore dans l'état $-B_r$. A ce moment, le courant i_b induit dans N_b par i_c diminue. Il s'ensuit une réduction du courant collecteur i_c entraînant une diminution de la polarisation négative base émetteur jusqu'à extinction du transistor.

Pour les tores précédemment à l'état $-B_r$, l'impulsion de commande n'exerce aucune action susceptible de rendre conducteur le transistor. Le tore étant déjà saturé, il ne peut pas y avoir d'effet régénérateur. La suite des opérations est analogue à celles mentionnées dans le cas du registre à un tore et une diode.

La capacité C qui s'était chargée pendant le temps de conduction du transistor, se décharge dans l'enroulement d'entrée du tore suivant, provoquant la commutation de ce dernier dans l'état $+B_r$.

4.3. Registre a un tore et un transistor par digit binaire avec une porte de déclenchement associée

Le rôle de la porte est de soustraire les enroulements d'entrée des tores à l'influence de l'impulsion de commande (voir fig. 13).

Ainsi tant que persiste l'impulsion de commande, les capacités C ne peuvent se décharger. La limite côté droit de la courbe de tolérance est éliminée. Cette méthode présente l'avantage d'étendre la zone de stabilité sans nécessiter un apport supplémentaire de puissance. La porte est déclenchée en polarisant convenablement le transistor par la différenciation du front arrière de l'impulsion de commande. Une

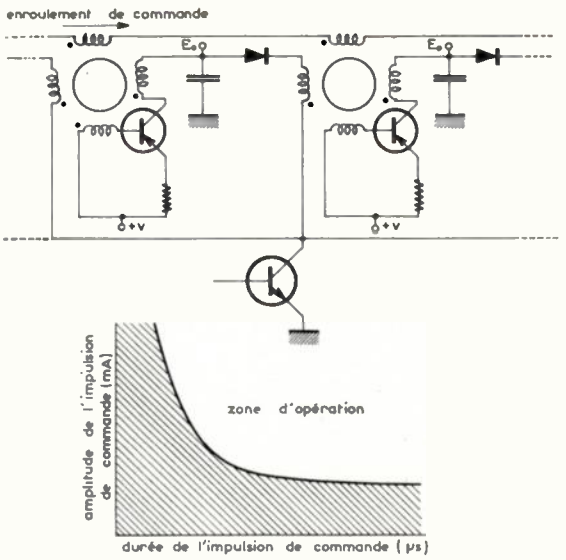


FIG. 13. — Registre à déclenchement.

plus grande flexibilité dans le déclenchement du transfert des données sera obtenue si le signal de déblocage de la porte est appliquée à partir d'une source externe, par exemple une horloge, à un moment déterminé de la période de récurrence.

4.4. Eléments de comparaison

Afin de donner une idée du choix à faire parmi les différentes catégories de registre précédemment énumérées, le tableau I donne les éléments de comparaison :

TABLEAU I

Configuration	Fréquence de répétition (kHz)	Puissance crête W	Charge minimale kΩ
tore-diode	0 - 100	0,3 - 1	2
tore-transistor....	0 - 500	0,015 - 0,08	1
tore-diode avec porte de déclenchement	0 - 400	0,05 - 0,5	1,5
tore - transistor avec porte de déclenchement	0 - 1000	0,02 - 0,08	1

5. Compteurs de flux

Le circuit de la figure 14 se compose d'un calibrateur de flux, une boucle de transfert et un circuit de comptage. L'élément calibrateur fonctionne comme un générateur d'impulsion à basse impédance, fournissant l'intégrale d'une tension constante pour commander le tore du compteur. Cette opération est

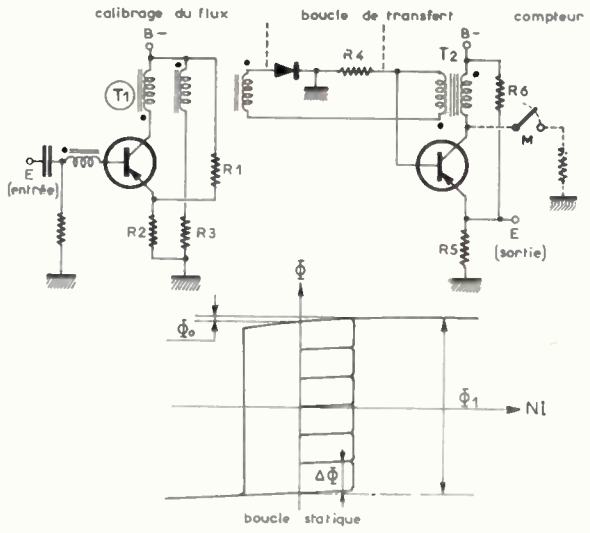


FIG. 14. — Compteur magnétique.

accomplie au moyen d'un processus régénérateur qui commute totalement le tore du premier étage pour chaque impulsion reçue. Le tore est remis à l'état $-B_r$ par un courant continu fixe circulant au travers d'un enroulement additionnel. Le comptage est obtenu en commutant progressivement par paliers successifs le tore T_2 du compteur. Chaque changement de flux est déterminé par l'intégrale de la tension du circuit calibrateur. Si un comptage de N impulsions est envisagé, le tore T_2 est calculé pour saturer à la $(N-1)^{ème}$ impulsion de comptage. Lorsque la $N^{ème}$ se présente, l'enroulement d'entrée du tore T_2 présente une faible impédance, relativement à la résistance de la boucle de transfert, puisqu'il est saturé. La jonction base émetteur du transistor de sortie est alors polarisée négativement. On obtient une impulsion sur l'émetteur, et le tore est remis à l'état 0 par courant au collecteur.

L'impulsion de sortie dure aussi longtemps que le tore de l'élément compteur fournit la commande base au transistor durant la période de basculement vers l'état $-B_r$. Le temps de remise à zéro ou de commutation est directement lié aux paramètres magnétiques du tore. Il s'ensuit une notable latitude dans la sélection de la largeur de l'impulsion de sortie. Par exemple en augmentant le flux total contenu dans le tore, on élargit la durée de l'impulsion de sortie.

Le nombre d'impulsions intermédiaires pouvant être emmagasiné dans un élément de comptage dépend principalement de la tension d'alimentation du circuit (valeur nominale et stabilité) et de la gamme de température dans laquelle le compteur opère. Basé sur ce principe, tension d'alimentation 12 V ± 10 %, plage de température −25 °C +55 °C, Sprague Electromag réalise des compteurs de 12 impulsions avec un degré élevé de miniaturisation (43 × 28 × 15 mm). Si des comptages plus élevés sont désirés, il y a lieu de disposer plusieurs éléments en cascade.

6. Conclusion

L'utilisation des tores de commutation dans les éléments logiques digitaux est dictée par des considérations techniques et économiques. Leur robustesse mécanique, leur stabilité électrique, leur bon comportement en fonction de la température (noyau métallique 4-79 Molybdène Permalloy ou 50 % nickel-50 % fer à grains orientés), leur faible encombrement et leur poids réduit donnent au tore une place de choix. Les difficultés de bobinage sont aplanies avec l'apparition des rapides machines à bobiner électro-mécaniques d'aujourd'hui. La mise en résine des modules magnétiques est aisée à faire, principalement avec les noyaux métalliques, pour lesquels les effets de contrainte de la résine sont négligeables. Seule leur fréquence maximale d'utilisation (1,5 MHz) limite leur champ d'application.

BIBLIOGRAPHIE

[1] CUSHMAN N. et PARK D. — Reversal of a loaded ferromagnetic core. *I.R.E. Transaction*, Vol. CP-7, n° 4, December 1960.

[2] CUSHMAN N. — Characterization of magnetic switch cores. Sprague Technical Paper N.60-5.

[3] RICHARDS R.K. — Digital Computer p. 221-222.

APPLICATION DE LA MODULATION DE FRÉQUENCE A LA TRANSMISSION DU SIGNAL DE CHROMINANCE DE LA TÉLÉVISION EN COULEURS

PAR

J. FAGOT

Directeur technique à la C.S.F.

PREMIÈRE PARTIE

INTRODUCTION

1. Composantes trichromes

La télévision en couleurs, comme la photographie, utilise le procédé trichrome. A la prise de vue, trois caméras T.V. analysent la même image à travers des filtres optiques respectivement de couleurs :

ROUGE BLEUE VERTE

de manière à sortir 3 signaux de video fréquence synchrones :

$$E_R \quad E_B \quad E_V$$

qui correspondent aux signaux de commande du niveau des trois « primaires » du système. Ceux-ci sont choisis en fonction des possibilités colorées du tube cathodique de réception, pour permettre la reconstitution, par combinaison, du plus grand nombre de teintes possibles.

Un tarage des 3 caméras est fait, de manière à sortir :

$$E_R = E_B = E_V = k \qquad (k<1) \qquad (1)$$

sur une plage grise uniforme, et :

$$E_R = E_B = E_V = 1 \qquad (2)$$

sur une image blanche à la luminosité maximale.

2. Signaux de modulation

La télévision en couleurs exige ainsi la transmission de trois informations au lieu d'une seule pour le Noir et Blanc, si l'on met à part la transmission supplémentaire des synchronisations, nécessaire dans les deux systèmes.

Les trois informations choisies ne sont toutefois pas directement les signaux $E_R E_B E_V$, mais des combinaisons linéaires de ceux-ci. On a dû en effet réaliser la compatibilité avec le Noir et Blanc, c'est-à-dire permettre aux récepteurs de ce type de recevoir les émissions de couleurs (en Noir et Blanc bien entendu !).

Luminance

Un premier signal ajoute les trois composantes : (en les pondérant pour tenir compte de la sensibilité de l'œil aux différentes longueurs d'ondes), de façon à obtenir la composante de luminance :

$$E_Y = 0{,}3\ E_R + 0{,}11\ E_B + 0{,}59\ E_V \qquad (3)$$

qui n'est autre que le signal video du Noir et Blanc.

Chrominance

Il reste à transmettre deux informations complémentaires, qu'on présentera sous la forme des différences :

$$[E_R - E_Y] \qquad (4)$$

$$[E_B - E_Y] \qquad (5)$$

appelées composantes de chrominance.

Avant d'aborder le problème de la transmission de ces deux signaux ((4) et (5)), il convient d'en examiner les principales caractéristiques :

1° On n'a pas besoin d'une aussi bonne définition sur les couleurs que sur la luminance (celle-ci donnant seule les contours de l'image). Les signaux (4) et (5) se présenteront donc sous la forme de signaux video synchrones avec le signal de luminance (c'est-à-dire que les mêmes points seront explorés au même

moment) mais avec une bande passante réduite : 0,7 MHz par exemple (cas de 625 lignes).

2° Les signaux de chrominance seront d'une amplitude d'autant plus grande que la plage explorée sera à la fois lumineuse et colorée (on dira « saturée » dans le langage de la colorimétrie). Au contraire, dans le cas d'un gris pour lequel :

$$E_R = E_B = E_V = k$$

3. Récapitulation et données pratiques sur les signaux de modulation

Le signal de luminance (3) varie pratiquement de 0 à 1. Par contre, les conditions qui rendraient maximales les expressions (6) et (7) ne seront pas rencontrées sur les images réelles. On admet pour (6) et (7) des limites pratiques de $-0,75$ à $+0,75$.

Le tableau A résume ainsi les signaux de modulation qui sont à transmettre dans le cas de la couleur :

TABLEAU A

SIGNAUX DE MODULATION « COULEUR »

Signal	Expression	Valeurs extrêmes théoriques	Valeurs extrêmes pratiques
Luminance	$E_Y = 0,3\,E_R + 0,11\,E_B + 0,59\,E_V$	0 à 1	0 à 1
Chrominance rouge	$E_{R-Y} = 1,43\,(E_R - E_Y)$	-1 à $+1$	$-0,75$ à $+0,75$
Chrominance bleue	$E_{B-Y} = 1,12\,(E_B - E_Y)$	-1 à $+1$	$-0,75$ à $+0,75$

et par suite également :

$$E_Y = k \qquad \text{[voir la relation (3)]}$$

les signaux (4) et (5) seront nuls pour toute valeur de k, même pour $k = 1$ (blanc maximal).

Le maximum pour (4) et (5) sera atteint lorsque la composante se rapportant à la couleur explorée sera égale à 1, les autres composantes étant nulles (ou dans l'hypothèse inverse).

C'est ainsi que pour :

$$E_R = 1 \text{ et } E_B = 0,\ E_V = 0$$

l'expression (4) donne 0,7. Elle donne $-0,7$ pour :

$$E_R = 0 \text{ et } E_B = E_V = 1$$

Dans des conditions analogues, (5) présente les valeurs extrêmes : $+0,89$ et $-0,89$.

Comme il est intéressant de se référer à des signaux compris entre $+1$ et -1, on conviendra en conséquence d'appeler *Chrominance rouge*, le signal :

$$E_{R-Y} = 1,43\,(E_R - E_Y) \qquad (6)$$

(1,43 est l'inverse de 0,7), et *Chrominance bleue* le signal :

$$E_{B-Y} = 1,12\,(E_B - E_Y) \qquad (7)$$

4. Transmission simultanée ou alternée des 2 signaux de chrominance

La luminance correspond au signal classique de modulation video du Noir et Blanc. Comme on sait, la modulation se fait en bande unique (vestigial sideband) avec une bande passante video d'environ 5 MHz en 625 lignes.

Les chrominances doivent être ajoutées à ce spectre. Pour cela, il est admis de toute façon qu'elles doivent moduler une sous-porteuse auxiliaire, placée en extrémité de la bande video ; soit à 4,43 MHz d'après une recommandation du C.C.I.R.

Ces deux modulations (celles des deux composantes de chrominance) peuvent être *simultanées* : c'est le cas du système N.T.S.C. (National Television System Committee) des U.S.A.

Au contraire, on peut prévoir une transmission alternée : soit de E_{R-Y} pour une ligne, E_{B-Y} pour la ligne suivante, et ainsi de suite. C'est le procédé *séquentiel* S.E.C.A.M. (Séquentiel Couleurs A Mémoire) [1]. Comme il faut en effet disposer à chaque ligne, lors de la réception, à la fois de E_{R-Y} et E_{B-Y}, on fera passer la chrominance reçue dans une ligne à retard (retard égal à une période de ligne), de façon à disposer en permanence des deux informations :

l'une « fraîche », l'autre « conservée ».

Etant donné la définition réduite qui est demandée sur les chrominances, et vu la cadence de renouvelle-

ment des lignes, cette façon de faire ne présente aucun inconvénient [5].

Résultat fondamental : le fait qu'il n'y ait à la fois qu'une seule information à transmettre permet d'utiliser la modulation de fréquence pour la transmission de la chrominance (la luminance étant toujours transmise de façon classique).

5. Quelques détails sur la modulation N.T.S.C.

Sur la même fréquence de sous-porteuse (4,43 MHz), on modulera en amplitude deux oscillations phasées en quadrature : l'une le sera par E_{R-Y} (axe des j), l'autre par E_{B-Y} (axe des x).

Ces modulations sont du type à suppression de porteuse (2 bandes latérales seules). A une valeur >0 du signal modulant correspond un niveau de 4,43 MHz d'amplitude proportionnelle et de phase $+$. Pour les valeurs <0 du signal modulant, la phase est négative.

L'ajustement des niveaux se fait en suivant les règles ci-dessous :

1° *Référence.* Le signal de chrominance étant ajouté au signal de luminance pour réaliser le signal de modulation global de l'émetteur, on prend comme référence d'amplitude le niveau dévolu à l'intervalle Noir à Blanc du signal de luminance qui est ainsi noté 1.

2° Dans le cas du maximum pratique signalé au paragraphe 3 pour la chrominance, la sous-porteuse représentant E_{R-Y} présente une amplitude (valeur alternative maximale) de : 0,46 ; ce qui permet de la représenter par 0,61 E_{R-Y}.

3° Dans les mêmes conditions de maximum pratique de 0,75, la composante correspondant à E_{B-Y} présente une amplitude (alt. max.) de 0,33 ; et on l'écrira : 0,44 E_{B-Y}.

Quelques figures aideront à comprendre ce type de modulation : figure 1.

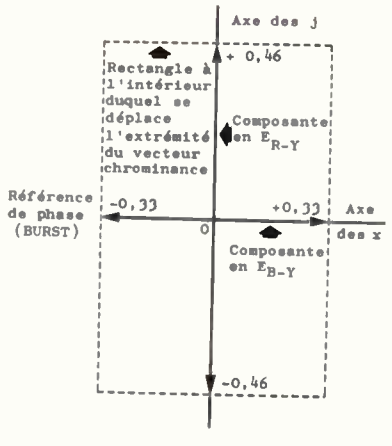


FIG. 1. — Combinaison des deux composantes de chrominance (4,43 MHz) dans le plan complexe.

Elle représente, dans le plan complexe, les deux oscillations de sous-porteuse (4,43 MHz) en quadrature (bandes latérales transmises seules). On voit que la combinaison de ces deux oscillations donne une oscillation unique (à 4,43 MHz) *modulée à la fois en amplitude et en phase.*

On voit, sur la figure 2, comment le signal video luminance et la sous-porteuse globale de chrominance s'ajoutent pour constituer le signal global de modulation de l'émetteur. Les variations de tensions sont représentées en fonction du temps.

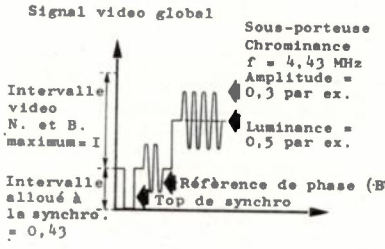


FIG. 2. — Signal video global.

La figure 3 montre enfin les spectres occupés sur l'échelle des fréquences par la luminance et la chrominance (cas du 625 lignes). La luminance couvre 5 MHz (la porteuse « son » est à 5,5 MHz). La chrominance occupe un intervalle d'environ plus ou moins 0,8 MHz autour de 4,43 MHz.

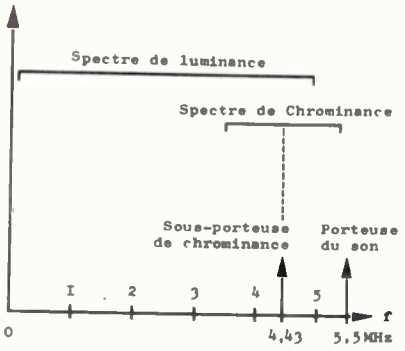


FIG. 3. — Occupation du spectre des fréquences.

On notera pour terminer qu'il s'agit d'un exposé schématisé à l'extrême des caractéristiques du N.T.S.C. qui comporte un certain nombre d'aménagements qui ne changent rien à ces principes. Par exemple, pour dissocier à la réception les deux modulations E_{R-Y} et E_{B-Y}, il est nécessaire de disposer d'une référence de phase qui est transmise un court instant avant chaque ligne, et à laquelle on a donné le nom de *burst* (éclat). On indique ce signal de référence sur les figures 1 et 2.

6. Modulation SECAM (voir références [6] et [7])

Les procédés mis en œuvre sont les suivants :

1° La sous-porteuse de 4,43 MHz est cette fois-ci modulée en fréquence avec une déviation de

$\pm 0{,}35$ MHz correspondant aux valeurs maximales pratiques de $\pm 0{,}75$ des composantes en E_{R-Y} *ou* E_{B-Y} de la chrominance.

Cette déviation est celle qui correspond aux fréquences lentes de modulation, c'est-à-dire aux variations lentes de la chrominance ; ou si l'on veut encore aux plages de chrominance uniforme.

Pour les transitions rapides d'un niveau à l'autre des déviations instantanées plus élevées que $\pm 0{,}35$ MHz peuvent être rencontrées par le fait qu'une préaccentuation des composantes élevées de modulation est pratiquée.

2° Suivant la pratique classique en modulation de fréquence, et pour améliorer le rapport signal à bruit sur les composantes élevées du spectre de modulation, le $\pm \Delta f$ fixé pour les fréquences basses est « *préaccentué* » à l'émission suivant la loi donnée sur la figure 4. Ceci se fait au départ en video sur le signal modulant ; mais à la réception, derrière démodulation, un réseau inverse de « désaccentuation » compense la loi précédente, et rétablit ainsi les signaux dans leur forme d'origine.

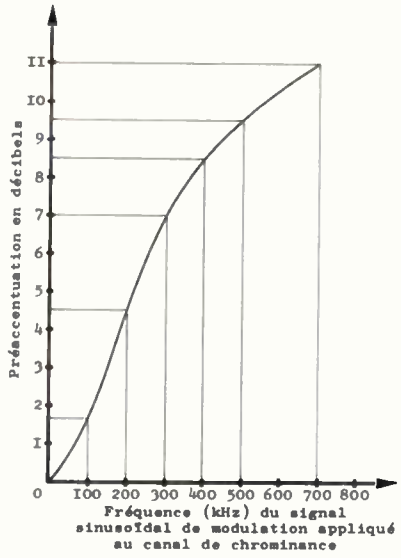


FIG. 4. — Courbe de préaccentuation sur le spectre video chrominance.

3° *L'amplitude* de la sous-porteuse est fixée, avec les conventions précédentes (voir paragraphe 5) à 0,1 (amplitude alternative maximale). Mais cette sous-porteuse, modulée en fréquence, passe à travers un filtre de « mise en forme » qui en accroît l'amplitude, proportionnellement à l'importance de la déviation de fréquence [3].

Ainsi, suivant le $\pm \Delta f$, la sous-porteuse présente-t-elle les variations relatives indiquées sur la figure 5 (variations inverses à la réception).

4° *Résumé.* Le diagramme « blocs » de la figure 6 indique les principaux circuits rencontrés sur la transmission de la chrominance à l'émission et à la réception.

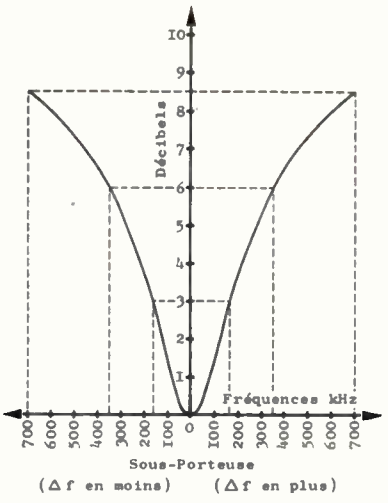


FIG. 5. — Courbe de « mise en forme » sur l'amplitude de la sous-porteuse de chrominance.

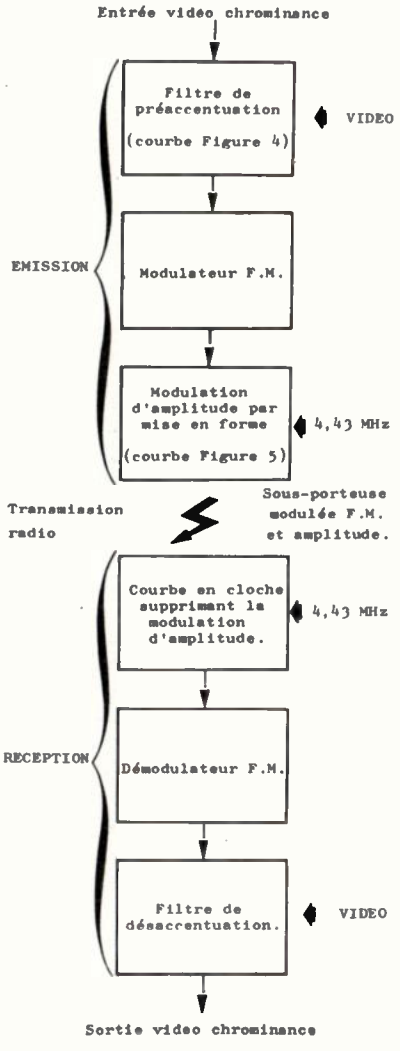


FIG. 6. — Voie de chrominance du système SECAM.

Émission

La chrominance (E_{R-Y} ou E_{B-Y}) sous la forme de signal video, passe d'abord par le filtre de préaccentuation (courbe figure 4) avant d'être appliquée comme signal modulant au dispositif modulateur F.M. sur 4,43 MHz.

L'oscillation H.F. ainsi modulée passe ensuite à travers le filtre de « mise en forme » conformément à la courbe de la figure 5 qui lui fait subir une modulation supplémentaire d'amplitude.

A la sortie, elle constitue la sous-porteuse de chrominance apte à la transmission, et comme telle, est ajoutée au signal de luminance servant à la modulation globale.

Réception

On retrouve, après amplification et séparation, la sous-porteuse précédente. Un premier filtre H.F. (courbe en cloche complémentaire de la loi de mise en forme de la figure 5) supprime la modulation d'amplitude. L'oscillation de sortie est alors démodulée dans un discriminateur classique qui restitue la chrominance « préaccentuée ». Un filtre de « désaccentuation » video, réalisant la loi inverse de la « préaccentuation » (fig. 4) restitue enfin la loi de chrominance normale.

Le spectre occupé est sensiblement le même qu'en N.T.S.C. (voir la figure 3). Par ailleurs, on remarquera que les courbes « en cloche » et de désaccentuation sont simplement obtenues par un réglage approprié d'éléments existant de toute façon sur le récepteur.

DEUXIÈME PARTIE

PERFORMANCES DU SYSTÈME SECAM A MODULATION DE FRÉQUENCE COMPARAISON AVEC LE N.T.S.C.

Nous examinerons ci-dessous un certain nombre de points relatifs à la transmission de la chrominance en S.E.C.A.M., en effectuant des comparaisons vis-à-vis du système N.T.S.C. :

Visibilité de la sous-porteuse.

Rapport signal à bruit dans les conditions normales.

Evaluation du seuil de réception chrominance.

Effet des variations de gain sur la voie chrominance.

Effet des variations de phase sur cette même voie.

Conditions requises sur l'enregistrement magnétique.

7. Visibilité de la sous-porteuse

N.T.S.C. La fréquence de 4,43 MHz, ajoutée au signal de luminance, produit un fin « pointillé » le long des lignes du balayage. Il en résulte, sur l'image globale, l'apparition d'une trame fine, dont l'intensité est variable d'une plage à l'autre de l'image, la trame n'étant fortement marquée que dans les plages à forte chrominance. La fréquence de 4,43 MHz étant par ailleurs fixée par rapport à la fréquence de ligne de manière à produire des effets d'opposition d'un balayage vertical à l'autre, tout se passe comme si cette trame parasite défilait lentement. Il y a là un phénomène analogue au défilement des lignes produit par l'interlignage.

S.E.C.A.M. Par suite de la modulation F.M., la trame parasite présente ici une structure géométrique beaucoup moins régulière. Par ailleurs, l'amplitude de cette trame varie aussi d'une plage à l'autre, mais dans une proportion moindre qu'avec le N.T.S.C. ; la valeur maximale de la sous-porteuse étant sensiblement plus faible.

On voit que la sous-porteuse se présente dans les deux cas comme un *signal parasite*, une sorte de *brouillage*, surtout apparent sur les récepteurs Noir et Blanc.

Etant donné l'allure différente des trames parasites dans les deux systèmes, il est nécessaire d'avoir recours à des essais pratiques sur des images d'allures diverses pour évaluer comparativement la gène. La valeur d'amplitude fixée pour la sous-porteuse du système S.E.C.A.M. a tenu compte de ces essais, de manière à se placer dans des conditions équivalentes à celles du N.T.S.C., considérées comme satisfaisantes [2].

La seule valeur qui soit directement chiffrable est la courbe de variation de l'amplitude de la sous-porteuse en fonction de l'amplitude du signal de chrominance (voir fig. 7) (composante E_{R-Y}).

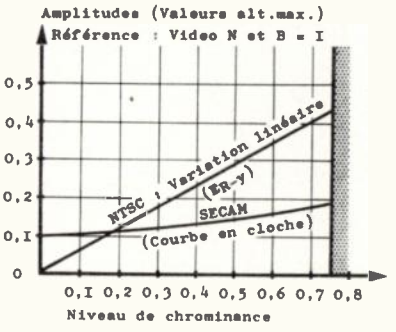


FIG. 7.

8. Rapport signal à bruit

On examinera ici les caractéristiques comparées de la voie de transmission « chrominance » du point de vue du bruit thermique provoqué en particulier par l'entrée des récepteurs.

Le signal de modulation chrominance se présente sous la forme d'un signal video que nous supposons limité à la largeur de bande :

0 à 700 kHz

Nous évaluerons le bruit dans cette voie video à l'aide d'un signal de test sinusoïdal, au niveau maximal permis, ayant une fréquence F variable située entre 0 et 700 kHz.

En N.T.S.C.

Nous avons affaire à une modulation d'amplitude classique. Si P est la puissance développée sur la

porteuse (sous-porteuse 4,43 MHz) le rapport signal à bruit vaut :

$$\frac{S}{B} = \frac{P}{2nkTdF} \qquad (8)$$

P est supprimée (bandes latérales sans onde porteuse), mais elle doit être comptée pour ce qu'elle serait compte-tenu de l'amplitude développée sur ces bandes. (Porteuse égale à la somme maximale des 2 bandes).

n est le facteur de bruit du récepteur.

k la constante de Boltzmann.

T la température du dispositif de réception,

dF est la largeur de la plage considérée dans la bande video.

On voit que la *densité* de bruit a pour valeur (rapportée au signal utile) :

$$D = \frac{2nkT}{P} \qquad (9)$$

EN S.E.C.A.M.

Si l'on fait d'abord abstraction des perfectionnements introduits : accentuation et courbe en cloche, le rapport S/B s'écrit dans les mêmes conditions [4] :

$$\frac{S}{B} = \frac{P'}{2nkTdF}\left(\frac{\Delta f}{F}\right)^2 \qquad (10)$$

P' est la puissance développée sur la porteuse 4,43 MHz et le facteur $\Delta f/F$ (indice de modulation) agit ici sur le rapport S/B. Δf représente la valeur maximale choisie pour la déviation de fréquence (350 kHz) et F est la fréquence video autour de laquelle est placé l'intervalle exploré de largeur dF.

On en déduira l'expression de la densité de bruit rapportée au signal utile :

$$D' = \frac{2nkT}{P'}\left(\frac{F}{\Delta f}\right)^2 \qquad (11)$$

Deux coefficients d'atténuation doivent être appliqués à D'.

1° Un coefficient $K_1(F)$ survenant du fait du filtre de désaccentuation, agissant sur le bruit seul (son action est compensée pour le signal utile par la préaccentuation d'émission). La loi de $K_1(F)$ est celle de la figure 4, en convertissant les décibels en rapports de puissance.

2° Un coefficient $K_2(F)$ provenant de la courbe en cloche. L'atténuation de cette courbe (voir fig. 5) agit encore sur le bruit seul. Son action est compensée pour le signal utile par la modulation d'amplitude réalisée à l'émission (courbe de mise en forme d'allure inverse). Ainsi :

$$D' = \frac{2nkT}{P'} \times \left(\frac{F}{\Delta f}\right)^2 \times K_1K_2 \qquad (12)$$

Pour effectuer la comparaison entre le S.E.C.A.M. et le N.T.S.C., nous évaluerons le rapport D'/D, soit :

$$\frac{D'}{D} = \frac{P}{P'} \times \left(\frac{F}{\Delta f}\right)^2 \times K_1K_2 \qquad (13)$$

Le rapport P/P', si la voie E_{R-Y} est choisie en N.T.S.C. comme base de comparaison, est égal au rapport des carrés des amplitudes de sous-porteuse, soit :

$$\frac{P}{P'} = \left(\frac{0{,}46}{0{,}1}\right)^2 = (4{,}6)^2$$

$\Delta f = 3{,}5$ centaines de kHz, si F est exprimé également en centaines de kHz. Ainsi :

$$\frac{D'}{D} = 1{,}73\ F^2K_1K_2 \qquad (14)$$

Le tableau B donne le calcul de D'/D tous les 100 kHz de la bande video.

TABLEAU B

BRUIT THERMIQUE COMPARÉ S.E.C.A.M. ET N.T.S.C.

F en centaines de kHz	F^2	K_1 en rapport de puissance (désaccentuation)	K_2 en rapport de puissance (courbe en cloche)	D'/D densité de bruit comparée
0	0	1	1	0
1	1	0,7	0,75	0,9
2	4	0,36	0,45	1,12
3	9	0,2	0,3	0,94
4	16	0,14	0,23	0,9
5	25	0,11	0,19	0,9
6	36	0,09	0,17	0,95
7	49	0,08	0,15	1

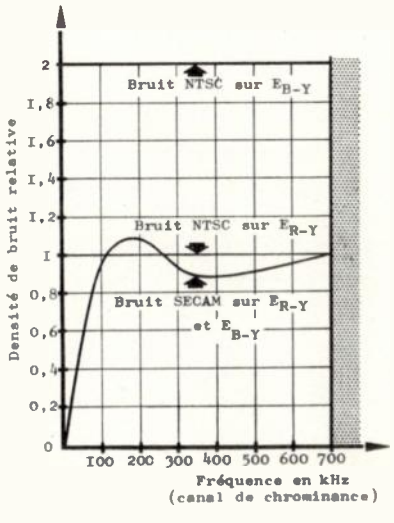


FIG. 8. — Densités de bruit dans la bande de chrominance.

Nous avons représenté, sur la figure 8, les courbes comparées de densité de bruit sur la voie E_{R-Y} du N.T.S.C. (prise comme point de comparaison en raison de sa valeur constante) et du S.E.C.A.M. aussi bien pour E_{R-Y} que pour E_{B-Y}. Par contre, la voie E_{B-Y} du N.T.S.C., à qui est affectée une amplitude de 0,7 par rapport au Rouge, présente une densité de bruit double.

Il apparait ainsi que les performances du S.E.C.A.M. sur le chapitre du bruit thermique, malgré la sous-porteuse réduite utilisée, sont largement équivalentes au N.T.S.C.

9. Seuil sur le bruit thermique

Les résultats du paragraphe 8 ne sont valables en S.E.C.A.M. que si l'on n'atteint pas le seuil de fonctionnement du limiteur d'amplitude placé devant le discriminateur de réception. Ce seuil survient d'après les expériences faites, et suivant un chiffre habituellement admis aux faibles indices, pour un rapport signal à bruit devant le limiteur égal à 6 dB. Il s'agit du rapport : Puissance de signal à puissance de bruit « brute », indépendamment de tout gain de modulation dû à l'indice.

Nous allons calculer le rapport S/B réalisé sur la luminance lorsque survient le seuil sur la chrominance en S.E.C.A.M., et montrer que ce seuil ne sera normalement jamais atteint.

Sur la *luminance*, le signal utile a pour amplitude (crête à crête) : 1 (amplitude attribuée au signal de video), et une puissance de bruit proportionnelle à la largeur de bande soit 5,2 MHz.

Sur la *chrominance*, le signal utile brut (la sous-porteuse) présente à la même échelle l'amplitude crête à crête de 0,2 et la largeur de bande mise en cause est de : $2 \times 0{,}7 = 1{,}4$ MHz.

Mais la courbe en cloche est, dans le récepteur, placée entre l'entrée et le point d'attaque du limiteur. Sa courbe d'atténuation joue donc pour produire un effet de réduction sur la puissance de bruit. Le coefficient global de réduction produit par cette courbe est calculé d'après le tableau C ci-dessous :

TABLEAU C

RÉDUCTION SUR LA PUISSANCE DE BRUIT EN AMONT DU LIMITEUR PRODUITE PAR LA COURBE EN CLOCHE

Canal chrominance : Fréquence : centaines de kHz	Atténuation du bruit (en puissance) (coefficient K_2)
0	1
1	0,75
2	0,45
3	0,3
4	0,23
5	0,19
6	0,17
7	0,15

Le rapport des surfaces S_1 (courbe en cloche) à S_0 étant environ 0,38, ce chiffre sera retenu comme action globale de la courbe en cloche.

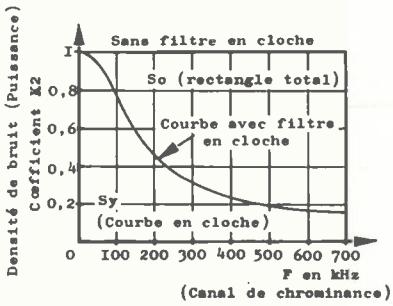


FIG. 9. — Evaluation de l'action globale de la courbe en cloche sur le bruit brut.

Le rapport signal à bruit « brut » de la chrominance, comparé à celui réalisé sur la luminance, aura donc pour valeur :

$$\frac{\dfrac{(0,2)^2}{1,4} \times \dfrac{1}{0,38}}{\dfrac{(1)^2}{5,2}} = (0,2)^2 \times \frac{5,2}{1,4} \times \frac{1}{0,38} = 0,39 \qquad (15)$$

soit -4 dB.

Cela veut dire que le seuil (de 6 dB) sera atteint en chrominance pour un rapport S/B sur la luminance de l'ordre de 10 dB, valeur inférieure à ce qu'on peut admettre pour une réception normale.

La transmission de la chrominance S.E.C.A.M. se fera donc toujours au-dessus du seuil, c'est-à-dire que les performances de bruit, calculées au paragraphe 8, seront bien réalisées en toutes circonstances.

10. Effets des variations de phase sur la transmission de la chrominance

1° INTERVENTION DE LA PHASE DANS LA MODULATION DE CHROMINANCE

Pour avoir une idée de l'effet des variations de la phase au cours de la transmission dans les deux systèmes, on se reportera à la représentation vectorielle classique appliquée à la sous-porteuse de chrominance.

Cette sous-porteuse peut-être représentée par un vecteur tournant ; mais on ramènera cette représentation à un vecteur fixe pour 4,43 MHz en supposant des axes de coordonnées repères tournant à la vitesse angulaire correspondant à cette fréquence.

En N.T.S.C., dans ces conditions, pour une valeur donnée de la chrominance, l'oscillation de sous-porteuse est représentée par un vecteur ayant pour composantes :

$$0{,}61\ E_{R-Y} \quad \text{et} \quad 0{,}44\ E_{B-Y}$$

suivant ce qui a déjà été indiqué sur la figure 1.

La phase de ce vecteur (fig. 10) s'écrit ainsi :

$$\text{tg } \phi = \frac{E_{R-Y}}{E_{B-Y}} \times 1{,}4 \qquad (16)$$

par rapport à l'axe repère : $0x$.

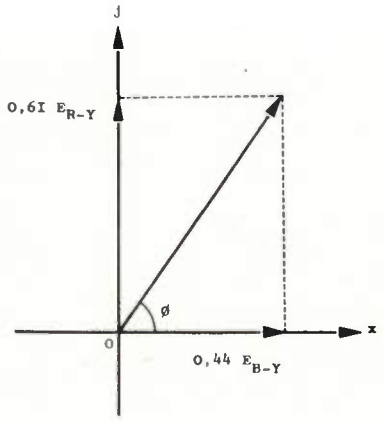


FIG. 10.

Dans le S.E.C.A.M., suivant le principe séquentiel, on transmet successivement E_{R-Y} et E_{B-Y} ; et le δf (déviation de fréquence) est proportionnel à l'amplitude de la composante transmise.

Suivant les résultats classiques de la modulation de fréquence, le vecteur représentatif de la sous-porteuse est un vecteur tournant ayant pour vitesse angulaire :

$$d\phi/dt = \delta\omega = 2\pi\delta f \qquad (17)$$

égale à la déviation sur ω, soit 2 π fois la déviation sur la fréquence.

2° La phase différentielle et ses effets

La phase ϕ, qui intervient dans les deux procédés de transmission, est un élément susceptible de subir des altérations. On doit en particulier tenir compte de l'effet dit de « phase différentielle » par lequel le niveau de luminance, auquel la sous-porteuse de chrominance est ajoutée, peut influencer la phase de cette dernière. C'est un défaut possible qui peut affecter les éléments transmetteurs mis en jeu : studio, faisceaux hertziens, émetteurs, récepteurs...

En N.T.S.C., la phase de référence, donnée par le *burst*, est transmise sur le palier de luminance au niveau zéro (voir fig. 2) ; alors que la phase du signal de chrominance, transmise au cours de la ligne, peut être modifiée par le niveau de luminance. Etant donné que l'orientation en phase ϕ du vecteur en question représente la « teinte » de la chrominance, il est considéré comme souhaitable que l'erreur sur ϕ provenant de ce défaut ne dépasse pas $\pm$ 5° (chiffre annoncé par exemple par le Doc. C.C.I.R., XI, 24 du 27 Avril 1962) [8].

En S.E.C.A.M., un décalage de phase, même beaucoup plus important, n'apporte aucune détérioration sur l'information de chrominance en *régime soutenu*. Celle-ci résulte en effet du comptage du nombre des rotations dans le diagramme de la figure 11, et ce comptage est indépendant de la variation de phase différentielle, qu'on peut représenter par un décalage égal en sens inverse de la phase de l'axe de référence.

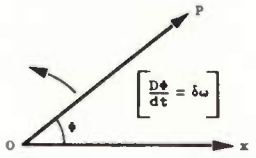


FIG. 11.

Imaginons par contre un passage rapide d'un niveau de luminance à un autre. D'après les relations connues sur la modulation de fréquence, il en résultera pendant la transition, une altération du $\delta\omega$ (donc de la chrominance) donnée par :

$$\delta\omega = \frac{d\phi}{dt} \qquad (18)$$

Cherchons à chiffrer l'ordre de grandeur de cet écart :

dt : temps de passage d'un niveau à un autre. Compte tenu de la largeur de bande allouée à la chrominance, la plus petite valeur de dt s'élèvera environ à :

$$dt \geqq (1/2\ F_{max}) \text{ soit : } dt \geqq 0{,}7\ 10^{-6}\ \text{s} \qquad (19)$$

$d\phi$: si l'on respecte les conditions fixées pour le N.T.S.C., ce sera un écart maximal de $\pm$ 5° soit : $\pm$ 0,088 radians.

Alors, en vertu de (18)

$$\delta\omega = 0{,}088/(0{,}7 \cdot 10^{-6}) = 1{,}25 \cdot 10^{5}\ \text{rad/s}$$

c'est-à-dire :

$$\delta f = \frac{1{,}25}{2\pi} 10^{5} \# 2 \cdot 10^{4}\ \text{Hz} = \pm 20\ \text{kHz}$$

Cet écart sera du reste atténué par les dispositifs de désaccentuation mis en jeu à la réception puisqu'il se présente comme une variation rapide. On pourra au moins le diviser par 2 et ainsi écrire :

$$\frac{\delta f \text{ parasite}}{\Delta f \text{ principal}} = \frac{10}{350} = \pm\ 0{,}029$$

c'est-à-dire environ $\pm$ 3 %.

En comparaison, imaginons en N.T.S.C. un écart de phase de $\pm$ 5° sur un vecteur représentant :

$$0{,}61\ E_{R-Y} = 0{,}46\ ;\quad 0{,}44\ E_{B-Y} = 0 \qquad \text{(fig. 12)}$$

$$PP' = 0{,}46 \times 0{,}088 \# 0{,}04$$

Ce qui fait une erreur de l'ordre de $\pm$ 0,04 soit supérieure à $\pm$ 10 % sur la composante en E_{B-Y} dont le maximum est 0,33.

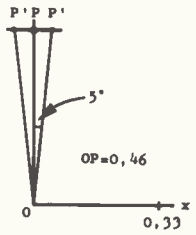


FIG. 12.

En conclusion, l'erreur de chrominance en S.E.C.A.M. est le tiers de la précédente, et se produit *pendant les transitions* seulement, c'est-à-dire qu'elle passera presque inaperçue en comparaison de l'erreur produite sur les plages soutenues en N.T.S.C.

11. Enregistrement magnétique

Un autre aspect fondamental du problème est l'enregistrement magnétique.

En schématisant ce procédé, nous dirons qu'une bande magnétique à vitesse de déroulement (en principe) constante portant l'enregistrement du spectre video global : luminance et sous-porteuse de chrominance, passe devant une tête d'enregistrement d'abord, de lecture ensuite.

Pour concrétiser les imperfections de vitesse de déroulement de la bande, nous repèrerons sa position par rapport à une bande idéale à vitesse de déroulement parfaitement constante et exacte.

En N.T.S.C., la condition de maintien de la phase de la sous-porteuse dans une plage de $\pm$ 5°, fait que la bande ne doit pas se décaler de plus de cette valeur par rapport à la bande repère (enregistrement plus lecture) ; ce qui limite ce décalage à $\pm$ 2,5° à chaque opération.

C'est une condition sévère, en comparaison de ce qui est nécessaire en Noir et Blanc. La sous-porteuse à 4,43 MHz représente en effet à peu près la composante la plus élevée de la bande video du Noir et Blanc et il est raisonnable de limiter par exemple le décalage de cette fréquence à $\pm$ 45° (soit à $\pm$ 22,5° à chaque déroulement). La condition de la couleur N.T.S.C. est donc environ 10 *fois plus sévère que cette condition de Noir et Blanc.*

Pour avoir une idée de la régularité exigée en regard sur la vitesse de déroulement, nous supposerons un écart de position par rapport à la bande repère, obéissant à une loi sinusoïdale à la fréquence de ligne. Ainsi cet écart s'écrira :

$$dy = \Delta y \cos \frac{2\pi t}{T} \qquad (20)$$

Si l représente la longueur de bande sur laquelle est enregistrée une période du 4,43 MHz, l'ecart maximal Δy s'écrira :

$$\Delta y = \frac{2{,}5^0}{360^0} l = 0{,}7 \cdot 10^{-2}\, l \qquad (21)$$

La vitesse dy/dt, variera de même suivant une loi sinusoïdale :

$$\frac{dy}{dt} = -\frac{2\pi\Delta y}{T} \sin \frac{2\pi t}{T} = -\Delta v \sin \frac{2\pi t}{T}. \qquad (22)$$

Ainsi les écarts maximaux de vitesse seront-ils de :

$$\Delta v = \pm \frac{2\pi\Delta y}{T} = \pm \frac{2\pi}{T} \times 0{,}7\ 10^{-2}\, l \qquad (23)$$

T représente la période de ligne (625 lignes), soit : 1/15 600. En une seconde, il défile par ailleurs : $4{,}43 \times 10^6 \times l$ longueur de bande ; et cette quantité représente la vitesse idéale :

$$v = 4{,}43 \times 10^6 \times l\ ;\quad l = \frac{v}{4{,}43} \times 10^{-6} \qquad (24)$$

Alors

$$\Delta v = \pm 2\pi \times 15\,600 \times 0{,}7 \times 10^{-2} \times 10^{-6} \times \frac{1}{4{,}43} \times v$$

$$\Delta v/v = \pm 0{,}15 \times 10^{-3} \quad \text{(NTSC)} \qquad (25)$$

Pour le Noir et Blanc la tolérance serait 10 fois moindre :

$$\Delta v/v = \pm 0{,}15 \times 10^{-2} \quad \text{(N. et B.)} \qquad (26)$$

S.E.C.A.M.

Ici, aucune variation brusque de ϕ n'est à envisager, contrairement à la phase différentielle. L'information chrominance résulte d'une mesure de fréquence sur la sous-porteuse qui se trouve directement affectée par la vitesse de déroulement de la bande.

Admettons par exemple une erreur de $\pm$ 10 % sur la valeur de cette chrominance, soit $\pm$ 5 % pour chaque opération (enregistrement ou lecture). Le $\pm$ 5 % dont il s'agit doit être rapporté à la déviation maximale de fréquence soit à 350 kHz. Il représente $\pm$ 17,5 kHz.

L'écart relatif de fréquence, vis-à-vis du 4,43 MHz, vaut donc :

$$\pm \frac{17{,}5}{4\,430}\ ;\quad \text{soit :}\quad 4 \times 10^{-3}$$

Cet écart de fréquence est aussi un écart de vitesse. Celle ci doit être maintenue avec une précision de :

$$\Delta v/v = \pm 0{,}4 \times 10^{-2} \quad \text{(SECAM)} \qquad (27)$$

inférieure à la condition du Noir et Blanc.

Conclusion

Aucune difficulté pour utiliser les enregistreurs du Noir et Blanc en S.E.C.A.M. Précision 10 fois supérieure exigée par le N.T.S.C. [9].

12. Amplitude différentielle

La modulation de fréquence utilisée en S.E.C.A.M. est insensible aux variations d'amplitude qui peuvent survenir sur la sous-porteuse à 4,43 MHz. On n'a donc rien à craindre des effets dits « d'amplitude différentielle » par lesquels le niveau de la luminance est susceptible d'influencer l'amplitude du signal de chrominance. Par contre, en N.T.S.C., les variations possibles d'amplitude se répercutent proportionnellement sur les composantes E_{R-Y} et E_{B-Y}.. D'où la tolérance de $\pm$ 15 % sur le niveau généralement exigée en N.T.S.C. [8].

13. Conclusion générale

1° La modulation de fréquence, utilisée en S.E.C.A.M. pour la transmission de la chrominance, présente un certain nombre d'avantages, qui sont portés au tableau D :

– Insensibilité à l'amplitude différentielle.

– Insensibilité, dans les plages soutenues, à la phase différentielle (la phase différentielle agit seulement, de façon peu apparente, dans les transitions).

– Possibilité d'utiliser, sans précautions spéciales ; les enregistreurs magnétiques du Noir et Blanc.

2° La faible amplitude utilisée pour la sous-porteuse en S.E.C.A.M., nécessaire pour réaliser la « compatibilité » du système (gène négligeable sur la réception Noir et Blanc) aurait pu avoir comme conséquence une moins bonne protection de la voie chrominance contre le bruit thermique.

Grâce aux dispositifs mis en jeu : (préaccentuation, et mise en forme de l'amplitude H.F.) :

– le rapport S/B est équivalent sur la chrominance à celui du système N.T.S.C.

– le seuil sur le bruit thermique est réalisé dans tous les cas de réception, même les plus difficiles.

3° En conséquence, le bilan comparatif est nettement en faveur du S.E.C.A.M.

TABLEAU D

TRANSMISSION DE LA CHROMINANCE
COMPARAISON N.T.S.C. - S.E.C.A.M.

	N.T.S.C.	S.E.C.A.M.
Rapport S/B thermique	Satisfaisant	Equivalent au N.T.S.C.
Seuil sur B thermique	Satisfaisant : pas de seuil	Satisfaisant : toujours au dessus du seuil
Phase différentielle	Condition $= \pm 5°$: Altération de la teinte des plages colorées	Pas d'altération de la teinte des plages colorées. Effets peu importants dans les transitoires
Amplitude différentielle	Condition $= \pm 15$ % Altération sur la saturation des couleurs	Aucune altération
Précision nécessaire sur la vitesse de déroulement de bande en enregistrement magnétique	10 fois plus sévère qu'en Noir et Blanc	Précision du Noir et Blanc suffisante

RÉFÉRENCES

Brevets (SECAM)

[1] De FRANCE H. — Procédé de télévision en couleurs. Français N° 1.150.989 du 25 Mai 1956.

[2] De FRANCE H. et CASSAGNE P. — Perfectionnements aux Systèmes de télévision en couleurs. Français N° 1.273.976 du 9 Septembre 1960.

[3] De FRANCE H. et MELCHIOR G. — Perfectionnements aux dispositifs de transmission utilisant une onde modulée, notamment en fréquence. Français N° 1.278.157 du 28 Octobre 1960.

Bibliographiques

[4] FAGOT J. et MAGNE Ph. — La modulation de fréquence ; théorie ; application aux faisceaux hertziens. Sofradel, Paris 1959. (Edition anglaise Pergamon Press, Londres, 1961).

[5] CHASTE R., CASSAGNE P. et COLAS M. — Sequential receivers for French color T.V. system. *Electronics*, 6 Mai 1960.

[6] CASSAGNE P. — Neue Verbesserungen beim SECAM-Farbfernsehsystem. *Radio Mentor*, Octobre 1962.

[7] Documents d'études C.C.I.R. N° XI/47 du 13 Juin 1962. — France : Normes pour la Télévision en couleur. (Propositions de Normes SECAM).

[8] Document d'études C.C.I.R. N° XI/24 du 27 Avril 1962. — République Fédérale d'Allemagne : Evaluation de la qualité des images de télévision. Limite de perceptibilité des changements d'amplitude et de phase de la porteuse couleur des images de télévision en couleur (système N.T.S.C.).

[9] Document d'études C.C.I.R. N° XI/32 du 1er Juin 1962. — Japon : Réduction de la capacité d'un canal requise pour la transmission d'un signal de télévision. Transmission expérimentale de télévision en couleur à séquence de lignes (application du système séquentiel + FM à l'enregistrement magnétique).

INFORMATIONS

DOCUMENTATION TECHNIQUE

COMPARAISONS DE FRÉQUENCE

par rapport à l'Atomichron nº 107 du C.N.E.T.
en 10^{-10}

Moyennes journalières pour l'intervalle
de 24 heures centré sur 3 h T.U.

Nov. 1962	NAA 14,7kHz	GBR 16 kHz	NBA 18 kHz	NLK 18,6kHz	NPM 19,8kHz	NSS 22,3kHz
1	— 129,0	—	— 126,7	— 127,5	— 127,3	— 127,7
2	—	— 128,2	— 127,1	— 127,5	— 125,8	— 127,0
3	— 126,0	— 129,6	— 125,8	— 128,0	— 127,1	— 126,3
4	— 125,8	— 129,1	— 126,9	— 127,2	— 127,5	— 126,3
5	— 126,1	— 128,9	— 126,5	— 127,5	— 126,8	— 128,1
6	— 125,9	— 128,6	— 126,1	— 128,8	127,8	— 129,0
7	—	— 128,5	— 127,1	— 127,3	— 124,6	— 127,8
8	—	— 127,6	— 125,7	— 125,5	— 125,5	— 125,7
9	— 126,7	— 128,0	— 127,6	— 127,9	— 127,5	— 125,1
10	— 125,3	— 129,8	— 127,8	— 129,5	— 127,7	— 127,0
11	— 125,9	— 128,7	— 126,4	— 128,2	— 126,7	— 126,5
12	—	—	—	— 127,1	— 127,0	—
13	— 125,7	— 128,8	— 127,2	—	—	— 128,5
14	— 126,4	— 128,4	— 127,7	— 128,7	— 126,6	— 127,1
15	— 125,4	— 126,8	— 126,7	— 127,5	— 127,9	— 127,2
16	— 124,6	— 127,0	— 127,7	— 128,6	— 127,3	— 129,5
17	— 125,2	— 126,6	— 127,4	— 128,4	— 126,0	— 128,5
18	— 125,2	— 127,2	— 127,2	— 128,5	— 127,2	— 128,9
19	— 126,3	— 127,1	— 126,1	— 127,9	— 126,5	— 127,6
20	— 126,1	— 126,4	— 126,5	— 127,3	— 125,9	— 127,4
21	—	— 127,7	—	—	—	—
22	—	—	—	—	—	—
23	— 127,4	— 125,7	— 128,7	— 129,3	— 128,7	— 129,5
24	— 126,1	— 124,9	— 126,8	— 128,3	— 125,8	— 126,5
25	— 125,0	— 123,8	— 126,1	— 125,6	— 126,2	— 127,8
26	— 123,9	— 124,4	— 126,2	— 125,4	— 127,1	— 126,6
27	— 127,7	— 125,3	— 127,1	—	—	—
28	— 125,1	— 124,3	— 126,5	— 125,6	—	—
29	— 125,8	— 124,7	—	—	—	—
30	— 125,3	— 123,8	— 125,8	— 125,0	— 126,2	—

— Une correction de -74.10^{-10} est appliquée à la fréquence de l'Atomichron.

— Cf Onde Electrique, novembre 1960, p. 853, et janvier 1961, p. 81.

IRRADIATION DES ORGANITES CELLULAIRES A L'AIDE D'UN LASER A RUBIS

Le fonctionnement de la cellule vivante pose de nombreux problèmes non encore résolus du fait de la petitesse des organites cellulaires et de la difficulté d'intervenir avec précision à leur niveau. Le Centre National de Transfusion Sanguine de Paris, a entrepris depuis plusieurs années l'étude de l'effet des radiations sur les cellules vivantes, l'une des méthodes employées étant leur micropuncture à l'aide de spots convenables de lumière ultraviolette.

L'apparition des lasers permet de poursuivre ces expérimentations en lumière cohérente à grande densité d'énergie. Les caractéristiques principales du dispositif expérimental utilisé pour agir sur une cellule, sont les suivantes :

1. *Caractéristiques du Laser CSF* : Le cristal utilisé a un diamètre utile de 3 mm et une longueur de 40 mm.

La face arrière du rubis est pourvue d'une argenture opaque ; sa face avant, d'une argenture semi-transparente ($T = 6\ \%$) ; l'excitation est fournie par une lampe à éclairs à xénon en silice fondu, de forme spiralée. Cette lampe est alimentée par une capacité de 160 µF chargée par 2 500 V. La longueur d'onde émise par le Laser est de $\lambda = 6\,943$ Å. Le Laser produit un spot de 5 mm de diamètre à 1 m de distance. Le faisceau qui sort du Laser est donc approximativement parallèle, avec une divergence de l'ordre de $\alpha = 5.10^{-3}$.

2. *Production et focalisation du spot* : Etant donné que le diamètre du rubis utilisé est plus petit que la pupille des objectifs de microscope (supérieure à 5 mm), on a intérêt à utiliser un microscope complet, en plaçant le rubis devant l'oculaire. Dans ce cas, le faisceau est limité par l'anneau oculaire de diamètre $d_0 = 500/G$ (O.N.) (G, grossissement total, O.N., ouverture numérique de l'objectif utilisé). On sait que le diamètre efficace d_e d'un rubis est en réalité plus réduit que son diamètre libre d :

$$d_e = \frac{d}{n} = \frac{d}{1{,}75}$$

Il suffit donc de satisfaire $d_0 \geq d_e$

Si $d_e = 1{,}5$ mm, et avec un objectif de grossissement 100 et d'ouverture numérique 1,25 le grossissement total doit être inférieur à 400, donc celui de l'oculaire doit être inférieur à 4. L'oculaire utilisé est un 6 ×, ce qui diaphragme le laser à 2/3. Le diamètre calculé du spot est alors de 2,5 µ.

Pour s'assurer de la bonne focalisation du faisceau et localiser

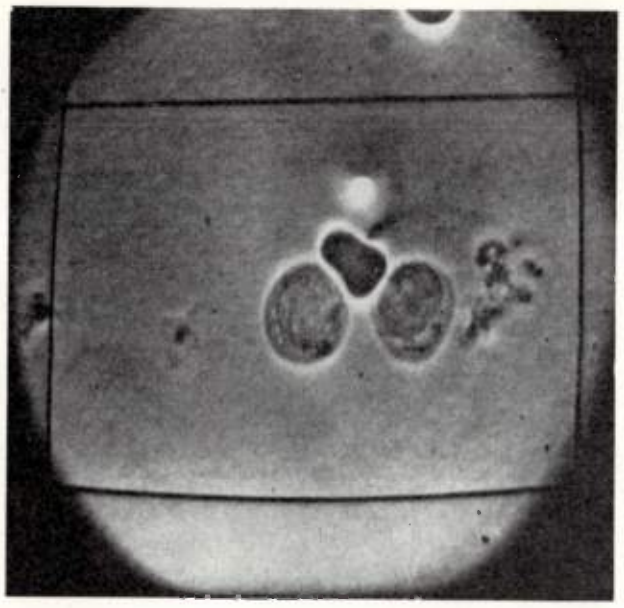


FIG. 1. — On voit ici un globule rouge (frangé de blanc) déformé entre deux globules blancs. Le spot lumineux servant au réglage est visible à côté du globule rouge, sous forme d'une tache blanche ronde.

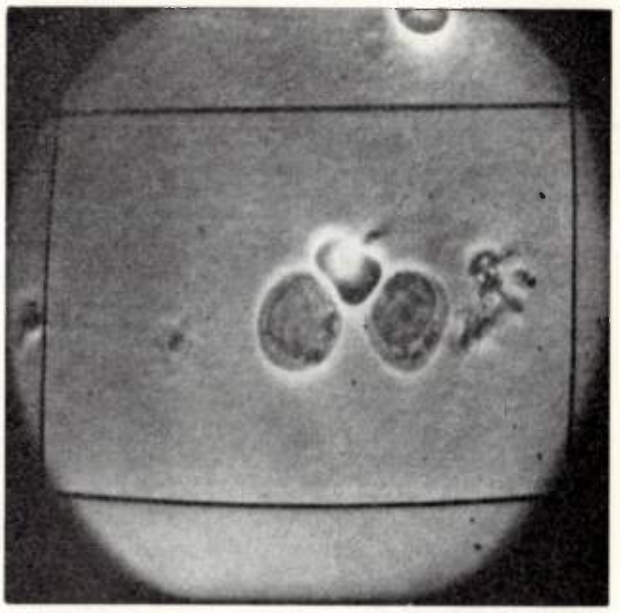
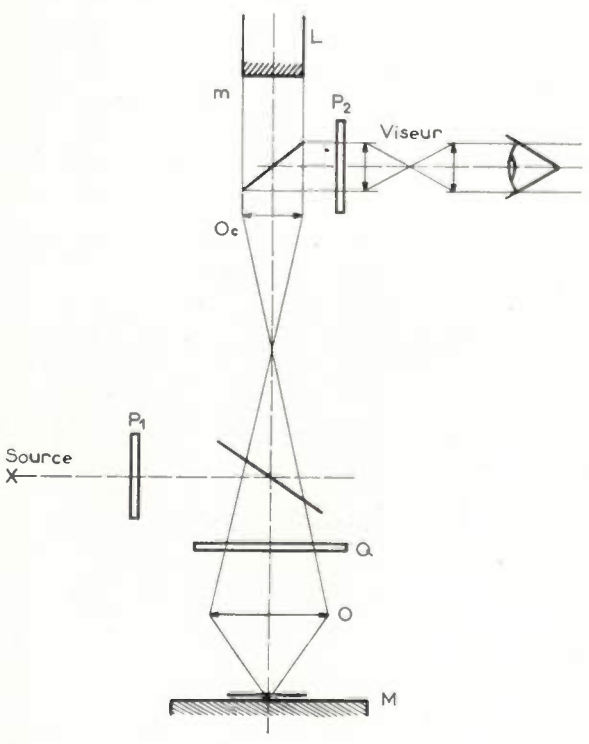


FIG. 2. — Par réglage, on amène le spot sur le globule rouge.

le spot avec précision, plusieurs montages optiques sont possibles. L'un de ceux-ci est représenté sur la figure ci-dessous. Le microscope utilise un éclairage en lumière réfléchie, l'objet étant placé sur un miroir diélectrique (M). Le centrage est rendu possible en observant une deuxième image de l'objet par autocollimation sur la face de sortie *m* du laser *L*, et dont la luminosité est réglée par les polarisateurs P_1 et P_2 et de la lame 1/4 d'onde Q, escamotable pendant l'expérimentation. L'observation s'effectue à l'aide du dispositif à contraste interférentiel pour métallographie. Il est possible de localiser le spot grâce à une image très faible due à la réflexion sur le laser (sans la lame Q).



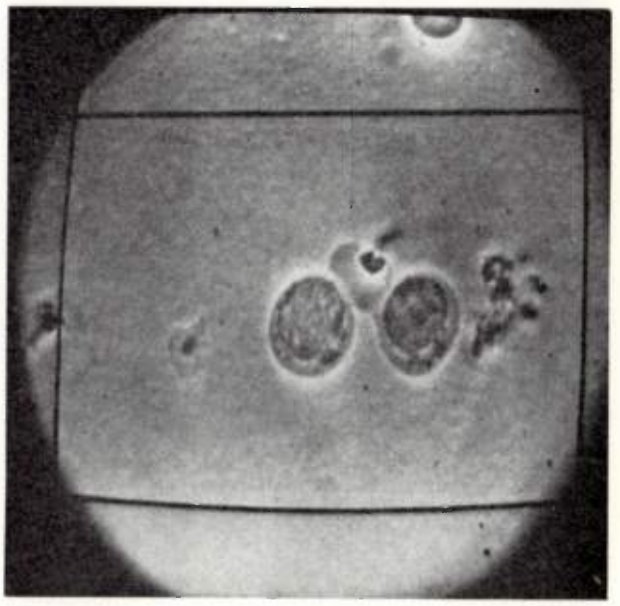


FIG. 3. — L'éclair du Laser a été déclenché. Le globule rouge, en voie d'hémolyse, se décolore tandis qu'au point d'impact, l'hémoglobine coagulée forme une tache noire.

Le montage comprend, en outre, un équipement CSF de Télévision en circuit fermé avec caméra standard CI-215 et un récepteur professionnel RV-165-C.

Des précautions particulières ont été prises pour éviter que l'éclair du Laser n'endommage l'équipement.

Les images, bien contrastées, sont aisément visibles en plein jour à grande échelle, ce qui facilite considérablement l'expérimentation.

3. *Résultats* : Les globules rouges du sang humain dès qu'ils sont touchés par le spot émis par le Laser, montrent une trace ronde du diamètre du spot. Dans la plupart des globules, on

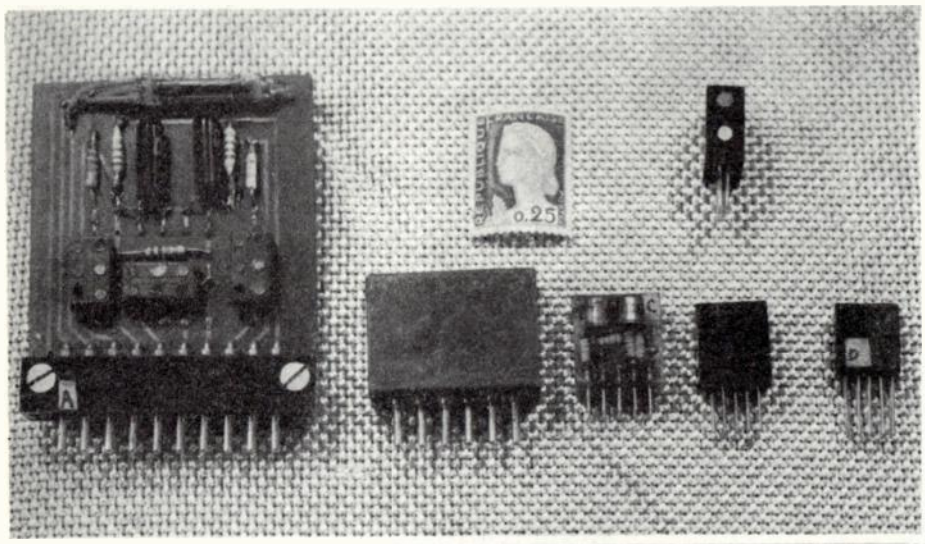
observe l'hémolyse dans les minutes qui suivent ; le globule se décolore progressivement, sauf à l'endroit du spot, où l'hémoglobine semble avoir été coagulée. Dans quelques cas, l'hémolyse est immédiate et l'on ne retrouve que le stroma. Dans les leucocytes ou des cellules en culture, on observe des effets moins importants. Il est curieux de constater des effets aussi marqués sur des cellules dont l'absorption est considérée comme négligeable dans la longueur d'onde considérée.

Des essais ont été faits après avoir coloré vitalement les cellules par le vert Janus qui absorbe en grande partie la longueur d'onde donnée par le Laser. Dans ces conditions, l'effet est beaucoup plus prononcé. En employant des doses faibles de vert Janus, qui colorent seulement les mitochondries, on détruit électivement ces organites. L'effet de la décharge du Laser sera étudié sur d'autres cellules, en utilisant divers colorants vitaux, ou particules phagocytées.

BLOCS MODULAIRES POUR CALCULATEURS EMBARQUES

Les problèmes posés par l'introduction des techniques du calcul arithmétique à bord des missiles et des fusées ont nécessité la réalisation d'éléments modulaires de calculateurs, de volume très réduit, particulièrement résistants aux ambiances sévères : chaleur, vibrations, ondes sonores.

Ces éléments ou blocs modulaires comportent des bascules binaires, des portes d'addition et de multiplication logiques, des blocs d'adaptation d'impédances et d'amplification et d'une manière générale tout ce qui permet de réaliser des registres à décalage, des compteurs à anneaux, des démultiplicateurs de fréquence, des programmateurs associés à des horloges, des mémoires.



◀ FIG. 1.

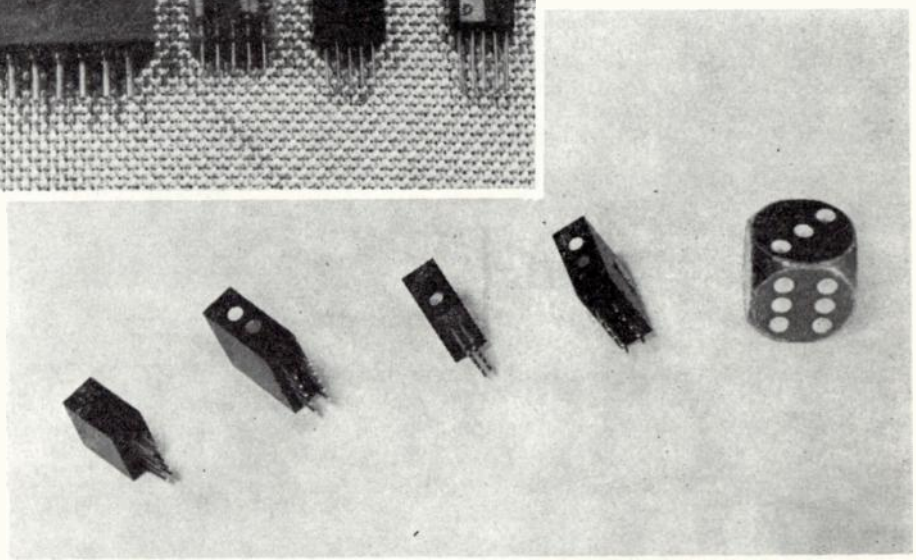


FIG. 2. ▶

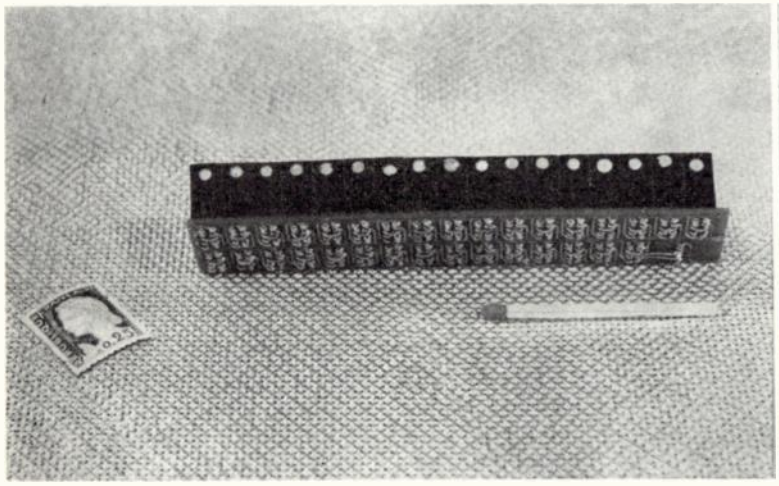


FIG. 3.

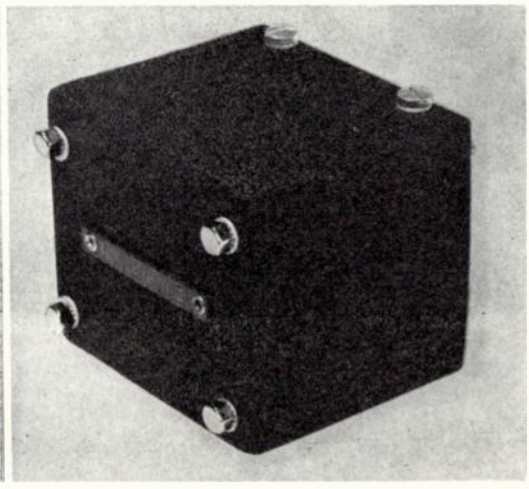


FIG. 4.

Les fréquences de comptage se situent entre 3 et 10 MHz mais peuvent atteindre exceptionnellement 20 MHz. Les schémas de ces blocs sont classiques, mais la sélection rigoureuse des pièces détachées qui les composent et leur fabrication exigent des soins tout particuliers.

La photo 1 représente l'évolution vers la miniaturisation de ces blocs, la photo 2 des échantillons des productions actuelles, la photo 3 un ensemble de programmation miniature, la photo 4 un boîtier de 5 × 5 × 5 cm renfermant une matrice de décodage à diodes, suivie de 6 amplificateurs équipés de transistors au silicium, destinée à combiner les informations transmises par 6 voies de télécommande pour les transformer en six ordres de télécommande à haute sécurité et forte redondance.

Enfin les éléments de calculateurs construits selon cette technique sont mieux adaptables que les circuits intégrés aux besoins très divers des ingénieurs chargés de réaliser des calculateurs de bord.

Les blocs modulaires présentés ont été réalisés par Sud-Aviation, Laboratoires de Physique Appliquée.

COMMUNIQUÉS

4e CONGRÈS INTERNATIONAL DE CYBERNÉTIQUE

21-25 octobre 1964

Le Conseil d'Administration de l'Association Internationale de Cybernétique s'est réuni le 30 décembre dernier à Namur. Il a décidé d'organiser le 4e Congrès International de Cybernétique du 21 au 25 octobre 1964.

Les travaux du Congrès, seront répartis en 5 sections dont les thèmes seront les suivants :

1. Les fondements et les méthodes de la cybernétique.
2. Les machines sémantiques.
3. L'automation : aspects techniques.
4. L'automation : aspects économiques et sociaux.
5. La cybernétique et la vie.

Les personnes désireuses de présenter une communication à ce congrès ou d'y prendre part sont priées de faire connaître, dès à présent, leur intention au Secrétariat de l'Association Internationale de Cybernétique, 13 rue Basse-Marcelle, Namur (Belgique).

CONGRÈS SUR LA NAVIGATION AÉRIENNE ET SPATIALE

Berlin — 22-27 avril 1963

Un Congrès sur la navigation aérienne et spatiale aura lieu à Berlin du 22 au 27 avril 1963. Il aura pour but d'examiner les problèmes d'aéronavigation en liaison avec les caractéristiques de l'atmosphère et de l'espace.

Les divers points suivants y seront, entre autres, abordés :

— méthodes de repérage et de navigation utilisées en exploration spatiale (acquisition, transmission de données, etc.).
— dispositifs de navigation, de guidage, de contrôle (à bord et au sol).
— procédés et dispositifs de maintien et de correction de trajectoire ; télécommande.

Des renseignements peuvent être obtenus en s'adressant à :

Deutsche Gesellschaft für Ortung u. Navigation e.V., P.O.B. 2622, Düsseldorf (Allemagne).

3e CONGRÈS DE L'ASSOCIATION FRANÇAISE DE CALCUL ET DE TRAITEMENT DE L'INFORMATION

Toulouse — 14-17 mai 1963

Le troisième Congrès de l'A.F.C.A.L.T.I. se tiendra à Toulouse du mardi 14 mai au vendredi 17 mai 1963, sous la présidence de Monsieur le doyen DURAND.

Le Conseil de l'A.F.C.A.L.T.I. a jugé bon de limiter quelque peu le domaine couvert. D'autre part, il a pensé qu'il pourrait être opportun de faire une place à des exposés didactiques sur des sujets spéciaux ou des techniques avancées. De même, un certain nombre de séances centrées sur des sujets nouveaux ou difficiles seront consacrées à des discussions préparées par un organisateur sur un thème précis. Pour toutes ces raisons, contrairement aux Congrès antérieurs, on ne fera donc un appel libre aux communications que sur un nombre limité de sujets qui sont les suivants :

— Analyse numérique : valeurs propres.
— Programmation :
  — types de langages,
  — compilateurs.
— Technologie des calculateurs.
— Applications :
  — au calcul des vibrations,
  — à l'aéronautique.

Les propositions de communications sur ces sujets devront parvenir au secrétariat de l'Association avant le 1er janvier 1963 sous forme d'un sommaire d'une page environ. Le Comité Programme pourra demander aux auteurs leur texte développé et statuera définitivement avant le 1er mars 1963.

Les autres questions qui seront traitées sous forme de discussions préparées seront :

— En analyse numérique :
  — équations aux dérivées partielles,
  — théorie de l'approximation.
— En systèmes d'information :
  — traitement à distance,
  — techniques nouvelles.
— Les problèmes de gestion.
— Les problèmes de formation.

Il est enfin prévu que les questions suivantes feront l'objet d'un exposé de synthèse :

— Les programmes de liste.
— La technologie avancée.
— La documentation automatique.
— La normalisation.

Des visites d'industrie de la région toulousaine seront organisées durant un après-midi laissé libre au cours du Congrès.

Secrétariat de l'A.F.C.A.L.T.I., 98 *bis*, boulevard Arago, Paris-14e.

XIVe CONGRÈS INTERNATIONAL D'ASTRONAUTIQUE

Le XIVe Congrès International d'Astronautique aura lieu à Paris au mois de septembre 1963

Les personnes qui désirent présenter une communication à ce Congrès doivent adresser un résumé de cette communication, en double exemplaire, *avant le* 15 *avril* 1963, au président du groupe auquel elle se rapporte. Ce résumé doit être assez détaillé (minimum 800 mots) pour que puisse s'exercer avec fruit le choix des textes.

La liste des groupes et de leurs présidents respectifs est la suivante :

I. *Astrodynamique et Mécanique céleste*

Professeur G.N. DUBOSHIN, Institut Astronomique d'Etat, Moscou, U.R.S.S.

— Mouvement des véhicules spatiaux hors des atmosphères.
— Une ou deux communications, si elles sont très importantes, pourront porter sur les problèmes de rentrée.

II. *Propulsion*

Ingénieur Jean-Edgar PICQUENDAR (en liaison avec l'Ingénieur Militaire en Chef Jean CORBEAU). C.F.T.H., Chef du Laboratoire de Recherches Générales, 1 rue des Mathurins, Bagneux (Seine), France.

— Moyens de propulsion des véhicules spatiaux fondés sur des procédés électrique, électromagnétique, électrostatique ou électrothermique.

— Une ou deux communications, si elles sont importantes, pourront porter sur d'autres moyens de propulsion.

III. *Guidage*

M. VIGNERON, Manufacture Belge de Lampes et de Matériels Electroniques, 80 rue des Deux-Gares, Bruxelles, Belgique.

— Considérations théoriques et pratiques sur les techniques et les appareils de guidage et de contrôle d'attitude de véhicules spatiaux.

IV. *Véhicules spatiaux*

Dr Jean VANDENKERCKHOVE (en liaison avec Dr A.W. LINES), COPERS, 36 rue La Pérouse, Paris (16e), France.

— Projet, réalisation, aménagement technique, appareillage des véhicules spatiaux.

V. *Satellites de communication*

Ingénieur en chef Sidney STERNBERG, Astro-Electronics Division, Radio Corporation of America Princeton, N.J., U.S.A.

— Instrumentation et fonctionnement des satellites destinés aux télécommunications. Transmission et réception au sol.

VI. *Satellites météorologiques*

Professeur S. Fred SINGER, U.S. Weather Bureau, Washington, D.C., U.S.A.

— Instrumentation particulière aux satellites destinés aux observations météorologiques et résultats déjà obtenus.

VII. *Biologie astronautique*

Dr Eugène B. KONECCI, Director, Section of Biological Technology, N.A.S.A. Headquarters, Washington 25, D.C., U.S.A.

— Comportement de l'homme dans les véhicules spatiaux. Possibilités de commande et d'observation.

Indépendamment des communications, dans chaque groupe, une synthèse des travaux récents sera présentée par une personne choisie par le président de groupe.

Au cours du Congrès, une ou deux séances seront consacrées à l'Enseignement de l'Astronautique ; en outre, une journée de conférences sur les connaissances récentes acquises sur le milieu spatial sera organisée conjointement par l'Académie Internationale d'Astronautique et la Fédération, avec la coopération scientifique du COSPAR.

Le Comité du programme a été ainsi constitué au dernier Congrès : Président du Comité, E.A. BRUN (France) ; Secrétaire, M. LUNC (Pologne) ; Membres, R. CHEVALIER (France), L.I. SEDOV (U.R.S.S.), L.R. SHEPHERD (Royaume Uni), M. SUMMERFIELD (U.S.A.) ; Conseillers, Th. von KARMAN (U.S.A.), F.J. MALINA (U.S.A.), W.H. PICKERING (U.S.A.).

Renseignements : à la Société Française d'Astronautique, 6 rue Galilée à Paris (16e). Tél. KLÉber 73.38.

SESSIONS DE PERFECTIONNEMENT A L'E.S.E.

La nécessité d'un enseignement postscolaire pour les Ingénieurs est maintenant admise par tous et spécialement lorsque leurs fonctions les amènent à appliquer des sciences et des techniques à évolution rapide.

Il ne paraît pas suffisant de leur fournir des informations complémentaires, qu'ils trouvent d'ailleurs dans la presse spécialisée ou dans des ouvrages publiés en librairie, mais il semble nécessaire de mettre à leur disposition un véritable enseignement, dans lequel des conférences successives, avec textes à l'appui, leur permettent d'étudier progressivement les aspects nouveaux, en se reportant aux bases. Cet enseignement doit comprendre de nombreux travaux pratiques et doit, autant que possible, isoler les auditeurs de leurs préoccupations habituelles.

L'Ecole Supérieure d'Electricité a été amenée à créer des sessions de perfectionnement, s'adressant particulièrement à ses anciens élèves, mais également ouvertes à tous les ingénieurs. Le souci de ne pas les enlever trop longtemps à leurs entreprises a conduit à une formule qui depuis deux ans donne de bons résultats.

Les Sessions de Perfectionnement durent deux semaines consécutives et se déroulent dans la période située entre le 10 septembre et le 15 octobre, pendant l'absence des élèves. Les sujets sont fixés d'après les demandes des Industriels et des anciens élèves et peuvent, par conséquent, suivre l'évolution des besoins. Le matin deux conférences sont faites aux Sessionnaires, l'après-midi est occupé par des travaux pratiques ou des visites. Le repas de midi peut être pris à la cantine de l'école où une salle spéciale est réservée aux participants, qui peuvent ainsi mieux se connaître. L'effectif est limité à 30 personnes, ce qui permet un contact étroit entre les ingénieurs sessionnaires, les professeurs et les chefs de travaux, contact très utile pour que des réponses puissent être données aux nombreuses questions posées et que les travaux pratiques puissent être dirigés efficacement.

Un sommaire détaillé des conférences ainsi que certains textes de base dont la connaissance est utile, sont envoyés à l'avance pour que les Ingénieurs puissent, avant la session, réviser les notions indispensables et suivre l'enseignement avec le maximum de profit. Chaque conférence et chaque séance de travaux pratiques fait l'objet d'un texte distribué d'avance.

En 1961, trois sessions ont eu lieu, suivies par 82 auditeurs dont 45 anciens élèves de l'Ecole :

— du 11 septembre au 22 septembre et du 2 octobre au 13 octobre : Introduction à l'électronique.
— Du 25 septembre au 6 octobre : Automatique.

En 1962, six sessions ont été organisées, suivies par 180 auditeurs dont 70 anciens élèves de l'Ecole :

— Du 10 septembre au 21 septembre et du 1er octobre au 13 octobre : Introduction à l'Electronique.
— Du 17 septembre au 28 septembre : Semi-conducteurs, transistors.
— Du 17 septembre au 28 septembre : Technologie de l'Automatisme Industriel.
— Du 17 septembre au 28 septembre : Electrothermie. (sur la demande du Comité Français de l'Electrothermie).
— Du 24 septembre au 5 octobre : l'Electronique dans la Sidérurgie. (sur la demande de la Chambre Syndicale de la Sidérurgie Française).

L'accueil qu'ont trouvé ces sessions montre bien qu'elles ont suscité à la fois l'intérêt des Ingénieurs et celui des Chefs d'Entreprises. Les Ingénieurs sont de plus en plus conscients de l'importance présentée, pour eux, par une rénovation de leur activité intellectuelle, les rapprochant des connaissances de base peut-être un peu perdues de vue. Les employeurs d'autre part, sentent bien que les applications industrielles sont de plus en plus conditionnées par une connaissance approfondie et soigneusement tenue à jour des sciences de base. Le programme détaillé des sessions, qui est rédigé d'avance, permet à chaque candidat de connaître le niveau nécessaire, pour suivre avec fruit une session et doit l'inciter à réviser éventuellement les notions oubliées.

Par ailleurs, le plus grand compte est tenu, dans l'organisation d'une session, des observations faites par les Ingénieurs qui ont participé aux sessions antérieures, de manière à donner, dans la mesure du possible, satisfaction à tous.

L'Ecole entend poursuivre cet effort dans l'avenir, d'une part en reprenant les sessions à caractère général comme celles ayant trait à l'Introduction à l'Electronique et aux semiconducteurs, mais également en mettant sur pied des sessions plus spécialisées qui lui ont été demandées.

Chaque année vers le milieu de mars, l'ensemble des programmes prévus est arrêté et toutes informations peuvent être obtenues au secrétariat de l'Ecole Supérieure d'Electricité, 10 avenue Pierre-Larousse à Malakoff (Seine). Tél. ALE.56.30.

WRH